

СОДЕРЖАНИЕ

0	Принципы работы мощных полупроводниковых приборов
0.1	Основы процесса переключения
0.2	Принципы функционирования силовых полупроводниковых приборов
0.3	Силовые электронные ключи
1	Основы
1.1	Области применения и ограничения в применении IGBT и MOSFET силовых модулей.
1.2	Силовые IGBT и MOSFET
1.2.1	Различие структур и функциональных принципов
1.2.2	Статический режим
1.2.2.1	Силовые MOSFET
1.2.2.2	IGBT
1.2.3	Режим жесткого переключения MOSFET и IGBT
1.2.4	Улучшения в технологии MOSFET и IGBT
1.3	Обратные и снабберные диоды
1.3.1.1	Падение при прямом и обратном напряжении
1.3.1.2	Режим включения
1.3.1.3	Режим обратного восстановления
1.3.1.4	Требования к обратным диодам, которые работают в режиме выпрямления и инвертирования в преобразователях напряжения
1.3.2	Конструкция мощных быстрых диодов
1.3.3	Параметры мощных быстрых диодов
1.3.3.1	Прямой и обратный режимы
1.3.3.2	Режим включения
1.3.3.3	Режим выключения
1.3.3.4	Динамическая устойчивость
1.3.4	Современные диоды с улучшенным режимом восстановления
1.3.4.1	Эмиттерная концепция
1.3.4.2	Концепция управляемого аксиального времени жизни (CAL)
1.3.4.3	Концепция гибридных диодов
1.3.5	Последовательное и параллельное соединение мощных быстрых диодов
1.3.5.1	Последовательное соединение
1.3.5.2	Параллельное включение
1.4	Силовые модули: специальные возможности многокристальных структур
1.4.1	Конструкция силовых модулей
1.4.2	Возможности силовых модулей
1.4.2.1	Степень сложности
1.4.2.2	Способность рассеивать тепло
1.4.2.3	Напряжение изоляции / устойчивость к отдельным разрядам
1.4.2.4	Способность периодически передавать мощность
1.4.2.5	Внутренняя низкоиндуктивная структура
1.4.2.6	Адаптация внутренней структуры к ЭМС
1.4.2.7	Заданный мягкий режим в случае отказа модуля
1.4.2.8	Не загрязняющая переработка
1.4.3	Сборка и технология подключения: типы корпусов
1.4.4	Система обозначений SEMIKRON для SEMITRANS и SEMITOR силовых модулей
1.5	Примеры новых технологий корпусов

1.5.1	SKiiPPACK
1.5.2	MiniSKiiP
1.5.3	SEMITOR
1.5.4	Новая низкоиндуктивная конструкция IGBT модуля для больших токов и напряжений
1.6	Встроенные датчики, функции защиты, драйвера и логика
2	Справочные данные по MOSFET, IGBT, MiniSKiiP и SKiiPPACK модуля
2.1	Общие сведения
2.1.1	Буквенные обозначения, термины, стандарты
2.1.2	Максимальные значения и характеристики
2.2	Силовые модули MOSFET
2.2.1	Предельные значения
2.2.2	Характеристики
2.2.3	Диаграммы
2.3	IGBT-модули
2.3.1	Предельные значения
2.3.2	Характеристики
2.3.3	Диаграммы
2.4	Специальные параметры для MiniSKiiP
2.5	Специальные параметры для SKiiPPACK
2.6	Температурная зависимость статических и динамических характеристик силовых модулей
2.7	Надежность
3	Рекомендации к применению
3.1	Задание параметров и выбор MOSFET, IGBT и SKiiPPACK модулей
3.1.1	Прямое запирающее напряжение
3.1.2	Ток в прямом направлении
3.1.3	Частота коммутации
3.2	Температурные параметры
3.2.1	Баланс потерь мощности
3.2.1.1	Единичные и общие потери мощности
3.2.1.2	Потери мощности в понижающем преобразователе
3.2.1.3	Потери мощности в импульсном источнике напряжения инверторов/выпрямителей при синусоидальных токах
3.2.2	Расчет температуры перехода
3.2.2.1	Основные сведения
3.2.2.2	Температура перехода при кратковременной работе
3.2.2.3	Температура перехода при импульсной работе
3.2.2.4	Температура перехода при гармонических основных частотах
3.2.3	Определение температурных характеристик по отношению к сроку службы модуля
3.3	Охлаждение силовых модулей
3.3.1	Устройства охлаждения, охладители и методы охлаждения
3.3.2	Температурная модель охлаждающего устройства
3.3.3	Естественное воздушное охлаждение (свободная конвекция)
3.3.4	Принудительное воздушное охлаждение
3.3.5	Водяное охлаждение
3.3.6	Данные на стандартные радиаторы для SKiiPPACK
3.3.6.1	Принудительное воздушное охлаждение
3.3.6.2	Охлаждение жидкостями
3.4	Конструкция силовой части
3.4.1	Паразитные индуктивности и емкости

3.4.2	Электромагнитные помехи / обратные связи по сети
3.4.2.1	Процессы в преобразователе
3.4.2.2	Причины интерференционных токов
3.4.2.3	Пути распространения
3.4.2.4	Способы подавления ЭМП
3.4.3	Готовые к установке силовые устройства
3.5	Драйвер
3.5.1	Характеристики напряжения и тока затвора
3.5.2	Влияние параметров драйвера на режим коммутации
3.5.3	Структура драйвера и основные требования к драйверам
3.5.4	Встроенные функции защиты и контроля в драйвере
3.5.5	Временные константы и функции блокировки
3.5.6	Передача управляющих сигналов и энергия управления
3.5.6.1	Данные управления и обратная связь
3.5.6.2	Энергия управления
3.5.7	Цепи драйвера для силовых MOSFET и IGBT
3.5.8	SEMIDRIVER
3.6	Режимы неисправностей и защита
3.6.1	Типы неисправностей
3.6.2	Поведение IGBT и MOSFET при перегрузках и коротких замыканиях
3.6.3	Обнаружение перегрузок и защита
3.6.3.1	Обнаружение и снижение токов перегрузки
3.6.3.2	Ограничение перенапряжений
3.6.3.3	Определение перегрева
3.7	Параллельное и последовательное включение MOSFET, IGBT и SKiiPPACK модулей
3.7.1	Параллельное включение
3.7.1.1	Сложности с разделением тока
3.7.1.2	Выбор модуля, схемы драйвера, компоновка
3.7.1.3	Параллельное подключение SKiiPPACK модулей
3.7.2	Последовательное подключение
3.7.2.1	Проблема разделения напряжения
3.7.2.2	Выбор модуля, схемы драйвера, конструкции
3.8	Мягкая коммутация в ZVS или ZCS режиме / схемы уменьшения потерь коммутации
3.8.1	Требования и области применения
3.8.2	Цепи уменьшения потерь коммутации
3.8.3	Мягкая коммутация
3.8.3.1	Типичные характеристики тока и напряжения / нагрузки силового полупроводника
3.8.3.2	Требования к полупроводниковым ключам и их драйверам
3.8.3.3	Особенности ключей
3.8.3.4	Выводы
3.9	Обращение с MOSFET, IGBT, MiniSKiiP и SKiiPPACK модулями
3.9.1	Чувствительность к ESD (электростатическому разряду) и способы защиты
3.9.2	Инструкции по монтажу
3.9.3	SKiiPPACK: температурные испытания
3.10	Программное обеспечение для расчета схем
3.10.1	Уровни математических моделей для описания схемы
3.10.2	Программное обеспечение SEMIKRON
4	Литература

0 Принципы работы мощных полупроводниковых приборов

0.1 Основы процесса переключения

Мощные полупроводниковые приборы используются в основном для коммутационных процессов, кроме некоторых особых случаев применения. Поэтому некоторые основные принципы и режимы работы характерны для всех мощных электронных схем. Главной задачей при разработке продукции в области мощных полупроводниковых приборов и их использовании является достижение минимальных потерь мощности.

Предельные состояния идеального ключа характеризуются следующими показателями:

Идеальный ключ

- Ключ замкнут: $v_s = 0; -\infty < i_s < \infty$
- Ключ разомкнут: $i_s = 0; -\infty < v_s < \infty$
- Режим переключения: отсутствие преобразования энергии в течение активного времени включения/выключения

Применение такого идеального ключа и естественно использование мощных полупроводниковых приборов является темой для ограничения условий переключения.

Коммутация цепей с индуктивностью (подаваемый ток)

Ключ в цепи с индуктивностью (Рис.0.1) может быть включен в любой момент времени. Потери при бесконечном времени переключения отсутствуют, так как напряжение может падать непосредственно на линейной индуктивности. Если цепь работает, выключение без преобразования энергии невозможно пока не рассеется энергия, накопленная в индуктивности L . Поэтому выключение ключа без преобразований энергии возможно только при $i_s = 0$. Это также называется пассивным выключением, так как момент переключения зависит от значения тока в цепи. Ключ, работающий с такими условиями переключения, называется ключ нулевого тока (ZCS).

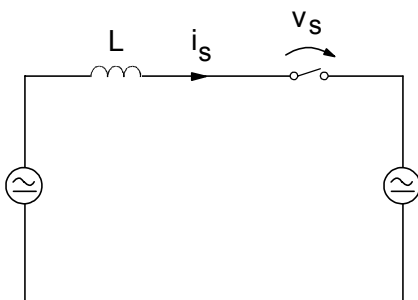


Рис.0.1 Ключ в цепи с индуктивностью

- Ключ замкнут: $v_s = 0; -\infty < i_s < \infty$
- Ключ разомкнут: $i_s = 0; -\infty < v_s < \infty$

Режим переключения: активное включение при $|v_s| > 0$, пассивное выключение при $i_s = 0$

Ключ между узлами с емкостью (подаваемое напряжение)

Замыкание ключа без потерь при подаваемом напряжении возможно только при $v_s = 0$. Это называется пассивным включением, так как форма напряжения и таким образом нулевое падение определяется внешней цепью. Активное выключение, однако, возможно в любой момент времени. Ключи, работающие в таком режиме, называют ключами нулевого напряжения (ZVS)

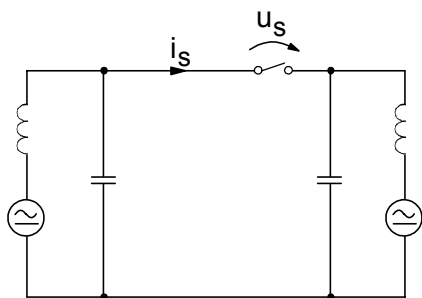


Рис.0.2 Ключ в цепи с емкостями

- Ключ замкнут: $v_s = 0$; $-\infty < i_s < \infty$
- Ключ разомкнут: $i_s = 0$; $-\infty < v_s < \infty$

Режим переключения: активное выключение при $|i_s| > 0$ пассивное включение при $v_s = 0$

На рис.0.3 показаны формы напряжений и токов во время основного процесса переключения, описанного выше. Использование мощных полупроводниковых приборов в качестве ключей к следующим состояниям.

До активного включения полупроводниковый прибор находится под воздействием положительного напряжения. При поступлении переключающего сигнала напряжение падает, ток увеличивается по закону, определяемому механизмом включения силового полупроводника. Этот механизм вместе с последовательно соединенной индуктивностью ограничивается ростом тока и распределенным напряжением в цепи между полупроводником и индуктивностью. Потери при включении для данного силового полупроводника снижаются до минимальных значений с увеличением индуктивности. В процессе пассивного включения работающий силовой полупроводник проводит ток в прямом направлении, ток падает до нулевого значения благодаря изменению полярности напряжения на внешней цепи. Проходящий в обратном направлении ток обеспечивается сохраненными в полупроводнике носителями заряда до тех пор, пока полупроводник не восстановит свою способность блокировать отрицательное напряжение. Активное выключение силового полупроводника будет в первую очередь производить рост напряжения в прямом направлении, устанавливаемом контроллером. Тогда эффективная параллельная емкость будет принимать ток, данный механизмом переключения силового

полупроводника. Потери энергии, вызванные операцией выключения, уменьшаются с возрастанием емкости для данного силового полупроводника.

Пассивно переключенный силовой полупроводник находится под отрицательным напряжением до включения. Если напряжение изменяет полярность благодаря процессам во внешней цепи, силовой полупроводник будет проводить ток в прямом направлении, которое приведет к перенапряжениям в случае увеличения подаваемого импульса тока.

Каждая силовая электронная система работает в соответствии с двумя основными функциональными принципами:

- включение и выключение связи между цепями с разными энергетическими характеристиками при помощи одного ключа называется циклом переключения одиночных ключей.
- попеременное переключение двух ключей, пропускание переменного тока и напряжения называется коммутацией.

Оба базовых принципа можно интегрировать в одной цепи и в цепи с несколькими режимами работы.

Switching Process	Waveform	Equivalent Circuit
<div>active ON</div> $\frac{d i_S}{dt} > 0 ; \quad \frac{d V_S}{dt} < 0$		
<div>passive OFF</div> $\frac{d i_S}{dt} < 0 ; \quad \frac{d V_S}{dt} < 0$		
<div>active OFF</div> $\frac{d i_S}{dt} < 0 ; \quad \frac{d V_S}{dt} > 0$		
<div>passive ON</div> $\frac{d i_S}{dt} > 0 ; \quad \frac{d V_S}{dt} > 0$		
Basic Switching Processes		

Рис.0.3

0.2 Принципы функционирования силовых полупроводниковых приборов

Принципы функционирования силовых полупроводниковых приборов описаны выше для активной и пассивной коммутации при периодическом переключении одиночных ключей с индуктивной или емкостной нагрузкой. На рис.0.4 показаны общие соотношения между током и напряжением при различных режимах коммутации.

Жесткое переключение (HS, рис.0.7)

Жесткое переключение характеризуется практически полным падением напряжения v_k на проводящем ключе S_1 в течение времени коммутации t_k что приводит к значительным импульсным потерям энергии в силовом полупроводнике. Индуктивность коммутации в этот момент равна своему минимальному значению, то есть включенный полупроводник определяет возрастание тока. Коммутация тока прекращается пассивным выключением ключа S_2 . Время коммутации и переключения практически идентичны. В случае жесткого выключения напряжение на S_1 поднимается к значению, превышающему напряжение v_k пока ток продолжает расти. Только после этого начинается пассивное включение S_2 коммутационная емкость очень мала, поэтому увеличение напряжения главным образом определяется устройством полупроводника. Таким образом, время переключения и коммутации почти одинаковы и существуют очень высокие потери энергии в ключе.

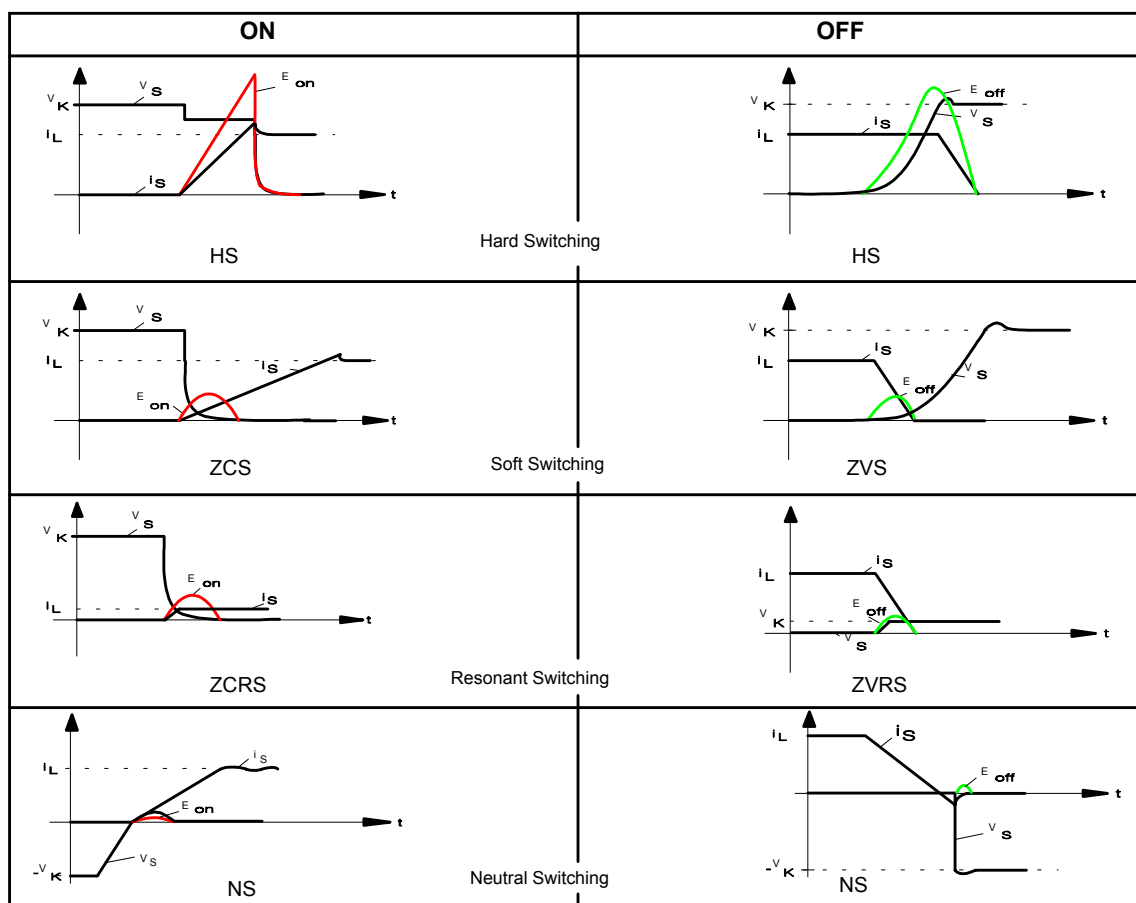


Рис.0.4 Процессы переключения (v_k – коммутируемое напряжение, i_L – ток нагрузки)

Мягкое переключение (ZCS, ZVS, рис.0.8 и 0.9)

В случае мягкого переключения ключа нулевого тока, напряжение на нем будет падать относительно быстро к значению прямого падения напряжения, если L_k имеет достаточную величину. Таким образом, потери мощности во время коммутации можно практически избежать. Увеличение тока определяется индуктивностью L_k . Коммутация тока прекращается пассивным выключением S_2 , что приведет к увеличению времени коммутации t_k по сравнению с временем переключения t_s . Активное выключение S_1 будет начинаться мягким выключением ключа нулевого напряжения. Емкость C_k больше, чем C_{kmin} , которая в значительной степени зависит от скорости нарастания напряжения. Потери мощности будут уменьшены задержкой нарастания напряжения на ключе.

Резонансное переключение (ZCRS, ZVRS, рис.0.10 и 0.11)

Мы говорим о резонансном переключении, если ключ нулевого тока включается в момент, когда ток i_L почти упал до нуля. Потери на переключение уменьшаются по сравнению с мягким переключением. Так как в ключе нельзя определить время пересечения током нулевого значения, возможность контроля немного ограничена. С другой стороны, мы говорим о резонансном переключении ключа нулевого напряжения, если напряжение коммутации практически снизилось до нуля во время выключения. Потери на переключение уменьшаются по сравнению с мягким выключением ключа нулевого напряжения, принимая потери как одну из возможностей контроля.

Нейтральное переключение (NS, рис.0.12)

Если напряжение а также ток через ключ равны нулю в момент переключения, то это называется нейтральным переключением. В этом случае чаще применяют диоды.

0.3 Силовые электронные ключи

Силовые электронные ключи - это комбинация силовых электронных компонентов или силовых полупроводников и драйвера для них. Внутренние функциональные связи и взаимодействия определяют некоторые характеристики ключа. На рис.0.5 показана силовая электронная система с интерфейсом, внешней электронной цепью (высокого потенциала) и с устройством управления (обработка информации, дополнительный источник питания). Необходимое разделение потенциалов производится при помощи оптопар или индуктивной связи. Возможные комбинации силовых полупроводников, отличающихся током ключа и направлением напряжения, показаны на рис.0.6.

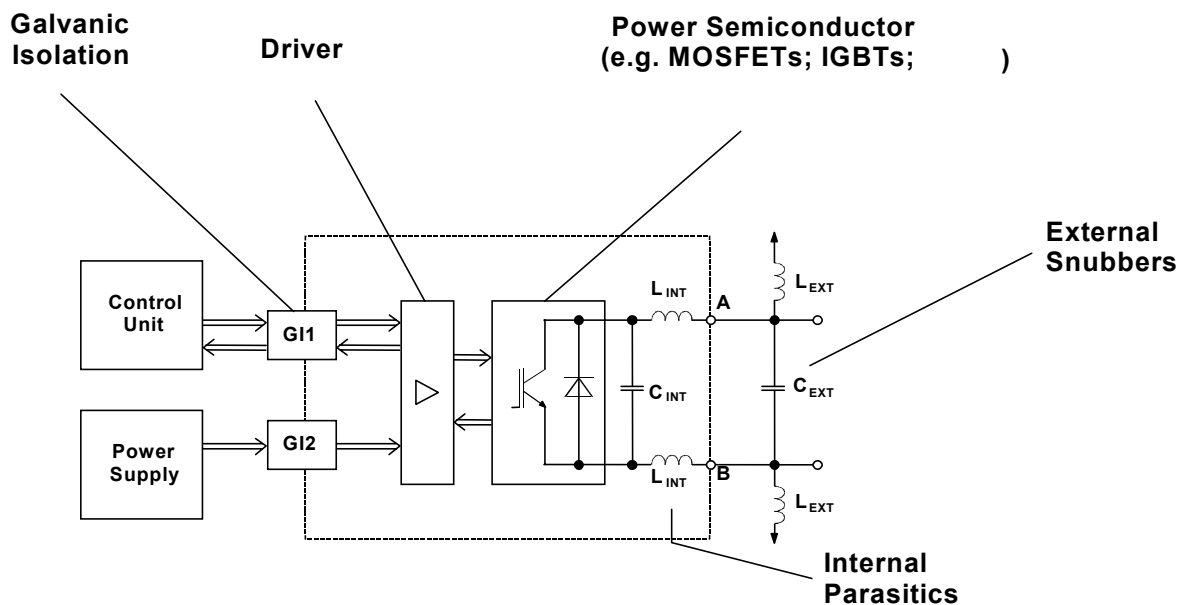
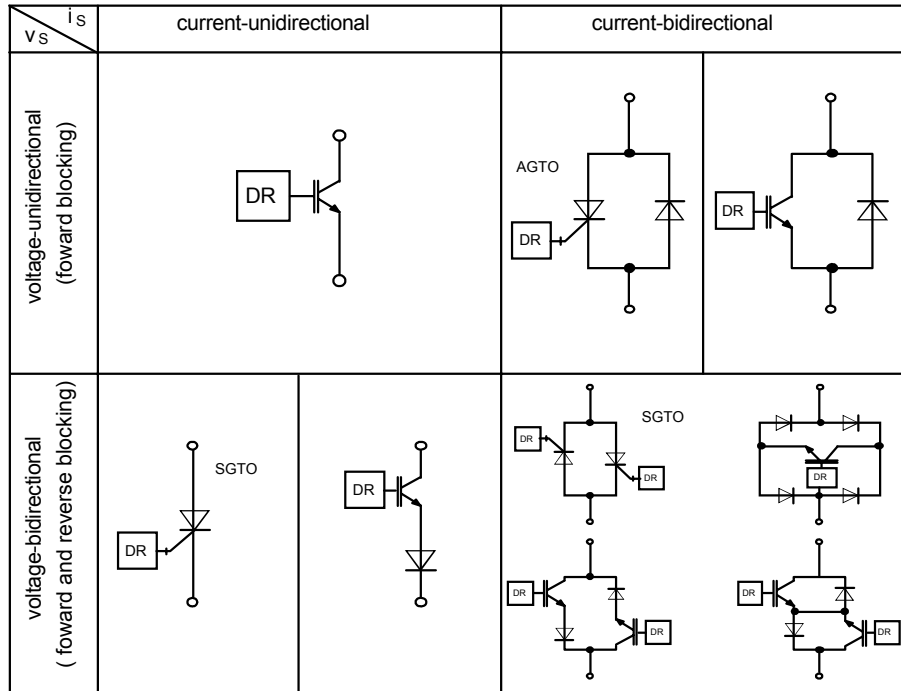


Рис.0.5 Силовая электронная система переключения

С одной стороны, параметры целого ключа являются результатом режима переключения полупроводника, которые, в зависимости от конструкции кристалла полупроводника, должны адаптироваться к виду операций ключа в целом. С другой стороны, драйвер отвечает за все главные параметры ключа и контролирует важные защитные функции.



SGTO = symmetrical GTO
AGTO = asymmetrical GTO

Рис.0.6 Возможные комбинации силовых полупроводников

Основные типы силовых электронных ключей

Благодаря принципу работы силовых полупроводников, которые отвечают за основные характеристики цепей, силовые электронные ключи можно разделить на следующие основные типы. Ток и направление напряжения являются результатом конкретных требований к цепи.

Жесткий ключ (HS, рис.0.7)

За исключением теоретического случая чисто активной нагрузки, одиночный ключ с жестким включением и выключением можно использовать только вместе с нейтрально переключающим силовым полупроводником в цепи коммутации с минимальным пассивным запасом энергии (C_{kmin} , L_{kmin}). По сравнению с нейтральным ключом без возможности контроля, жесткий ключ может иметь два способа контроля, а именно индивидуально настраиваемое включение и выключение. На рис.0.7 показана возможная конфигурация ключа. Что касается симметричного расположения ключей, то только один ключ, проводящий переменный ток будет активным с двумя возможностями контроля, пока другой ключ нейтрально переключается

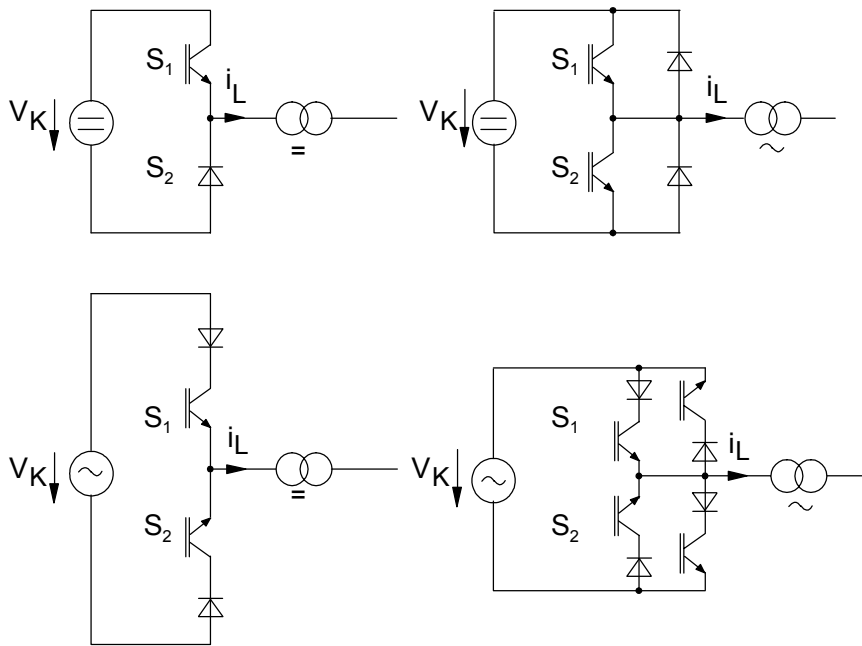


Рис.0.7 Цепи коммутации HS

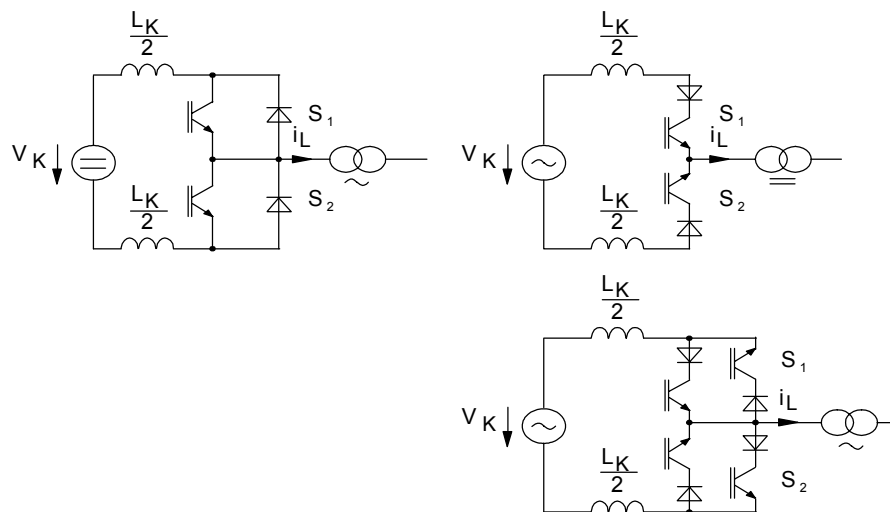


Рис.0.8 Цепи коммутации ZCS

Ключ нулевого тока (ZCS, рис.0.8)

Силовые полупроводниковые приборы в ключах нулевого тока включаются активно и выключаются пассивно. Принимая потери на возможность контроля по сравнению с HS, активное переключение может происходить со значительно меньшими потерями благодаря достаточной последовательной индуктивности. На рис.0.8 показаны возможные конструкции ключа ZCS в эквивалентной коммутируемой цепи, которые также могут применяться в цепях с периодическим переключением без коммутации. Такие цепи характеризуются продолжительными индуктивными процессами коммутации. То есть активное включение следует за пассивным выключением.

Ключ нулевого напряжения (ZVS, рис.0.9)

Ключи нулевого напряжения разрабатывались таким образом, чтобы они могли включаться и выключаться пассивно когда напряжение коммутации падает до нуля. Активное выключение может вызвать только очень малые потери, если параллельно включенная емкость будет достаточно большой. По сравнению с HS уменьшение потерь мощности возможно при учете потерь на возможность контроля. На рис.0.9 приведены возможные конструкции ключей нулевого напряжения, коммутирующие емкостные цепи. Ключи нулевого напряжения также можно применять в цепях без коммутации, где можно выбирать активное выключение и пассивное включение одного и того же ключа.

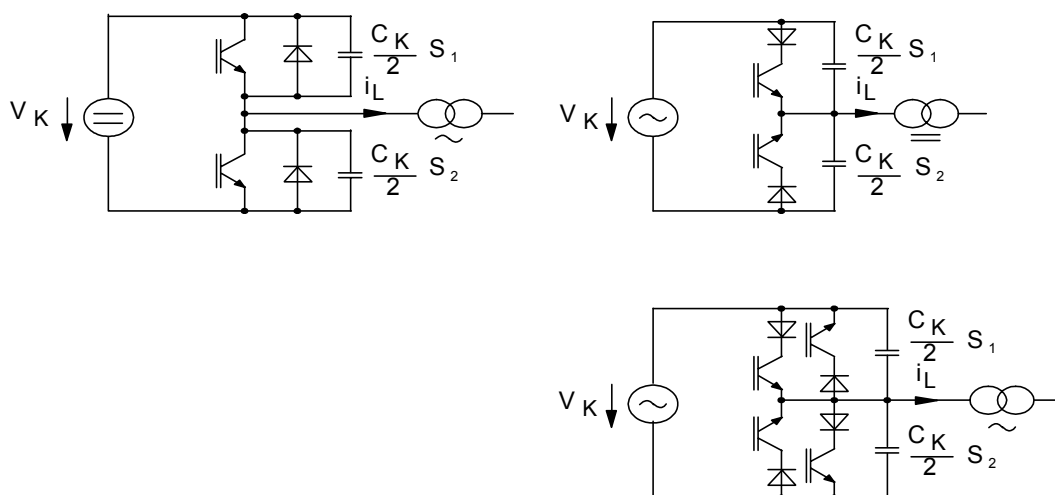


Рис.0.9 Цепи коммутации ZVS

Резонансный ключ нулевого тока (ZCRS, рис.0.10)

Если ключ нулевого тока управляется так, что активное включение начинается точно во время пересечения током нулевого значения, тогда не будет коммутации тока. Следовательно, даже при минимальной коммутационной индуктивности, потери мощности ниже, чем в ключе нулевого тока, они вызваны лишь необходимым изменением заряда емкости перехода силового полупроводника. В то же время требуется дальнейшее снижение потерь мощности по сравнению с ZCS, других потерь с возможностью контроля, так как с момента включения контроль невозможен, но срабатывание при пересечении током нулевого значения дается внешней цепью. Рост энергии можно контролировать только в одном направлении с ZCRS, в проводящем или в запертом состоянии за несколько периодов тока.

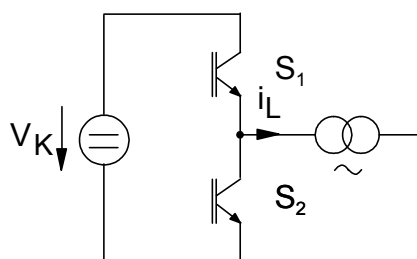


Рис.0.10 Цепь коммутации ZCRS

Резонансный ключ нулевого напряжения (ZVRS, рис.0.11)

Этот основной тип ключей является предельным случаем ZVS. Если ZVS активно выключается в момент пересечения приложенного переменного напряжения нуля, рост напряжения будет переключать процесс коммутации тока. Даже в случае минимальной емкости в коммутируемой цепи потери мощности снижаются, хотя и существуют потери на

активный контроль. Однонаправленный контроль также возможен и для ZVRS, если несколько периодов напряжения соединяются или запираются.

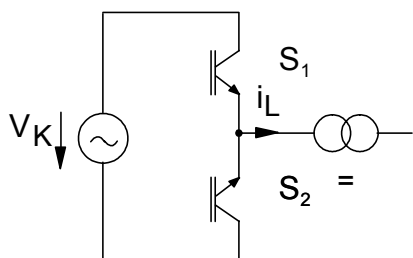


Рис.0.11 Цепь коммутации ZVRS

Нейтральный ключ (NS, рис.0.12)

Процесс коммутации заканчивается нейтральным включением или выключением ключа. В этом случае ток и напряжение падает до нулевого значения. Вообще, диоды уже включают в себя это свойство. Нейтральный ключ с активно переключаемым силовым полупроводником иногда необходим для специальных драйверов.

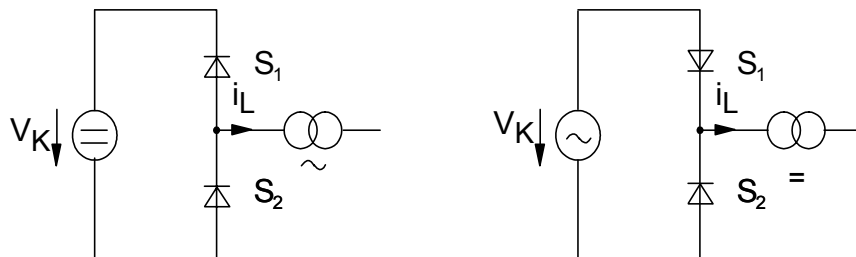


Рис.0.12 Цепи коммутации NS

На рис.0.13 приведена общая таблица всех основных типов электронных ключей. Пустые ячейки – модификации основных типов, которые необходимы практически во всех приложениях. Если резонансные условия в цепи, работающей с мягким или резонансным ключом, нарушаются, ключ должен справиться с жесткой коммутацией за исключением своих свойственных изменений (измененный ZVS = MZVS; измененный ZCS = MZCS), при сохранении работоспособности всей системы в целом (см. также п.3.8). В основном, в таком режиме ключи могут работать только очень короткое время. В случае жесткого выключения ZVS или жесткого активного включения ZCS ключи работают как ZVHS и ZCHS соответственно.

OFF \ ON	hard	soft L_K in Series	Resonant $i_L = 0$	neutral $V_S = 0$
hard	HS	MZCS		ZVHS
soft C_K in Parallel	MZVS			ZVS
resonant $V_K = 0$				ZVRS
neutral $i_S = 0$	ZCHS	ZCS	ZCRS	NS

Рис.0.13 Силовые электронные ключи

1 Основы

1.1 Области применения и ограничения в применении IGBT и MOSFET силовых модулей.

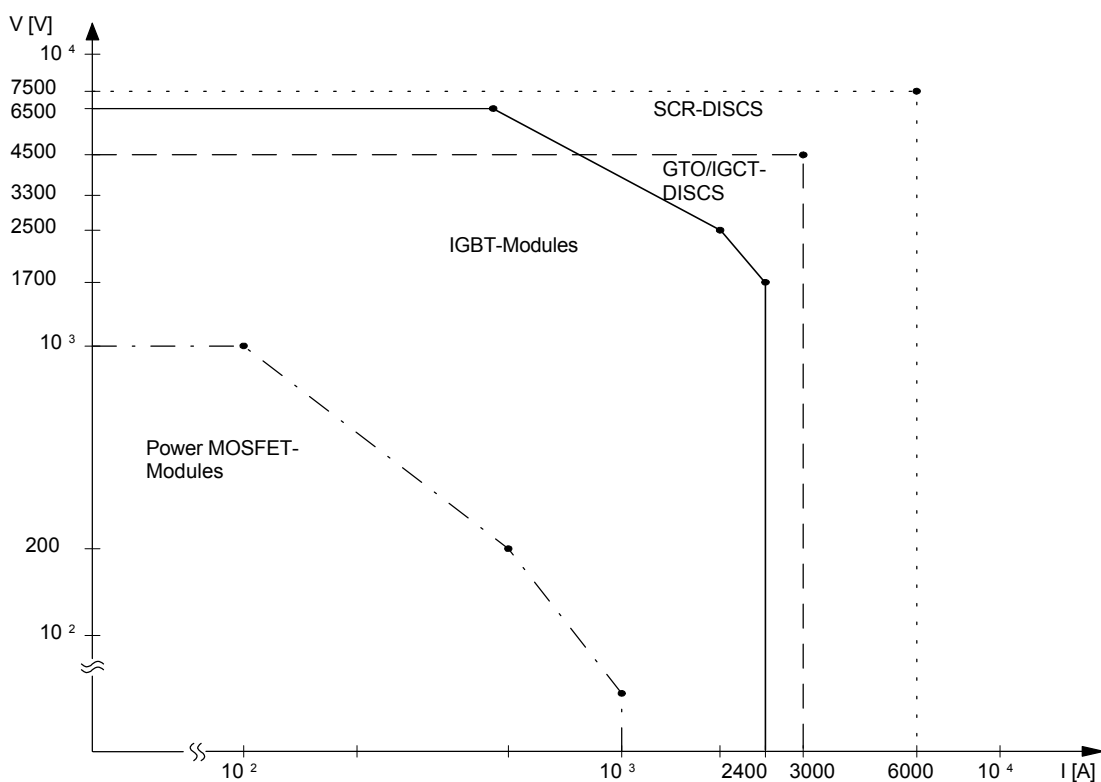


Рис.1.1 Области применения новейших силовых полупроводниковых приборов

Как показано на рис.1.1, различные системы могут быть реализованы с помощью MOSFET (МОП – транзисторы) или IGBT (биполярные транзисторы с изолированным затвором), которые появились в середине 80-х. Сравнивая с другими коммутационными силовыми полупроводниками, например, такими как традиционные GTO-тиристоры, эти типы транзисторов имеют некоторые преимущества в применении, такие как *активное*

выключение даже в случае к.з., функционирование без снабберов, простая схема управления, короткое время переключения, и поэтому сравнительно низкие потери.

Производство IGBT и MOSFET сравнительно простое и является предпочтительным, может быть просто организовано с помощью современных технологий микроэлектроники. Это преимущественно благодаря быстрому развитию IGBT и силовых MOSFET, так как силовая электроника продолжает открывать новые рынки сбыта. Биполярные транзисторы высокого напряжения, которые были еще очень популярны несколько лет назад, на данный момент практически полностью вытеснены транзисторами IGBT.

Наиболее часто применяются транзисторы на несколько десятков ампер, на кремниевом кристалле, который интегрирован в беспотенциальный силовой модуль. Этот модуль содержит один или несколько транзисторов, диоды (рекуперационные) и, при необходимости, пассивные элементы, а также «интеллект», см. главы 1.4-1.6.

Несмотря на недостатки одностороннего охлаждения, силовые модули поддерживают свое влияние в высокомошной электронике, хотя существуют дисковые IGBT с диодами, способные рассеять на 30 % тепла больше благодаря двустороннему охлаждению. Это главным образом благодаря «интеграции», необходимой изоляции кристалла от теплоотвода, различными комбинациями компонентов в модуле и низкой ценой благодаря серийному производству, за исключение их простого монтажа.

Сегодня IGBT модули производятся на прямые напряжения 6.5 кВ, 4.5 кВ, 3.3 кВ и 2.2 кВ, например 3.3 кВ/2.4 кА. Преобразователи на IGBT (многоуровневое переключение и IGBT в последовательном соединении) мегаваттные, для более чем 6 кВ источников напряжения могут быть изготовлены уже сейчас. С другой стороны, MOSFETы разрабатывались для еще более высоких частот; при больших токах можно получить более 500 кГц с соответствующей схемой.

За исключением устройств малой мощности, для которых однокристалльное решение очень важно, IGBT и MOSFET модули будут являться основными составляющими компонентами в будущем.

1.2 Силовые IGBT и MOSFET

1.2.1 Различие структур и функциональных принципов.

В последующем описании мы ограничимся n-канальными обогащенными силовыми IGBT и MOSFET (обогащенные транзисторы), основными транзисторами, используемыми в силовых модулях. При управлении положительным напряжением образуется проводящий канал с электронами в качестве носителей (основных носителей) в существующей p-

проводящей пластине кремния. Без управляющего напряжения они запираются (автоблокировка).

Другие разработки, которые не будут описываться в этой части в дальнейшем, это р-канальные усиленные транзисторы (индуцированный положительным зарядом в обедненном канале р-типа с помощью отрицательного/блокировочного напряжения) а также n- и р-канальные обедненного типа (обедненные транзисторы), которые проводят без управляющего напряжения (автопроводимость). В этих транзисторах управляющее напряжение порождает свободную от зарядов зону, которая прерывает основной поток тока.

В большинстве случаев применяется вертикальная структура, как показано на рис.1.2 и рис.1.4, где затвор и исток расположены в верхней части кристалла, в то время как низ кристалла работает как сток (MOSFET) или коллектор. Ток нагрузки проходит вертикально через кристалл.

Силовые MOSFET и IGBT, показанные в разрезе, имеют планарную структуру затвора, т.е. в проводящем состоянии образуется «боковой» (горизонтальный) канал. Планарный затвор, который в дальнейшем был усовершенствован в двойной имплантированный затвор, в современных транзисторах высокой плотности является преобладающей структурой затвора для MOSFET и IGBT до сегодняшнего дня.

Однако, недавно разработанные транзисторы имеют «траншейную» структуру затвора, с интегрированным вертикально затвором. При включении вертикальный канал образуется на двух сторонах затвора. Эти и другие разработки будут рассмотрены в разделе 1.2.4.

Боковые MOSFET- и IGBT – структуры взяты из микроэлектроники, также имеют стоковый или коллекторный слой, расположенный на поверхности кристалла – n⁺- (MOSFET) или p⁺-. Ток нагрузки проходит вертикально через кристалл. Так как n-зона может быть изолирована от подложки оксидным слоем, то несколько изолированных MOSFET или IGBT можно выполнить на одном кристалле.

Так как боковые транзисторы могут выдерживать только 30 % плотности тока от транзисторов вертикальной структуры, поэтому требуется больше места для сборки.

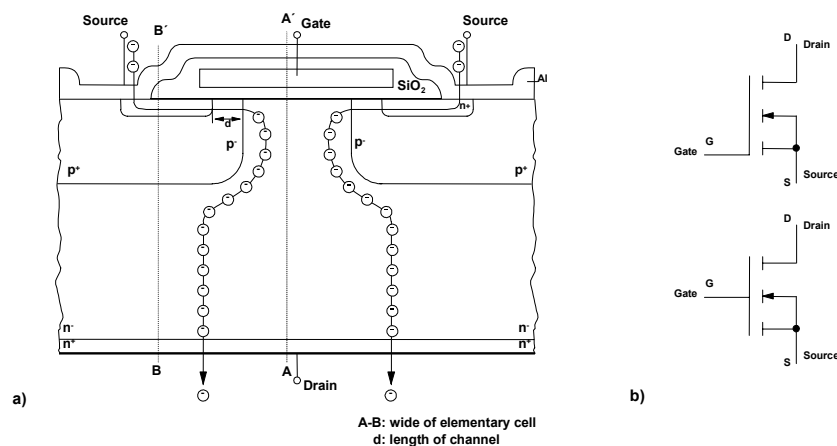
Структурная схема силовых MOSFET (рис.1.2) как и IGBT (рис.1.4) состоит из кремниевой микроячейистой структуры с более чем 820000 ячеек на см² (последние высокотехнологичные 60 В MOSFET) или около 100000 ячеек на см² (высоковольтные IGBT) расположены на кристалле площадью 0,3...1,5 см².

Разрезы ячейки показывают аналоговую структуру зоны контроля MOSFET или IGBT. n⁻-зона должна занимать свободную от заряда зону в выключенном состоянии и обеспечивать р-заряженными ячейками с низкой граничной (p⁻) и высокой центральной (p⁺) примесями. Эти ячейки также включают n⁺ кремниевые слои, которые соединены с металлизированным

алюминием электродом истока (MOSFET) или эмиттера Зона управления (затвор), состоящая, например, из n^+ поликристаллического кремния встроена в тонкий изолирующий слой SiO_2 над n^+ областью.

При подаче достаточного положительного напряжения управления между затвором и истоком (MOSFET) или эмиттером (IGBT) возникает инверсионный слой (проводящий канал) в p-области под затвором. Электроны могут проводиться от истока или эмиттера к n^- дрейфовой области через этот канал. В противоположность идентичным структурам MOSFET и IGBT, включающих n^- зону, различия в третьем электроде, который будет определять все последующие функции.

Рис.1.2 поясняет структуру и функции вертикального n-канально-обогащенного силового MOSFET с планарной структурой затвора.



A-B: ширина элементарной ячейки, d: длина канала

- а) MOSFET – ячейка при заряде во включенном состоянии;
- б) обозначения ключа

Рис.1.2 Силовой MOSFET (SIPMOS Siemens).

Структура слоев MOSFET, описанная выше, является результатом эпитаксиальных, имплантационных и диффузных процессов на основе n^+ -проводящей кремниевой пластине с контактом стока на другой стороне.

Электроны, проходящие под действием электрического поля между стоком и истоком, притягиваются контактом стока, таким образом, поглощая свободную от зарядов зону, следовательно, напряжение сток-исток будет уменьшаться и основной ток, (ток стока) будет в состоянии протекать. Так как электроны проводят ток на 100 % и являются основными носителями заряда в n^- -дрейфовой области, то n^- -зона с высоким сопротивлением не будет наполняться биполярными носителями заряда; MOSFET является униполярным компонентом.

Тогда как сопротивление сток-исток в открытом состоянии низковольтного MOSFET формируется сопротивлениями единичных ячеек от 5 % до 30-95 % от $R_{DS(on)}$ при высоком обратном напряжении, то оно состоит из n^- - эпитаксиального сопротивления области.

Поэтому, падение напряжения в открытом состоянии

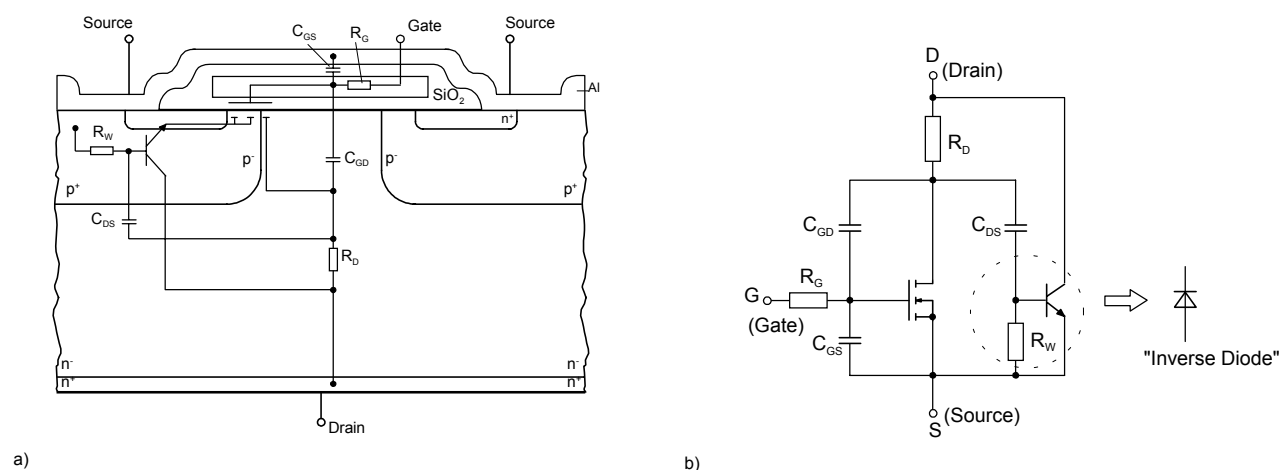
$$V_{DS(on)} = I_D \cdot R_{DS(on)} \quad \text{с } I_D: \text{ ток стока и}$$

$R_{DS(on)} = k \cdot V_{(BD)DS}^{2.4...2.6}$ с k : постоянная константа, например $k = 8.3 \cdot 10^{-9} \text{ A}^{-1}$ для поверхности кристалла 1 cm^2 ;

$V_{(BD)DS}$ – прямое напряжение пробоя сток-исток

как теоретический предел значения для современных доступных MOSFET всегда выше для MOSFET на 200...400 В в закрытом состоянии, чем для биполярных транзисторов, и способность пропускать ток хуже. Недавно разработанные структуры с улучшенными параметрами будут рассмотрены в 1.2.4.

С другой стороны, отсутствует эффект сохранения заряда, так как основные носители заряда способны только к перенесению заряда. Можно получить очень короткое время переключения, однако для этого потребуются большие токи управления для изменения внутренней емкости в случае протяженных компонентов (высокие токи/напряжения) со значением порядка $0,3 \text{ } \mu\text{C}$ на cm^2 поверхности кристалла. Емкости, являющиеся результатом физической структуры MOSFET наиболее важные паразитные элементы на рис.1.3; их влияние на характеристики элементов будут описаны в соответствующих главах.



a) паразитные элементы внутри структуры ячейки;

b) эквивалентная схема с паразитными элементами

Рис.1.3 Силовой MOSFET с наиболее важными паразитными элементами.

Следующая таблица 1.3 поясняет названия и возникновение паразитных емкостей и сопротивлений.

Обознач.	Описание	
C_{GS}	Емкость затвор-исток	Перекрывающая металлизация затвора и истока; зависит от напряжения исток-сток.
C_{DS}	Емкость исток-сток	Соединенная емкость между n^- - дрейфовой зоной и р-ячейкой; зависит от поверхности ячейки, напряжения пробоя сток-исток и напряжения сток-исток.
C_{GD}	Емкость затвор-сток	Емкость Миллера; возникает при перекрытии затвором n^- - дрейфовой зоной.
R_G	Сопротивление затвора (внутреннее)	Сопротивление поликристаллического кремниевого затвора; в модулях с несколькими транзисторами часто требуется дополнительное последовательное сопротивление для минимальной генерации между кристаллами.
R_D	Сопротивление стока	Сопротивление n^- - зоны; часто основная составляющая сопротивления открытого MOSFET.
R_W	Боковое сопротивление р-ячейки	Сопротивление база-эмиттер паразитного n-p-n биполярного транзистора.

Рис.1.4 поясняет структуру и функции вертикального n-канального обогащенного IGBT с планарной NPT (не смыкаемой) структурой затвора.

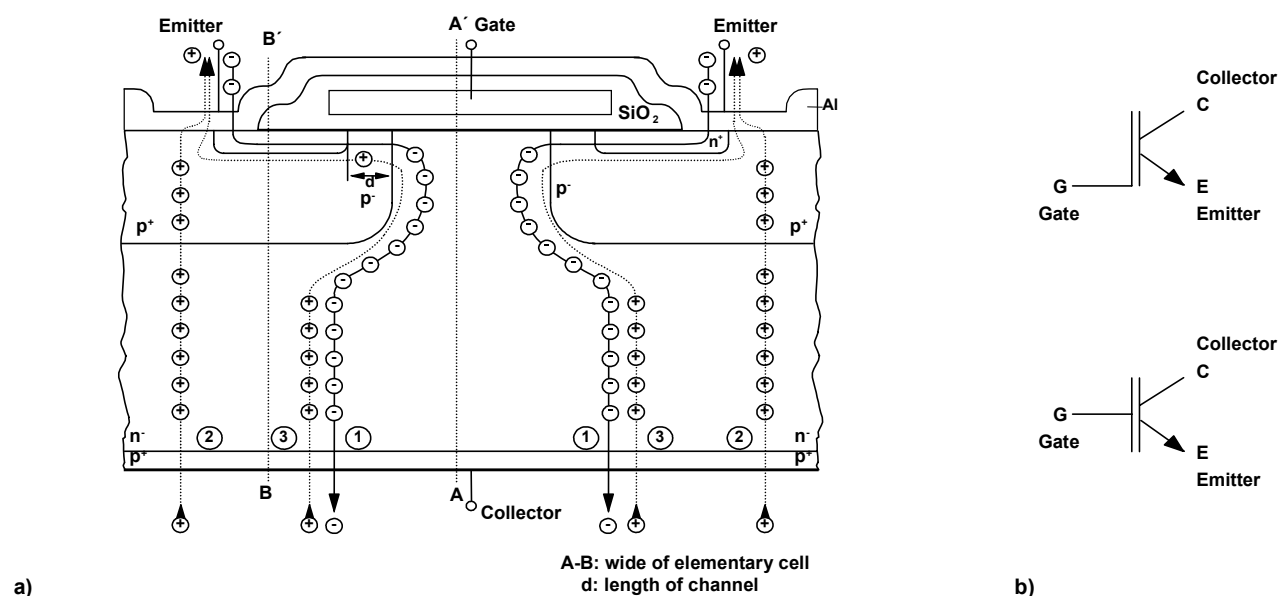


Рис.1.4 IGBT с NPT-структурой.

В отличие от MOSFET, IGBT содержит p^+ -проводящую область с соединением к коллектору ниже n-зоны.

По прохождении n^- дрейфовой области, электроны попадают в p^+ -область, тем самым, располагая положительные носители заряда (дыры) к инжектированию из p^+ -зоны в n^- зону.

Инжектированные дырки будут проходить прямо из дрейфовой области к р-контакту эмиттера, чем ближе к краю эмиттера проходит MOS канал и n-ячейка, тем лучше. В этом случае n⁻-дрейфовая область будет наполнена носителями заряда, которые проводят основной ток (ток коллектора); это обогащение зарядом приведет к снижению пространственного заряда и, следовательно, к снижению напряжения коллектор-эмиттер.

Хотя по сравнению с линейным сопротивлением MOSFET в открытом состоянии, IGBT имеет дополнительное пороговое напряжение на pn-переходе коллектора, но напряжение на открытом высоковольтном IGBT (более 400 В) меньше, чем у MOSFET из-за обогащения основными носителями высокоомной n⁻ зоны. По сравнению с MOSFET, IGBT рассчитан на значительно больший ток и напряжение при одинаковых поверхностях кристалла. С другой стороны, остаточный заряд Q_s, который не был экстрагирован за период уменьшения напряжения на коллекторе, должен рекомбинировать в n⁻ зону во время выключения. Q_s имеет практически линейную характеристику при малом значении тока и растет пропорционально прямому току в соответствии с радикальным законом:

$$Q_s \sim I^{0.8...1} \quad \text{при малых значениях прямого тока}$$

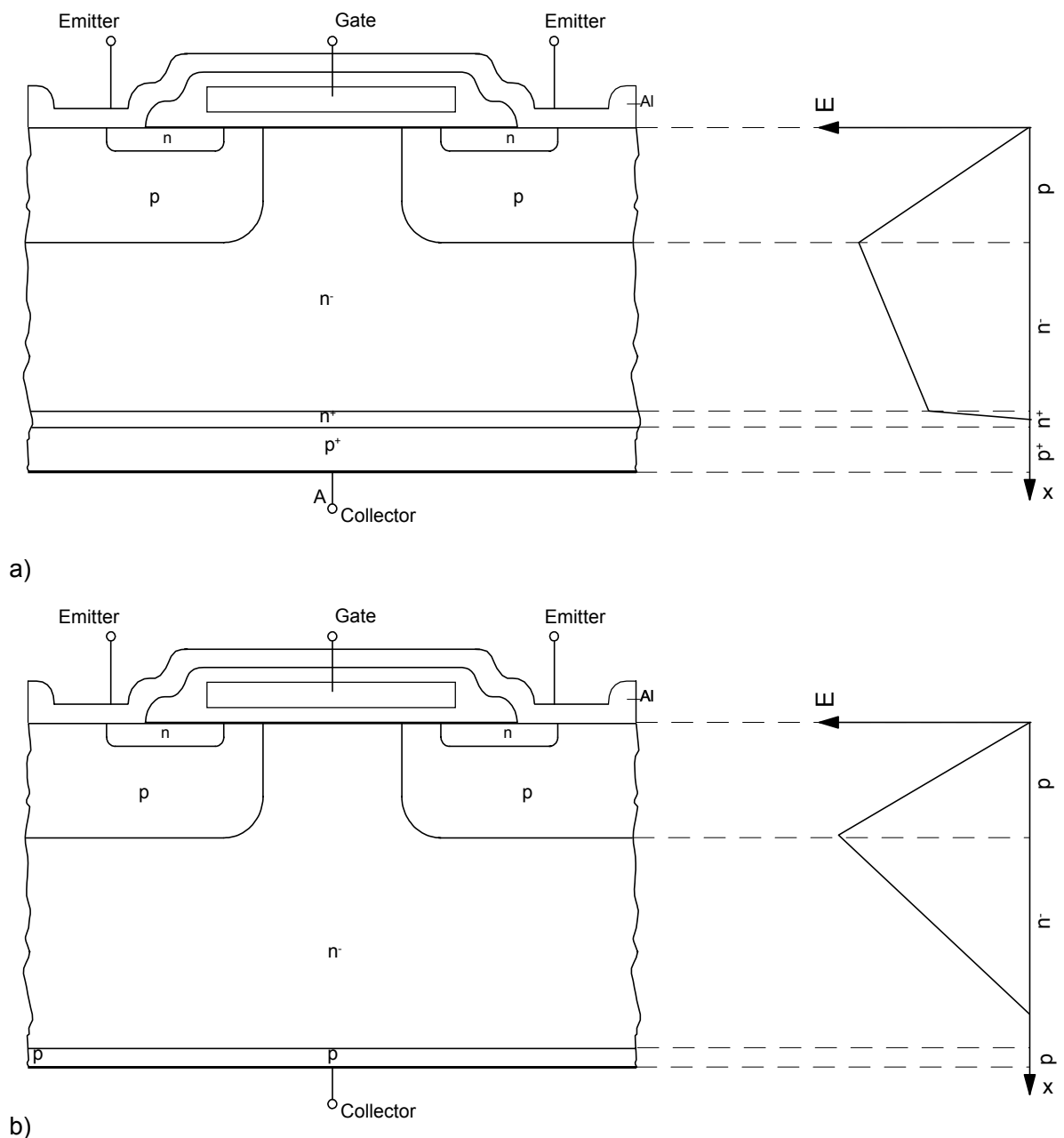
$$Q_s \sim I^{0.8...1} \quad \text{при номинальном токе и при перегрузках по току}$$

$$Q_s \sim V_{(BR)CE}^{2...2.7}$$

Обогащение накопленным зарядом и процесс истощения вызывают потери на переключение, задержку (время накопления) и «хвост» коллекторного тока при выключении (см 1.2.3).

За исключением NPT-структуры, показанной на рис.1.3, в настоящее время также применяется PT-структура. Это была основа первых IGBT. Различают две основные структуры PT-IGBT n⁺ слой с высокими примесями (буферный слой) между n⁻ и p⁺ зонами в процессе изготовления. Тогда как n⁻ и p⁺ слои в PT-IGBT обычно образуются на p⁺ основе с помощью эпитаксиального наращивания, основа NPT-IGBT - это тонкая, жестко-примесная n-подложка, с другой стороны которой образуется p⁺-зона коллектора путем имплантации. MOS-управляющие зоны в верхней части обоих IGBT идентичны по своей планарной структуре.

На рис.1.5 сравниваются обе структуры IGBT и характеристики их элементов поля в выключенном состоянии.



a) PT-IGBT; b) NPT-IGBT

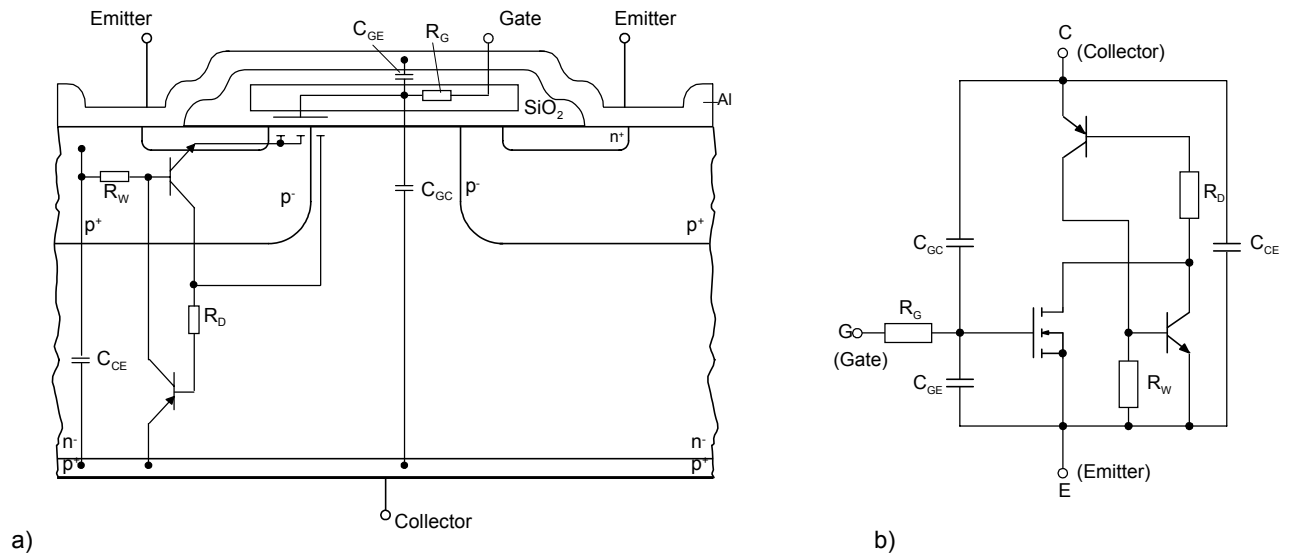
Рис.1.5 Структуры IGBT с характеристиками электрического поля в выключенном состоянии.

Зона пространственного заряда в PT-IGBT или IGET (Е – эпитаксиальная структура) проходит через всю n^- область в выключенном состоянии. Для того, чтобы поддержать эпитаксиальный слой насколько возможно тонким и для высоких напряжений в выключенном состоянии, электрическое поле уменьшается высокопримесным n^+ буфером в конце n^- дрейфовой области.

В NPT-IGBT или IGHT (Н – однородная структура) n^- дрейфовая область создана достаточно большой, так что электрическое поле может полностью разрядиться внутри n^-

дрейфовой области в выключенном состоянии при максимальном внешнем напряжении. Электрическое поле не может проходить через всю n^- зону (структура со смыканием) в допустимой области работы.

Для дальнейшего пояснения функций IGBT и различия характеристик PT и NPT компонентов, сначала необходимо рассмотреть эквивалентную схему IGBT (рис.1.6b).



a) паразитные элементы внутри структуры ячейки;

b) эквивалентная схема с паразитными элементами

Рис.1.6 Ячейка IGBT (NPT – структура) с наиболее важными паразитными элементами.

Обозначения паразитных емкостей и сопротивлений на рис.1.6 аналогичны рис.1.3.

Обознач.	Описание	
C_{GE}	Емкость затвор-эмиттер	Перекрывающая металлизация затвора и истока; зависит от напряжения исток-сток.
C_{CE}	Емкость коллектор-эмиттер	Соединенная емкость между n^- - дрейфовой зоной и р-ячейкой; зависит от поверхности ячейки, напряжения пробоя сток-исток и напряжения сток-исток.
C_{GC}	Емкость затвор-коллектор	Емкость Миллера; возникает при перекрытии затвором n^- - дрейфовой зоной.
R_G	Сопротивление затвора (внутреннее)	Сопротивление поликристаллического кремниевого затвора; в модулях с несколькими транзисторами часто требуется дополнительное последовательное сопротивление для минимальной генерации между кристаллами.
R_D	Дрейфовое сопротивление	Сопротивление n^- - зоны (основное сопротивление р-n-p транзистора).
R_W	Боковое сопротивление р-ячейки	Сопротивление база-эмиттер паразитного n-p-n биполярного транзистора.

Кроме внутреннего сопротивления и емкости, эквивалентная схема IGBT также представляет свойства идеального MOSFET и паразитного n-p-n транзистора: n^+ -эмиттерная зона (эмиттер)/ p^+ -ячейка (база)/n-дрейфовая зона (коллектор) с боковым сопротивлением p^+ -ячейки под эмиттером, как сопротивление база-эмиттер R_W . Кроме того, может сформироваться p-n-p транзистор последовательностью p^+ -коллектор (эмиттер)/ n^- -дрейф (база)/ p^+ -ячейка (коллектор), которые представляют вместе с n-p-n транзистором также и тиристорную цепь.

Запирание этого паразитного тиристора может произойти в основном во время проводящего состояния (когда достигается критическая плотность тока, которая уменьшается с ростом температуры кристалла), а также в выключенном состоянии (динамическое запирание из-за увеличения «дырочного» тока по сравнению с открытым состоянием)

$$M \cdot (\alpha_{npn} + \alpha_{pnp}) = 1 \quad \text{где } \alpha_{npn}, \alpha_{pnp} = \alpha_T \cdot \gamma_E$$

M: коэффициент умножения;

$\alpha_{npn}, \alpha_{pnp}$: усиление тока одним транзистором в базовой цепи;

α_T : коэффициент передачи тока базы;

γ_E : эффективность эмиттера.

Это приводит к потере возможности контроля IGBT и поэтому к его выходу из строя.

Следующие измерения будут надежно предохранять запирание в современных IGBT во всех возможных статических и динамических условиях работы; плотность тока выключения динамического запирания, например, превышает плотность тока в 15 раз.

Во-первых, сопротивление база-эмиттер R_W n-p-n транзистора уменьшается посредством:

- высокого добавления примесей p^+ -области прямо под n-эмиттеры, и
- укорачиванием n-эмиттеров

до такой степени, что пороговое напряжение на диоде база-эмиттер n-p-n транзистора не будет достигаться при любых возможных состояниях. Кроме того, дырочный ток (ток базы n-p-n транзистора) поддерживается на минимальном уровне низким усилением тока в p-n-p транзисторе, однако, режим переключения и надежность должны быть оптимизированы с характеристиками проводящего состояния, которые также значительно зависят от конструкции p-n-p транзистора. Это приводит к тому, что PT- и NPT-IGBT транзисторы производятся различными способами.

Для PT-IGBT эффективность (эмиттерная) дырочной инжекции из p^+ зоны в n^- дрейфовую область очень высока, так как подложка очень толстая и высокопримесная. Усиление p-n-p тока может быть уменьшено только с помощью коэффициента передачи базы

(n^- дрейфовая зона, n^+ буфер) обеспечивая дополнительные центры рекомбинации (т.е. добавлением примеси золота или облучение электронным пучком), чтобы уменьшить время жизни носителей заряда в n^+ зоне. Дырочный ток добавляет 40-41 % к общему току.

В случае NPT-IGBT зона p^+ эмиттера создается на коллекторе имплантацией немного тоньше, чем в PT-IGBT, основе. Поэтому концентрация примеси может быть прямо измерена при производстве подложки. Очень тонкий p^+ слой гарантирует очень низкую эмиттерную эффективность ($\gamma_E = 0,5$) р-п-р транзистора, поэтому нет необходимости уменьшать коэффициент передачи тока базы путем уменьшения времени жизни носителей заряда. Дырочный ток составляет 20...25 % общего тока.

По сравнению с PT-IGBT, NPT-IGBT имеют следующие преимущества, являющиеся результатом минимизации эмиттерной эффективности, большим временем жизни носителей заряда и возможностью более точного расчета, который будет рассмотрен в частях 2 и 3:

- положительный температурный коэффициент напряжения в открытом состоянии (автоматическая статическая балансировка при параллельном соединении);
- более низкий, но частично удлинённый хвост тока выключения; меньшие потери выключения при $T_j = 125^\circ\text{C}$,
- (в случае жесткого переключения) меньшее время переключения и уменьшение потерь;
- значительное уменьшение температурной зависимости времени переключения / потерь переключения ($T_j = 125^\circ\text{C}$) и тока хвоста;
- увеличение стабильности при перегрузках по току, с помощью улучшенного ограничителя тока в случае перегрузок.

По сравнению с эпитаксиальной подложкой PT-IGBT, современное производство однородной n^- -основы, как базового материала для NPT-IGBT, более предпочтительное, так как более тонкие кремниевые подложки хорошо обработаны.

1.2.2 Статический режим

В этой части рассматривается статический режим силовых MOSFET и IGBT модулей с учетом вольтамперных характеристик в первом и третьем квадрантах соответствующей выходной характеристики (рис.1.7)

В первом квадранте показана прямая область, где силовой транзисторный модуль может блокировать высокие напряжения и переключать большие токи. Точное обозначение «состояние запираения» - аналогично тиристорам – для запираения в первом квадранте, часто используется и для транзисторов. Обычно это называется «прямое выключенное состояние» (как в следующих пояснениях) или «выключенное состояние».

Через вывод затвора силовой MOSFET или IGBT переходит из прямого закрытого состояния (OP1 на рис.1.7) в проводящее (OP2), и он может проводить ток нагрузки. Активная область захватывается только во время переключения. В противоположность «идеальному» ключу, напряжение в закрытом и ток в открытом состоянии ограничены (см. часть 0). В прямом закрытом состоянии ток отсечки (ток прямого закрытого состояния) ограничивает рассеиваемую мощность транзистора.

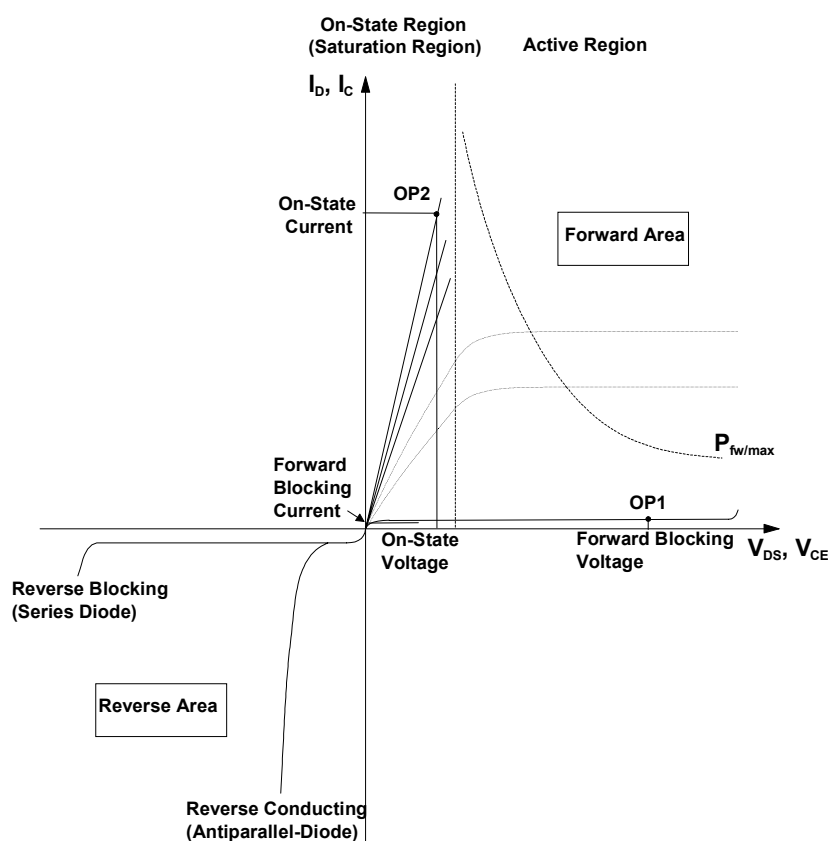


Рис.1.7 Основная выходная характеристика силового транзисторного модуля

В проводящем состоянии напряжение, которое остается на основных силовых контактах, зависит от прямого тока, и это называется прямое напряжение, это и приводит к рассеянию мощности в открытом состоянии. Максимальная рассеиваемая мощность в открытом состоянии, (не во время переключения) показана гиперболой мощности рассеяния для $P_{fw/max}$ на выходной характеристике. Вольт-амперные характеристики в третьем квадранте выходной характеристики показывают обратный режим силовых транзисторных модулей, при подаче отрицательного напряжения на основные выводы. Этот режим определяется характеристиками транзисторов (обратное запирающее, обратная проводимость) и свойствами диодов в силовом модуле (соединенных последовательно или встречно-параллельно транзисторам).

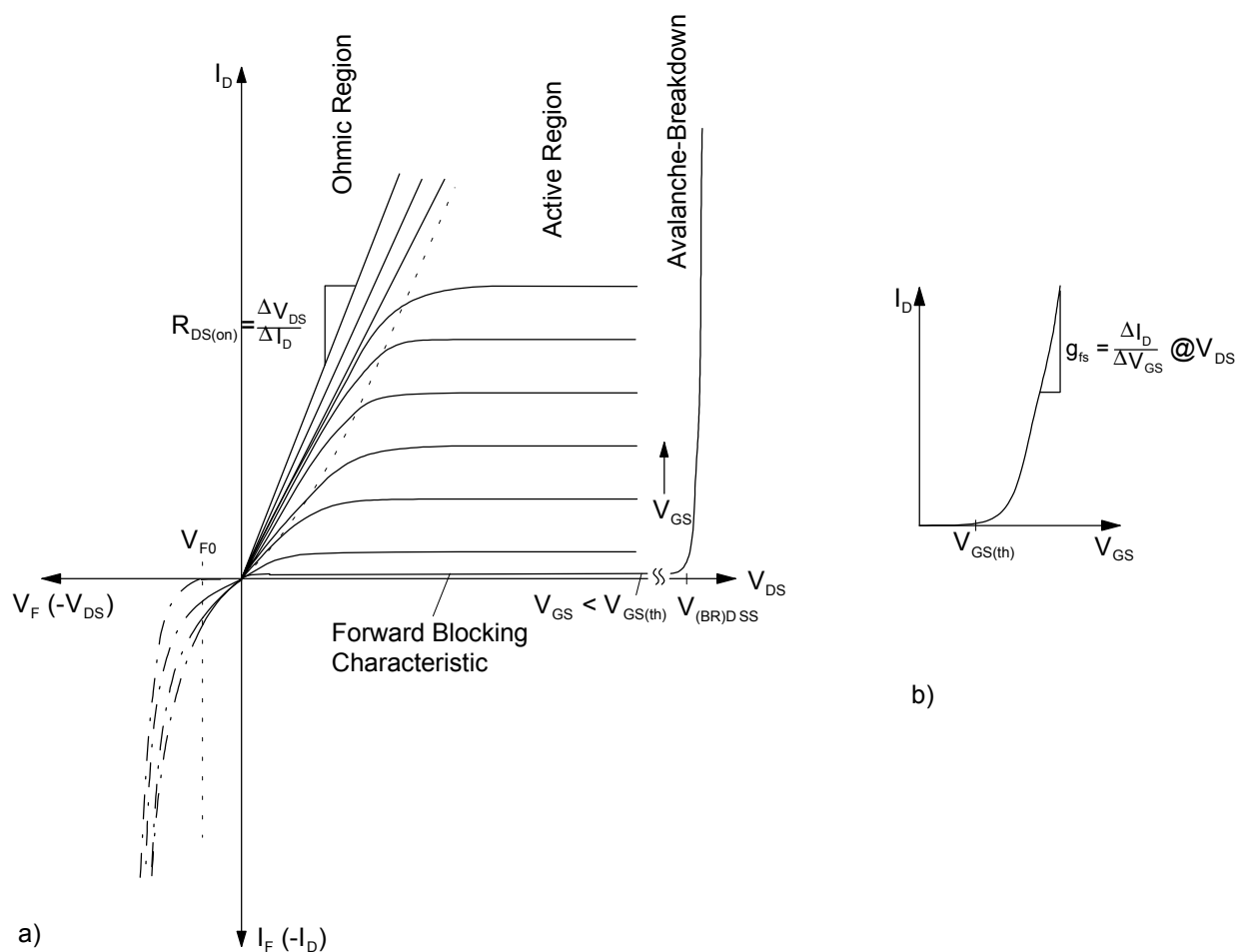
1.2.2.1 Силовые MOSFET

Выходные характеристики силовых MOSFET показаны на рис 1.8а.

Закрытое состояние при прямом напряжении

При приложении положительного напряжения затвор-сток и затвор-исток V_{GS} , меньшего, чем пороговое напряжение $V_{GS(th)}$, между стоком и истоком будет протекать только очень малый ток I_{DSS} при нулевом напряжении на затворе.

I_{DSS} будет расти очень медленно с ростом V_{DS} . По достижении определенного установленного значения напряжения сток-исток V_{DSS} , происходит лавинный пробой перехода p^+ перехода p^+ ячейка/ n^- дрейфовая зона/ n^+ эпитаксиальный слой (напряжение пробоя $V_{(BR)DSS}$).



a) выходная характеристика силовых MOSFET (n-канальных обогащенных)

b) переходная характеристика $I_D = f(V_{GS})$

Рис.1.8

Физически $V_{(BR)DSS}$ почти всегда эквивалентно напряжению пробоя V_{CER} паразитного биполярного n-p-n – транзистора в MOSFET, созданного последовательностью слоев: n^+ истоковая зона/ n^- дрейфовая зона/ n^+ эпитаксиальный слой (коллектор), см. рис.1.3. Увеличенный ток, созданный лавинным пробоем диода коллектор-база, может привести к разрушению MOSFET, так же быстро, как и включается биполярный транзистор. Однако база и эмиттер практически закорочены металлизацией истока; обе зоны только разделяются боковым сопротивлением p^+ области.

Некоторые структурные улучшения, такие как малая ячейка MOSFET, однородное расположение ячеек, низкое расположение p^+ области, оптимизация структурных границ и высокооднородные технологические операции могут содействовать очень малому току лавинного пробоя ячейки современного MOSFET, поэтому биполярный транзистор не будет включаться в случае строгого выполнения определенных действий.

Поэтому может быть определена возможная лавинная энергия E_A для одиночного импульса или периодической нагрузки (ограничена максимальной температурой кристалла), см. п. 2.2.1. Так как для нескольких параллельных MOSFET кристаллов не может быть гарантирована абсолютная идентичность параметров, то максимальное значение E_A применимо только для одного кристалла.

Включенное состояние

Прямое включенное состояние при положительном напряжении сток-исток V_{DS} и прямой ток I_D могут быть разделены на две характерных области (рис.1.8, первый квадрант).

Отсечка или активный участок

При напряжении затвор-исток V_{GS} , медленно достигающем порогового напряжения $V_{GS(th)}$, токовое насыщение будет причиной значительного падения напряжения на канале (горизонтальная область на выходной характеристике). Ток стока I_D контролируется напряжением V_{GS} . Переходной режим показан на рис 1.8b, и называется крутизна характеристики прямой передачи g_{fs} :

$$g_{fs} = dI_D/dV_{GS} = I_D/(V_{GS} - V_{GS(th)}).$$

Крутизна характеристики прямой передачи возрастает пропорционально току стока I_D и напряжению сток-исток V_{DS} , а падает с повышением температуры кристалла. При допустимых условиях работы для силовых модулей с несколькими MOSFET кристаллами, область отсечки пересекается только во время включения или выключения. С другой стороны, постоянная работа в области отсечки чаще всего запрещается производителем, так как $V_{GS(th)}$ будет падать при росте температуры и, следовательно, температурная нестабильность между одиночными кристаллами может возникнуть в результате минимальных отклонений при производстве.

Линейный участок

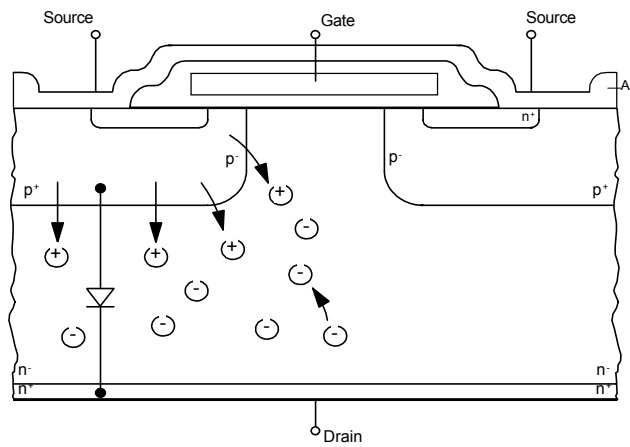
Линейный участок, который также называется включенным состоянием при переключениях, можно получить так же, как и I_D , с помощью внешней цепи. Характер изменения кривой во включенном состоянии можно характеризовать зависимостью напряжения сток-исток V_{DS} и тока стока I_D от сопротивления во включенном состоянии $R_{DS(on)}$. Следовательно, прямое напряжение V_{DS} может быть определено следующим уравнением, упомянутым в части 1.2

$$V_{DS(on)} = I_D \cdot R_{DS(on)}$$

$R_{DS(on)}$ зависит от напряжения затвор-исток V_{GS} и от температуры кристалла. $R_{DS(on)}$ практически удваивается с изменением температуры MOSFET от 25 °C до 125 °C (см. часть 2.6)

Работа при обратном напряжении

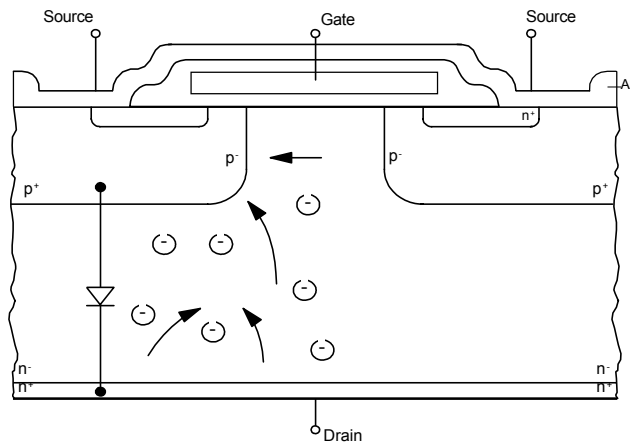
При обратном напряжении (третий квадрант) характеристика MOSFET эквивалентна диодной при $V_{GS} < V_{GS(th)}$ (продолжение кривой на рис 1.8a). Это происходит из-за паразитного диода в MOSFET; поведение кривой MOSFET при закрытом канале контролируется напряжением включенного состояния p-n перехода коллектор-база или p-n перехода сток-исток соответственно («инверсный диод», биполярный ток)



$$V_{GS} = 0 \text{ V}$$

$$V_{DS} = -V_F$$

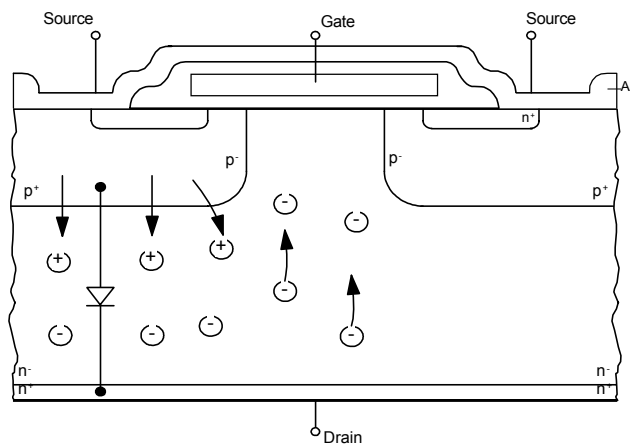
a)



$$V_{GS} > V_{GS(th)}$$

$$V_{DS} > -V_{F0} \text{ (z.B. } -0.2 \text{ V)}$$

b)



$$V_{GS} > V_{GS(th)}$$

$$V_{DS} < -V_{F0} \text{ (z.B. } -0.7 \text{ V)}$$

c)

(рис.1.9a).

a) закрытый канал (биполярный ток);

b) открытый канал и малое отрицательное напряжение V_{DS} (полевой ток);

c) открытый канал и большое отрицательное напряжение V_{DS} (комбинированный ток).

Рис.1.9 Работа при обратном напряжении силового MOSFET

Биполярный обратный диод используется для уменьшения значения тока специально для MOSFET. На практике, однако, инверсные диоды:

- вызывают относительно высокие потери мощности в открытом состоянии, которые должны быть рассеяны вместе с потерями мощности MOSFET;
- ограничивают применения MOSFET, как «жесткого ключа» (см. часть 0), из-за своего неблагоприятного режима выключения.

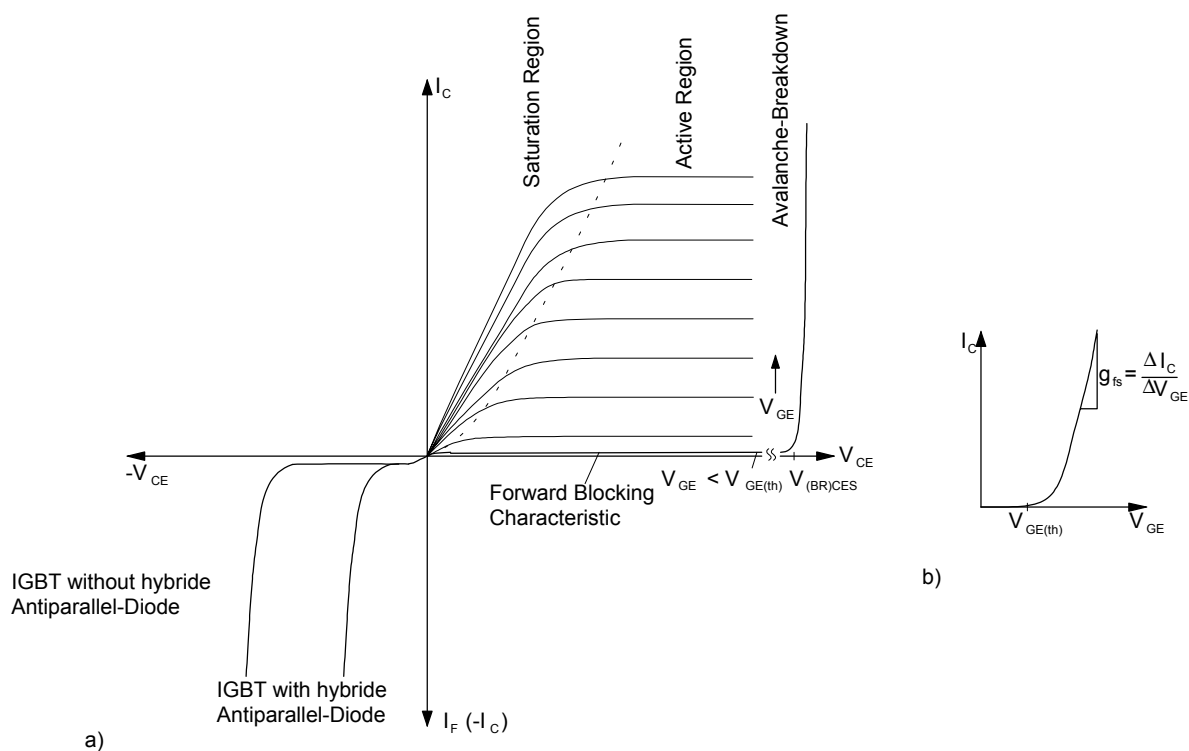
Как показано на рис.1.9b, проводимость MOSFET-канала в основном контролируется даже при отрицательном напряжении сток-исток, если приложено напряжение затвор-исток, превышающее пороговое значение. Если напряжение затвор-исток ограничено внешними цепями значением более низким, чем пороговое напряжение обратного диода, например установленным параллельно диодом Шоттки, обратный ток будет протекать от стока к истоку как полевой поток электронов (ток основных носителей). Тогда выключение соответствует режиму выключения MOSFET. Обратный ток зависит от V_{DS} и V_{GS} (разрыв кривой на рис.1.8a).

Работа при комбинированном токе в соответствии с рис.1.9a (штриховая линия на рис. 1.8a) возможна, если канал открыт, и подсоединен проводящий обратный биполярный диод (напряжение сток-исток выше, чем пороговое напряжение диода). Это происходит при пониженном напряжении включения по сравнению с просто параллельным диодом и MOSFET, так как инжектированные носители заряда будут также рассеиваться в боковой части, тем самым, увеличивая проводимость MOSFET.

Кроме того, за последние несколько лет кристаллы MOSFET с быстрыми обратными диодами разработаны разными производителями (например FREDFET). Все время при обратном напряжении оптимизировано в FREDFET-кристаллах селективной диффузией тяжелых металлов в n^- -дрейфовую область, подобно быстрым диодам.

1.2.2.2 IGBT

Выходные характеристики IGBT показаны на рис 1.10.



a) выходная характеристика IGBT (n-канальных обогащенных)

b) переходная характеристика $I_C = f(V_{GE})$

Рис.1.10

Закрытое состояние при прямом напряжении

По аналогии с MOSFET, ток отсечки коллектор-эмиттер I_{CES} между коллектором и эмиттером очень мал, если напряжение коллектор-эмиттер V_{CE} положительное и напряжение затвор-эмиттер V_{GE} ниже порогового напряжения $V_{GE(th)}$. С ростом V_{CE} значение I_{CES} медленно увеличивается. При превышении определенного максимального напряжения коллектор-эмиттер V_{CES} , происходит лавинный пробой перехода p^+ область/ n^- дрейфовая зона/ n^+ эпитаксиальный слой (напряжение пробоя $V_{(BR)CES}$). Физически, $V_{(BR)CES}$ приблизительно соответствует обратному напряжению коллектор-эмиттер V_{CER} биполярного p-n-p транзистора в структуре IGBT (см. рис.1.6). усиленный ток, вызванный лавинным пробоем, может привести к выходу из строя IGBT, со скоростью включения биполярного транзистора. Однако, база и эмиттер практически закорочены металлизацией эмиттера и разделены только боковым сопротивлением p^+ области. При некоторых улучшениях IGBT, подобно MOSFET как описано в 1.2.2.1, ток лавинного пробоя в ячейке удерживается на минимальном уровне, что приводит к высокой стабильности при прямом напряжении в выключенном состоянии.

Включенное состояние

Для IGBT прямое открытое состояние при положительном напряжении коллектор-эмиттер V_{CE} и прямом токе коллектора I_C также можно разделить на две характерных области (рис.1.10, первый квадрант).

Активный участок

При незначительном превышении напряжением затвор-эмиттер V_{GE} порогового $V_{GE(th)}$, токовое насыщение станет причиной значительного падения напряжения на канале (горизонтальная область на выходной характеристике). Ток коллектора I_C контролируется при помощи V_{GE} . Переходной режим, приведенный на рис.1.10, называется, по аналогии с MOSFET, крутизна характеристики прямой передачи g_{fs} :

$$g_{fs} = dI_C/dV_{GE} = I_C/(V_{GE} - V_{GE(th)}).$$

Крутизна характеристики прямой передачи в области среза растет пропорционально току коллектора I_C и напряжению коллектор-эмиттер V_{CE} , и падает с увеличением температуры кристалла. При допустимых условиях работы для силовых модулей с несколькими кристаллами, область среза пересекается только во время включения или выключения. Как и для MOSFET, постоянная работа в области среза чаще всего запрещается, так как $V_{GE(th)}$ будет падать при росте температуры и, следовательно, температурная нестабильность между одиночными кристаллами может возникнуть в результате минимальных отклонений при производстве.

Область насыщения

Область насыщения (крутой подъем кривой выходной характеристики), также называемая открытым состоянием при переключении, можно получить так же, как и I_D , с помощью внешней цепи. Характер изменения кривой во включенном состоянии можно характеризовать напряжением IGBT $V_{CE(sat)}$ (напряжение насыщения коллектор-эмиттер). По крайней мере, для хорошо запираемых IGBT напряжение насыщения намного меньше, чем напряжение, требуемое для включения такого же MOSFET, благодаря тому, что p^- -дрейфовая зона заполняется неосновными носителями. Как уже упоминалось, $V_{CE(sat)}$ для PT-IGBT будет падать с повышением температуры и номинальным током, тогда как для NPT-IGBT – пропорционально растет.

Работа при обратном напряжении

При обратном напряжении (рис.1.10, третий квадрант), коллекторный pn -переход IGBT смещен в обратном направлении и закрыт, в противоположность MOSFET. Также, благодаря большой p^- дрейфовой зоне, по крайней мере, для NPT-IGBT, обратное напряжение для современных IGBT всего около 10 В. За исключением границы кристалла, это происходит

благодаря тому, что кристаллы разрабатывались в основном для работы с высоким обратным напряжением и для оптимального рассеяния тепла коллектора.

Ключи IGBT, разработанные для работы с обратным напряжением, должны снабжаться быстрыми параллельными обратными диодами.

Характеристики внешних или гибридных диодов (см. раздел 1.3) отвечают исключительно за открытый режим IGBT при обратном напряжении.

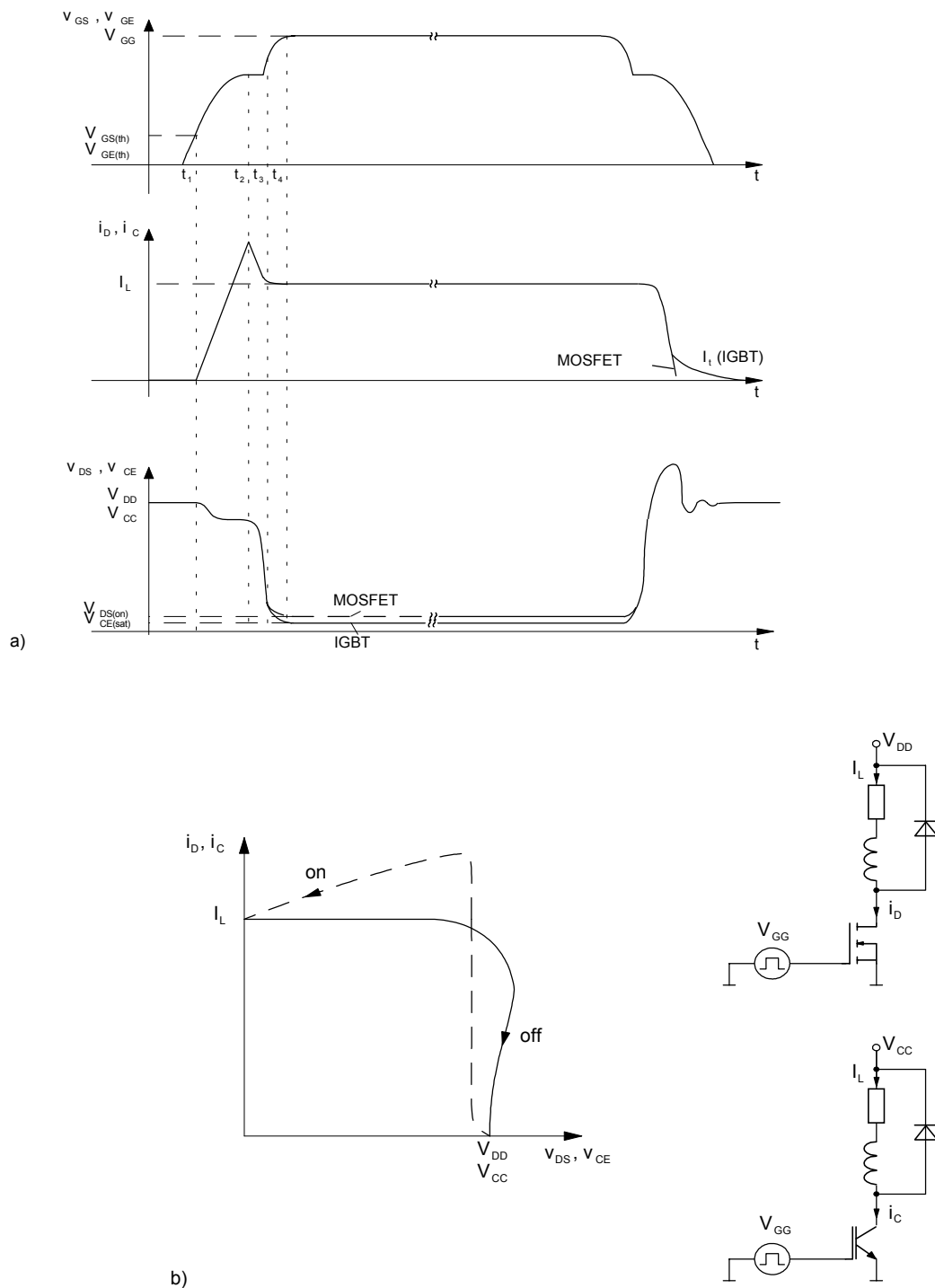
1.2.3 Режим жесткого переключения MOSFET и IGBT

В большинстве случаев для транзисторного ключа требуется жесткая коммутация активно-индуктивной нагрузки с продолжительным временем включения, т.е. постоянная времени L/R нагрузки намного больше, чем период частоты коммутации $1/f$. Основные формы тока стока или коллектора и напряжения сток-исток или коллектор-эмиттер представлены на рис.1.11а.

Как уже отмечено в части 0, рис.0.4 высокий импульсный ток транзистора и напряжение на нем во время включения и выключения – типичные свойства жесткого переключения. В отличие от всех типов тиристоров, такие транзисторы работают без пассивной демпфирующей цепи благодаря «динамическому» переходу, который создается в дрейфовой зоне при переключении. Однако, для транзисторов рассеивается значительная энергия переключения

$$E_{on}, E_{off} = \int_{t_{on}, t_{off}} u \cdot i dt$$

как представлено на графике $i_C = f(V_{CE})$ (и $i_D = f(V_{DS})$) рис. 1.11b. Кривая может быть приближена к осям с помощью пассивных демпфирующих цепей. Потери переключения «сдвигаются» с транзистора на демпфер, в большинстве случаев общая эффективность снизиться (п. 3.8).



а) кривые тока и напряжения

б) кривая и схема измерения

Рис.1.11 Обычный жесткий режим коммутации MOSFET и IGBT (активно-индуктивная нагрузка с обратным диодом)

Так как размер рабочей области зависит от многих (не идеальных) свойств транзистора, кроме ограничений по току/напряжению и времени переключений, SOA (область безопасной работы) дается в справочных данных для различных условий работы (п. 2.1.2, 2.2.3, 2.3.3). Более того, пассивные элементы имеют огромное влияние на потери при коммутации и

область работы, за исключением свойств неидеального транзистора и характеристик диода, описанных в п. 1.3. Эффект применения таких пассивных элементов также показан на рис.1.11а, и объясняется детально в п.3.4.1.

Реально обычные характеристики ток-напряжение на рис.1.11а зависят от обратных диодов, которые должны предотвращать разрыв тока индуктивной нагрузки:

- При включении транзистора обратный диод может только удерживать обратное напряжение (выключенное), пока транзистор полностью не переключит ток нагрузки. Поэтому ток коллектора или стока должен достигать уровня тока нагрузки до того, как упадет напряжение коллектор-эмиттер (или сток-исток) при открывании транзистора.
- При выключении транзистора обратный диод может только удерживать ток нагрузки (включенный). Это происходит, когда напряжение коллектор-эмиттер (или сток-исток) превысило уровень коммутируемого напряжения до того, как ток коллектора или стока упадет до величины отсечки.

Как показано на рис.1.11а, напряжение сток-исток или коллектор-эмиттер после включения MOSFET или IGBT будет падать в течение около 10 нс. до значения, которое эквивалентно падению напряжения на n^- дрейфовой зоне. Тогда как для MOSFET напряжения включения уже достигнуто, n^- область IGBT только наполняется положительными носителями зарядов из зоны p^- -коллекторной зоны. После этого (примерно от 100 нс. до нескольких мкс.) достигается установившейся режим насыщения $V_{CE(sat)}$, которое относительно мало для сильнозапираемых IGBT.

Во время выключения MOSFETа внутренняя емкость должна перезарядиться, так, чтобы не оставалось носителей заряда в области канала. После этого нейтральное влияние в этой области будет стремительно понижаться, и ток стока быстро упадет.

IGBT работает так же. Однако, после того как ток эмиттера в n^- дрейфовой зоне прекратился, остается большое количество p^- -носителей заряда, инжектированных из зоны коллектора IGBT. Эти p^- -носители должны сразу рекомбинировать, или реинжектироваться, иначе возникнет так называемый хвост тока коллектора I_t (рис1.11а). Так как этот хвост уменьшится за несколько микросекунд только при возрастающем напряжении коллектор-эмиттер, то потери мощности жесткого переключения IGBT в основном определялись формой тока хвоста (см. п. 2.3.2, 3.1.3) и они значительно выше, чем в MOSFET. За исключением этих различий, режим переключения MOSFET очень похож на режим IGBT благодаря эквивалентной структуре затвора.

Как описано в части 1.2.1, работа при прямом напряжении во включенном и выключенном состоянии, параметры при обратном напряжении, ограничения передачи тока

и напряжения при переключении определяются влиянием внутренней структуры биполярного транзистора и бокового сопротивления.

В отличие от идеального, беспотерьного управления напряжением MOSFET или IGBT ключами, частотно-зависимое управление мощностью требуется вследствие возникновения токов перезарядки внутренних емкостей, см. п. 3.5. Более того, на процессы коммутации влияют паразитные индуктивности контактов, возникающие при подключении кристалла в силовом модуле; они вызывают переходные перенапряжения и могут быть причиной колебаний вместе с внутренними емкостями (см. п.3.4).

В дальнейшем, режим переключения MOSFET и IGBT будет проанализирован с влиянием внутренних емкостей и сопротивлений транзистора.

Когда MOSFET (IGBT) закрыт, емкости C_{GD} (C_{GC}) малы, и приблизительно равны C_{DS} (C_{CE}). В открытом состоянии значение C_{GD} (C_{GC}) будет быстро увеличиваться благодаря инверсии в обогащенном слое под зоной затвора, как только напряжение затвор-исток (эмиттер) превысит напряжение сток-исток (коллектор-эмиттер).

Дополнительно, C_{GD} (C_{GC}) будет динамически возрастать при переключении благодаря эффекту Миллера:

$$C_{GDdyn} = C_{GD}(1 - dv_{DS} / dv_{GS}) \quad (\text{MOSFET})$$

$$C_{GCdyn} = C_{GC}(1 - dv_{CE} / dv_{GE}) \quad (\text{IGBT})$$

В большинстве технических данных приводятся эти зависящие от напряжения емкости при малых сигналах и закрытом транзисторе.

Силовые MOSFET	IGBT	
$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD}$	$C_{iss} = C_{GE} + C_{GC}$	Входная емкость
$C_{rss} = C_{GD}$	$C_{rss} = C_{GC}$	Обратная передаточная емкость
$C_{oss} = C_{GD} + C_{DS}$	$C_{oss} = C_{GC} + C_{CE}$	Выходная емкость

Для расчетов режима переключения эти данные можно применять только в определенной мере, так как C_{iss} и C_{rss} будут при полной коммутации снова сильно расти ($V_{DS} < V_{GS}$ bzw. $V_{CE} < V_{GE}$), и это не учитывается в большинстве технических данных (рис.1.2 и рис.1.13).

Поэтому время переключения зависит от тока затвора, напряжения сток-исток и тока стока, которые определяются с помощью «характеристики заряда затвора» MOSFET и приведены в техническом описании, или при построении зависимости напряжения сток-исток от заряда затвора Q_G при номинальном токе и 20 % или 80 % максимального напряжения сток-исток (рис.1.12). Условия нагрузки и цепь измерения эквивалентны

представленным на рис.1.11. Для упрощенных расчетов можно допустить, что через затвор протекает постоянный ток.

Время коммутации можно определить очень легко по следующей зависимости (см. п. 3.5.1): $i_G = dQ_G/dt$

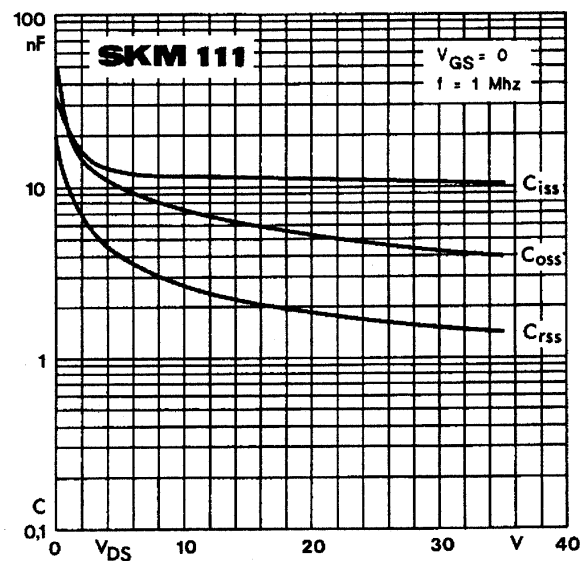
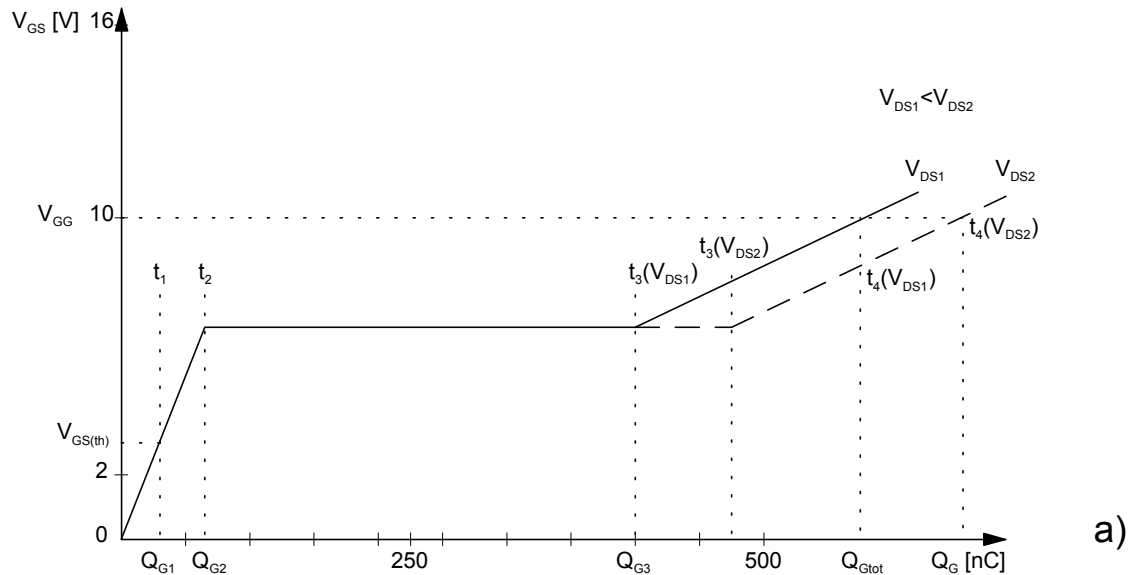


Рис.1.12 а) зависимости напряжения сток-исток (V_{GS}) силового MOSFET от заряда затвора Q_G (характеристика заряда затвора); б) емкости при малых сигналах MOSFET.

Включение: интервал $0...t_1$ (транзистор закрыт)

Ток затвора будет открываться приложенным управляющим напряжением. Ток i_G заряжает емкость затвора C_{GS} до значения Q_{G1} . Напряжение на затворе V_{GS} растет. Так как V_{GS} ниже порогового значения $V_{GS(th)}$, ток стока не протекает.

Включение: интервал $t_1...t_2$ (нарастание тока стока)

Как только V_{GS} достигнет уровня $V_{GS(th)}$ в момент t_1 , транзистор включается, проходя в начале активную область (см. 1.2.2.1). Ток стока растет до уровня I_L (идеальный обратный диод) или даже превышает, как показано на рис.1.11а для реальных обратных диодов. Так же V_{GS} , которое связано с током стока в активной области через характеристику прямой передачи g_{fs} с $I_D = g_{fs} \cdot V_{GS}$, которое будет расти до значения $V_{GS} = I_D/g_{fs}$ (момент t_2). Так как обратный диод может блокировать ток только в момент t_2 , то до этого момента V_{DS} не будет значительно падать. В момент времени $t = t_2$ заряд поступает в затвор.

Включение: интервал $t_2...t_3$ (транзистор при включении)

Когда обратный диод выключился, V_{DS} будет падать до значения, практически равного $V_{DS(on)}$ – напряжения в открытом состоянии, до времени t_3 . Между t_2 и t_3 ток стока и напряжение затвор-исток все еще связаны характеристикой прямой передачи, поэтому V_{GS} остается постоянным. Пока V_{DS} падает, Миллеровская емкость C_{GD} перезаряжается током затвора i_G с количеством заряда ($Q_{G3} - Q_{G2}$). При $t = t_3$ заряд Q_{G3} втекает в затвор.

Включение: интервал $t_3...t_4$ (линейный участок)

В момент времени t_3 транзистор открыт, его кривая проходит режим отсечки и попадает в линейную область. V_{GS} и I_D больше не связаны величиной g_{fs} . Заряд, прошедший в область затвора ($Q_{Gtot} - Q_{G3}$) в этой точке влияет на дальнейший рост V_{GS} до значения напряжения управления затвором V_{GG} . Так как сопротивление сток-исток в открытом состоянии зависит от V_{GS} и I_D , то напряжение в открытом состоянии $V_{DS(on)} = I_D \cdot R_{DS(on)}$ может быть отрегулировано до физического минимума общим количеством заряда Q_{Gtot} , который попал в область затвора. Чем выше напряжение стока V_{DD} (или напряжение коммутации), тем больше требуется заряда Q_{Gtot} , чтобы достичь определенного напряжения затвор-исток, см. рис.1.12.

Выключение

При выключении все процессы протекают в обратном порядке; заряд Q_{Gtot} выводится из затвора управляющим напряжением. Для приблизительного расчета количества этого заряда, требуемого для выключения, можно использовать характеристику на рис.1.12.

Все это описание применимо также и к IGBT силовым модулям. Параметры переключения можно определить соответственно по характеристике заряда затвора из технического описания. Так как IGBT обычно используют для коммутации при положительном и отрицательном напряжении затвора и требуется также некоторое количество заряда для коммутации емкости затвора между 0 В и V_{GG-} , для расчета общего заряда затвора характеристика заряда затвора может быть продолжена, как это показано на рис.1.13.

1.2.4 Улучшения в технологии MOSFET и IGBT

В настоящее время наиболее важными целями при разработке MOSFET и IGBT кристаллов являются:

- а) уменьшение падения напряжения в открытом состоянии
- б) уменьшение потерь на переключение
- в) способность выдерживать перегрузки (по току, напряжению, условиям коммутации)
- г) высокое напряжение для высоковольтных транзисторов
- д) соответственно а)...в) увеличение плотности тока
- е) также, чтобы вместе с д) увеличился ток на кристалл и уменьшилась его площадь и стоимость
- ж) оптимизированное низкое насыщение и высокоскоростные IGBT
- з) внутренний контроль, защита и встроенный драйвер

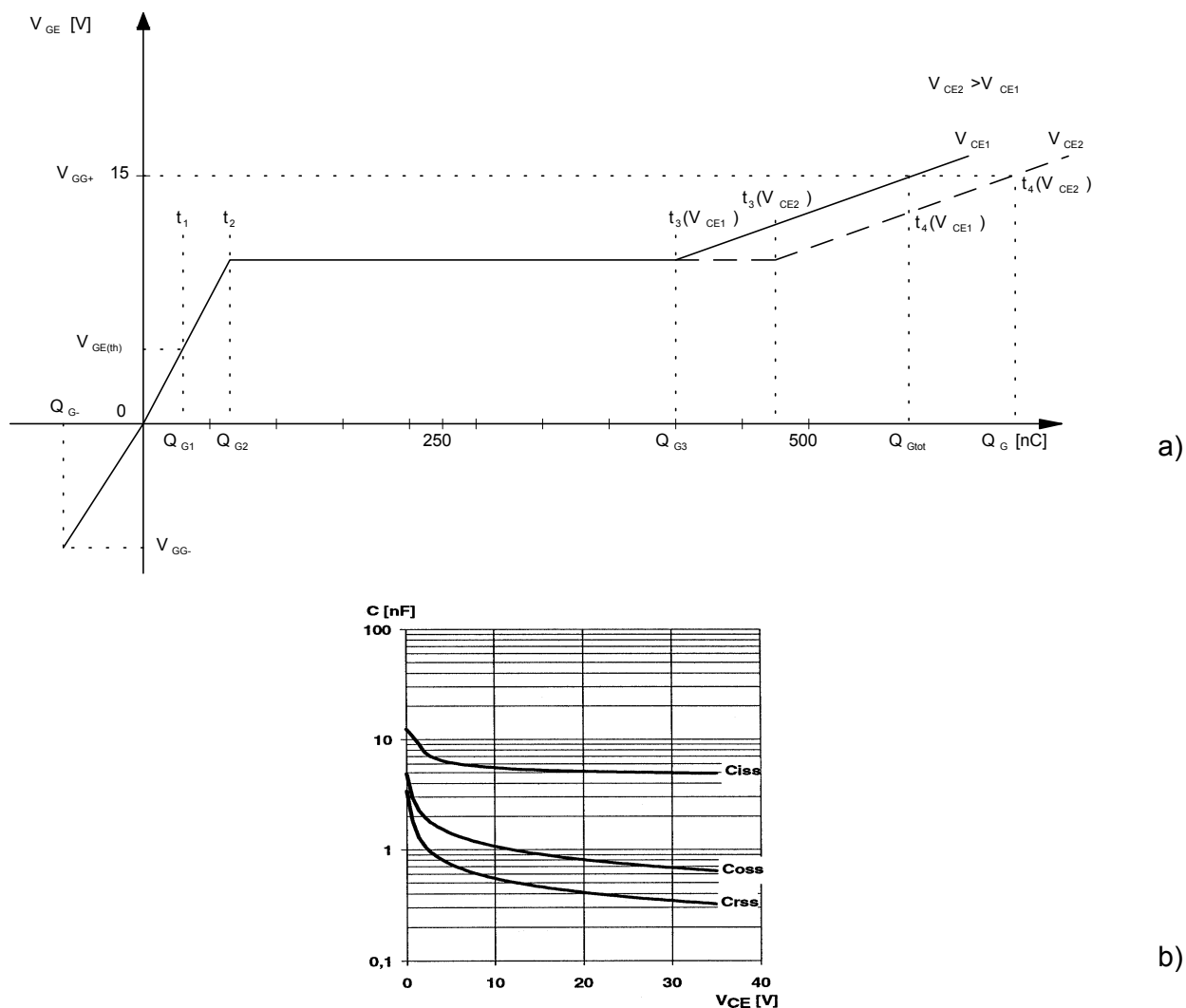


Рис.1.13 а) Продолженная характеристика заряда затвора IGBT для управления затвором между V_{GG+} и V_{GG-}
 б) Малосигнальная емкость IGBT

За последние годы главной целью разработчиков было улучшение конструкции горизонтальной и вертикальной ячеек, усовершенствование структуры ячейки и успешная обработка очень тонкой кремниевой подложкой. Кроме освоения тонкослойной технологии (толщина слоя 100 мкм), например, стало возможно изготовление IGBT с исключительно малыми потерями на 600 В [164].

В настоящее время потенциальные возможности лежат в оптимизации ячейки кристалла. В первую очередь существуют новые высокодисперсные структуры, такие как S-FET от SIEMENS, благодаря последним саморегулирующим процессам, основанным на сопротивлении в открытом состоянии, а также усовершенствование переключения и стабильность [216]. Эта структура, которая применяется для одинаковых форм и для современных IGBT высокой плотности, содержит затворы с двойной имплантацией и распорки в боковой области (рис.1.14).

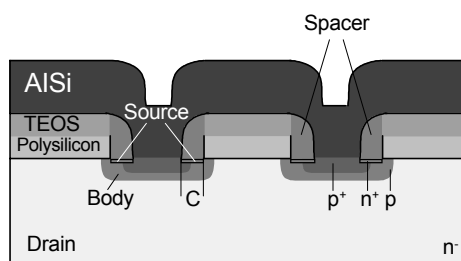


Рис.1.14 Затвор с двойной имплантированной структурой (Siemens S-FET) [298]

Позже разработанная структура для MOSFET и IGBT, которая вытеснила стандартную структуру затвора, это trench-gate, с вертикальным расположением канала в р-источнике (рис.1.15).

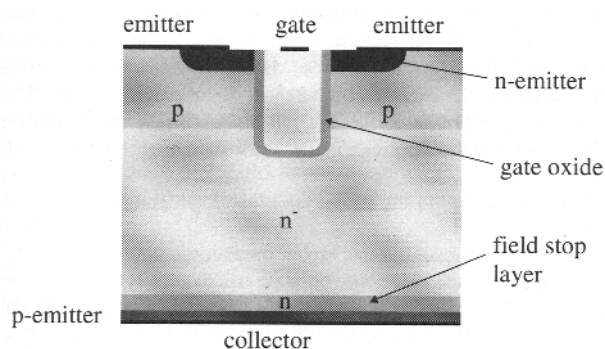


Рис.1.15 IGBT с trench-gate и слоем field stop

Так как эта структура обеспечивает большую активную поверхность кристалла, управление каналом становится легче и может быть при меньших сопротивлениях канала. Потери в открытом состоянии уменьшаются примерно на 30 %. Кроме того, поверхность ячейки может быть снова уменьшена, что увеличивает плотность тока, уменьшает потери в открытом состоянии, улучшает стабильность и уменьшает потери при коммутации при большем напряжении пробоя по сравнению с планарными MOSFET и IGBT. К недостаткам

можно отнести уменьшение стабильности при коротком замыкании приблизительно в 3 раза выше емкость затвора по сравнению с емкостью планарных элементов.

Также разработан так называемый IEGT (Injection Enhanced Gated Transistor), инжекционный транзистор с обогащенным затвором, для больших напряжений (4.5...6.5 кВ) на технологии trench; благодаря структуре эмиттера затруднен процесс утечки дыр, что привело к концентрации носителей заряда в открытом состоянии подобно тиристорам [194].

Ощутимые улучшения высоковольтных силовых MOSFET возникли при появлении CoolMOS от Siemens в 1998 [216]. Как показано на рис.1.16, структура MOSFET была дополнена p-проводящей областью в дрейфовой зоне, которая подсоединена к p-ячейкам.

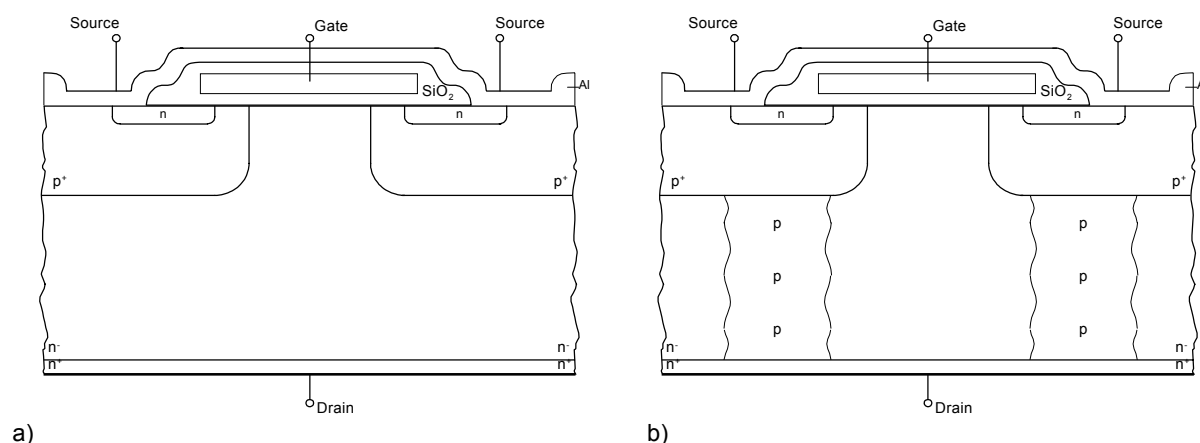


Рис.1.16 Структура MOS-ячеек
а) традиционная структура
б) структура CoolMOS

При прямом напряжении в выключенном состоянии электрическое поле распределяется не только вертикально но и горизонтально, область n^- -дрейфа может быть значительно уменьшена по сравнению с традиционными MOSFET, и в то же время возрастает проводимость. Сопротивление в открытом состоянии $R_{DS(on)}$ уже не возрастет экспоненциально, как это описано в п.1.2.1 (экспонента 2.4...2.6), а только линейно до напряжения пробоя $V_{(BR)DS}$. Поэтому, потери в открытом состоянии для 600 В CoolMOS, например, будут уменьшены в пять раз по сравнению с обыкновенными MOSFET при той же площади кристалла. Требуется только 1/3 предыдущей поверхности кристалла для прохождения такого же тока. Потери на переключение будут уменьшены вдвое, потери в открытом состоянии уменьшаться приблизительно на 35 %; благодаря меньшей площади кристалла, снижается емкость и заряд затвора на треть [216]. Однако недостаток – плохой динамический режим обратных диодов в структуре CoolMOS. Это ограничивает их применение при «жесткой» коммутации с индуктивной нагрузкой.

Дальнейшие улучшения будут с использованием других полупроводниковых материалов, таких как карбид кремния (SiC). По сравнению с Si, для пробоя SiC требуется в десять раз большая интенсивность поля. Несмотря на ограниченную подвижность электронов, сопротивление в открытом состоянии уменьшается в соотношении 1/300 к униполярным компонентам, что гарантирует применение при напряжениях выше 1000 В. Как для биполярных SiC – компонентов, меньшая дрейфовая площадь приводит к уменьшению накопленного заряда. С одной стороны энергетический зазор, который в 3 раза больше, чем для Si, допускает рабочие температуры до 500 °C; с другой стороны пороговое напряжение биполярных компонентов увеличивается до 2,5 В. Другие нежелательные эффекты состоят в значительно большей емкости перехода по сравнению с Si, и сегодня все еще возникают проблемы в технологии; диффузия примесей практически невозможна, нереализуемы большие поверхности без дефектов, и сегодня основные технологии не применимы для SiC [282], [124], [130].

Интегрированный контроль, защита, функции драйвера или других цепей в кристалл более важна при малых напряжениях (например, автомобильная электроника) или при малых токах (например, товары широкого потребления) в серийных приборах. Например, функции драйвера, защиты, управления и диагностики было встроены в кристалл SMARTPOWER-транзистора, это привело к уменьшению потерь мощности и к улучшению надежности, не говоря уже о миниатюризации [277], [213], [232].

Простейший способ создания, например, элемента защиты и датчика тока, напряжения или температуры возможно путем встраиванием в поверхность кристалла. Можно вспомнить популярные разработки SENSFET и Sence-IGBT, в которых ток истока или эмиттера проходит параллельно через главную и отдельную измерительную цепь. Благодаря обратной связи из измерительной цепи в управляющую цепь, измеряемый ток уменьшается с возрастанием сопротивления датчика [194]. IGBT с датчиками интегрированы во многие IPM. TEMPFET имеет встроенный датчик тока, который также служит как индикатор перегрузок по току и который при перегрузках закорачивает затвор-исток.

PROFET и HITFET, например, содержат полный драйвер с цепями защиты от коротких замыканий и перегрузок по току, напряжению и перегреву, защитой затвора, индикатором нагрузки и т.д. [4], [277]. PROFET выпускается в одиночном и многоканальном исполнении high-side на напряжение 60 В. В отличие от ключей high-side, у low-side нет достаточного напряжения для защиты логики при открытом состоянии MOSFET. Поэтому, встроенный датчик температуры в HITFET будет уменьшать напряжение затвора при высоких температурах кристалла так, что напряжение стока может возрасти до минимального значения напряжения источника (3 В) и цепь защиты сработает.

1.3 Обратные и снабберные диоды

1.3.1 Требования к обратным и снабберным диодам

Для современных быстрых коммутационных устройств требуются быстрые обратные диоды. При каждом включении ключа обратный диод коммутируется от проводящего к запертому состоянию. При этом диод должен обеспечить мягкое переключение. Долгое время важность быстрых диодов недооценивали. Выполнение ключа было ухудшено обратными диодами. За последние несколько лет значительный прогресс стал возможен благодаря внедрению обратно - восстановительного режима.

1.3.1.1 Падение при прямом и обратном напряжении

Обратное напряжение V_R показывает, что утечка тока при определенном напряжении не должна превышать предельного тока I_R . Технические данные в справочниках приводятся для рабочей температуры 25°C . При меньших температурах запирающая способность будет падать, например, приблизительно 1.5 В/К для 1200 В диода.

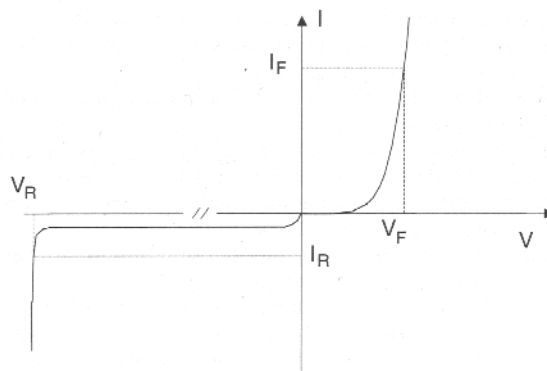


Рис.1.17 Обратное и прямое напряжение диода

При температурах выше температуры окружающей среды, обратное напряжение будет соответственно возрастать с одновременным ростом утечки. Следовательно, ток утечки определен также и для высоких температур (125°C и 150°C). Если диод содержит золото, ток утечки может расти очень резко, что может привести к температурной нестабильности в цепях, где вся схема работает при высоких температурах из-за потерь в силовых приборах.

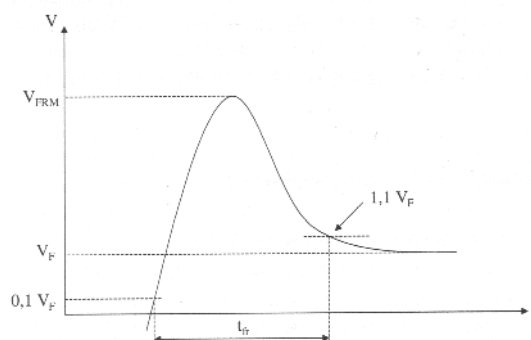


Рис.1.18 Режим включения силового диода

Длительное прямое напряжение V_F показывает, что при определенном токе прямое падение напряжения на диоде не должно превышать определенного значения. Обычно это значение устанавливается при определенной температуре. Решающий фактор в балансе потерь энергии - это прямое напряжение при высоких температурах. Все технические справочники по обратным диодам должны содержать данные об этой температурной зависимости.

1.3.1.2 Режим включения

Когда диод переходит в проводящее состояние, напряжение в первый момент будет возрастать до значения V_{FRM} . Рис.1.18 показывает V_{FRM} и время включения $t_{\text{ф}}$. Но эта кривая не дает достаточно информации о режиме работы обратных диодов, так как:

- рост тока в открытом состоянии di/dt настолько высокий, что, например, V_{FRM} может возрасти до 200 В или 300 В для 1700 В диодов, что более чем в 100 раз превышает V_F ,
- диод обычно включается из закрытого состояния, при этом возникает V_{FRM} , которое намного больше, чем, если бы диод включался из нейтрального состояния.

Низкое V_{FRM} — одно из наиболее важных требований к обратным диодам, так как снабберные цепи становятся эффективны только после включения диода.

Выброс напряжения также важен для обратных диодов, которые работают при обратных напряжениях > 1200 В. При выключении IGBT, возникает импульс напряжения из-за паразитной индуктивности, который суммируется с V_{FRM} обратного диода, что может привести к перенапряжениям. Однако эти измерения нетривиальны, поскольку индуктивная составляющую и V_{FRM} нельзя разделить специальными схемами. Измерения можно сделать при открытой конструкции непосредственно на выводах диода.

С другой стороны, режим включения диода не важен при балансе потерь мощности, так как потери на включение намного меньше, чем при выключении и при прохождении прямого тока, так что ими можно пренебречь.

1.3.1.3 Режим обратного восстановления

Когда диод закрывается, сохраненный в нем заряд должен разрядиться, это приводит к росту тока диода в обратном направлении. Кривая этого тока характеризует режим обратного восстановления диода.

На рис.1.19 показана простейшая цепь для измерения режима.

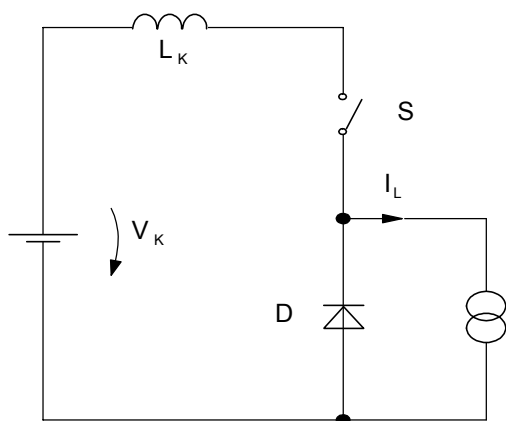


Рис.1.19

S - идеальный ключ, I_L – источник тока, V_K – источник напряжения, L_K – индуктивность.

После закрывания ключа S , через диод будет протекать ток и напряжение, как это показано на рис.1.20. Этот график служит примером мягкого восстановления диода. На рис.1.21 показаны примеры характеристик диодного тока с резким изменением параметров. Кривая поясняется рисунком 1.20.

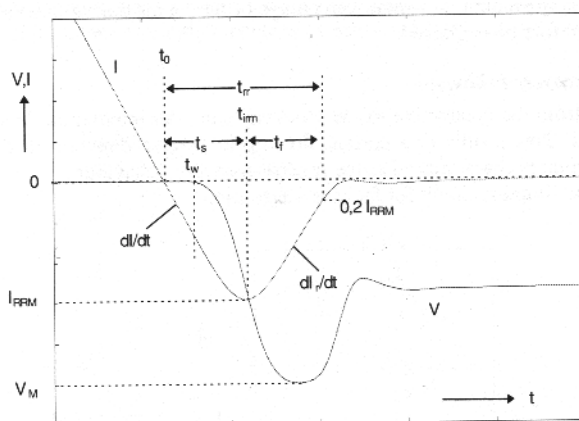


Рис.1.20 Характеристики тока и напряжения процесса «мягкого» восстановления диода в цепи на рис.1.19 и определение характеристик режима восстановления.

Скорость коммутации dI/dt определяется напряжением и индуктивностью:

$$-(dI/dt) = (V_K/L_K) \quad (1.1)$$

В момент t_0 ток проходит через ноль. В момент t_w диод начинает закрываться. При этом рп-переход диода освобождается от носителей заряда. При t_{irm} ток падает до уровня тока утечки, характеристика тока зависит только от диода.

Время обратного восстановления t_{rr} определяется интервалом между t_0 и моментом, когда ток достигает значения 20 % от I_{RRM} . Интервалы t_f и t_s (рис.1.20) определяются количественными значениями для режима восстановления:

$$\text{коэффициент «мягкости» } s = t_f / t_s \quad (1.2)$$

Этого определения недостаточно, потому что характеристика на рис.1.21a может быть резкой. Характеристику на рис.1.21b можно классифицировать как мягкую, $t_f > t_s$, но это жесткий срез.

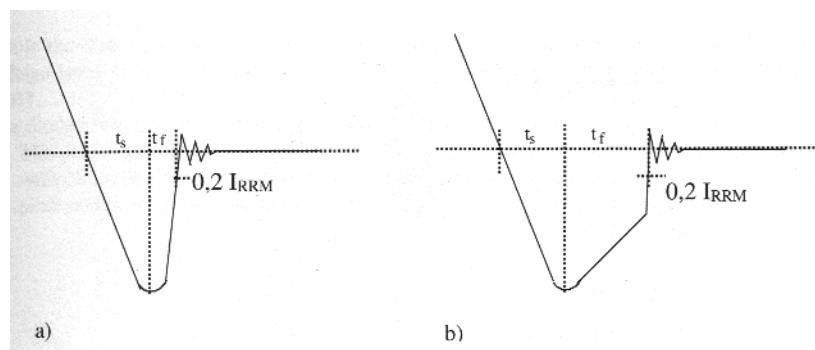


Рис.1.21 Характеристики тока для двух режимов быстрого восстановления диода

Более точно можно найти коэффициент «мягкости»

$$S = \left| \frac{-\frac{dI}{dt} \big|_{I=0}}{\left(\frac{dI_r}{dt} \right)_{\max}} \right| \quad (1.3)$$

Измерения нужно проводить при токе менее чем 10 % и при 200 % установленного тока. Это означает, что малые токи очень влияют на режим обратного восстановления. Перенапряжения можно найти по закону:

$$V_{\text{ind}} = -L_k \cdot (dI_r/dt)_{\max} \quad (1.4)$$

Поэтому перенапряжения при некоторых условиях измерения или импульс напряжения $V_M = V_K + V_{\text{ind}}$ могут также рассматриваться как характеристики режима обратного восстановления. Но этого определения также недостаточно, так как не учитываются следующие параметры:

1. Температура. Высокие температуры оказывают негативное воздействие на режим восстановления. Но для некоторых быстрых диодов этот режим хуже при температуре окружающей среды или при низких температурах.
2. Приложенное напряжение. Высокое напряжение замедляет обратное восстановление.
3. Скорость нарастания тока dI/dt . Зависимость dI/dt во многом зависит от производителя диодов. Некоторые диоды реагируют более мягко на увеличение dI/dt , другие – более жестко.

Все эти факторы можно не суммировать при одном простом расчете. Поэтому схема на рис.1.19 и соотношения (1.2) или (1.3) применимы только для пояснения влияния какого-

либо параметра на режим переключения. Общая оценка режима обратного восстановления может быть произведена только для определенного режима работы диода в схеме. Такая измерительная цепь приведена на рис.1.22

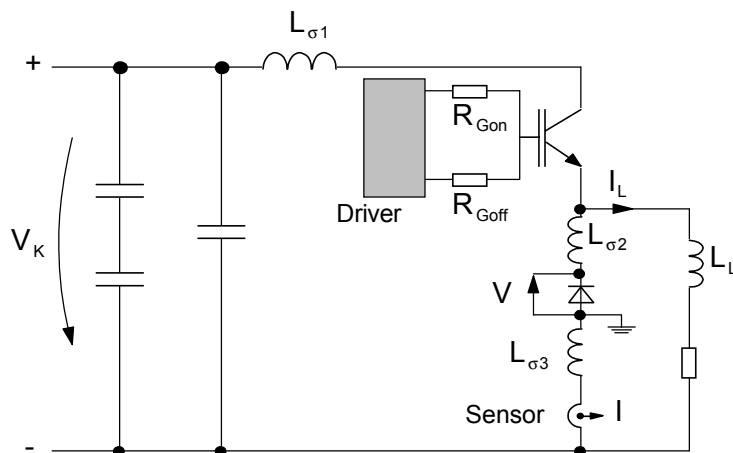


Рис.1.22

Скорость коммутации di/dt регулируется резистором затвора R_{Gon} . Паразитная индуктивность $L_{\sigma1}$ возникает при подключении конденсаторов, IGBT и диода. На рис.1.23 показаны управляющие сигналы IGBT и ток через IGBT и диод. При выключении IGBT ток нагрузки протекает через обратный диод. Как только IGBT включается в следующий раз, диод переключается с характерным режимом восстановления в тот же момент. При включении через IGBT также проходит обратный ток обратного диода. Этот процесс показан для мягко-восстанавливающегося диода на рис.1.24 с сильным растяжением по временной оси. На рис.1.24а показана кривая тока и напряжения IGBT а также потери мощности при включении. На рис.1.24б - кривая тока и напряжения обратного диода и его потери мощности.

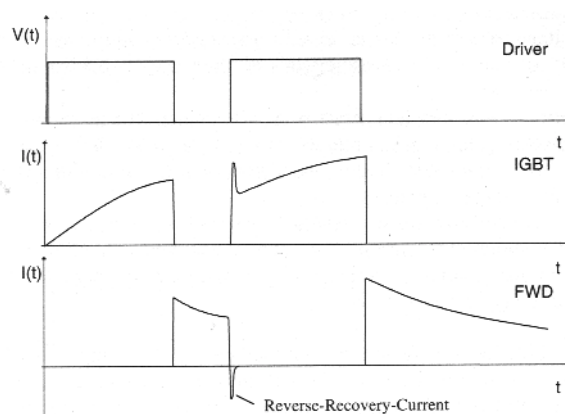


Рис.1.23

Пока через IGBT проходит импульсный обратный ток I_{RPM} , напряжение на IGBT все еще равно напряжению V_k (1200 В на рис.1.24а). При этом потери мощности включенного состояния максимальны для IGBT.

Характеристику обратного восстановления диода можно разделить на две части:

1. Возрастание обратного импульса тока и соответственно обратного падения тока со скоростью dI_r/dt . dI_r/dt находится в пределах dI/dt насколько это позволяет диод. Импульсный обратный ток I_{RPM} воздействует на ключ.

2. «Хвост», при этом обратный ток медленно снижается до нуля. Здесь нельзя определить t_{tr} . Основные потери мощности диода возникают в «хвосте», когда напряжение уже приложено к диоду. Быстрый диод без хвостового тока обеспечит меньшие потери коммутации, но может быть непригодным в работе. В IGBT потери при коммутации в этой фазе не столь высоки, так как в этот момент приложенное напряжение уже уменьшилось.

По сравнению с потерями в IGBT, при работе потери в диоде меньше (потери при коммутации в диоде на рис.1.24а приводятся в том же масштабе, что потери в IGBT на рис.1.24b). Для максимального уменьшения потерь в IGBT и в диоде необходимо учесть малый импульс обратного тока и большую часть сохранившегося заряда, который был разряжен в хвостовой фазе. Предел этого - максимальная рассеиваемая мощность диода.

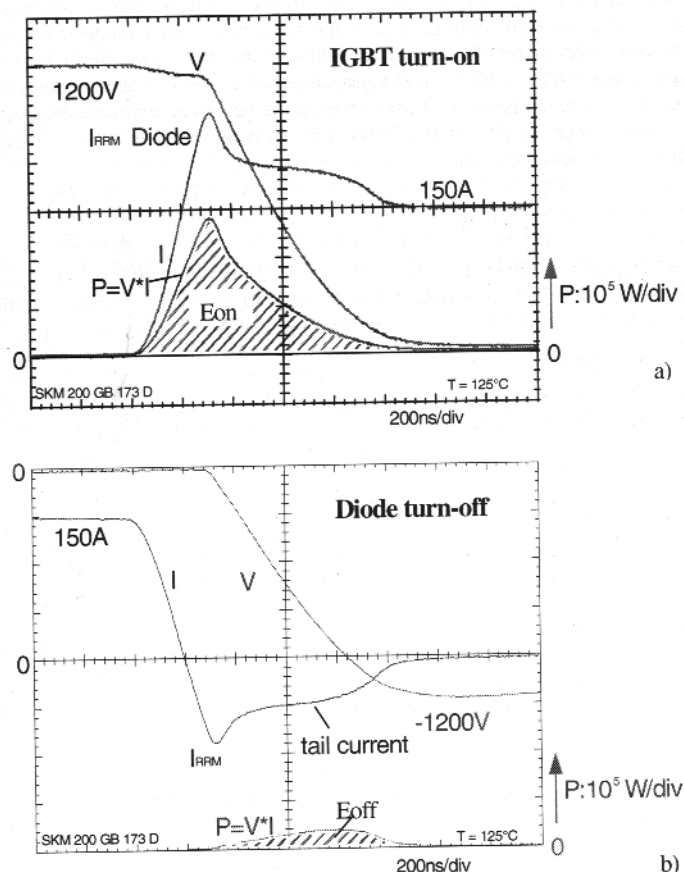


Рис.1.24 Ток, напряжение и потери мощности при включении IGBT (а) и выключении диода (b), которые были измерены в схеме на рис.1.22

Импульсный обратный ток восстановления I_{RPM} - наиболее важный параметр диода, влияющий на общие потери, поэтому его необходимо минимизировать.

При стандартном применении, когда ключом служит полупроводниковый модуль, паразитная индуктивность $L_{\sigma ges}$ находится в пределах 40 нГн, уменьшая возникающее перенапряжение. Так как не существует идеального ключа, напряжение на IGBT будет падать до определенного уровня во время фазы восстановления. Это напряжение имеет вид:

$$-V(t) = -V_k - L_{\sigma ges} \cdot (dI_T/dt) + V_{CE}(t) \quad (1.5)$$

где $V_{CE}(t)$ – напряжение, приложенное к IGBT в соответствующий момент. Обычно для диодов с мягким восстановлением при умеренных скоростях роста до 1500 А/мкс и с минимальными паразитными индуктивностями, $V(t)$ меньше чем V_k в любой момент времени, и при этом не будет выбросов напряжения.

На рис.1.25 приведен пример режима восстановления по этому способу. При этих условиях перенапряжения в CAL-диодах сравниваются с диодами, время жизни носителей заряда в которых устанавливается платиновой диффузией, CAL-диоды работают с мягкими условиями восстановления за счет уменьшенной эффективности р- эмиттера. Диоды с платиной становятся такими же «мягкими», как и CAL-диоды при номинальном токе (75 А). Но меньшие токи вызовут максимальные перенапряжения, более 100 В при 10 % номинального тока из-за быстрых параметров переключения. Но в CAL-диодах не будет значительных перенапряжений при любых условиях.

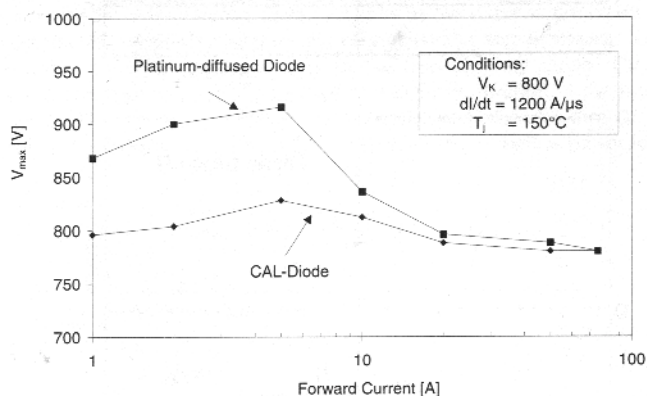


Рис.1.25 Выброс напряжения при коммутации в зависимости от прямого тока диода

Все дальнейшие объяснения в этом руководстве основаны на следующем определении:

Диод работает в режиме мягкого восстановления, если при любых параметрах в схеме не возникает перенапряжений, вызванных спадом обратного тока диода.

Любые параметры - это номинальный диапазон токов, все частоты коммутации схемы при температуре от -50°C до $+150^{\circ}\text{C}$. Это определение верно, если dI/dt не слишком высоко

(> 6 кА/мкс) или в схеме достаточно большая индуктивность (> 50 нГн), что также может вызвать выбросы напряжения.

Не менее важным требованием к обратным диодам на напряжение от 100 В (несмотря на мягкий режим коммутации) является динамическая устойчивость. На рис.1.24b показано, что пока через диод протекает хвост тока, к нему приложено почти все входное постоянное напряжение. Если IGBT переключается очень резко (малое сопротивление затвора R_G), будут расти обратный и хвостовой токи, вместе с которыми уменьшается напряжение V_{CE} на IGBT, которое коммутирует диод с большей скоростью dV/dt . Плотность проводящих ток носителей заряда (дыр) поэтому будет выше исходной плотности, вследствие чего произойдет пробой в полупроводнике при напряжении, намного ниже обратного уровня (динамический пробой). Для управления этими процессами существует характеристика динамической устойчивости обратных диодов. Динамическая устойчивость определяется следующим образом:

Динамическая устойчивость – способность диода выдерживать высокие скорости коммутации di/dt и высокие напряжения в одно и то же время.

Если диод имеет незначительную динамическую устойчивость, ограничивает di/dt IGBT или работает только с максимальным обратным выбросом тока, допускается увеличение потерь на переключение.

1.3.1.4 Требования к обратным диодам, которые работают в режиме выпрямления и инвертирования в преобразователях напряжения.

Обратные диоды в преобразователях на IGBT или MOSFET должны удовлетворять различным требованиям, которые зависят от того, используются ли они в выпрямителях или в инверторах.

Обычно, средняя энергия передается в инверторе в направлении от постоянного напряжения к переменному, т.е. нагрузка потребляет переменное напряжение. С другой стороны, средняя энергия передается в выпрямителе со стороны переменного напряжения к постоянному. В этом случае преобразователь работает как импульсный выпрямитель, подсоединенный к сети переменного тока или к генератору. Хотя преобразование мощности в обоих случаях одинаково, в силовых полупроводниковых приборах различные потери, в основном из-за разного сдвига фаз при работе между напряжением и током на стороне переменного напряжения.

Это поясняется на примере основной схемы на рис.1.26.

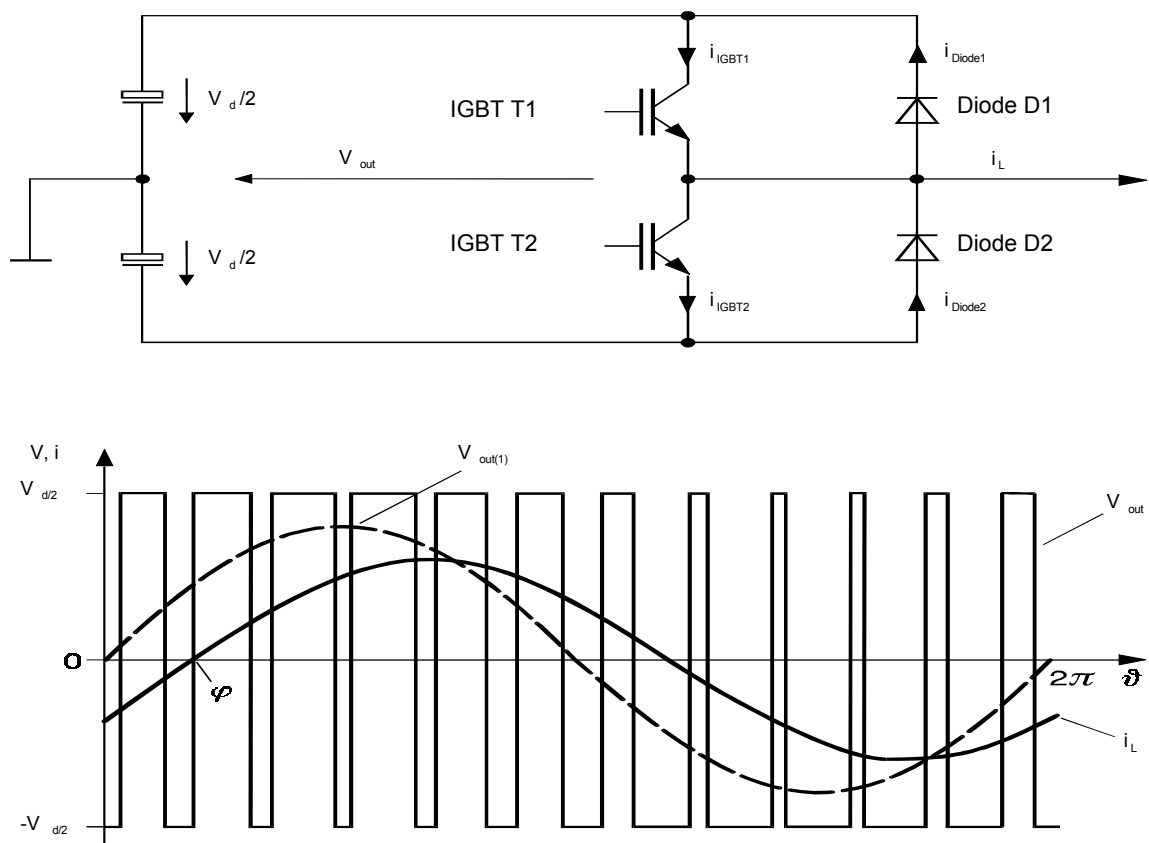


Рис.1.26

Схема показывает, что:

- если $v_{out} =$ положительное и $i_L > 0$: ток идет через IGBT 1;
- если $v_{out} =$ отрицательно и $i_L > 0$: ток идет через диод 2;
- если $v_{out} =$ положительное и $i_L < 0$: ток идет через диод 1;
- если $v_{out} =$ отрицательно и $i_L < 0$: ток идет через IGBT 2.

Соответственно, потери в открытом состоянии в IGBT и диодах при данном среднеквадратическом значении тока зависят от $\cos\varphi$ между напряжением и током основной частоты, а также от коэффициента модуляции m преобразователя (определяется рабочим циклом).

Работа при $0 \leq m \cos\varphi \leq 1$. Потери мощности в преобразователе достигают предела, если $m \cos\varphi = 1$, потери в IGBT максимальны, потери в обратных диодах минимальны.

Работа при $0 \geq m \cos\varphi \geq -1$. Потери мощности в преобразователе достигают предела, если $m \cos\varphi = -1$, потери в IGBT минимальны, а в диодах – максимальны.

Применительно к характеристике на рис.1.27, такая ситуация возникает, когда на основной частоте импульсного выпрямителя преобразуется чисто активная мощность, и средняя точка сети подключена к средней точке преобразователя.

Это представлено на графиках рис.1.27 в качестве примера.

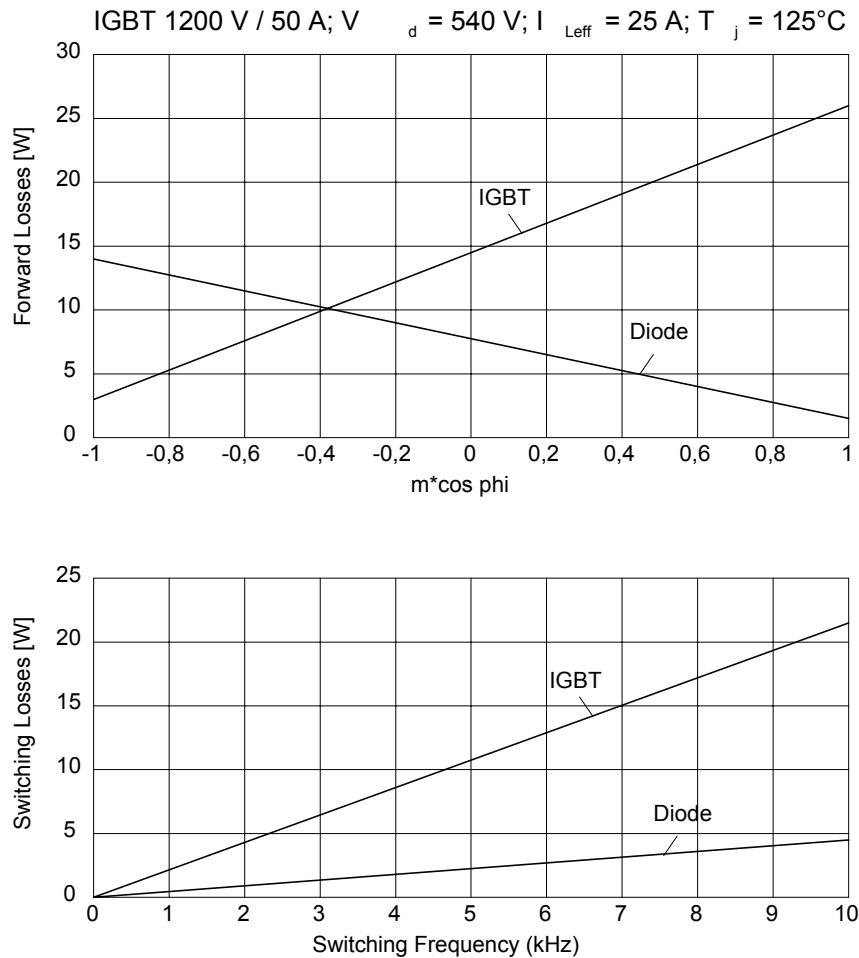


Рис.1.27 Потери в активном режиме и при переключении в IGBT и обратном диоде

При данном постоянном напряжении и среднеквадратичном значении переменного тока, потери на коммутацию зависят (линейно) только от частоты коммутации (рис.1.27).

Большинство модулей IGBT и MOSFET с внутренними обратными диодами рассчитаны на применение в инверторах с учетом потерь мощности, которая может быть рассеяна при номинальном токе (например, $\cos \phi = 0.6 \dots 1$). Благодаря уменьшению общих потерь, диоды разработаны для значительно меньших потерь мощности, по сравнению с IGBT (отношение IGBT : диод $\approx 2 \dots 3 : 1$). Поэтому, использование силового модуля с большим значением номинального тока рекомендуется, если в импульсном выпрямителе такая же мощность преобразования, как и в соответствующем импульсном преобразователе.

Пример:

* Питание (400 В/50 Гц) – импульсный выпрямитель ($f_s = 10 \dots 12$ кГц) – постоянное напряжение – инвертор ($f_s = 10 \dots 12$ кГц) – трехфазный двигатель (400 В/50 Гц/22 кВт)

* Импульсный источник питания – стандартные IGBT модули (phase leg) ≥ 1200 В/100 А ($T_c = 80^\circ\text{C}$)

* Инвертор – стандартные IGBT модули (phase leg) ≥ 1200 В/75 А ($T_c = 80$ °С)

1.3.2 Конструкция мощных быстрых диодов

Мы должны установить различие между двумя основными типами диодов: диоды Шоттки и рпн-диоды. Во-первых, контакт металл-полупроводник служит запирающим переходом. При этом нет диффузного напряжения на рп-переходе как у рпн-диодов; это обеспечивает меньшее падение напряжения по сравнению с рпн-диодами, с очень тонкой n^- зоной. При запираании диода, идеально должна зарядиться только зона пространственного заряда. Благодаря этому диоды работают на очень высоких частотах (> 100 кГц). Это преимущество, однако, ограничено напряжениями $< \sim 100$ В. В этом диапазоне диод Шоттки наиболее подходящий для обратных диодов для MOS-транзисторов. Но при больших напряжениях

- будет соответственно расти падение напряжения, w_B возрастет и работает только один тип носителей заряда (однополярный), и
- будет соответственно расти ток утечки, что вызовет температурную нестабильность.

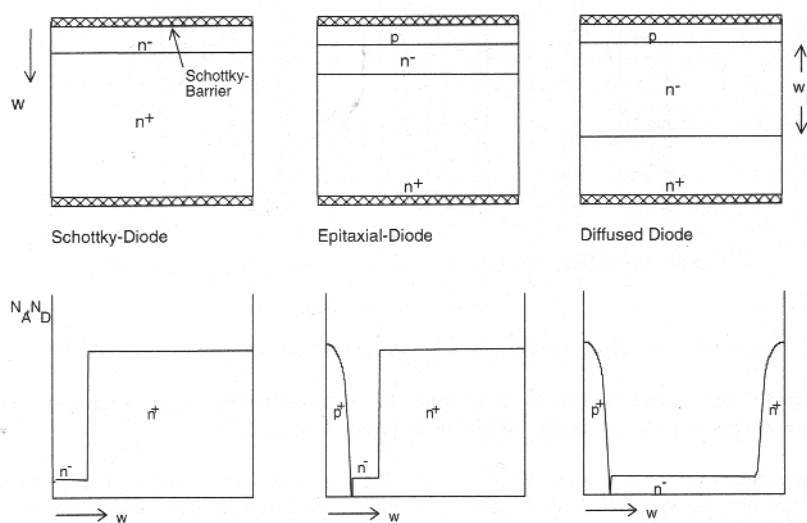


Рис.1.28 Структуры диода Шоттки, рпн-эпитаксиального и рпн-диффузного диодов.

Внизу: профиль примесей (схема)

Преимущества рпн-диодов заметны при напряжениях выше 100 В. В выпускаемых сегодня диодах средняя зона не «i» (внутренняя), а n -типа с очень малой долей примеси (n^-) по сравнению с граничными зонами. В рпн-эпитаксиальных диодах (рис.1.28, посередине) n^- зона отделена от высоко-примесной n^+ подложки (эпитаксии). Тогда диффузной становится p -зона. По этой технологии можно получить очень малую толщину w_B , до нескольких мкм, кремниевая подложка остается достаточно тонкой для обеспечения хорошей работы. С диффузией рекомбинационных областей (в основном диффузией золота) очень быстрые

диоды можно, тем не менее, производить с малым падением напряжения благодаря малому w_B . Однако это напряжение будет всегда выше диффузного напряжения рп-перехода, 0,6...0,8 В. Основная область работы эпитаксиальных (эпи-) диодов лежит в диапазоне от 100 В до 600 В, некоторые производители выпускают эпи-диоды на 1200 В.

При напряжении более 600 В n^- зона расширяется до таких размеров, что может возникнуть диффузный рп-диод (правый рисунок). p^- и n^+ зоны диффундируют в n^- - подложку. Аналогично, рекомбинационные области необходимы для установления динамической характеристики.

Как для основного применения в силовых модулях при напряжениях более 100 В, рп-диоды более детально рассмотрены далее.

1.3.3 Параметры мощных быстрых диодов

1.3.3.1 Прямой и обратный режимы

В прямом направлении напряжение падает на рп-переходе и сопротивлении смежной n^- зоны, напряжение состоит из:

$$V_f = V_{diff} + V_{ohm} \quad (1.6)$$

Диффузное напряжение на рп-переходе зависит от примесей в обеих сторонах перехода, и обычно составляет 0,6...0,8 В. Для быстрых диодов с обратным напряжением 600 В и более преобладает падение на сопротивлении. Время жизни носителей заряда в обратных диодах должно быть очень малым, так, чтобы падение напряжения зависело экспоненциально от ширины основы w_B :

$$V_{ohm} = \frac{3\pi k t}{8q} e^{\frac{w_B}{2L_A}} \quad (1.7)$$

L_A – неполярная длина диффузионной области

$$L_A = \sqrt{D_A \tau}, \text{ где константа диффузионной области } D_A = 2 \frac{\mu_n \mu_p}{\mu_n + \mu_p} \frac{kT}{q}.$$

k : постоянная Больцмана, $1,38066 \cdot 10^{-23}$

q : заряд, $1,60218 \cdot 10^{-19}$

μ_n и μ_p – для подвижности электронов и дырок при заполнении n^- зоны свободными электронами и дырками [284]. Благодаря такой экспоненциальной корреляции можно получить наименее возможное w_B .

Несмотря на это, ширина основы w_B определенно влияет на запирающее напряжение. Возможны два различных случая (рис.1.29):

Если w_B определена так, что зона пространственного заряда не может простираться в n^+ зону (треугольная характеристика), это называется non-punch-through структура [285]. Если

w_B определена так, что зона пространственного заряда простирается в n^+ зону (трапецидальная характеристика), это называется punch-through диодом. Но реальные punch-through, у которых зона пространственного заряда может достигать примеси другого типа, в этом случае не реализуемы. Такое обозначение общепринято.

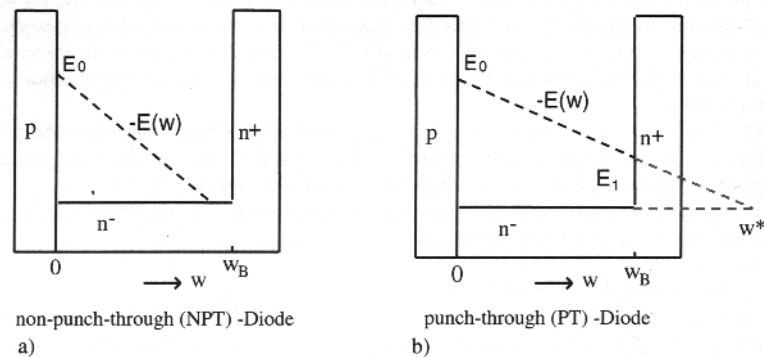


Рис.1.29 Диод с треугольной (а) и трапецидальной (b) характеристикой

Для идеального NPT-диода w_B определено так, что оно находится в конце треугольной характеристики. Если примесь оптимальна, будет минимально w_B

$$w_B = 2^{\frac{2}{3}} C^{\frac{1}{6}} V_R^{\frac{7}{6}} \quad (1.8)$$

где $C = 1,8 \cdot 10^{-35} \text{ см}^6 \text{ В}^{-7}$

Минимальную примесь, требуемую для PT-диодов, можно рассчитать таким же образом. В предельном случае характеристика может быть прямоугольной, $E_1 = E_0$ (см. рис.1.29). Соответственно,

$$w_B(\text{PT, предел}) = C^{\frac{1}{6}} V_{BD}^{\frac{7}{6}} \quad (1.9)$$

По сравнению с w_B , определенной для NPT (1.8):

$$w_B(\text{PT, предел}) = 2^{\frac{2}{3}} w_B(\text{NPT}) \cong 0.63 w_B(\text{NPT}) \quad (1.10)$$

Этот крайний случай, однако, можно и не получить, но с существующими технологиями это может быть приблизительно

$$w_B(\text{PT}) \cong 0.66 w_B(\text{NPT}) \quad (1.11)$$

Различия между PT-структурой в соответствии с (1.11) и NPT-структурой в соответствии с (1.8) добавляют 0,8 В при открытом диоде, учитывая малое время жизни носителей заряда. Поэтому PT-структура является предпочтительней.

1.3.3.2 Режим включения

Когда диод включается, он должен преодолеть сопротивление низкопримесной основы. Поэтому импульс напряжения включения будет расти пропорционально w_B . Импульс напряжения включения становится предельным только в случае, если выбрана значительная

ширина основы w_B из-за значительного обратного напряжения более 1200 В. Поэтому РТ-диоды будут работать с оптимальным режимом включения.

Обратные диоды всегда содержат области рекомбинаций. Для обратных диодов, рассчитанных на напряжения 1200 В и более, необходимо избегать областей рекомбинаций, которые вызывают возрастание сопротивления основы. Область рекомбинации может быть одна, что создается диффузией золота. Области рекомбинаций, созданные диффузией платины, потоком электронов или ионами света вызовут только небольшое возрастание перенапряжения при открывании, в отличие от диодов без областей рекомбинации.

1.3.3.3 Режим выключения

Режим выключения быстрых диодов определяется снижением заряда до нуля. На рис.1.30 показан режим для жестких диодов, на рис.1.31 - для диодов с мягким восстановлением.

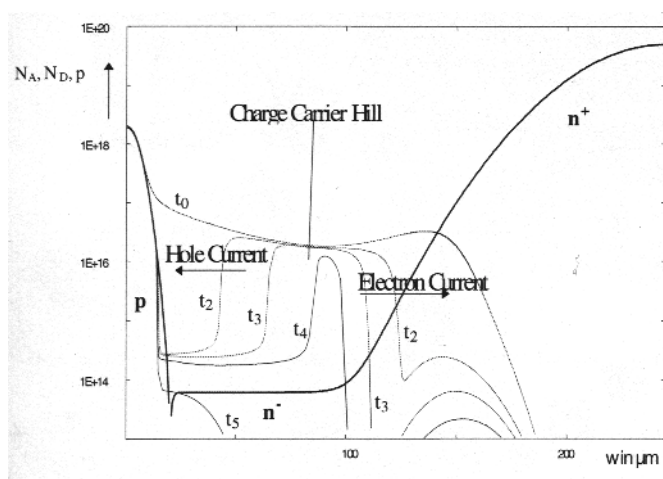


Рис.1.30 Диффузионный профиль и снижение носителей заряда (плотность дырок) в жестком диоде (ADIOS)

При открытом диоде n^- зона наполняется на $>10^{16} \text{ см}^{-3}$ электронами и дырками, концентрация электронов n и дырок p одинакова. После переключения потенциальный барьер находится внутри n^- зоны, между t_2 и t_4 , обеспечивая $n \approx p$. Снижение носителей заряда по направлению к катоду производится потоком электронов, которые двигаются к аноду потоком дырок, который, в свою очередь, вызван обратным током из-за внешней цепи. В случае жестких диодов на рис.1.30 потенциальный барьер снижается до нуля сразу после t_4 . Между t_4 и t_5 диод внезапно переходит в состояние без потенциального барьера, обратный ток прекращается. Режим переключения диода – жесткий.

На рис.1.31 показано тоже самое для мягкого диода. Потенциальный барьер, наполняемый обратным током, поддерживается на протяжении всего процесса. В момент t_5 на диод уже приложено напряжение. Процесс на рис.1.31 сопровождается хвостовым током, как это показано на рис.1.24.

Достигается ли режим мягкого восстановления или нет, зависит от успешного уменьшения носителей заряда. Этого трудно достичь микроструктурной поверхностью, технологией, с которой полупроводниковая промышленность успешно развивалась в прошлом. Поэтому, это заняло длительный период времени, пока режим обратного восстановления не стал управляемым.

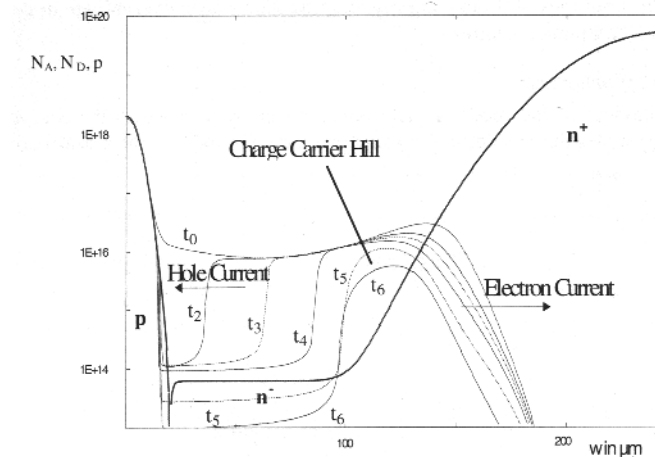


Рис.1.30 Диффузионный профиль и снижение носителей заряда (плотность дырок) в диоде с мягким восстановлением (ADIOS)

Следующие условия влияют на режим мягкого восстановления:

1. Ширина w_B n^- зоны увеличена, NPT (см. выражение 1.9), в диоде создается дополнительная зона, которая не достигается полем при номинальном напряжении. Но это может привести к предельному росту падения напряжения (см. выражение 1.7) или отношения V_F/Q_{RR} . Но это несоответствие допускается даже для поздних разработок [286].
2. Для того, чтобы немного нейтрализовать возрастание w_B , можно применить двухфазную n^- зону [287] при которой возле pn^+ перехода находится участок с высокими примесями. На рис.1.30 и рис.1.31 подобный эффект получен одинаковым градиентом pn^+ перехода. Такая мера сама по себе не достаточна для достижения режима мягкого восстановления.
3. Обратное распределение носителей заряда благодаря низкой эффективности р-эмиттера (см. п. 1.3.4.2)
4. Осевое распределение носителей заряда, обеспечивается для носителей с коротким временем жизни на pn – переходе, и для носителей с длительным временем жизни на pn^+ переходе. (см. п. 1.3.4.2)

Чтобы гарантировать режим мягкого восстановления при любых состояниях, необходимо соблюдать несколько вышеперечисленных условий.

1.3.3.4 Динамическая устойчивость

Во время роста зоны пространственного заряда, дырочный ток I_R протекает через пустую n^- зону. Следовательно, плотность p -дырок будет:

$$p = I_R / q v_d A \quad (1.12)$$

В этом уравнении v_d – скорость дрейфа ($7,57 \cdot 10^6$ см/с) и A – площадь диода.

Плотностью дырок (показанной на рис.1.30 и рис.1.31 от t_2 до t_4) более нельзя пренебрегать, учитывая основной уровень примеси [288]. P добавляется к положительно заряженным донорам N_D , эффективная примесь N_{eff} в этот момент:

$$N_{eff} = N_D + p \quad (1.13)$$

Это вызовет преждевременный лавинный пробой. Электроны и дырки будут создаваться на pn - переходе динамической лавиной. Дырки будут двигаться через высокопримесную p -зону. С другой стороны, электроны будут проходить через n^- зону, вызывая эффект примеси:

$$N_{eff} = N_D + p - n_{av} \quad (1.13)$$

Здесь n_{av} обозначает плотность электронов, созданных динамической лавиной, которые движутся из pn – перехода через зону пространственного заряда, частично компенсируя плотность дыр и, тем самым, противодействуя лавинному эффекту. В [289] динамическая лавина разработана для ограничения: для управления напряженностью поля, при уменьшении эффективной примеси. Соответственно, динамическая лавина не выведет диод, из строя.

Уменьшенный прямой ток вызовет уменьшение обратного тока и плотности дырок p (в соответствии с (1.12)). Но так как коммутирующие устройства имеют более высокую dV/dt при меньших токах, воздействие от динамической лавины может быть больше при малых токах. Для диодов, рассчитанных на высокие обратные напряжения, τ возрастет благодаря расширенной w_B . Это вызовет большие обратные токи, которые приведут к возрастанию плотности дырок и к динамической лавине (1.12). Но в этом случае динамическая устойчивость очень важна.

1.3.4 Современные диоды с улучшенным режимом восстановления

1.3.4.1 Эмиттерная концепция

В обычных pin -диодах pn переход наполняется большим количеством носителей заряда чем pn^+ переход (рис.1.30). Эмиттерная концепция состоит в инверсном распределении носителей заряда: pn^+ переход наполнен большим числом носителей, чем pn переход. Это достигается уменьшением инжекции у p - эмиттера.

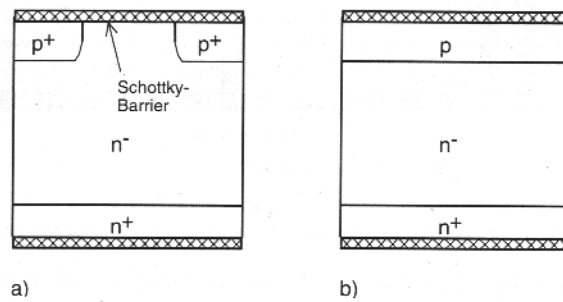


Рис.1.32 Р – эмиттер для улучшения режима мягкого восстановления:

а) структура эмиттера, т.е. PiN/Шоттки диод

б) уменьшенная р – примесь

рассматривались различные структуры эмиттеров, которые по своим функциям вызовут такой эффект. Например «PiN/Шоттки диод», состоящий из последовательности p^+ зон и областей Шоттки [290] (рис.1.32а). Существует несколько подобных структур, включающих также структуры с диффузными р- и n- зонами.

Преимущества зон Шоттки или подобных зон ограничены напряжениями 600 В. Для обратных напряжений 1000 В и более, падение напряжения будет существенным. Остается только уменьшенная площадь инжекции р-зоны. Эффект, подобный структурам эмиттера, получен при продолженной низко-примесной р – зоне (рис.1.32б). Результатом работы таких структур является то, что они не прижились вопреки ожиданиями.

Также последними разработками является уменьшение примесей эмиттера и, таким образом, улучшение режима обратного восстановления. [132], [291]. Дальнейшие улучшения могут быть получены при уменьшении глубины проникновения.

Однако, при соотношении dI/dt более чем 1000 А/мкс, некоторые диоды с уменьшенной р – примесью динамически неустойчивы. Рис.1.33 показывает статистические отказы при выборке из более 16 партий изделий с 25642 обратными диодами. Повреждение происходят, если дырки находятся в активной площади диода. Это их слабое звено.

В соответствии со статистикой, число отказов, вызванных низкой примесью диодов и, следовательно, высоким сопротивлением р – зоны (рис.1.33 160 Ом/кв), было больше, чем среди диодов с увеличенной примесью ((рис.1.33 60 Ом/кв), но первые показали улучшенный режим обратного восстановления. Это показывает противоположные требования к технологии: с одной стороны, мягкое восстановление, с другой – динамическая устойчивость. Даже при ограничении мягкого восстановления не удалось полностью избежать выходов из строя. Для того, чтобы гарантировать безотказную работу, все модули должны быть подвергнуты полным тестам при всевозможных условиях.

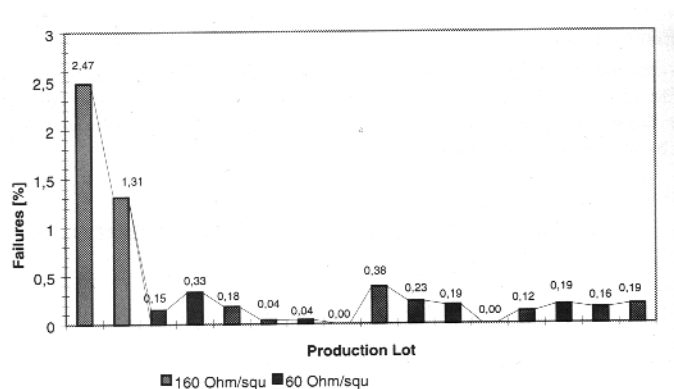


Рис.1.33 График отказов диодов с уменьшенной р – примесью для нескольких партий (при очень высоком dV/dt)

Как видно из рис.1.33, число отказов можно уменьшить оптимизацией технологии. Однако остаются сомнения в их полном устранении.

SEMIKRON прекратил все разработки, касающиеся эмиттерной концепции обратных диодов в быстрых ключах.

1.3.4.2 Концепция управляемого аксиального времени жизни (CAL)

Профили рекомбинационных центров, подобные показанным на рис.1.34а и рис.1.34b, можно создать введением протонов или He^{++} - ионов в кремний. Некоторое время назад эта технология, требующая ускорений до 10 МэВ, была получена для исследовательских целей, но ситуация изменилась. Основной интерес все больше вызван диапазоном ГэВ, и ускорения при средней энергии доступны для других исследований.

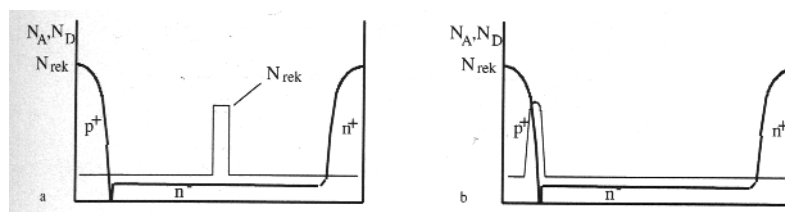


Рис.1.34 Аксиальная структура рекомбинационных центров, полученная при световой ионизации:

- а) узкая зона с более высокой концентрацией рекомбинационных центров в центре n^- зоны
- б) узкая зона с более высокой концентрацией на pn – переходе

Первое предположение о том, что можно достичь лучших результатов имплантацией зоны высококонцентрированных центров рекомбинации посередине n^- - зоны, как это показано на рис.1.34а, было неверным. Расположение такой зоны на pn переходе, как на рис.1.34b, более предпочтительно [292] [293].

В ссылке [147] показано, что соотношение между импульсным обратным током и прямым напряжением улучшается при приближении пика рекомбинации к pn – переходу. Если он расположен прямо на pn – переходе, распределение носителей заряда в открытом

состоянии будет обратным. Распределение носителей заряда на рис.1.31 получено при расчете профиля рекомбинационных центров согласно рис.1.35.

Для CAL – диодов пик центра рекомбинации (при He^{++} имплантации) расположен в р – зоне, рядом с рп – переходом как на рис.1.35, следовательно, это приведет к уменьшению тока утечки. He^{++} имплантация совмещена с откорректированным временем жизни основных носителей, полученного при облучении электронным лучом.

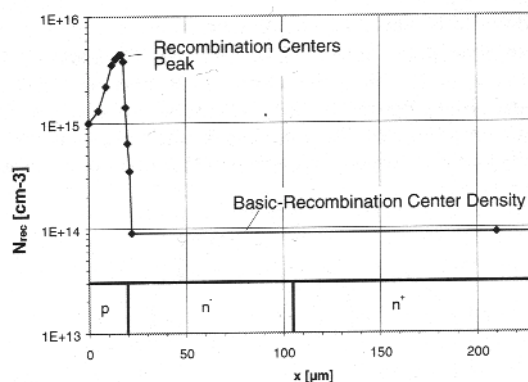


Рис.1.35 Профиль рекомбинационного центра в CAL – диоде (схема)

На характеристики CAL – диода вместе с IGBT уже была ссылка на рис.1.24. Импульс обратного тока можно уменьшить при помощи уровня пика рекомбинационного центра, который регулируется количеством имплантированного He^{++} . Больше всего сохраненного заряда в CAL – диоде приходится на хвостовой ток, которым, с другой стороны, можно управлять при помощи плотности рекомбинационного центра. Уменьшение времени жизни основных носителей приведет к укорачиванию хвостового тока, однако возрастет падение напряжения на диоде. Условиями восстановления можно хорошо управлять при помощи двух параметров: времени жизни основных носителей и количества имплантированного He^{++} . Таким образом диод будет работать с мягким восстановлением в любых условиях, особенно при малых токах.

CAL – диоды, изготовленные таким способом, обеспечивают высокую динамическую устойчивость. CAL – диоды для 1200 В и 1700 В проверены в лабораторных условиях при соотношениях dI/dt до 15 кА/см²мкс и работали без отказов.

CAL – диоды работают и в условиях рис.1.33. Тест на устойчивость 3.3 кВ CAL – диода показан на рис.1.36. При измерениях на рис.1.35, перегрузка диода усугубляется дополнительной паразитной индуктивностью 0.5 мкГн, из-за которой возникает импульс напряжения 1500 В сразу после коммутации.

По сравнению с другими, CAL– диоды также могут работать в этом диапазоне напряжений при высоких dI/dt (около 2000 А/см²мкс).

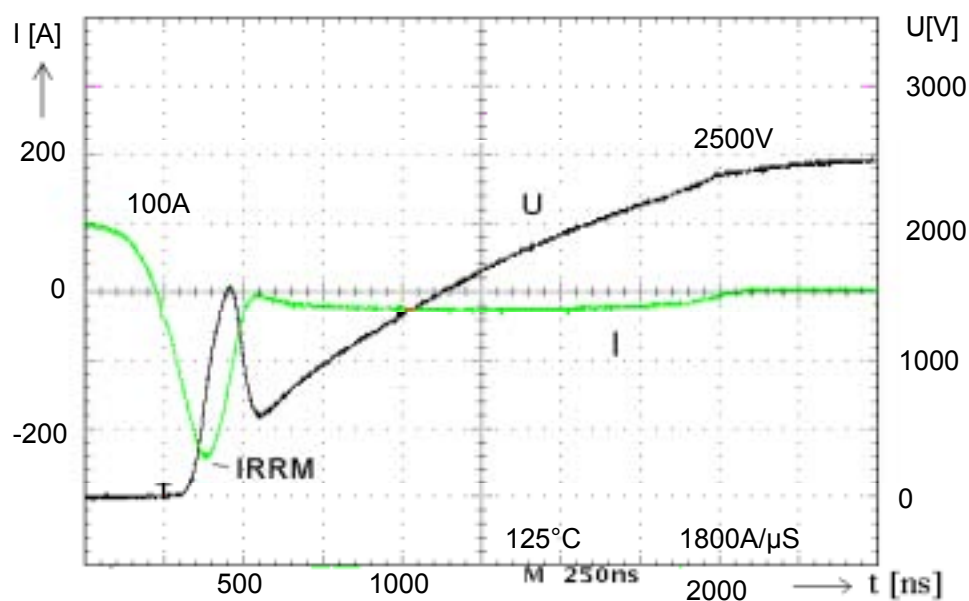


Рис.1.36 Тест на устойчивость 3300 В CAL– диода

Ширину основы w_B можно масштабировать сравнительно точно для CAL– диодов, подобно определению размеров РТ, как это показано в уравнениях 1.10 и 1.11. Это обеспечит лучший компромисс для сравнительно низкого падения напряжения между параметрами коммутации и напряжением. Ширина основы также важна для параметров открывания диода. Напряжение прямого восстановления V_{FR} растет пропорционально w_B ; обратные диоды на напряжение 1700 В и более могут вызвать 100 В V_{FR} из-за большого dI/dt при выключении IGBT. В отличие от обычных диодов, V_{FR} можно уменьшить более чем на 50 % в 1700 В CAL– диодах [106].

Недавно разработанные обратные диоды для IGBT так же как и снабберные диоды [294] изготавливают по CAL-концепции, потому что:

1. динамическая устойчивость является одним из наиболее важных требований,
2. масштабирование подобно определению размеров РТ улучшает устойчивость к космическим лучам,
3. компромисс между падением напряжения и параметрами переключения диода можно установить с помощью вышеупомянутого способа,
4. минимальное V_{FR} можно получить для снабберных диодов
5. можно добиться меньшего тока утечки по сравнению с обычным процессом диффузии золотом.

1.3.4.3 Концепция гибридных диодов

Концепция гибридных диодов была открыта в 1991 [295] [296]. Она основана на параллельном подключении диода с мягким восстановлением и РТ – диода с малым падением напряжения, но жесткими параметрами восстановления, как показано на рис.1.37.

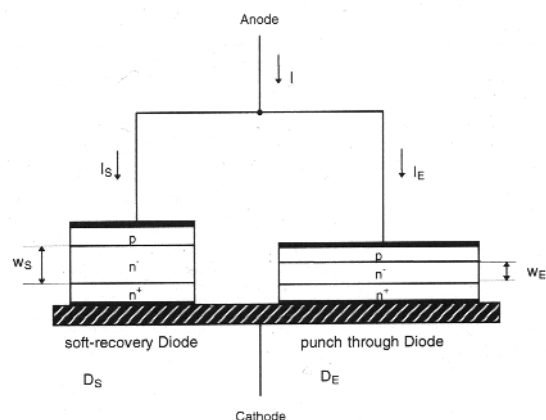


Рис.1.37 Структура гибридного диода

Принцип работы показан на рис.1.38. Основная часть тока в открытом состоянии проводится жестким диодом D_E . Остаток – диодом D_S . Ток I_S проходит через диод D_S и первый пересекает ноль, достигая своего максимального обратного значения в момент t_1 . В этот момент через диод D_E все еще протекает прямой ток. При этом рп – переход диода D_S свободен от носителей заряда. Теперь диод D_E переключается с нарастающей dI/dt . Суммарный ток все еще определяется внешней цепью.

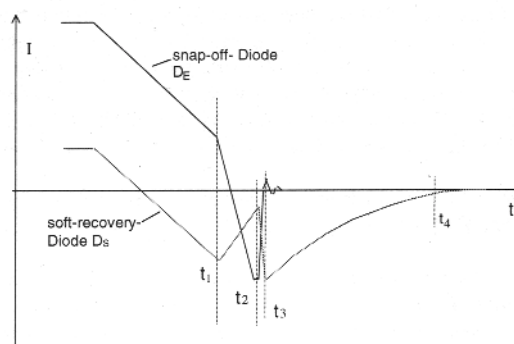


Рис.1.38 Протекание тока через составляющие гибридного диода

В момент t_2 рп – переход диода D_E свободен от носителей заряда. В период между t_2 и t_3 обратный ток D_E будет резко падать. Это вызовет соответствующее нарастание тока в D_S , который полностью не освободился от носителей в этот момент. Общий обратный ток не будет резко снижаться. Следовательно, не будет перенапряжения. Плотность носителей заряда в диоде D_S уменьшится в период между t_3 и t_4 . Такая структура будет мягкой.

Для получения эффективной функции обратного диода, D_S должен получить достаточный заряд даже после падения обратного тока D_E . Для этого мягкий диод D_S должен принять на себя 10 – 25 % прямого тока. Следовательно, прямое напряжение должно быть отрегулировано.

Первые модули, содержащие гибридные диоды, поступили в продажу в начале 1996г. Они в основном применялись как обратные диоды в коммутирующих цепях с 100 В или 200 В – MOSFET ключами. В них эпитаксиальный диод на 400 В использовался в качестве

жесткого диода D_E . В качестве мягкого диода D_S использовался улучшенный CAL – диод. Плотность основного рекомбинационного центра в нем поддерживалась на низком уровне, в результате чего падение напряжения было около 1,1 В при 150 А/см^2 .

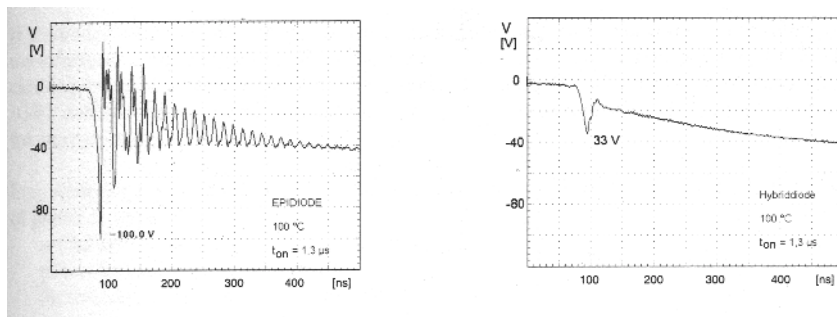


Рис.1.39 Характеристика напряжения в 350 А, 100 В модуле, слева: с эпитаксиальными диодами, справа: с гибридным диодом

Рис.1.39 показывает напряжение включения MOSFET. Диаграмма слева показывает напряжение обратного диода, состоящего из 7 параллельных эпитаксиальных диодов. Диаграмма справа показывает напряжение при замене одного из 7 эпитаксиальных диодов диодом с мягким восстановлением D_S . Пик напряжения будет падать от 100 В до 33 В, паразитные колебания исчезнут. С похожим обратным диодом MOSFET можно включить с большей dI/dt . Если время включения MOSFET уменьшилось с 1.3 мкс до 0.3 мкс при уменьшении сопротивления затвора, характеристика напряжения будет также приемлема. Общие потери в схеме снизятся до 48 % (= сумме линейных и потерь при коммутации всех компонентов).

Гибридные диоды имеют особые преимущества при напряжениях до 600 В. В этом диапазоне можно использовать диоды с минимальной w_B , если они интегрированы как часть гибридного диода. С другой стороны, гибридные диоды не имеют больших преимуществ при больших напряжениях, так как различия в w_B между мягкими CAL – диодами и PT – диодами не значительно.

1.3.5 Последовательное и параллельное соединение мощных быстрых диодов

1.3.5.1 Последовательное соединение

При последовательном соединении необходимо обращать внимание на симметричность цепей по отношению к обратному напряжению и к динамическому обратному напряжению.

По отношению к статическому обратному напряжению, отличия в токах утечки, возникающие при изготовлении диодов, вызовут лавинный процесс в диоде с наименьшим током утечки. При хорошей лавинной стабильности можно не подключать резисторы. Однако, если компоненты на напряжение $> 1200 \text{ В}$ подключены последовательно, на практике лучше подключить параллельно резистор. Его сопротивление рассчитывается таким образом, чтобы распределение напряжения всегда зависело от резистора.

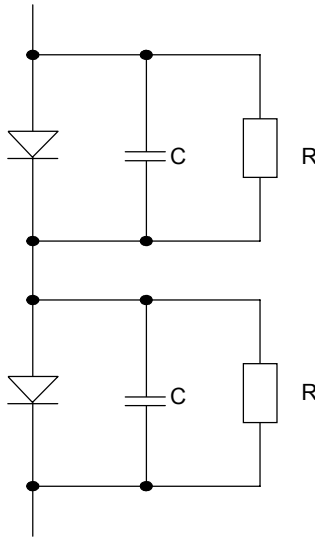


Рис.1.40 RC – цепь для последовательного включения быстрых диодов

Если предполагается, что ток утечки не зависит от напряжения и если пренебречь отклонением сопротивлений резисторов, простым способом расчета сопротивления для последовательного соединения n - диодов и при определенном обратном напряжении V_r будет [297]:

$$R < \frac{nV_r - V_m}{(n-1) \cdot \Delta I_r} \quad (1.15)$$

V_m – максимальное последовательное напряжение, ΔI_r – максимальный разброс тока утечки в диоде, зависящий от максимальной рабочей температуры. Согласно [297], его можно найти с большой уверенностью из

$$\Delta I_r = 0.85 I_{rm} \quad (1.16)$$

где I_{rm} определяется производителем. Согласно этому выражению ток, проходящий через резистор, примерно в шесть раз больше тока утечки диода.

Рассматривая существующие выражения, важно рассчитать сопротивление для современных обратных диодов, чтобы через резистор проходил ток в три раза больше максимального тока утечки диода. Конечно же, необходимо учитывать потери тепла в самом резисторе.

Динамическое распределение напряжения может существенно отличаться от статического. Если p_n – переход одного диода освободиться от свободных зарядов раньше, чем у любого другого диода, то этот диод примет на себя напряжение раньше. Если пренебречь отклонением емкостей конденсаторов, простым способом расчета емкости для последовательного соединения n - диодов и при определенном обратном напряжении V_r будет:

$$C > \frac{(n-1) \cdot \Delta Q_{RR}}{n \cdot V_r - V_m} \quad (1.17)$$

ΔQ_{RR} – максимальный разброс сохраненного заряда в диодах. Для любого случая его можно получить из:

$$\Delta Q_{RR} = 0.3 Q_{RR} \quad (1.18)$$

если все используемые диоды взяты из одной партии. Q_{RR} определяется производителем. Сохраненный в конденсаторе заряд поддерживается в дополнение к сохраненному заряду, возникающему при выключении обратного диода, его также может использовать IGBT при включении. Учитывая эти основные правила, заряд должен быть в два раза больше сохраненного заряда в одном диоде.

Обратные диоды обычно не подключают последовательно из-за следующих дополнительных источников рассеивания мощности:

- n-кратное диффузное напряжение на pn- переходе,
- потери мощности в параллельном резисторе,
- возросший сохраненный заряд, который попадает на IGBT,
- большое число компонентов RC цепи.

Это выполняется, если есть обратные диоды для требуемого диапазона напряжений.

Последовательное включение может быть исключительным, если потери в открытом состоянии не так важны и если имеет значение малое время переключения и малый сохраняемый заряд, что типично для диодов для малых напряжений.

1.3.5.2 Параллельное включение

При параллельном включении не требуется дополнительные RC – цепи. При этом важно, чтобы различия в падениях напряжений были минимальными.

Решающим параметром для параллельного включения является температурная зависимость падения напряжения. Если падение напряжения уменьшается при возрастании температуры, температурная зависимость будет отрицательной, только одно преимущество которой состоит в балансе потери мощности. Если падение напряжения растет при возрастании температуры, температурная зависимость будет положительной.

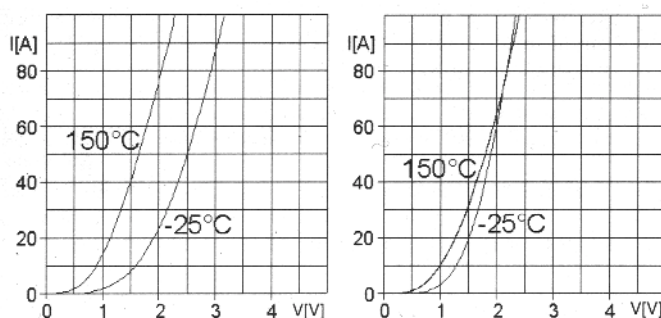


Рис.1.41 Температурная зависимость падения напряжения для различных типов диодов

Слева: отрицательная температурная зависимость

Справа: положительная температурная зависимость выше номинального тока (75 А)

Преимущества положительной температурной зависимости можно реализовать в специальных параллельных системах, так как у нагретого диода носителей тока меньше и система более стабильна. Отрицательный температурный коэффициент (> 2 мВ/К) вызовет температурную нестабильность при параллельном соединении диодов, при котором всегда имеется разброс падений напряжения, возникающий в процессе изготовления.

Параллельные диоды термически соединяются

- через прокладку в корпусе модуля,
- обычно через теплоотвод в корпусе модуля.

В принципе, при умеренно отрицательном температурном коэффициенте, эффект термической связи будет необходим для избежания температурных разбросов диода при максимальном падении напряжения. Для диодов с отрицательным температурным коэффициентом > 2 мВ/К мы рекомендуем выбрать нижнее номинальное значение тока, которое может достичь ток отдельного диода (снижение номинальных значений).

1.4 Силовые модули: специальные возможности многокристалльных структур

1.4.1 Конструкция силовых модулей

Силовые модули *отдельных силовых полупроводников* (MOSFET или IGBT кристаллов и диодов) являются электрически изолированными от монтажного основания (теплоотвода) и встроены в корпус на общей пластине.

Кристаллы припаяны (или приклеены) к металлической поверхности изолирующей подложки, которая электрически изолирует кристаллы от общей пластины модуля, и в то же время хорошо отводит тепло. Верхние части кристаллов подключены к структурным площадкам металлизированных поверхностей с помощью алюминиевых проводов. Дополнительно, пассивные элементы, такие как резисторы, шунты/ датчики тока или температуры (например РТС – резисторы) могут быть встроены в модуль (гибридно) а также частично в кристаллы транзистора (монолитно).

Кроме того, «интеллектуальные» силовые модули дополнительно содержат драйвер и цепи защиты, см. п.1.6.

Используемые в настоящее время изолирующие подложки для силовых модулей приведены в таблице ниже:

Изоляционный материал:

<u>керамика:</u>	оксид алюминия Al_2O_3	<u>органические:</u>	эпоксидная смола
	нитрид алюминия AlN		полиимид (каптон)

(оксид бериллия BeO)
(карбид кремния Si₃N₄)

Подложки

Металлические пластины:

DCB (**D**irect **C**opper **B**onding)
AMB (**A**ctive **M**etal **B**razing)
IMS (**I**nsulated **M**etal **S**ubstrate)
Многослойная IMS

Тонкопленочные слои: TFC (**T**hick **F**ilm **C**ooper)

DCB (**D**irect **C**opper **B**onding)

На рис.1.42 показана структура силового модуля с IGBT и обратными диодами, которая используется в большинстве современных технологий с подложкой из DCB-керамики с Al₂O₃ или AlN изоляцией, с хорошей температурной проводимостью и высоким изоляционным напряжением.

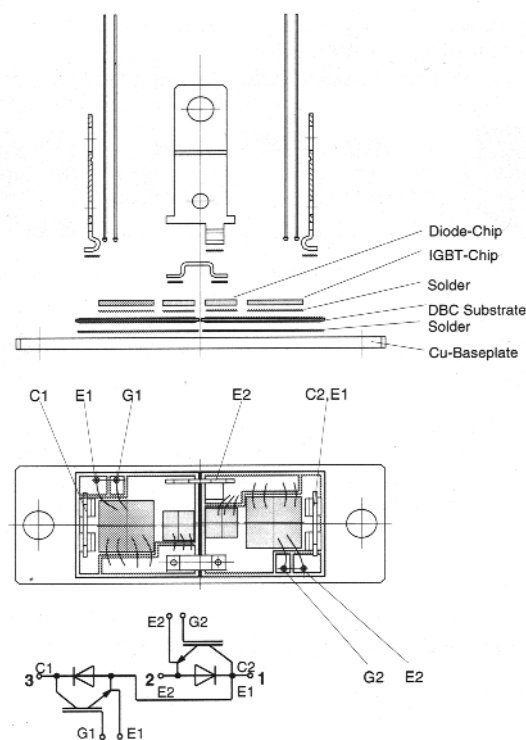


Рис.1.42 Конструкция IGBT модуля SKM100GB123D в корпусе SEMITRANS 2

Для изготовления подложки DCB, на медную поверхность толщиной около 300 мкм сверху и снизу эвтектически наплавляют при температуре свыше 1000 °С изолирующий материал (толщиной 0.38...0.63 мм). После необходимой разводки схема модуля вытравливается на верхней части медной поверхности, кристаллы припаиваются, и контакты

кристалла подключаются перемычками. Нижняя часть DCB-керамической подложки припаивается прямо к основной пластине модуля (толщиной около 3 мм), см. рис.1.42.

Другие типы модулей (например SEMITOR, SKiPPACK, MiniSKiP) не всегда крепятся на основную пластину и процесса припаивания может не быть. В этих модулях DCB-подложка запрессовывается в теплоотвод благодаря соответствующей конструкции корпуса (см. п. 1.5).

Преимущества DCB-технологии по сравнению с другими конструкциями - это в основном высокая проводимость тока благодаря слою меди, хорошие условия охлаждения благодаря керамическому материалу, высокая адгезионная сила меди к керамике (надежность) и оптимальная теплопроводность керамического материала [52].

AMB (Active Metal Brazing)

Технология AMB (brazing-«пайка твердым припоем» металлической фольги к подложке) была разработана на основе DCB. Преимущества AMB-подложки с AlN-керамикой по сравнению с подложками с Al₂O₃-керамикой в, например, более низком температурном сопротивлении, меньшем коэффициенте расширения и улучшенной способности частичного разряда. Рис.1.43 разъясняет различия между DCB и AMB.

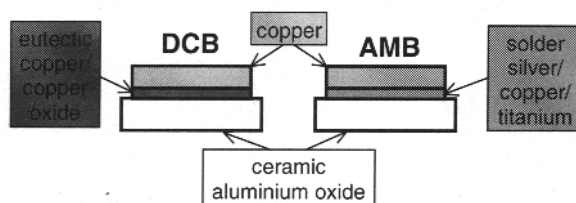


Рис.1.43

IMS (Insulated Metal Substrate)

IMS сначала использовался в дешевых или маломощных конструкциях, и характеризуется прямым присоединением изоляционного материала к основной пластине модуля. Для изоляции от алюминиевой пластины обычно используются полимеры (такие как эпоксидные смолы, полиамиды). Верхний слой из медной фольги, которая формируется и приклеивается на изоляционную подложку (как в конструкции PCB), а также разведена травлением (рис.1.44).

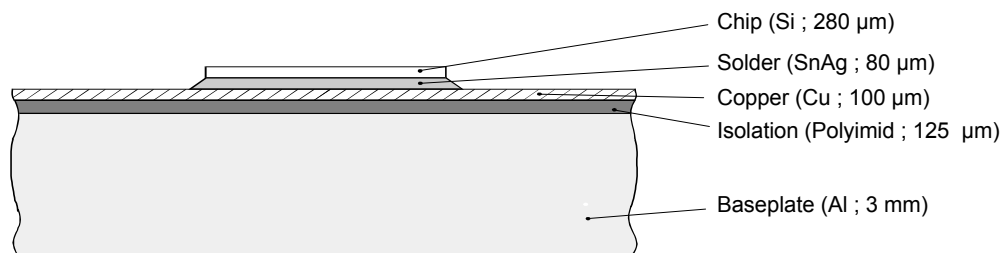


Рис.1.44 Основная конструкция IMS силового модуля [194]

Преимущества IMS в низкой стоимости, филигранной конструкции дорожек (возможность интеграции драйвера и цепей защиты), высокой механической прочности подложки и относительно широкой ее площади, по сравнению с DCB.

Очень тонкий изоляционный слой, однако, приводит к сравнительно высоким общим емкостям поверхности монтажа (см. п. 1.4.2.6). Кроме того, тонкий верхний слой меди только обеспечивает сравнительно низкое распределение тепла, которое улучшается дополнительными металлизированными слоями распределения тепла под кристаллами или добавлением алюминиевых частиц в изоляционный слой.

TFC (Thick Film Cooper)

Как и в DCB, основным материалом для тонкой пленочной подложки является изоляционная керамика, которая прямо приклеена на основную пластину или теплоотвод при помощи силикона или пайкой (рис.1.45).

Дорожки в верхней части керамической подложки выполнены из меди трафаретной печатью. Кристаллы силового модуля или другие компоненты припаяны или приклеены на дорожки

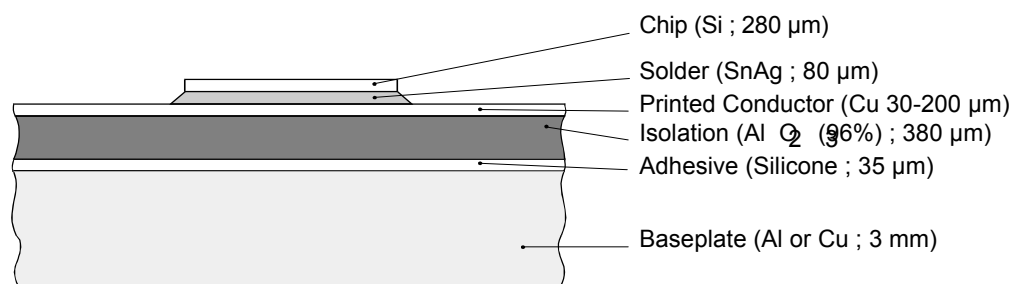


Рис.1.45 Основная конструкция TFC-силового модуля [194]

TFC-технология также может комбинироваться со стандартной тонкопленочной технологией.

Так как очень низкие сопротивления можно получить при помощи клейких материалов, которые обычно используются в тонкопленочной технологии, и так как изолированные дорожки можно расположить одну над другой и подключить, довольно большое количество компонентов можно интегрировать очень компактно. Однако, очень филигранные дорожки (толщиной примерно 15 мкм) ограничат способность пропускания тока в такой структуре до величины около 10 А.

1.4.2 Возможности силовых модулей

Оценка важности параметров для компоновки модулей будет всегда зависеть от специфики применения. Наиболее важным параметром для управления железной дорогой,

например, будет надежность, поскольку низкая цена является критерием для потребительских товаров.

В этом разделе применимость силовых модулей будет рассматриваться при следующих комплексных критериях: *«оптимизированная» сложность модуля, способность рассеивать тепло, напряжение изоляции и устойчивость к отдельным разрядам, температурная прочность и способность выдерживать периодичность нагрузки во внешних цепях, конструкция с низкой внутренней индуктивностью, статическая и динамическая симметричность структуры, электромагнитная стабильность, определенные и мягкие условия отказов, простота конструкции и технологии подключения, а также благоприятное не загрязняющее производство и пригодность к переработке для вторичного использования.*

1.4.2.1 Степень сложности

Оптимизировать степень сложности в основном нельзя. С одной стороны, с усложнением модулей будет падать цена устройств, и минимизироваться проблемы, возникающие при комбинировании нескольких компонентов (паразитная индуктивность, взаимное влияние, неправильная разводка). С другой стороны, с усложнением модулей снизится их универсальность (уменьшится число партий). Число испытаний и стоимость одного модуля возрастут. С увеличением числа интегрированных компонентов и связей надежность модуля снизится и работ по ремонту будет больше. Драйверы, датчики и цепи защиты должны удовлетворять высоким требованиям по термо- и электромагнитной стабильности.

До настоящего времени следующие конфигурации модулей получили признание как «мировой стандарт» по отношению к интеграции драйверов. Актуальность этих разработок описана в п.1.6. универсальность силовых модулей резко снижается с возрастанием интеграции функций драйвера, модуль становится основной системой.

С одной стороны, «интеллектуальные» модули стремятся изготавливать большими тиражами (бытовая, автомобильная техника), с другой стороны, спрос только расширяется, очень много похожих устройств будут питаться от новейших модульных систем, состоящих из похожих основных элементов. В отличие от неизбежной избыточности в таком случае, пользователь может получить выгоду от удешевления систем благодаря совместным усилиям изготовителей модулей.

Что касается расположения IGBT и диодов в наиболее используемых силовых модулях, конфигурации, показанные на рис.1.46, пользуются хорошим спросом, отвечая требованиям большинства устройств силовой электроники и технологии управления. Рис.1.46

соответственно подходит к модулям на силовых MOSFET, которые сегодня часто используются в источниках питания.

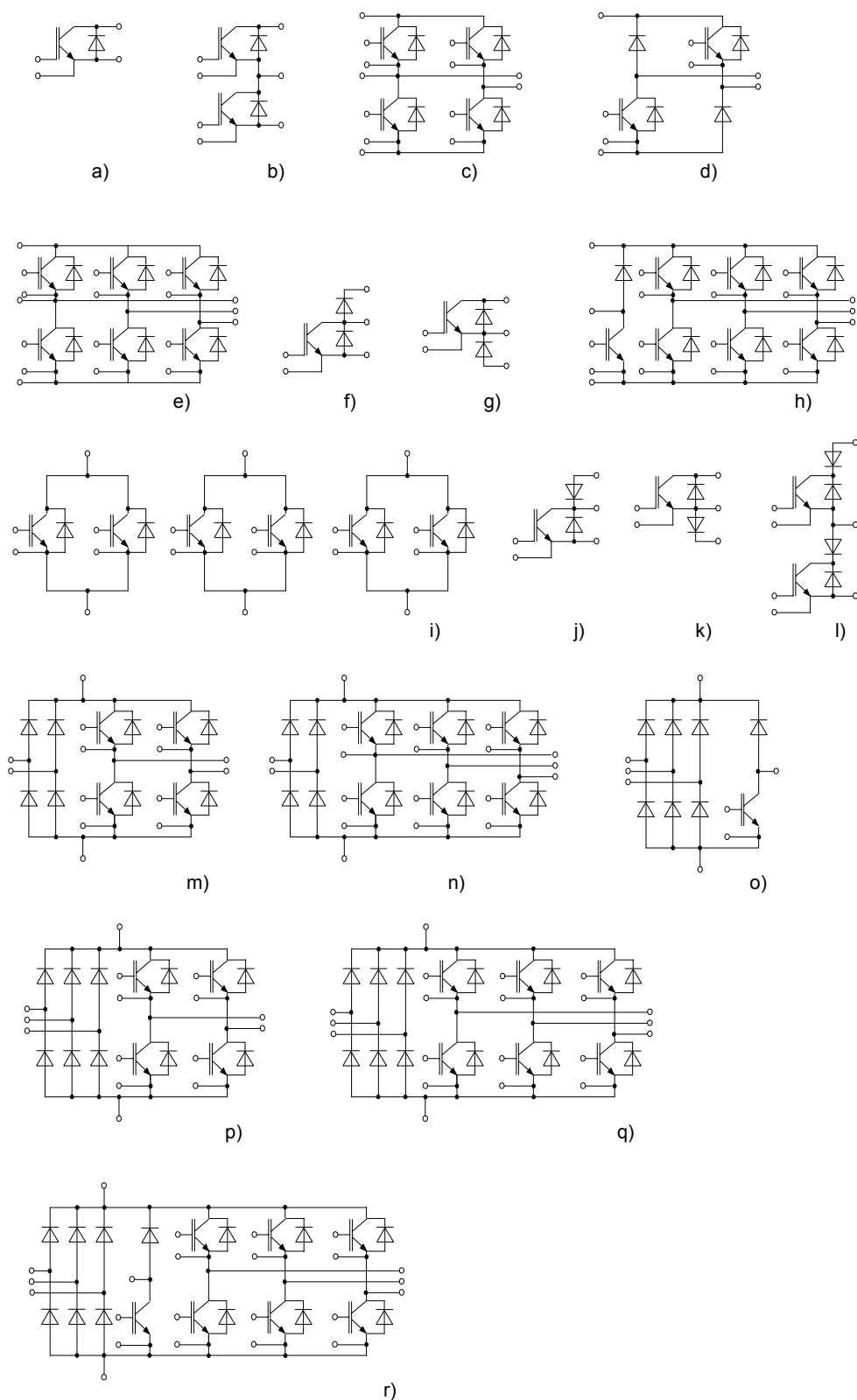


Рис.1.46 Основные схемы силовых модулей с IGBT и диодами

- a) ...GA...: одиночный ключ, состоит из IGBT и гибридного обратного диода (для MOSFET модулей, здесь и в остальных конструкциях, часто паразитный обратный диод).
- b) ...GB...: двоянный модуль (полумостовой модуль) состоит из двух IGBT и гибридных обратных диодов.
- c) ...GH...: H-мост с двумя плечами, состоящий из IGBT и обратных диодов
- d) ...GAN...: асимметричный H-мост с двумя диагональными IGBT и гибридными обратными диодами, а также с двумя диодами на пересечении диагонали.
- e) ...GD...: 3-фазный мост (Sixpack, инвертор) с тремя плечами, состоящий из IGBT и обратных диодов.
- f) ...GAL...: коммутирующий модуль с IGBT, инверсным и обратным диодом со стороны коллектора
- g) ...GAR...: коммутирующий модуль с IGBT, инверсным и обратным диодом со стороны эмиттера
- h) ...GDL...: 3-фазный мост «GD» с ключем «GAL» (прерыватель)
- i) ...GT...: Tripack-модуль с тремя парами ключей
- j) ...GAX...: одиночный ключ с последовательным диодом со стороны коллектора (обратный блокирующий ключ)
- k) ...GAY...: одиночный ключ с последовательным диодом со стороны эмиттера (обратный блокирующий ключ)
- l) ...GBD...: двойной модуль с последовательными диодами (обратный блокирующий ключ)
- m) ...B2U – диодный выпрямитель и IGBT H-мост
- n) ...B2U – диодный выпрямитель и IGBT инвертор (трехфазный мост)
- o) ...B6U – диодный выпрямитель и IGBT ключ «GAL» (IGBT и обратный диод со стороны коллектора)
- p) ...B6U – диодный выпрямитель и IGBT H-мост
- q) ...B6U – диодный выпрямитель и IGBT инвертор (трехфазный мост)
- r) ...B6U – диодный выпрямитель, IGBT ключ «GAL» и IGBT-инвертор (трехфазный мост)

Разработанная система маркировки SEMIKRON для SEMITRANS-IGBT и MOSFET модулей приведена в п.1.4.4; для SEMITOR, SKiiPPACK и MiniSKiiP в п.1.5.

1.4.2.2 Способность рассеивать тепло

Для оптимального использования теоретической способности проводить ток, возникающие потери мощности должны безопасно проходить непосредственно через соединение и изоляционный слой к теплоотводу.

На рис.1.47 показаны внутренние параметры модуля, которые влияют на способность рассеивать тепло (внутреннее температурное сопротивление R / внутренний температурный импеданс Z), которые определяют максимальные потери в модуле (ток, частота коммутации, напряжение,...) вместе с условиями охлаждения и внешней средой.

РС элементы, показанные на рис.1.47, которые соответствуют определенным элементам структуры, не предназначены для отражения физических тепловых условий, а только для иллюстрации вертикального распределения падения мощности и температуры от кристалла к теплоотводу. Температурное сопротивление R_{th} характеризует статическое состояние, поэтому его можно отнести к структурным элементам.

Однако, замещение емкостями физических элементов, и возможное усиление при преобразовании реальных тепловых емкостей объемными элементами (характеризуется количеством и особенностями тепла) противоположны общему относительному температурному потенциалу.

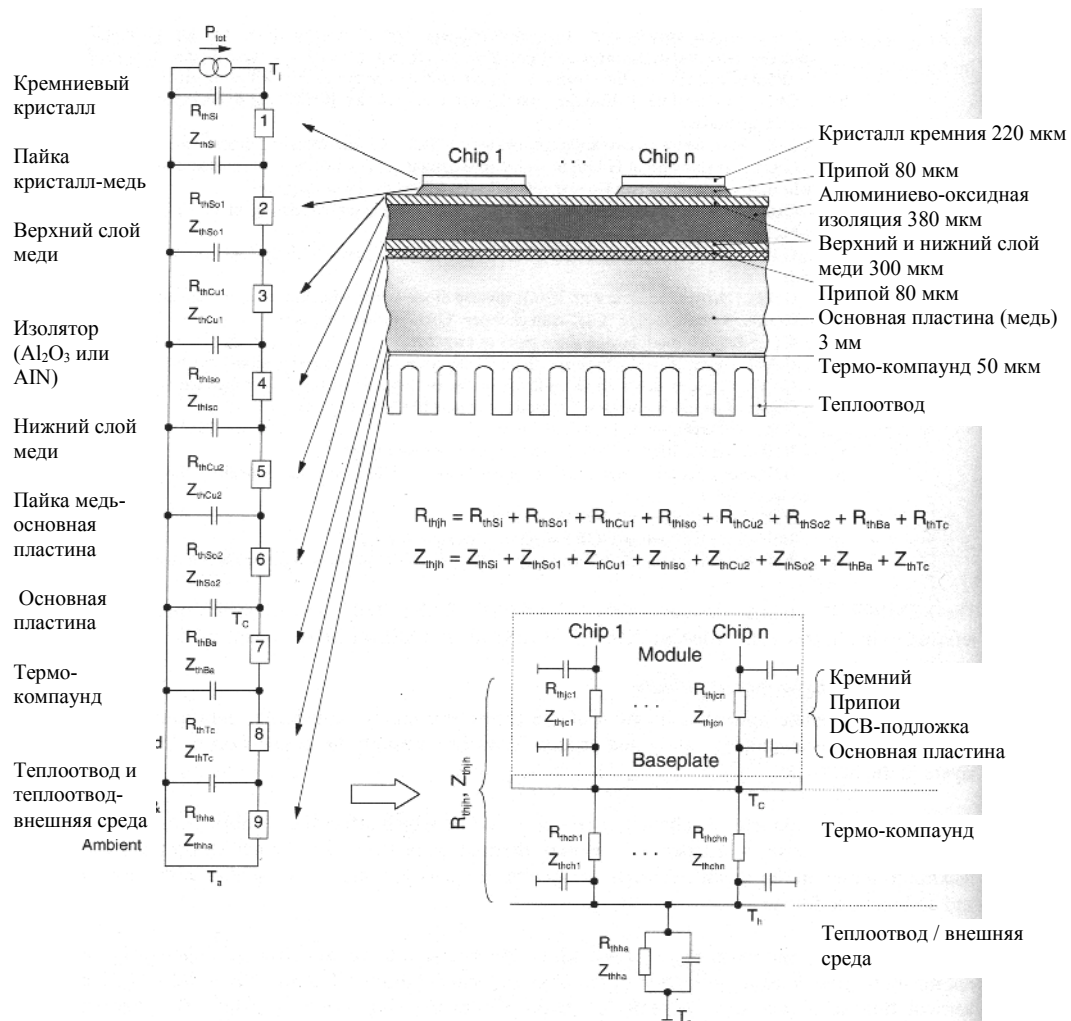


Рис.1.47а Основная структура силового модуля с DCB, показывающая условия рассеивания тепла

Качество рассеивания общих потерь мощности P_{tot} кристалла в открытом и закрытом состояниях и при переключении можно характеризовать минимальным разностью температур

$$\Delta T_{jh} = T_j - T_h$$

кристалла T_j и теплоотвода T_h . Оно характеризуется температурным сопротивлением R_{thjh} и (постоянным) или температурным импедансом Z_{thjh} (кратковременно).

Рис.1.47 и рис.1.48 показывают влияния внутренних элементов модуля на R_{thjh} и Z_{thjh} :

- кристалла (поверхности, толщины, геометрии и расположения),
- состава DCB –подложки (материал, толщина, структура верхней части),
- материал и качество соединения кристалла и подложки (припой, адгезия, ...),
- наличие основной пластины (материал, геометрия),
- пайка обратной стороны подложки к основной пластине (материал, качество),
- выполнение модуля (качество поверхностей / термо-контакт к теплоотводу, толщина и качество термопасты или термофольги).

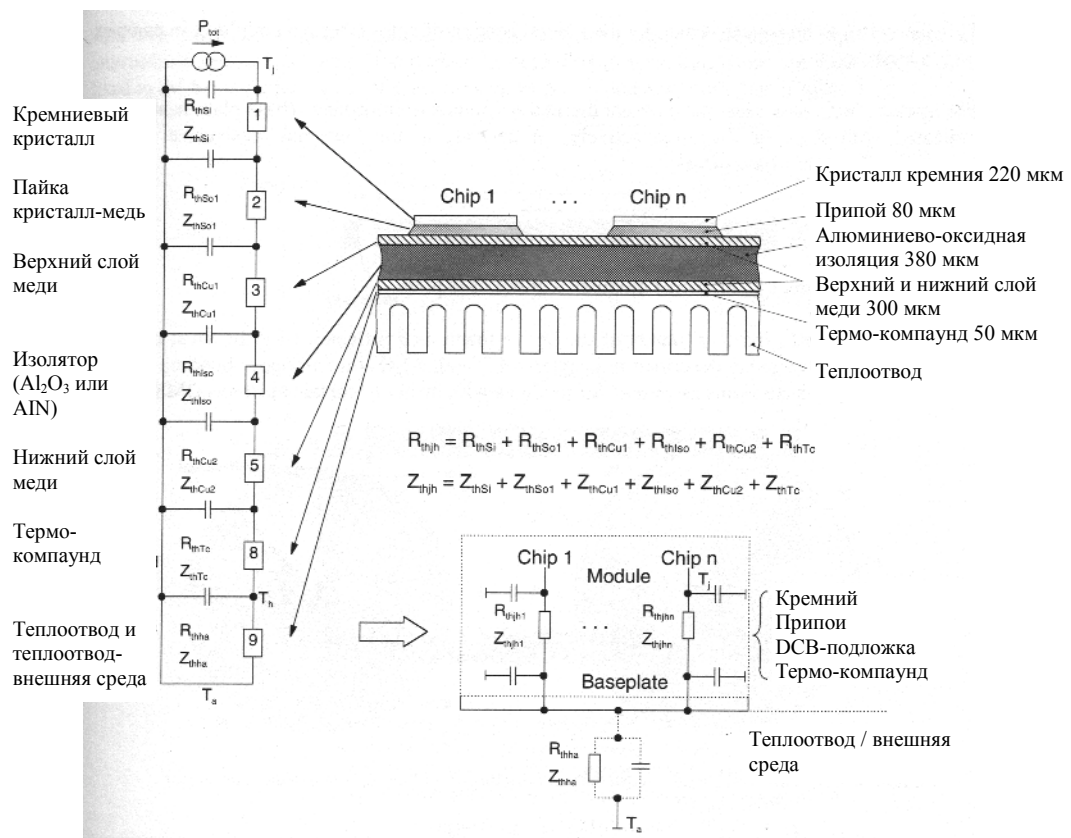


Рис.1.47b Основная структура силового модуля с DCB без основной пластины, показывающая условия рассеивания тепла

Список можно дополнить взаимным нагревом кристаллов (термо-связь) в сложных силовых модулях.

Для модулей с основной пластиной внешнее температурное сопротивление или импеданс (пластина-теплоотвод) показаны с R_{thch} или Z_{thch} соответственно, в отличие от «внутреннего» сопротивления R_{thjc} или импеданса Z_{thjc} (кристалл-пластина):

$$R_{thjh} = R_{thjc} + R_{thch}$$

$$Z_{thjc} = Z_{thjc} + Z_{thch}$$

Это различие нельзя найти для модулей без основной пластины.

Рис.1.48 показывает доли R_{thjc} от вышеупомянутых влияний внутренних элементов для большинства сегодняшних конструкций модулей, описанных в п.1.4.2 с Al_2O_3 – DCB – подложками и медными основными пластинами, а также для модулей с IMS.

Основная часть температурного сопротивления приходится на внутреннюю изоляцию модуля (другая внешняя изоляция фольгой или чем-то похожим ухудшит изоляцию на 20 %...50 %!). По сравнению с Al_2O_3 чистотой 96 % (теплопроводность $\lambda = 24$ Вт/м·К), которая используется в обычных DCB модулях, улучшения можно достичь лучшей очисткой (99 %) Al_2O_3 ($\lambda = 28$ Вт/м·К) или нитридом алюминия ($\lambda = 150$ Вт/м·К). В модулях особенно с

большим напряжением изоляции (толще изоляционная керамика), в настоящее время предпочитают AlN, но он все еще очень дорогой.

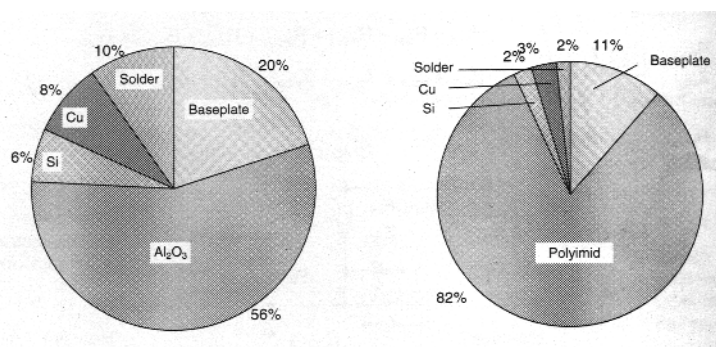


Рис.1.48 Влияния составляющих 1200 В модуля на температурное сопротивление, поверхность кристалла 9х9 мм [194]

- а) для DCB – подложек (Al₂O₃) с основной медной пластиной
- б) для IMS

Несмотря на высокую собственную теплопроводность (Cu: $\lambda = 393$ Вт/м·К), основная пластина также вносит значительный вклад в температурное сопротивление модуля из-за своей толщины (2.5...4.5 мм). Эту часть можно только частично уменьшить, так как снижение толщины пластины повлечет за собой худшее распространение тепла по пластине, и таким образом, уменьшится площадь, по которой передается тепло от кристаллов. В модулях без основной пластины отсутствие распространения тепла в меди компенсируется отсутствием температурного сопротивления пластины и пайкой нижней стороны.

Кроме того, при соответствующей технологии (DCB прессуется в теплоотвод в широкой области), кристалл будет ближе к подложке по сравнению с конструкцией с основной пластиной, так как она и теплоотвод никогда полностью не имеют контакта друг с другом из-за перекосов при пайке и так как основная пластина крепится к теплоотводу только винтами по краям (рис.1.49).

Другой фактор, которым нельзя пренебречь, это температурное сопротивление подложки кристалла и (если есть) соединения подложки с пластиной, которые возникают при пайке (например $\lambda = 75$ Вт/м·К). Долю этих сопротивлений можно уменьшить до 50 % при отсутствии основной пластины.

Часть температурного сопротивления металлизированной подложки (Cu: $\lambda = 393$ Вт/м·К) напрямую зависит от структуры верхней части медной поверхности, которая является проводниками кристалла и внутренней электрической схемой модуля. Пока боковой поток тепла в нижнем слое меди не ослаблен, распространение тепла ограничивается геометрическими размерами медного слоя под кристаллами. Было установлено в [194], что R_{thjc} кристалла 6.5х6.5 мм на Al₂O₃-DCB керамической подложке

превышает значение для медной поверхности в десятки раз, площади кристалла и меди одинаковы.

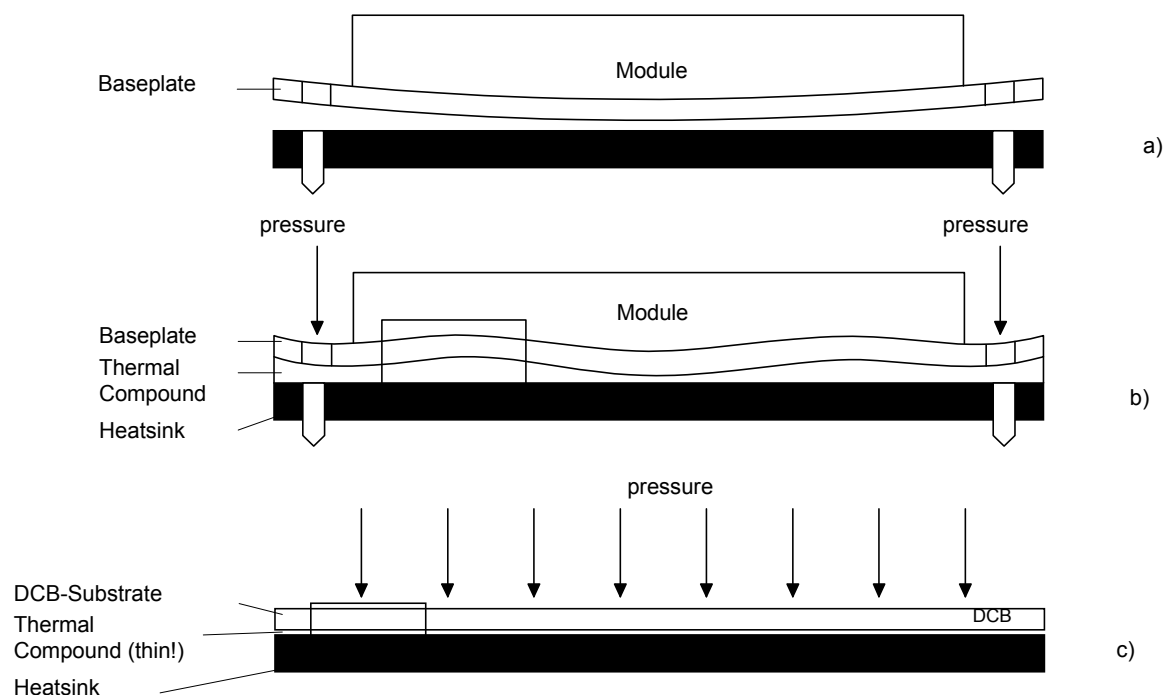


Рис.1.49 Проблемы контакта силового модуля с теплоотводом

- a) модуль с пластиной до крепления (основная пластина выпуклая)
- b) модуль с пластиной после крепления (сильно преувеличено!)
- c) DCB-модуль без основной пластины (например SEMITOP, SkiiP, MiniSKiiP)

Часть температурного сопротивления кремниевых кристаллов возрастает пропорционально их толщине, которая определяется обратным напряжением и технологией кристалла. Кроме того, размер кристалла определяет площадь, через которую передается тепло от кристалла к пластине или теплоотводу. С одной стороны, температурное сопротивление меньше при большей площади кристалла, с другой – с возрастанием отношения площади к длине периметра кристалла будет расти влияние температурной связи внутри кристалла на температурное сопротивление, распространение тепла будет уменьшено. Две противоположные тенденции приведут к зависимости температурного сопротивления R_{thjc} от площади кристалла A_{ch} , показанной на рис. 1.50. Эта зависимость всегда линейна при высокой общей теплопроводности подложки (например AlN-DCB), так как площадь кристалла сильно влияет на распространение тепла. Хуже теплопроводность у керамики, при этом будет большая нелинейность зависимости R_{thjc} от A_{ch} . Следовательно, максимальная плотность теплотеря в кристаллах (нагрузка кристалла) может быть значительно уменьшена при возрастании площади кристалла.

Такая корреляция также верна и для влияния монтажа модуля на теплоотвод, которое выполнено при помощи термопасты или термофольги. При значении $\lambda = 0.8$ Вт/м·К теплопроводность этого слоя относительно низкая, что вызовет переходное температурное сопротивление R_{thch} между пластиной модуля и радиатором. Кроме того, толщина слоя d термопасты, доля R_{thch} в температурном сопротивлении R_{thjh} между кристаллом и теплоотводом будет также расти с возрастанием площади кристалла.

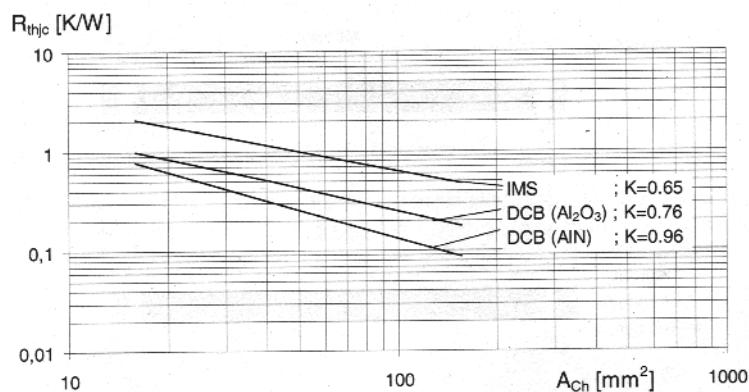


Рис.1.50 Зависимость температурного сопротивления R_{thjc} от площади кристалла A_{ch}
[194]

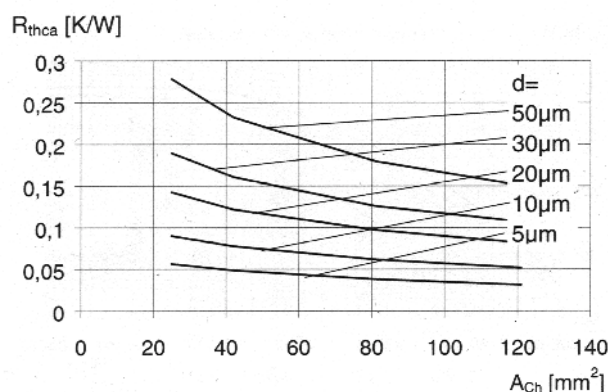


Рис.1.51 Температурное сопротивление термопасты R_{thca} DCB-подложки (Al₂O₃)
согласно [279] и [194]

Во-первых, на рис.1.51 показано влияние оптимальной технологии крепления (тонкий слой термопасты) на температурные параметры. Во-вторых, он показывает температурные пределы использования больших кристаллов для увеличения выходной мощности; доля температурного сопротивления R_{thjh} термопасты, например, будет составлять приблизительно 30 % от применяемой толщины 30 мкм для 50 А-IGBT-кристалла (9х9 мм).

Следовательно, максимальный размер кристалла для силовых модулей находится между 30 мм² (IMS) и 150 мм² (Al₂O₃-DCB). Больших выходных мощностей можно достичь при смещении от центра источников тепла (параллельное максимальное число кристаллов).

Для уменьшения размеров модуля, можно допустить более или менее интенсивную термосвязь, возникающая при близком расположении кристаллов транзисторов и диодов.

Согласно расчетам в [194], возрастание температуры кристалла, вызванное термосвязью, например в Al_2O_3 -DCB керамической подложке нужно всегда брать из анализа, если расстояние между кристаллами равно:

$$a = 0.58 \cdot \sqrt{A_{\text{ch}}}$$

Как было упомянуто выше, кроме параметров статического режима силового модуля, так же важен динамический температурный режим, который характеризуется температурным импедансом Z_{th} . На рис.1.52 показана зависимость температурного импеданса Z_{thjc} модуля с Al_2O_3 -DCB подложкой для различных площадей кристалла от времени.

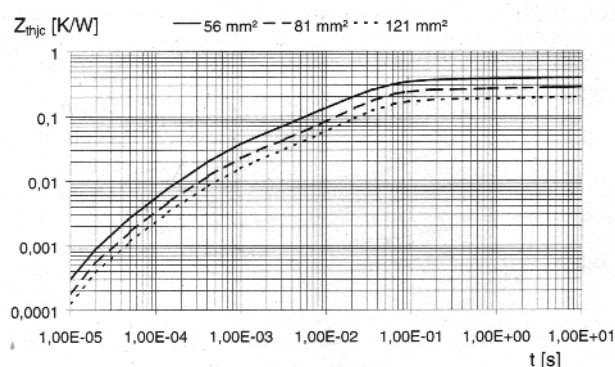


Рис.1.52

Для данной структуры модуля Z_{th} характеристики для различных площадей кристалла могут сдвигаться друг относительно друга, т.е. абсолютные значения будут изменяться пропорционально площади кристалла, но без влияния постоянных времени на экспоненциальные функции.

Соответственно температурные импедансы для разной площади кристалла можно рассчитать для данной структуры так же, как и вычисляются температурные сопротивления

$$Z_{\text{thjc1}}(t)/Z_{\text{thjc2}}(t) = R_{\text{thjc1}}/R_{\text{thjc2}} = (A_{\text{ch2}}/A_{\text{ch1}})^K.$$

Таким образом, показатель степени K , как параметр показывающий влияние эффекта накопления тепла, можно определить по рис.1.50 [194].

1.4.2.3 Напряжение изоляции / устойчивость к отдельным разрядам [275].

При высоких напряжениях возрастают требования к высокому напряжению изоляции и высокой устойчивости к отдельным разрядам IGBT модулей. Напряжение изоляции и устойчивость к отдельным разрядам зависят от толщины, материала и однородности изоляции нижней части кристалла, материала корпуса и иногда от расположения кристаллов.

Обыкновенные транзисторные модули подвергаются проверке изоляции напряжением от $2,5 \text{ kV}_{\text{эфф}}$ до $9 \text{ kV}_{\text{эфф}}$, которое прикладывается к каждому модулю при изготовлении.

Ни рис.1.53 показано максимально допустимое напряжение изоляции для разных изоляционных подложек и сегодняшний стандарт толщины подложки d.

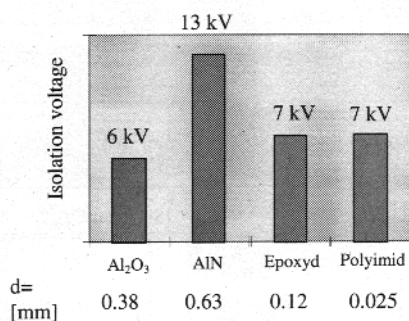


Рис.1.53

1.4.2.4 Способность периодически передавать мощность

Эта способность на частотах ниже приблизительно 3 кГц, особенно при рабочем цикле, преимущественно в пусковых, тяговых и импульсных применениях, будет подвергать температурной циркуляции внутренние соединения модуля, такими соединениями будут:

- соединения проводов,
- нижняя пайка кристаллов,
- пайка DCB и основной пластины,

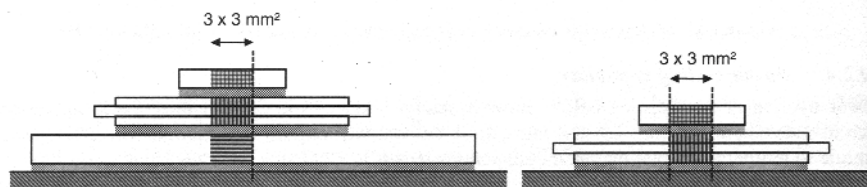
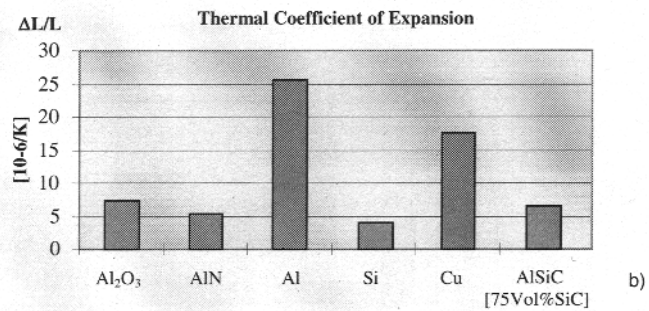
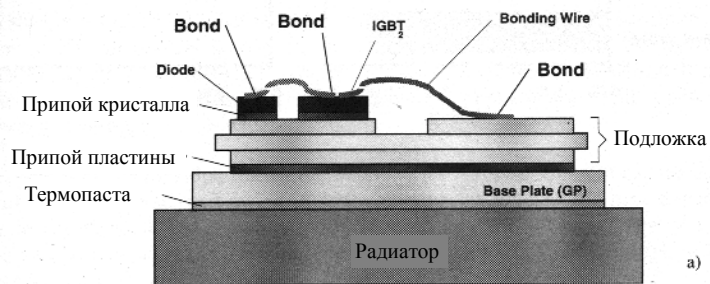
а также покрытие подложки (Cu на Al₂O₃ или AlN).

Разные коэффициенты расширения слоев вызовут температурные перегрузки при изготовлении и работе, что приведет к старению и износу материала; срок службы модуля (число возможных коммутаций) будет уменьшен, если амплитуда перепадов температуры кристалла возрастет при этих циклах.

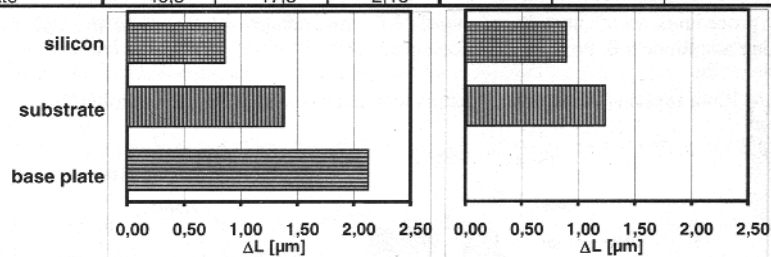
Процесс испытаний рассмотрен в п.2.7; корреляция срока службы модуля и амплитуды перепадов температуры будет разъяснена в п.3.2.3.

Ни рис.1.54а показаны детали структуры модуля IGBT которые имеют отношение к его сроку службы.

Из рис.1.54 ясно, что пайка подложки к медной пластине имеет большое значение, так как это наибольшее соединение – обеспечивается средний перепад коэффициентов расширения соседних материалов. Следовательно, нужно использовать высококачественные припои и сложный процесс пайки для избежания деформации и разрушения подложки также в случае больших амплитуд перепадов температуры.



System:	standard 34mm module 0.38mm-Al2O3 / Cu base plate			SKiiP pressure system 0.38mm-Al2O3		
Results:	T-T _{kk} [K]	ΔL/L [1E-6/K]	ΔL [μm]	T-T _{kk} [K]	ΔL/L [1E-6/K]	ΔL [μm]
silicon	69,7	4,1	0,86	62,6	4,1	0,77
substrate	55,4	8,3	1,38	48,3	7,8	1,13
base plate	40,5	17,5	2,13	—	—	—



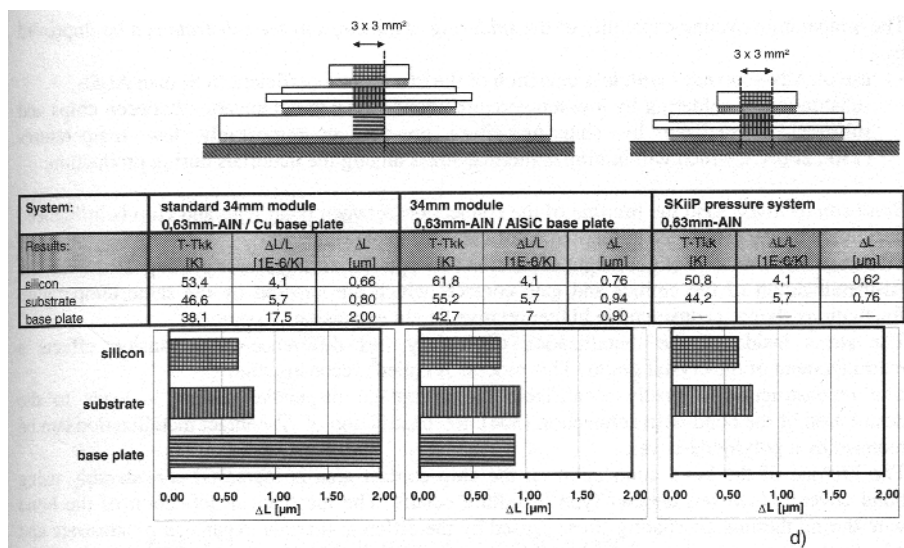


Рис.1.54 Температурное расширение в силовом модуле

- a) стандартная сборка модуля с основной пластиной
- b) коэффициент температурного расширения
- c) сравнение: сборка с и без медной основной пластины; Al_2O_3 -подложка
- d) сравнение: сборка с и без медной/AlSiC пластины; AIN-подложка

Кроме того, часто DCB-подложки разделяют для сохранения по возможности минимальной абсолютной разницы коэффициентов расширения с помощью уменьшения площадей пайки. В других, позже разработанных типах модуля, медь заменена материалом с малым коэффициентом расширения (такой как AlSiC), см п.1.5.4 и [206].

Также показано на рис.1.54, что модули с AlN-DCB особенно чувствительны, так как коэффициент расширения AlN очень похож на коэффициент кристалла кремния, но имеет большее отличие от меди по сравнению с Al_2O_3 . Следовательно, сегодняшние модули с AlN-DCB и медными пластинами не могут полностью использовать реальные параметры материала из соответствующих технических данных.

Становится очевидным, что одну из основных причин износа и старения можно устранить при исключении основной пластины и пайки к ней, до тех пор, пока обеспечена передача тепла от подложки к радиатору и компенсирован недостаток распространения тепла. Это реализовано в технологиях SKiiP, MiniSKiiP, SEMiTOP и SKiM (см. п.1.5).

Улучшить теплопередачу пайки кристалла к подложке можно при помощи

- использования AlN-подложек с меньшим отклонением коэффициента расширения от кремния, чем Al_2O_3 ,
- заменой пайки низкотемпературными соединениями; соединение кристаллов с подложкой выполнено спеканием серебряным порошком при сравнительно низких температурах (150...200 °C), что минимизирует температурный перепад между материалами при изготовлении.

Внутренние соединения. Также на срок службы соединений внутренних проводов и кристалла непосредственно влияет разница коэффициентов температурного расширения.

У кремния относительно малое продольное расширение ($4.7 \cdot 10^{-6}/K$). Однако Al-металлизация контактов эмиттера и затвора, которая подвержена тем же перепадам температуры, показывает значительно большее относительное продольное расширение ($23 \cdot 10^{-6}/K$). Перегрузки внутри металлизации вызваны этой разницей в расширениях и перестановкой атомов кристалла. Этот процесс называется «реконструкцией».

Реконструкция – хорошо заметна на светорассеивающих поверхностях – приводит к разрушению внутренних связей [304]. Реконструкцию Al-металлизированных контактов можно уменьшить полиимидным покрытием.

Срок службы соединений внутренних проводов на контактной поверхности кристалла значительно возрастет при использовании покрытий проводов. Однако при этом возникает другая проблема. Механическая деформация внутренних проводов при разных температурных перепадах, которая вызвана разницей коэффициентов температурного

расширения подложки и Al-проводов, приведет к их надломам возле узлов с печатной стороны соединения, так как узел механически закреплен полиимидным покрытием.

Разрушения проводов часто происходят при испытаниях срока службы, потому что разрушение на самом деле вызвано старением слоя припоя. Температурное сопротивление растет из-за трещин в припое, поэтому растет температура кристалла, и большим температурным перепадам подвергаются внутренние соединения и слой припоя кристалла. В конце концов, эта обратная связь приведет к поломке модуля.

В любом случае старение паяного соединения нужно исследовать при анализе отказов. Используя современные технологии пайки, добиваются почти одинакового срока службы при высокотемпературных перепадах ($\Delta T \approx 100$ K).

На современном испытательном оборудовании измерены и записаны падение напряжения и температурное сопротивление силовых приборов. Так что можно наблюдать изменения в слое припоя и внутренних соединениях.

Соединения внутренних проводов в IGBT и диодах можно заменить на контакты под давлением с высокотемпературными характеристиками благодаря их технологии. Процесс освоения этой технологии применительно к силовым модулям все еще разрабатывается.

1.4.2.5 Внутренняя низкоиндуктивная структура

На примере полумостового модуля, рис.1.55 показывает основные внутренние паразитные индуктивности модуля, возникающие при соединениях между кристаллами и выводами модуля (внутренние проводники).

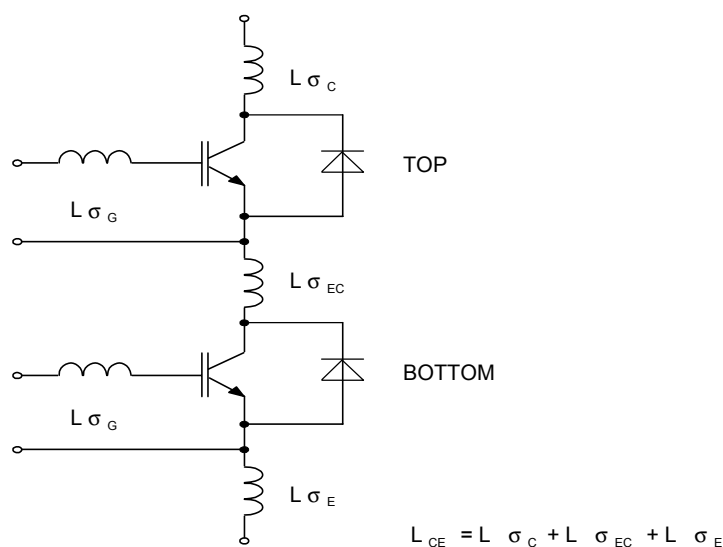


Рис.1.55 Паразитные индуктивности сдвоенного IGBT модуля

$L_{\sigma G}$: паразитные индуктивности затвора

$L_{\sigma C}$: паразитная индуктивность верхнего коллектора

$L_{\sigma_{EC}}$: паразитная индуктивность между верхним эмиттером и нижним коллектором

L_{σ_E} : паразитная индуктивность нижнего эмиттера

L_{CE} : общая паразитная индуктивность верхний коллектор – нижний эмиттер

Минимизация этих индуктивностей, которые вызывают перенапряжения при выключении и снижают dI/dt при включении, а также индуктивную связь между силовыми и цепями управления, будет напрямую влиять на характеристики силовых модулей.

Кроме того, паразитные индуктивности модулей с параллельным расположением кристаллов внутри могут вызвать разные динамические характеристики кристаллов и генерацию между ними.

В п.3.4.1 детально рассмотрены эти корреляции.

1.4.2.6 Адаптация внутренней структуры к ЭМС

Большая скорость нарастания тока и напряжения в нс-диапазоне на MOSFET и IGBT модулях генерирует электромагнитные помехи с частотами далеко за МГц-диапазоном. Следовательно, обычные паразитные элементы внутренних и внешних путей прохождения сигнала в модуле оказывают значительное влияние на генерируемое напряжение помех.

Соответствующие изоляционные материалы, короткие соединяющие площадки или защитные экраны могут уменьшить, например, асимметричные помехи [193].

В дополнение к этому, внутренние соединения модуля должны быть выполнены таким образом, чтобы исключить сбои, вызванные внешними паразитными полями или трансформаторной связью с проводами управления.

Другим аспектом электромагнитной совместимости является «ток земли», т.е. ток $i_E = C_E \cdot dv_{CE}/dt$, который протекает благодаря емкости изоляции подложки C_E , вызванный генерируемым в IGBT dv_{CE}/dt при коммутации через заземленный теплоотвод к земляной шине.

Земляной ток определяется как ток утечки, его допустимое максимальное значение ограничено 0.1...5 % (преимущественно 1 %) от номинального выходного тока. Соответственно, допустимая частота коммутации будет расти пропорционально уменьшению емкости изоляционной подложки.

На рис.1.56 сравниваются емкости наиболее часто используемых подложек по отношению к их стандартной толщине. Отклонения диэлектрических констант и стандартная зависимость толщины от теплопроводности (наибольшая толщина подложки AlN 630 мкм, наиболее тонкая подложка требуется для IMS-структуры 120 мкм для эпоксидной изоляции, 25 мкм – полиимидной) проявляется в отношении емкостей C_E и, таким образом, в

различных пределах максимальной скорости коммутации dv_{CE}/dt с приемлемым током земли i_E .

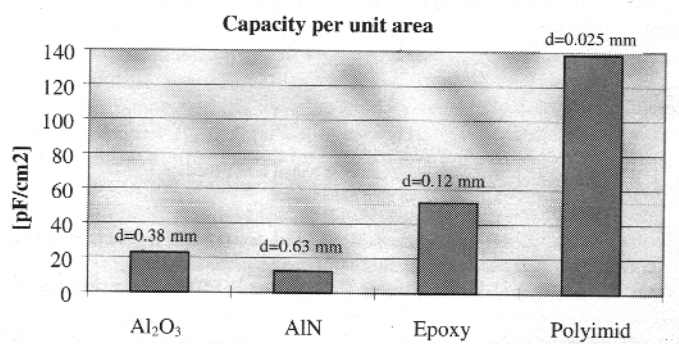


Рис.1.56 Емкость на единицу площади для различных изоляционных подложек

1.4.2.7 Заданный мягкий режим в случае отказа модуля

При поломке модуля (вероятно вызванной плохим драйвером) будет передана общая энергия, сохраненная в электролитических конденсаторах, например, во внешних цепях питания. После перегорания внутренних проводов эта энергия сохраняется прямо в возникшей дуге, из-за которой модуль взрывается.

В обычных транзисторных модулях это может повлечь разрыв цепи, короткое замыкание основных выводов или даже пробой изоляции; дуга и частицы корпуса могут распространиться вокруг модуля с большой кинетической энергией.

При специальной конструкции корпуса опасность можно снизить и распространение частиц направить в определенную сторону. Последние разработки в этой области гарантируют, например, что до определенного уровня энергии около 15 кДж частицы модуля не распространяются вокруг; даже при 20 кДж корпус может пробиться, но никаких твердых металлических частиц не проникнет в окружающее пространство [196].

1.4.2.8 Не загрязняющая переработка

Сегодня силовые модули обычно содержат токсические материалы (например BeO) и число таких материалов стараются использовать как можно меньше. Корпус и другие огнеупорные материалы не должны при возгорании выделять токсичный газ (UL-спецификация). При переработке стараются по возможности разделить модуль на металлические и неметаллические части. Поэтому, выпускаемые модули состоят исключительно из эластичных материалов (мягкое литье).

1.4.3 Сборка и технология подключения: типы корпусов

Корпуса выпускаемых модулей содержат 1...7 MOSFET или IGBT ключей часто содержат винтовые, штекерные или припаиваемые выводы.

В большинстве транзисторных модулей разные производители стремятся обеспечить большую совместимость с частично исторически разработанными устройствами (рис.1.57).

Высокоинтегрированные модули (например SKiPPACK, MiniSKiP) не будут рассматриваться ниже.

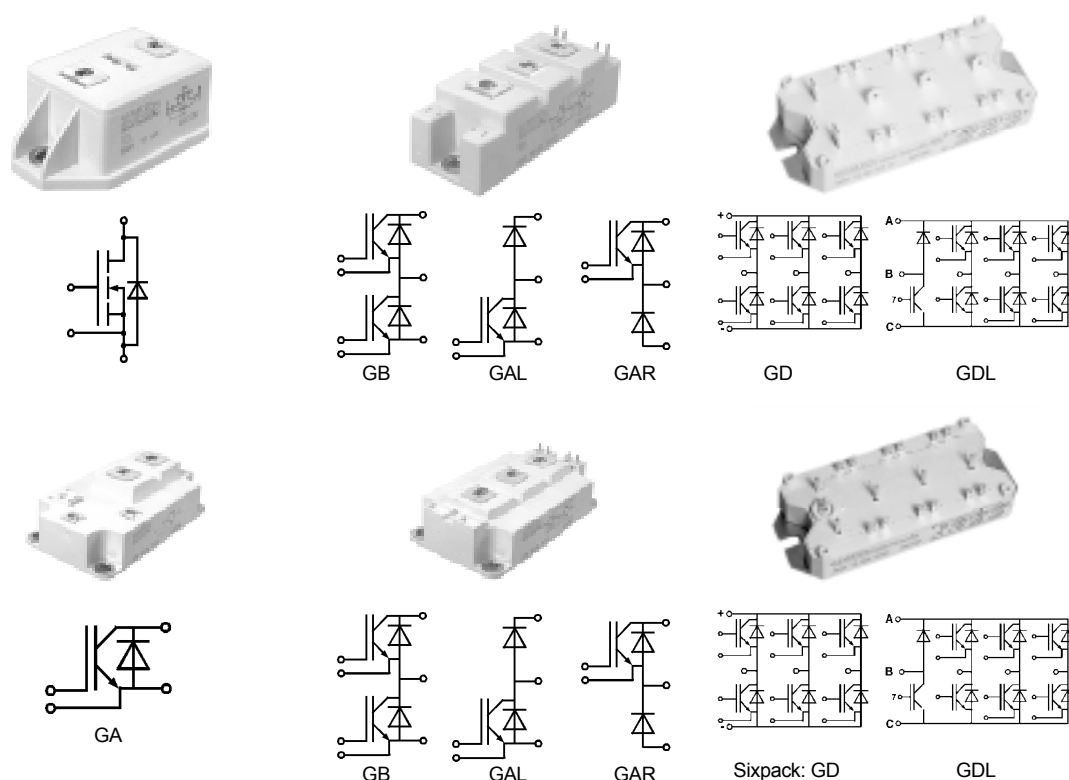


Рис.1.57a Транзисторные модули с основной пластиной

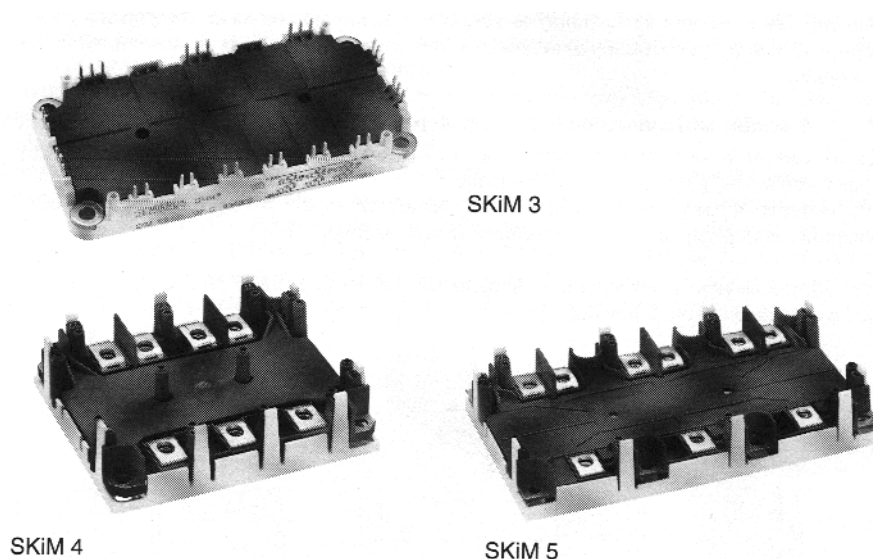


Рис.1.57b Транзисторные модули без основной пластины

Наибольшая степень стандартизации приходится на типы модуля с винтовыми выводами. Основное питание можно подключать шиной или многослойным монтажом. Часто делают дополнительные выводы для управления и элементов датчиков (например управляющий эмиттер, датчик-коллектор) для минимального влияния падения напряжения на индуктивности в основной цепи при коммутации, особенно на внутренних проводах.

Дополнительные источники часто выполнены как 2,8 мм разъемные плоские контакты, иногда также с винтовым соединением. Для маломощных модулей использование 6.3 мм или 2.8 мм разъемных плоских контактов для силовых и цепей управления, соответственно, очень распространено в настоящее время.

Получили распространение припаиваемые модули для печатного монтажа (например, SEMITOR, ECONOPACK), так как они имеют преимущества при автоматизации процесса изготовления, наладке. Оптимизированная разводка выводов обеспечивает низкоиндуктивную сборку, и можно пропускать токи до 100 А при параллельной пайке нескольких выводов. Поэтому может быть проблематичной разводка (для больших токов) и малые токи утечки на плате.

1.4.4 Система обозначений SEMIKRON для SEMITRANS и SEMITOR силовых модулей

Различные функции, внутренние цепи, диапазон токов и напряжений, и другая информация закодирована изготовителями в их системе обозначений. Для SEMIKRON MOSFET и IGBT модулей ниже приведена система обозначений.

SEMITRANS силовые MOSFET модули

Приведена старая и новая система обозначений для SEMITRANS MOSFET модулей. Старая система обозначений была введена с первыми MOSFET модулями, некоторые из которых изготавливаются до сих пор, в конце восьмидесятых последовали рекомендации PRO-ELECTRON от SEMIKRON. Все новые разработанные модули маркируются в соответствии с новой системой, которая дает больше информации и в основном соответствует системе обозначений для SEMITRANS IGBT модулей.

Старая система обозначений, например

SK M 1 5 1 A F R C

Компонент SEMIKRON

MOS-технология

Внутренняя схема

- 1: Одиночный ключ
- 2: Двойной (полумостовой)
- 3: Специальный тип
- 4: Счетверенный (H-мост)
- 6: Шесть ключей (трехфазный мост)

Диапазон напряжений

- 0: $V_{DS} = 50 \text{ В}$ 5: $V_{DS} = 500 \text{ В}$
- 1: $V_{DS} = 100 \text{ В}$ 8: $V_{DS} = 800 \text{ В}$
- 2: $V_{DS} = 200 \text{ В}$ 9: $V_{DS} = 1000 \text{ В}$

Новая система обозначений, например

SK M 120 B 020

Компонент SEMIKRON

MOS-технология

Диапазон токов стока
(I_D/A при $T_{корп.} = 25^\circ\text{C}$)

Внутренняя схема

- A: Одиночный ключ
- B: Двойной (полумостовой)
- D: Шесть ключей (трехфазный мост)
- M: 2 MOSFETа соединенных по центру

Диапазон напряжений сток-исток
($V_{DS}/V/10$)

4: $V_{DS} = 400 \text{ В}$

Внутренняя компоновка

0: 4...5 параллельных кристаллов

1: 6 параллельных кристаллов

2: 2 параллельных кристалла

3: Специальный тип

4: 4 + 4 кристалла

A: Лавинозащищенный одиночный кристалл

F: Встроенные быстрые обратные диоды

R: Встроенные резисторы параллельно затвору

C: Встроенный драйвер затвора (изгот. до 1996 г.)

SEMITRANS IGBT модули

Например, **SK M 100 G B 12 3 D L**

Компонент SEMIKRON

M: MOS-технология

D: 7D-компоновка (B6-диодный входной мост с IGBT ключом)

Диапазон токов коллектора

(I_C/A при $T_{корп.} = 25^\circ\text{C}$)

G: IGBT ключ

Внутренняя схема

A: Одиночный ключ

AL: Модуль с ключом (IGBT и обратный диод со стороны коллектора)

AR: Модуль с ключом (IGBT и обратный диод со стороны эмиттера)

AN: Асимметричный H-мост

AX: Одиночный IGBT + последовательный диод со стороны коллектора (обратное блокирование)

AY: Одиночный IGBT + последовательный диод со стороны эмиттера (обратное блокирование)

B: Двойной модуль (полумостовой)

BD: Двойной модуль (полумостовой) + 2 последовательных диода (обратное блокирование)

D: Шесть ключей (трехфазный мост)

DL: Семь ключей (трехфазный мост + AL ключ)

H: Полный однофазный H-мост

M: 2 IGBT, соединенных коллекторами

Диапазон напряжений коллектор-эмиттер ($V_{CE}/V/10$)

Серийный номер IGBT

0: первое поколение 1988-1991 (диапазон токов коллектора определен при $T_{корп.} = 80^\circ\text{C}$)

1,2: первое поколение 1988-1991 (диапазон токов коллектора определен при $T_{корп.} = 25^\circ\text{C}$) (600 В: PT-IGBT, диапазон токов коллектора определен при $T_{корп.} = 80^\circ\text{C}$)

- 3: второе поколение (высокой плотности NPT-IGBT на 600 В и 1200 В), первое поколение NPT-IGBT кристаллов на 1700 В, CAL-диоды;
600 В: диапазон токов коллектора определен при $T_{\text{корп.}} = 80^{\circ}\text{C}$, 1200 В-/1700 В: диапазон токов коллектора определен при $T_{\text{корп.}} = 25^{\circ}\text{C}$; низкоиндуктивный корпус
- 4: высокой плотности, с малым V_{CEsat} NPT-IGBT кристаллы (1200 В, 1700 В)
- 5: высокой плотности, высокоскоростные NPT-IGBT кристаллы (600 В, 1200 В)
- 6: Trench-NPT-IGBT кристаллы

Возможности

D: быстрый обратный диод

K: SEMITRANS 5 в корпусе с винтовыми выводами

L: 6 в корпусе с выводами для припаивания

S: Collector-Sense-Terminal

I: усиленный обратный диод (для больших мощностей)

SEMITRANS силовые модули

Диапазон SEMIKRON SEMITOR модулей включает припаяемые силовые модули с тиристорами, диодами, силовыми MOSFET и IGBT; рассмотрены только SEMITOR с MOSFET и IGBT,

Например, **SK M 100 G B 12 3 D L**

Компонент SEMIKRON

Номинальный ток в А при $T_h = 25^{\circ}\text{C}$

G: IGBT ключ

M: MOSFET ключ

Внутренняя схема

A: Одиночный ключ

AL: Модуль с ключом (IGBT и обратный диод со стороны коллектора)

AR: Модуль с ключом (IGBT и обратный диод со стороны эмиттера)

АН: Асимметричный Н-мост

B: Двойной модуль (полумостовой)

D: Шесть ключей (трехфазный мост)

H: Полный однофазный Н-мост

Диапазон напряжений ($V_{\text{CE}}/V/100$ или $V_{\text{DS}}/V/100$)

IGBT-серия

2: PT-IGBT-кристаллы (только на 600 В)

3: высокой плотности, NPT-IGBT кристаллы

4: высокой плотности, с малым V_{CEsat} NPT-IGBT кристаллы

5: высокой плотности, высокоскоростные NPT-IGBT кристаллы

Возможности (еще не определены для SEMITOR с кристаллами IGBT и MOSFET)

Быстрые обратные диоды, встроенные в каждый IGBT-SEMITOR, в системе обозначений не отображаются.

1.5 Примеры новых технологий корпусов

Новые технологии для корпуса были разработаны специально для:

- улучшенной отдачи тепла и лучшей тепловой циркуляции,
- минимизации индуктивностей в модуле и в шинах питания при помощи соответствующей конструкции модуля,
- высокая плотность интеграции (цепи конвертора)
- встроенные функции контроля, защиты и драйвера,

Приведены четыре типа модулей, которые разработаны в соответствии с вышеперечисленными требованиями.

1.5.1 SKiiPPACK

На рис.1.58 показана конструкция SKiiPPACK (Semikron integrated intelligent Power Pack)

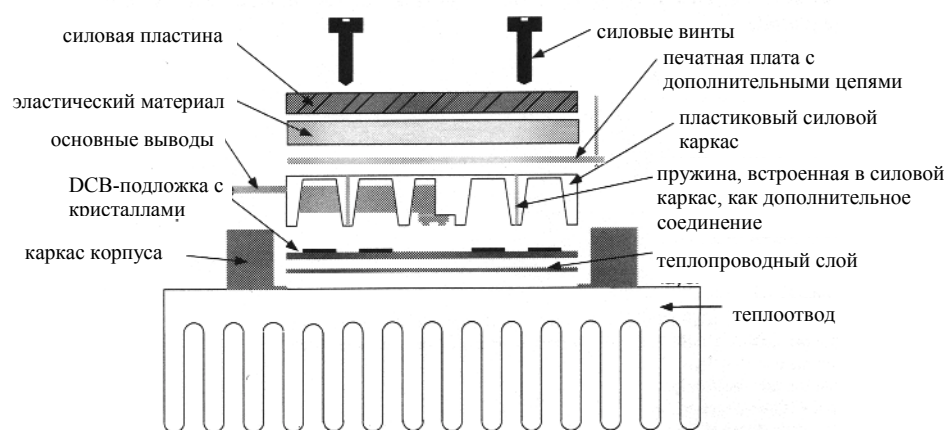


Рис.1.58 Основная конструкция SKiiPPACK

В отличие от обычных транзисторных модулей, DCB-подложка, на которой находятся кристаллы IGBT и диодов, не припаяна к медной основной пластине, а придавлена по всей поверхности прямо к теплоотводу пластиковым каркасом. Электрическое соединение DCB с выводами SKiiPPACK, разработанными для подключения плоских низкоиндуктивных шин, изготовлено из контактов под давлением и низкоиндуктивной разводки. Металлическая пластина служит для прижимания, и как тепловой и ЭМП-щит цепей драйвера, который также встроен в корпус SKiiP.

Параллельным расположением многих, относительно малых IGBT-кристаллов, и их оптимальным контактом с радиатором, температурное сопротивление может быть значительно уменьшено, по сравнению со стандартными модулями, так как тепло равномерно распределяется по теплоотводу.

Три размера корпуса (2, 3 и 4х – секционные с GB, GAL или GAR конфигурацией) и различное расположение кристаллов, так же как и адаптированные компоненты драйвера, подключаемые простой внешней конструкцией, гарантируют изготовление двойных

модулей, H-мостов, 6- и 7- ключевой конструкции по 600 В-, 1200 В-, и 1700 В- технологии. 3300 В – SKiiPPACK еще разрабатываются.

На рис.1.59 в качестве примера показана специальная гибкость принципа SKiiPPACK.

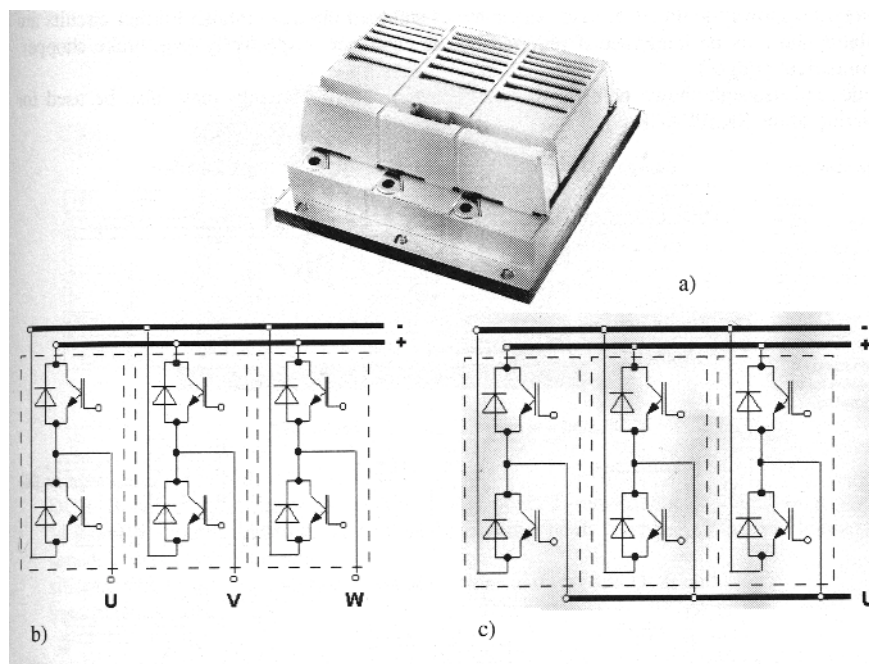


Рис.1.59 Возможные подключения SKiiPPACK с тремя одинаковыми DCB (пример)

- а) общий вид SKiiPPACK на алюминиевом теплоотводе
- б) 6-ти ключевой
- с) двойной режим (полумостовой)

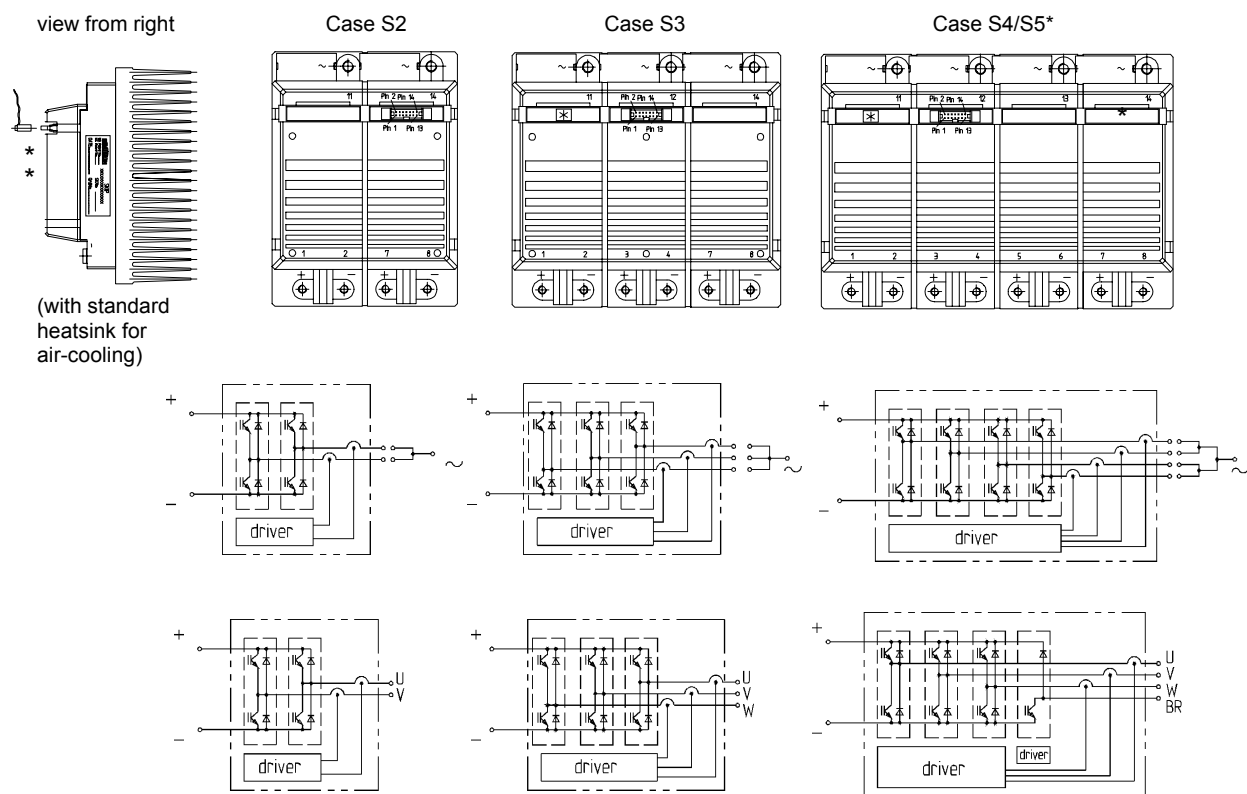
Кроме кристаллов транзисторов и диодов, в DCB встроены РТС-термодатчики; их выходной сигнал прямо влияет на работу драйвера (термозащита) и, благодаря аналоговому усилению в драйвере, также может использоваться для контроля температуры радиатора. АС-контакты SKiiPPACK снабжены датчиками тока для защиты от перегрузок по току и коротких замыканий в IGBT. Обработку сигналов и согласование выполняет внутренний драйвер, который расположен на прижимной пластине; это будет подробно описано в п.1.6 и 3.5.8. Непотенциальные токи сигналов могут быть также использованы в реальных значениях для внешних датчиков и цепей управления.

Преимущества SKiiPPACK по сравнению с обычными модулями:

- улучшенная циркуляция тепла,
- уменьшенное тепловое сопротивление при прямой передаче тепла кристалл-DCB-теплоотвод,
- возможность изготовления очень компактной конструкции при большой плотности мощности,

- малые коммутационные перенапряжения благодаря совершенной низко-индуктивной конструкции, например, высокое допустимое постоянное входное напряжение и уменьшенная генерация помех,
- ремонтируемость и пригодность к переработке для вторичного использования благодаря отсутствию жесткого литья и внутренней пайки,
- оптимальная подгонка внутреннего интеллектуального драйвера,
- проверка грузоспособности всей системы производителем.

На рис.1.60 показаны корпуса SKiiPPACK и некоторые из стандартных внутренних схем. Остальные схемы также имеются, и могут быть встроены по желанию потребителя (например, brake-ключ, асимметричный мост). Кроме показанных ниже радиаторов, для SKiiPPACK могут использоваться и другие воздушные или водяные теплоотводы.



* case S5 has an additional DIN-Connector on the right quarter of top (for brake-chopper-input)

** F-Option: fibre optic connectors for driver input and fault detector output

* корпус S5 имеет дополнительный DIN-контакт в правом квадрате сверху (для входа brake-ключа)

** F-функция: оптоволоконная связь для входного драйвера и индикатора выходных перегрузок

Рис.1.60 Корпуса SKiiPPACK и стандартные внутренние схемы

1.5.2 MiniSKiiP

Другая новая разработка для маломощных систем, которая отличается своей гибкостью и легким монтажом, это SEMIKRON MiniSKiiP с прижимными контактами, основная конструкция которого показана на рис.1.61.

Основными элементами MiniSKiiP являются:

- DCB изоляционная подложка с припаиваемыми, подключенными полупроводниковыми кристаллами (например IGBT, MOSFET, диоды, тиристоры) и другими компонентами, такими как датчики тока и температуры, резисторы и конденсаторы,
- заполненный силиконом корпус с внутренними контактными пружинами и приклеенный к DCB,
- жесткий пластмассовый корпус.

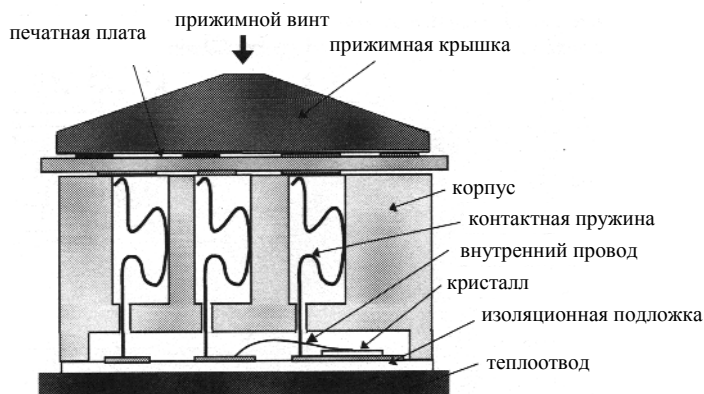


Рис.1.61 Основная конструкция MiniSKiiP

Один или два винта держат все электрические и термо-контакты (к радиатору), делая разъемным соединение между SkiiP корпусом, печатной платой, MiniSKiiP и радиатором. Контактные пружины выполняют несколько функций: служат электрическими контактами между силовыми полупроводниками на DCB и другими цепями на печатной плате, а также прижимными пружинами между DCB и теплоотводом со стороны крепежа.

Большое число контактных пружин по всей площади MiniSKiiP обеспечивают равномерное давление между компонентами и теплоотводом, что гарантирует низкое температурное сопротивление.

Для токов свыше 10 А контакты подключаются параллельно. Множество пружинных контактов обеспечивает высокую степень гибкости для изготовления различных схем управления и источников питания, а также множество других схем.

Изготавливается несколько типов корпусов, разработанных на разную мощность от MiniSKiiP 1 (линейное напряжение до 230 В, номинальный ток до 12 А) до MiniSKiiP 8 (линейное напряжение до 400 В, номинальный ток до 125 А) (рис.1.62).

В наибольшем MiniSKiiP (MiniSKiiP 8) используются изогнутые прижимные контактные пружины, так как прикладываются большие токи; это может дополняться компенсирующими датчиками тока со стороны переменного напряжения (рис.1.63).

Для избежания слишком высокой концентрации источников тепла, стандартная схема разделена на два корпуса, один содержит неуправляемый или полууправляемый мостовой выпрямитель и brake – ключ, другая – трехфазный преобразователь.

1.5.3 SEMITOR

Диапазон продукции SEMITOR, который уже упоминался ранее, включает 3 типа корпуса (см. рис.1.57).

Как SKiiPPACK и MiniSKiiP, у SEMITOR также своя конструкция без основной пластины, что обеспечивает хорошее давление DCB на теплоотвод благодаря специальной конструкции пластикового корпуса. Один или два винта крепят модуль к радиатору. В отличие от MiniSKiiP, контакты к печатной плате выполнены двумя припаиваемыми выводами.

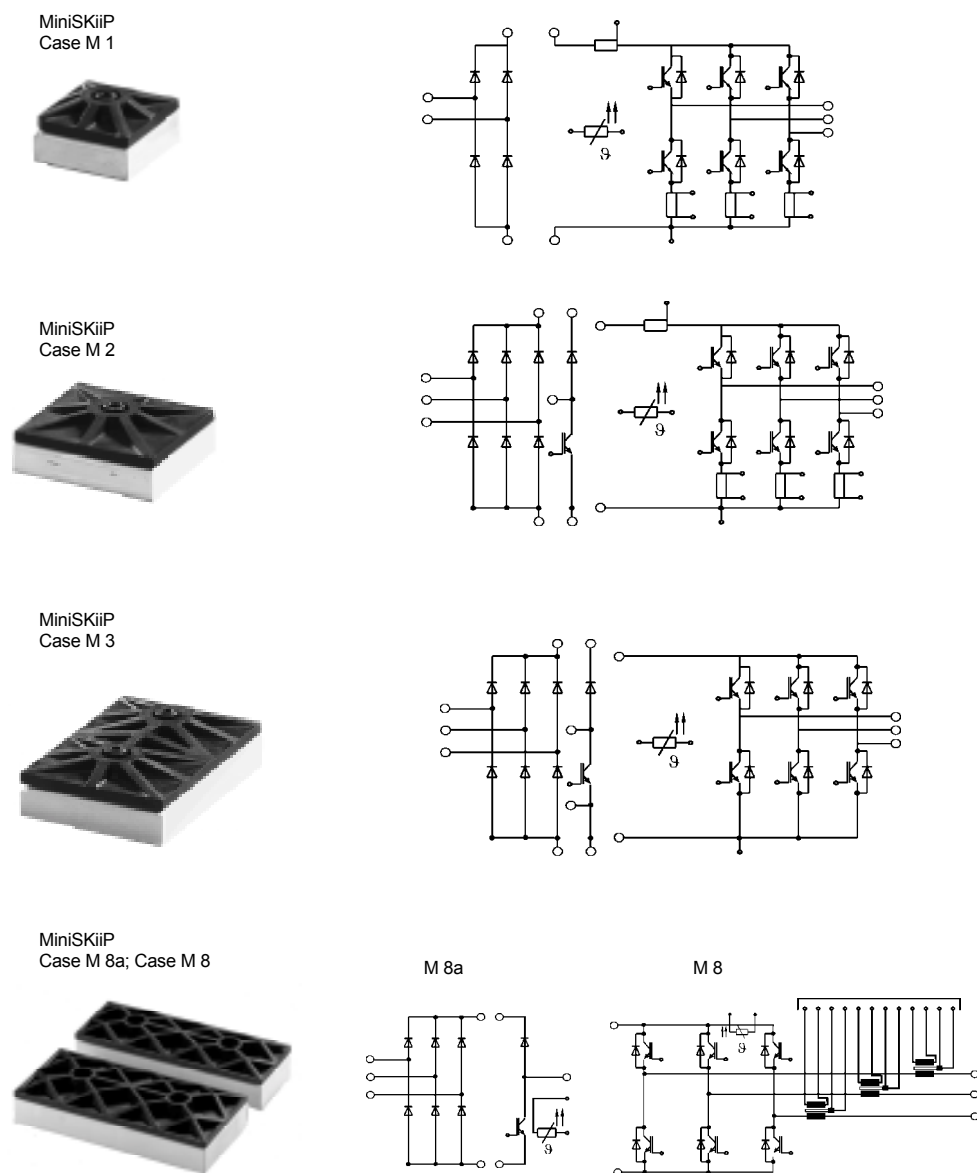


Рис.1.62 Стандартные типы MiniSKiiP и их схем

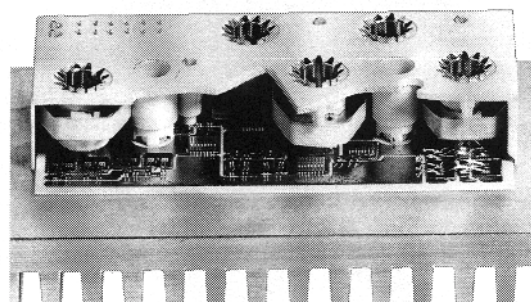


Рис.1.63 MiniSKiiP 8 изогнутые контакты с датчиками тока

Благодаря возможности интегрировать в такой маленький модуль до 12 силовых компонентов, SEMITOR преимущественно используется в устройствах с малыми размерами. Неограниченное пространство между припаиваемыми выводами для других компонентов

печатной платы является преимуществом по сравнению с MiniSKiiP, который очень похож по своей технологии.

1.5.4 Новая низкоиндуктивная конструкция IGBT модуля для больших токов и напряжений.

Очень интересной и многообещающей разработкой в высокомошной электронике (например 1.2 кА и 2.5/3.3 кА) является низкоиндуктивный FLIP-модуль (ABB Semiconductors, [6]) и SKiM20-модуль (без основной пластины) SEMIKRON (рис.1.64).

Эти модули были разработаны специально для высоких мощностей. Поэтому, задачами разработчиков были в основном высокая надежность (способность выдерживать высокую мощность и температуру), хорошие характеристики рассеивания тепла (смещенные источники тепла / низкое тепловое сопротивление), минимизация индуктивностей в модуле и в его шинах, а также мягкие параметры отказа (взрывозащищенность посредством определенной площади распределения давления).

На рис.1.64 показана основная сборка SKiM20-модуля последней версии такой конструкции.

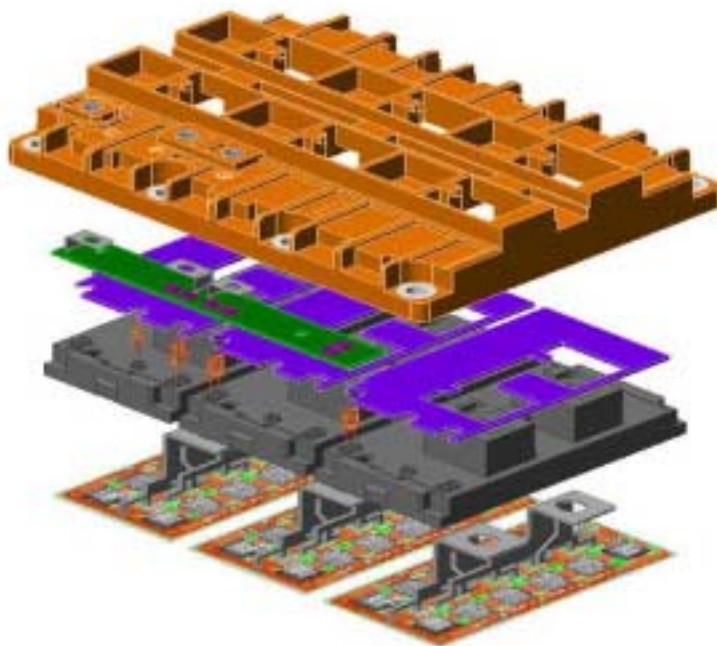


Рис.1.64 Конструкция IGBT модуля SKiM20

Как и в других моделях SKiM на рис.1.57, SKiM20 не имеет основной пластины. Отсюда и основные преимущества, рассмотренные в п.1.4.2.4 (рис.1.54). Полупроводниковые кристаллы расположены на трех маленьких площадках AlN керамической подложки.

Одна керамическая подложка связана с элементом корпуса и элементом прижимной пружины, выполненной из пластмассы как и прижимная пластина форм подмодуля. Эта прижимная пружина придавливает подложку по всей ее площади к теплоотводу. Основные

выводы каждого подмодуля припаяны к подложке. Управляющие и дополнительные выводы выполнены в виде прижимных контактов. Крышка корпуса также служит прижимным элементом.

1.6 Встроенные датчики, функции защиты, драйвера и логика

Ниже приведены некоторые примеры интеграции периферийных функций в описанных силовых модулях, расположенных по возрастанию степени интеграции.

IGBT модули с датчиками

IGBT модули с датчиками содержат IGBT, описанный в п.1.2.4

По сравнению с шунтом в цепи эмиттера, можно выбрать намного большее измерительное сопротивление. Требуется более короткая мертвая зона, чем при защите контролированием V_{CE} , или вообще не требуется.

Модули со встроенными датчиками температуры

Альтернативой TEMPFET (см.п.1.2.4) для дискретных силовых полупроводников, простые ПТС-термодатчики SMD все чаще используются в модулях с большей степенью интеграции; они припаиваются на DCB-подложку возле кристаллов.

Температура радиатора передается датчиками в определенной точке. В идеале, поперечным потоком тепла между этими точками и площадью радиатора под самым нагретым кристаллом можно пренебречь. Соответствующая схема защищает от перегрева при постоянном контроле драйвера или обработкой аналогового сигнала.

Модули для жестких условий [281]

Дополнительно в корпус IGBT интегрируется гибридная схема для защиты в случае поломки. Окончательные параметры определяются драйвером только в обычных IGBT; цепи защиты активизируются только при выходе из строя и будут ограничивать ток короткого замыкания.

IPM (интеллектуальные силовые модули) [280]

В IPM модули можно интегрировать, дополнительно к IGBT и обратным диодам, драйверы и элементы защиты (минимальная конфигурация IPM) а также полную схему управления инвертором. Пользователь сам может не управлять коммутацией и параметрами в открытом состоянии, поэтому IPM чаще разрабатываются специализированными (ASIPM).

SKiiPPACK (Semikron integrated intelligent Power Pack)

Как уже было сказано в п.1.5.1, SKiiPPACK содержит драйвер в виде SMD-платы, который выполняет все необходимые функции защиты и контроля и который расположен над прижимной пластиной (см.рис.1.58).

SKiiPPACK может управляться и питаться от системы управления (CMOS или TTL уровни). Драйвер SKiiPPACK включает все необходимое потенциальное разделение сигнала, импульсный источник питания и силовые драйверы.

SKiiPPACK снабжаются датчиками тока на выходах переменного напряжения, датчиками температуры и датчиками напряжения на входе. Драйвер получает сигналы с датчиков для защиты по току / короткому замыканию, от перегрева и перенапряжений, а также от пониженного напряжения питания. Отделенные потенциально сигналы ошибок, напряжения стандартных аналоговых сигналов при эффективном значении выходного тока, эффективная температура радиатора и, по выбору, входное напряжение имеются на контактах драйвера для обработки в цепях управления.

На рис.1.65 показан принцип драйвера OCP (защита от перегрузок по току), который будет детально описан в п.3.5.8

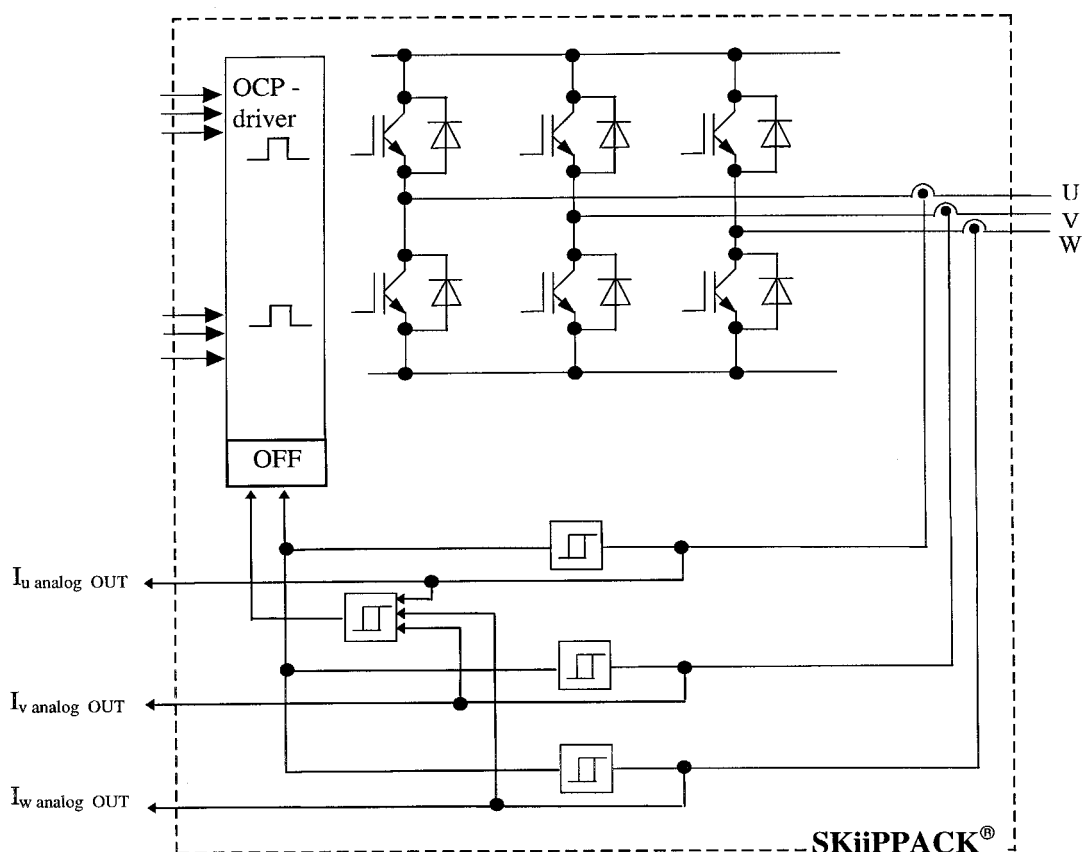


Рис.1.65 Принцип драйвера OCP [264], [265]

2 Справочные данные по MOSFET, IGBT, MiniSKiP и SKiPPACK модулям

2.1 Общие сведения

2.1.1 Буквенные обозначения, термины, стандарты

Буквенные обозначения и термины [264], [265]

Напряжение: первые две буквы индекса используются для обозначения выводов, между которыми бралось напряжение. Если потенциал обозначенного первой буквой вывода положительный по сравнению с потенциалом обозначенного второй буквой индекса (относительный потенциал), приложенное напряжение положительно, например V_{CE} .

Для диодов “F” обозначает прямое напряжение (положительный потенциал анода по сравнению с потенциалом катода) и “R” – обратное запирающее напряжение (положительный потенциал катода по сравнению с потенциалом анода).

У транзисторов дополнительная третья буква индекса может показывать тип цепи между выводом 2 и необозначенным третьим выводом, например V_{CGR} , где третья буква определяет:

S: короткое замыкание выводов 2 и 3,

R: заданный резистор между выводами 2 и 3,

V: заданное напряжение между выводами 2 и 3,

X: заданные резистор и напряжение между выводами 2 и 3.

Буквы индекса могут предшествовать или следовать за другими аббревиатурами параметров, с или без скобок, прописными или строчными буквами (например, $V_{(BR)DS}$, или $V_{(GE)th}$, или $V_{(CE)sat}$), например:

(BR): напряжение пробоя,

sat: напряжение насыщения,

(th): пороговое напряжение,

clamp: фиксированное напряжение, ограниченное внешними цепями.

Питающие напряжения часто обозначаются двумя буквами индекса, например V_{GG} (напряжение питания цепи затвор-эмиттер), V_{CC} , V_{DD} .

Токи: по крайней мере, одна буква индекса используется для обозначения тока. Положительные значения определяют положительные токи, которые поступают на вывод компонента и обозначаются первой буквой индекса, например I_{GE} . Если нет возможности перепутать, обычно используется первая буква индекса, например I_C (ток коллектора), I_D , I_G . Так же обозначаются и отрицательные токи.

Для диодов “F” обозначает прямые токи (анод-катод) и “R” – обратные токи (катод-анод).

Для транзисторов дополнительная третья буква индекса может показывать тип цепи между выводом 2 и необозначенным третьим выводом, например I_{GES} , где третья буква определяет:

S: короткое замыкание выводов 2 и 3,

R: заданный резистор между выводами 2 и 3,

V: заданное напряжение между выводами 2 и 3,

X: заданные резистор и напряжение между выводами 2 и 3.

Буквы индекса могут предшествовать или следовать за другими аббревиатурами, с или без скобок, прописными или строчными буквами, например:

AV: среднее значение,

RMS: эффективное значение (среднеквадратическое),

M: импульсное (максимальное),

R: периодическое,

S: непериодическое (выброс)

puls: импульсное (прямой ток).

Другие символы: терминология, используемая для других символьных обозначений электрических, температурных и механических параметров, следует непосредственно за терминологией напряжений и токов; для дальнейших пояснений см. нижеследующую таблицу. Буквы индекса могут также определять включенное и выключенное состояния (чаще в скобках).

Стандартные обозначения терминов и определений

Подробные сведения об определениях, расшифровке терминов, справочных данных, и способов измерений можно найти, например, в следующих стандартах:

Стандартные термины и определения

DIN 40 900 T5	Полупроводники, символы коммутации
DIN 41 781	Диоды: термины и определения
DIN 41 785 T3	Силовые полупроводники: символы
DIN 41 858	Полевые транзисторы: термины и определения
IEC 191-1...4	Конструктивные стандарты (корпуса)
IEC 50 (521) 1984, (551) 1982	Международный словарь по инженерной электронике
IEC 617-5	Графические символы, коммутационные символы для диаграмм
IEC 971	Полупроводниковые преобразователи: система обозначений

Справочные данные и процесс измерений

DIN 41 791 T1	Принцип обозначений для справочных данных
DIN 41 792 T2	Процесс измерений: диоды
T3	Процесс измерений: тепловые сопротивления
IEC 747-1: 1983	Полупроводниковые комплектующие / Часть 1: Основные рекомендации со ссылками на максимальные значения и характеристики, процесс измерений
IEC 747-2: 1983, A1(1992), A2(1993)	Выпрямительные диоды
IEC 747-8: 1984, A1(1991), A2(1993)	Полевые транзисторы
IEC 60747-9: 1998 FDIS	IGBT

Научно-исследовательские стандарты и надежность

IEC 664-1: 1992	Соглашения по изоляции электрических устройств < кВэф Раздел 1: Принципы, процесс измерений
IEC 146-1-1: 1991/EN60146-1-1: 1993	Полупроводниковые преобразователи: основные требования
DIN EN50178 (VDE0160): 4/1998	Электронные приборы для силовых устройств: основной процесс измерения изоляции
IEC 947-4-2/EN60947-4-2: 1997	Система обозначений низковольтных устройств, часть 4
UL 1557: 5/1993	Возгораемость, безопасность изоляции
UL 94-V0: 9/1981	Возгораемость пластмасс
IEC 747-1, IX: 1983	Компоненты с риском ESD (электростатический разряд)
DIN IEC 68-2...	Испытания на надежность
ISO 9001/EN29001: 1995	Система сертификации качества
DIN EN ISO 9001: 8/1994	Система переквалификации качества

2.1.2 Максимальные значения и характеристики

Максимальные значения

Максимальные значения для модулей, приведенные в справочных данных, являются предельными значениями электрической, температурной и механической допустимой нагрузки без риска поломки или разрушения. Каждое предельное значение определено в соответствии с четко определенными условиями, которые также показаны в справочных данных, так как некоторые из этих условий не (еще не) стандартизированы.

Превышение одного из максимальных значений может привести к поломке компонента, даже если другие максимальные значения не достигают своего предела.

В дополнение к статическим максимальным значениям, приведенным ниже, существуют так называемые динамические максимальные значения, которые означают допустимые

поведения характеристик (тока/напряжения) при переключении. Если максимальные значения при температуре кристалла или корпуса 25°C не упоминаются в справочных данных, при больших значениях должны рассматриваться ограничения допустимых условий.

Характеристики

Характеристики описывают особенности компонентов, и определяются при специальных условиях для измерений (чаще в специфике применения).

Как и максимальные значения, все характеристики определены при четко установленных внешних условиях, которые отображены в справочных данных, так как некоторые из этих условий также не стандартизированы. Характеристики часто отображают типичное значение в диапазоне.

Номинальные температуры кристалла или корпуса обычно составляют 25°C или 125°C , так что температурная зависимость может быть рассмотрена при различных температурах. Предельные значения и характеристики приведены в форме таблиц и диаграмм.

2.2 Силовые модули MOSFET [264], [265]

2.2.1 Предельные значения

Структура MOSFET модулей

Напряжение сток-исток V_{DS}

Максимальное напряжение между выводами стока и истока MOSFET кристалла для открытой или закрытой цепи затвор-исток.

Параметр: температура корпуса $T_{\text{case}} = 25^{\circ}\text{C}$

Напряжение сток-затвор V_{DGR}

Максимальное напряжение между стоком и затвором,

Параметры: внешнее сопротивление R_{GS} между затвором и истоком, температура корпуса $T_{\text{case}} = 25^{\circ}\text{C}$

Продолжительный постоянный ток стока I_D

Максимальный постоянный ток стока

Параметр: температура корпуса, например $T_{\text{case}} = 25^{\circ}\text{C}, 80^{\circ}\text{C}$: $I_{D@25^{\circ}\text{C}}, I_{D@80^{\circ}\text{C}}$

Повторяющееся импульсное значение тока стока I_D или импульсный ток стока I_{Dpuls}

Импульсное значение тока стока при работе в импульсном режиме,

Параметры: длительность импульса t_p , температура корпуса, например $T_{\text{case}} = 25^{\circ}\text{C}, 80^{\circ}\text{C}$ и отношение длительности импульса к паузе (диаграммы «максимальная безопасная область работы»)

Одиночный импульсный рассеиваемый поток энергии E_{AS}

Максимальный рассеиваемый поток энергии от стока к истоку одного кристалла при выключении индуктивной нагрузки (нагрузка одного импульса),

Параметры: мгновенный ток стока i_D , напряжение питания сток-исток V_{DD} , внешнее сопротивление R_{GS} между затвором и истоком, внешняя индуктивность стока L , температура кристалла $T_j = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Напряжение затвор-исток V_{GSS} или V_{GS}

Максимальное напряжение между затвором и истоком

Параметр: температура корпуса $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Общая рассеиваемая мощность P_{tot} или P_D

Максимальная рассеиваемая мощность транзистора/диода или внутри всего силового модуля $P_{tot} = (T_{jmax} - T_{case})/R_{thjc}$,

Параметр: температура корпуса $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Диапазон рабочих температур T_{vj} или T_j ; $T_{j(min)} \dots T_{j(max)}$

Допустимый диапазон температур кристалла, в котором модуль может работать

Диапазон температур хранения T_{stg} ; $T_{stg(min)} \dots T_{stg(max)}$

Диапазон температур, в котором модуль может храниться или транспортироваться, без электрической нагрузки

Напряжение изоляции V_{isol} или V_{is}

Эффективное допустимое значение напряжения между входными/управляющими выводами (закороченными, все выводы соединены друг с другом) и основной пластиной модуля.

Параметры: продолжительность теста (1 мин, 1 с), скорость нарастания напряжения, если требуется; в соответствии с IEC 146-1-1 (1991), EN 60146-1-1 (1993), часть 4.2.1 (совпадает с VDE 0558, часть 1-1: 1993-4) и DIN VDE 0160 (1988-05), часть 7.6 (соответствует EN 50178 (1994)/ E VDE 0160 (1994-11)) испытательное напряжение должно нарастать постепенно до максимального значения.

Степень влажности

Описывает допустимые внешние условия (атмосферную влажность) в соответствии с DIN 40 040

Климатические условия

Описывает допустимые внешние условия испытаний (климат) в соответствии с DIN IEC 68-1

Обратные диоды

Прямой ток I_F

Максимальное значение прямого тока обратных диодов,

Параметр: температура корпуса $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Импульс прямого тока I_{FM} или прямой импульсный ток I_{Fpulse}

Импульсное значение тока диода при импульсной работе

Параметры: длительность импульса t_p , температура корпуса, например $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $80\text{ }^{\circ}\text{C}$

2.2.2 Характеристики

Структура MOSFET модулей

Напряжение пробоя сток-исток $V_{BR(DSS)}$

Напряжение пробоя сток-исток, затвор-исток закорочены ($V_{GS}=0$)

Параметры: обратный ток стока I_D , температура корпуса $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Пороговое напряжение затвор-исток $V_{GS(th)}$

Напряжение затвор-исток, при превышении которого потечет ток стока,

Параметры: напряжение сток-исток $V_{DS}=V_{GS}$, ток стока I_D , температура корпуса $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Ток стока I_{DSS} при нулевом напряжении на затворе

Запирающий ток между стоком и истоком при закороченных затвор-исток ($V_{GS} = 0$) и напряжении сток-исток $V_{DS}=V_{DSS}$,

Параметр: температура корпуса $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ и $125\text{ }^{\circ}\text{C}$

Ток утечки затвор-исток I_{GSS}

Ток утечки между затвором и истоком при закороченных сток-исток ($V_{DS} = 0$) и максимальном напряжении затвор-исток V_{GS} ,

Параметры: напряжение затвор-исток V_{GS} , температура корпуса $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Сопротивление сток-исток $R_{DS(on)}$ во включенном состоянии

Коэффициент изменения напряжения V_{DS} и тока стока I_D в полностью управляемом затвором MOSFET при определенном напряжении затвор-исток V_{GS} , и определенном токе стока I_D (при номинальном токе),

В этом состоянии V_{DS} пропорционально I_D , при больших значениях входного открывающего напряжения $V_{DS(on)} = R_{DS(on)} \cdot I_D$

Параметры: напряжение затвор-исток V_{GS} , ток стока I_D (номинальный ток), температура корпуса $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ($R_{DS(on)}$ сильно зависит от температуры!).

Характеристики прямой передачи g_{fs}

Коэффициент изменения напряжения затвор-исток и тока стока при определенном токе стока I_D (при номинальном токе),

Параметры: напряжение сток-исток V_{DS} , ток стока I_D (номинальный ток), температура корпуса $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Емкость кристалл-корпус C_{CHC}

Емкость между внутренними компонентами и основной пластиной корпуса или потенциалом теплоотвода.

Параметр: температура корпуса $T_{\text{case}} = 25^{\circ}\text{C}$

Входная емкость C_{iss}

Емкость между затвором и истоком при закороченных сток-исток для переменного тока и напряжении затвор и исток $V_{\text{GS}} = 0$.

Параметры: напряжение сток-исток, частота измерений f , температура корпуса $T_{\text{case}} = 25^{\circ}\text{C}$

Выходная емкость C_{oss}

Емкость между стоком и истоком при закороченных затвор-исток ($V_{\text{GS}} = 0$),

Параметры: напряжение сток-исток, частота измерений f , температура корпуса $T_{\text{case}} = 25^{\circ}\text{C}$

Обратная передаточная емкость (емкость Миллера) $C_{\text{rss}}, C_{\text{mi}}$

Емкость между стоком и затвором при закороченных сток-исток на переменном токе и напряжении затвор и исток $V_{\text{GS}} = 0$. Для измерения исток должен подключаться экранированным к измерительному мосту.

Параметры: напряжение сток-исток, частота измерений f , температура корпуса $T_{\text{case}} = 25^{\circ}\text{C}$

Паразитная индуктивность сток-исток L_{DS}

Индуктивность между стоком и истоком

Времена переключения

Времена переключения в справочных данных на MOSFET определены измерительной цепью с активной нагрузкой, в соответствии с рис.2.1a. Они определяются по характеристике затвор-исток при включении и выключении, см рис.2.1b. Время переключения и реальные характеристики тока и напряжения определяются внутренними емкостями, индуктивностью и сопротивлением и, тем самым, цепями затвора и стока; по этой причине, все данные и характеристики в техническом описании могут служить только ориентиром.

Характеристики тока и напряжения не подходят для большинства случаев применения, так как они основаны на чисто активной нагрузке, их значение ограничено определением времени коммутации.

Характеристики будут отличаться, особенно при индуктивной или емкостной нагрузке (п.1.2.3) а также отличаться результаты измерения.

Следующие параметры приведены по отношению к временам переключения:

цепь измерения, напряжение питания сток-исток, напряжение управления затвор-исток, ток стока, последовательное сопротивление затвора (внутреннее сопротивление цепи управления), иногда сопротивление затвор-исток, температура корпуса $T_{\text{case}} = 25^{\circ}\text{C}$

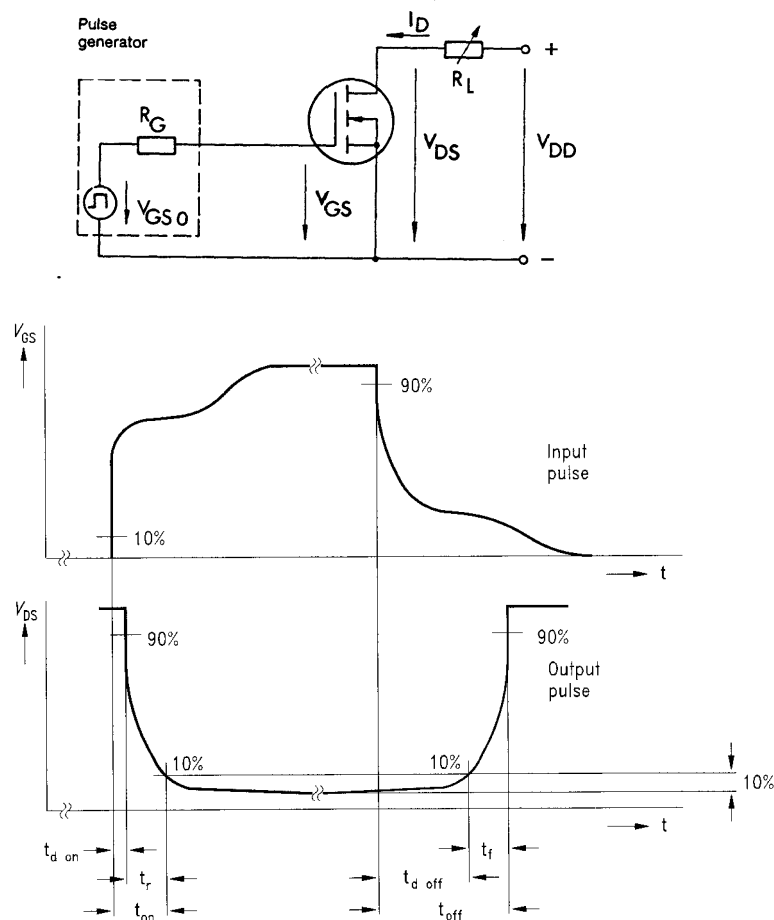


Рис.2.1 а) цепь измерения; б) определение времени переключения MOSFET с активной нагрузкой

Время задержки включения $t_{d(\text{on})}$

После быстрого включения положительного напряжения затвор-исток V_{GG} , напряжение затвор-исток начнет возрастать с постоянной времени, которая определяется входной емкостью и сопротивлением затвора. Как только достигается пороговое напряжение $V_{GS(\text{th})}$, начнет возрастать напряжение сток-исток, и ток стока будет расти.

Время задержки включения $t_{d(\text{on})}$ определяется как временной интервал между моментами, когда напряжение затвор-исток достигает 10 % от максимального значения (V_{GG}), и когда напряжение сток-исток падает на 90 % от своего первоначального значения (V_{DD}).

Время нарастания t_r

Время нарастания t_r определяется временным интервалом, следующим за временем задержки включения, когда напряжение сток-исток падает с 90 % до 10 % от своего

первоначального значения (V_{DD}). За это время ток стока будет расти, т.е. основная часть потерь при включении возникает в этот временной период.

Сумма задержки включения $t_{d(on)}$ и времени нарастания t_r называется **временем включения t_{on}** .

Пока напряжение сток-исток не достигло своего значения в открытом состоянии $V_{DS(on)} = R_{DS(on)} \cdot I_D$ по окончании t_{on} , но все еще составляет 10 % V_{DD} , потери будут больше по окончании t_{on} , чем потери в открытом состоянии.

Время задержки выключения $t_{d(off)}$

После выключения положительного управляющего напряжения затвор-исток, напряжение V_{GS} начнет падать с постоянной времени, которая определяется входной емкостью и сопротивлением затвор-исток MOSFET. Ток стока, который связан с напряжением затвора в активной рабочей зоне через характеристику прямой передачи $g_{fs} = di_D/dv_{GS}$, также начнет падать и соответственно начнет расти напряжение сток-исток.

Время задержки выключения $t_{d(off)}$ определяется как временной интервал между моментами, когда напряжение затвор-исток снизится до 90 % от максимального значения (V_{GG}), и когда напряжение сток-исток вырастет на 10 % от своего значения (V_{DD}).

Время спада t_f

Время спада t_f определяется временным интервалом, следующим за временем задержки выключения, когда напряжение сток-исток вырастет с 10 % до 90 % от своего конечного значения V_{DD} . За это время ток стока будет падать, т.е. основная часть потерь при выключении возникает в этот временной период.

Сумма задержки выключения $t_{d(off)}$ и времени спада t_f называется **временем выключения t_{off}** .

Пока ток стока не снизился до значения отсечки по окончании t_{off} , но все еще составляет 10 % тока в открытом состоянии, потери будут больше по окончании t_{on} , чем потери в закрытом состоянии.

Внутреннее тепловое сопротивление переход-корпус R_{thjc} MOSFET модуля

Тепловое сопротивление R_{thjc} описывает распространение тепла между кристаллами MOSFET (индекс j) и корпусом модуля (индекс c). Оно характеризует статическое распространение тепла системы MOSFET внутри модуля (чаще с параллельными кристаллами) и зависит от размеров кристалла и конструкции модуля.

Разность температур ΔT_{jc} между температурой кристалла T_j и корпуса T_{case} при постоянной рассеиваемой мощности P определяется как: $\Delta T_{jc} = T_j - T_{case} = P \cdot R_{thjc}$.

Тепловое сопротивление контакта корпус-теплоотвод R_{thch} MOSFET модуля

Тепловое сопротивление R_{thch} описывает распространение тепла между корпусом модуля (индекс c) и теплоотводом (индекс h). Оно характеризует статическое распространение тепла MOSFET модуля (чаще с несколькими MOSFET ключами) и зависит от размеров модуля, теплоотвода и поверхности корпуса, толщины и параметров термослоя (паста, фольга, прокладка) между модулем и теплоотводом, а также от силы прижимания крепежными винтами.

Разность температур ΔT_{ch} между температурой корпуса T_{case} и теплоотвода T_h при постоянной общей единичной рассеиваемой мощности P_n внутри модуля определяется как:
$$\Delta T_{ch} = T_{case} - T_h = P_n \cdot R_{thch}.$$

Раздельное нахождение R_{thjc} и R_{thch} не возможно для модулей без основной пластины. Для таких модулей R_{thjh} показан на MOSFET и на модуль. Разность температур можно рассчитать аналогично.

Механические данные

Кроме типа конструкции модуля, приведенные механические данные обычно отображают:

Момент вращения M_1 крепежных винтов (минимальное и максимальное значения) в Нм или фунт.дюйм;

Момент вращения M_2 выводов (минимальное и максимальное значения) в Нм или фунт.дюйм;

Масса w модуля в г;

Допустимое ускорение при вибрации в $m \cdot c^{-2}$.

Обратные диоды

Прямое напряжение обратного диода (обратное напряжение сток-исток) V_{SD}, V_F

Обратное напряжение сток-исток падает при закороченных затвор-исток. V_{SD} описывает прямую характеристику паразитного обратного диода MOSFET или гибридного обратного диода, которые не параллельны MOSFET.

Параметры: прямой ток I_F , температура корпуса $T_{case} = 25^{\circ}C$

Пороговое напряжение обратного диода $V_{(T0)}$

Крутизна характеристики прямого сопротивления обратного диода r_T

С помощью порогового напряжения и крутизны характеристики прямого сопротивления можно получить упрощенную аппроксимацию прямой характеристики. Пороговое напряжение показывает точку пересечения с осью напряжений, крутизна характеристики прямого сопротивления определяет скорость нарастания характеристики.

Время восстановления обратного диода t_{rr}

Время восстановления внутреннего или гибридного MOSFET обратного диода, когда большой ток стока $-I_D = I_F$ коммутируется с большой di_F/dt и высоким обратным напряжением $V_R = V_{DD}$.

Примечание: t_{rr} очень сильно зависит от температуры (обычно значение удваивается между 25 °C и 150 °C).

Параметры: прямой ток I_F , обратное напряжение V_R , скорость снижения прямого тока di_F/dt , температура кристалла $T_j = 25$ °C и 150 °C.

Восстанавливаемый заряд обратного диода Q_{rr}

Восстанавливаемый заряд внутреннего или гибридного MOSFET обратного диода, когда большой ток стока $-I_D = I_F$ коммутируется с большой di_F/dt и высоким обратным напряжением $V_R = V_{DD}$.

Примечание: Q_{rr} очень сильно зависит от температуры (обычно значение удваивается между 25 °C и 150 °C).

Параметры: прямой ток I_F , обратное напряжение V_R , скорость снижения прямого тока di_F/dt , температура кристалла $T_j = 25$ °C и 150 °C.

2.2.3 Диаграммы

С приведенными данными этот раздел даст некоторые рекомендации для рассмотрения диаграмм по MOSFET. В случае, если диаграмма детально рассмотрена в других разделах, на это будет ссылка.

Номинальная рассеиваемая мощность P_D MOSFET модуля от температуры корпуса

T_{case}

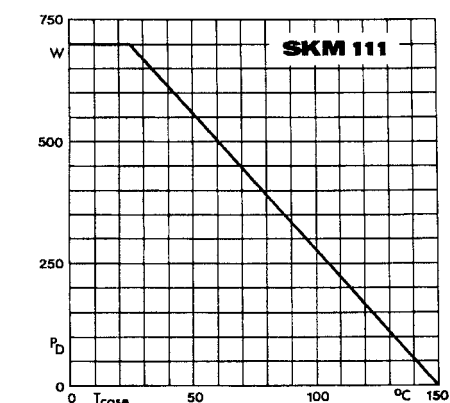


Fig. 1 Rated power dissipation vs. temperature

Рис.2 2 Номинальная рассеиваемая мощность

Основана на номинальной рассеиваемой мощности на MOSFET $P_{D(25\text{ }^{\circ}\text{C})} = (T_{jmax} - 25\text{ }^{\circ}\text{C})/R_{thjc}$ которое ограничено $T_{case} = 25$ °C по определению, функция описывает снижение номинального значения при высоких температурах корпуса.

Максимально безопасная область при импульсной работе (SOA)

Как показано в п.1.2.3, MOSFET должен работать при почти прямоугольной характеристике $i = f(u)$ между V_{DD} и I_L при жестком переключении.

SOA-диаграммы отображают ширину зоны, в которой можно безопасно работать:

- максимальный ток стока (горизонтальный предел);
- максимальное напряжение сток-исток (вертикальный предел);
- максимальная рассеиваемая мощность или температура кристалла (диагональ, пересекающая линию предела на рис.2.3);
- сопротивление в открытом состоянии (диагональ, продолжающая линию предела).

Рис.2.3 показывает максимум кривой $I_D = f(V_D)$ при коммутации и в открытом состоянии для разных длительностей импульса t_p с двойной логарифмической шкалой.

Важно, что максимальные значения справедливы при температуре корпуса $T_{case} = 25^\circ\text{C}$ и для одиночных импульсов, которые не нагреют MOSFET выше максимальной температуры кристалла $T_j = 150^\circ\text{C}$.

Хотя нижняя из приведенных диагоналей представляет преувеличение максимальных постоянных потерь тепла P_{tot} , MOSFET модули могут подойти к линейной характеристике площади при коммутации. Работа в аналоговом режиме длительный период времени не допустима из-за асимметрии при разбросе среди кристаллов, а также отрицательный температурный коэффициент пороговых напряжений может вызвать температурную нестабильность

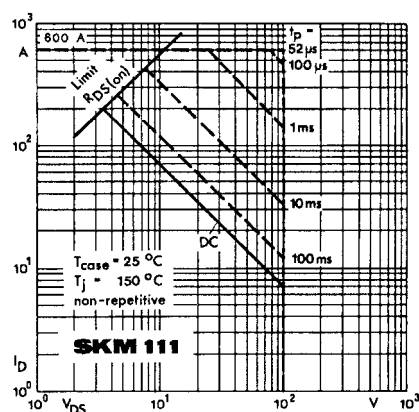
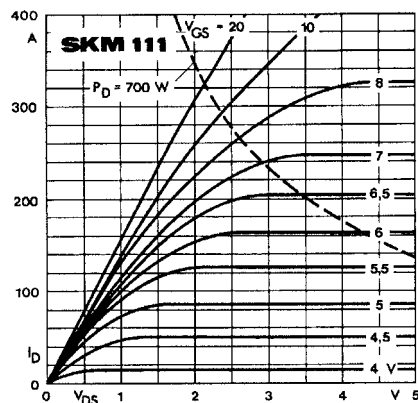


Рис.2.3 Максимально безопасная область $I_D = f(V_D)$ при импульсной работе (SOA)

Выходная характеристика $I_D = f(V_{DS})$

Рис.2.4 показывает выходную характеристику (типичное значение) с параметром V_{GS}



(также см. п. 1.2.2.1) Fig. 3 Output characteristic

Рис.2.4 Обычная выходная характеристика $I_D = f(V_{DS})$ MOSFET с параметром V_{GS}

Переходная характеристика $I_D = f(V_{GS})$

Переходная характеристика (рис.2.5) показывает поведение MOSFET на рабочем участке при $V_{DS} = 25$ В (линейная работа). Ток стока связан с напряжением затвор-исток через $I_D = g_{fs}$

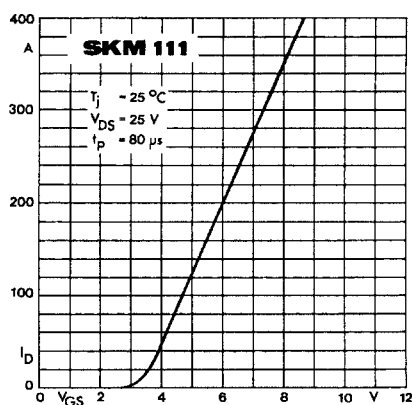


Fig. 4 Transfer characteristic

· $(V_{GS} - V_{GS(th)})$.

Рис.2.5 Типичная переходная характеристика $I_D = f(V_{GS})$

Сопротивление в открытом состоянии от температуры кристалла

См. п.2.6

Зависимость тока стока от температуры кристалла

См. п.2.6

Зависимость напряжения пробоя сток-исток от температуры

Как показано на рис.2.6 напряжения пробоя сток-исток MOSFET растет линейно от температуры. Так как максимальное значение приведено в справочных данных при $T_j = 25$ °C, можно учесть его величину при более низких температурах.

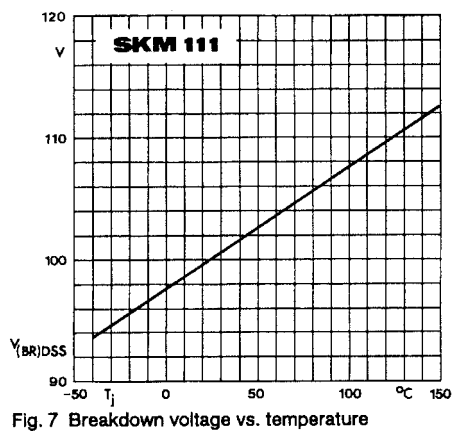


Рис.2.6 Зависимость напряжения пробоя сток-исток $V_{(BR)DSS}$ от температуры T_j

Изменение напряжения сток-исток от скорости снижения тока стока

См. п.3.1.1

Внутренние емкости от напряжения сток-исток

См. п.1.2.3

Характеристика заряда затвора

См. п.1.2.3

Прямая характеристика диода

См. п.1.2.2.1

Зависимость прямого сопротивления от тока стока

Рис.2.7 разъясняет соотношение между прямым сопротивлением $R_{DS(on)}$ и током стока I_D или напряжением затвор-исток V_{GS} для полностью управляемого MOSFET

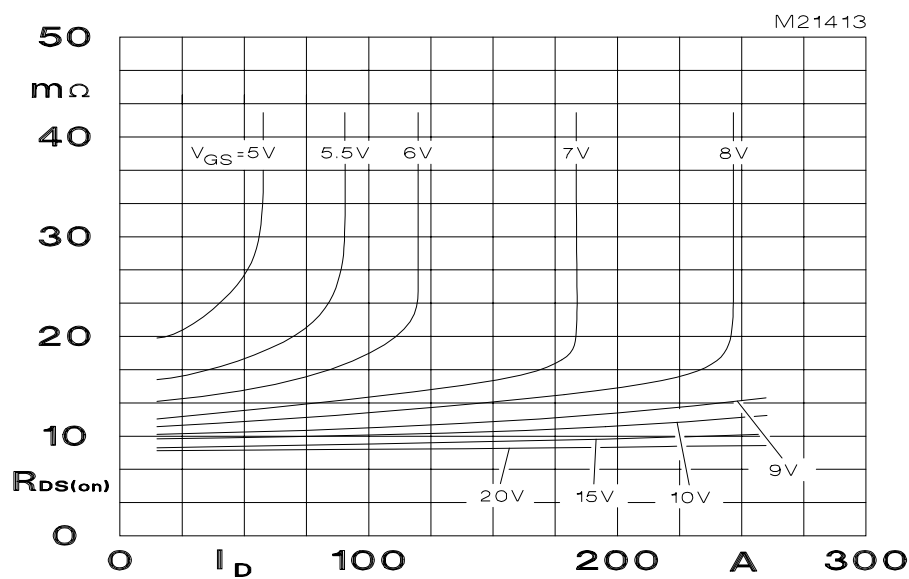


Рис.2.7 Типичная зависимость между прямым сопротивлением $R_{DS(on)}$ и током стока I_D или напряжением затвор-исток V_{GS}

Сопротивление растёт с возрастанием напряжения затвор-исток. На любой точке кривой можно увидеть плавное увеличение $R_{DS(on)}$ вместе с током стока.

Зависимость порогового напряжения затвор исток от температуры

На рис.2.8 показаны три кривые с типичными и предельными значениями, характеризующими зависимость между пороговым напряжением $V_{GS(th)}$ и температурой кристалла MOSFET T_j .

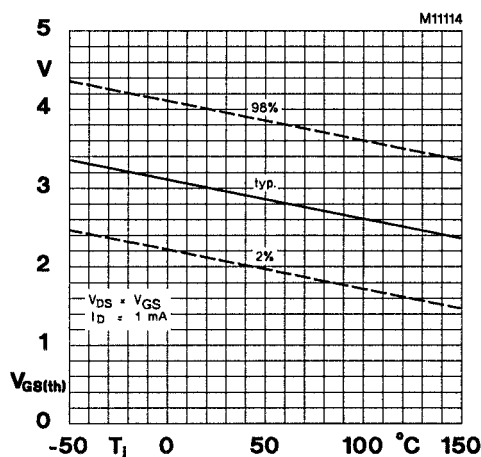


Fig. 14 Gate-source threshold voltage

Рис.2.8 Зависимость порогового напряжения затвор исток от температуры

$V_{GS(th)}$ будет линейно падать с возрастанием T_j . Температурный коэффициент порогового напряжения составляет около -10 мВ/К в диапазоне температур $-50...+150$ °C.

Переходные температурные импедансы для IGBT и обратных диодов

См. п.3.2

2.3 IGBT-модули [264], [265]

2.3.1 Предельные значения

Структура IGBT модулей

Напряжение коллектор-эмиттер V_{CE} или V_{CES}

Максимальное напряжение между выводами коллектора и эмиттера при закороченной цепи затвор-эмиттер ($V_{GE} = 0$).

Параметр: температура корпуса $T_{case} = 25$ °C

Напряжение коллектор-затвор V_{CGR}

Максимальное напряжение между коллектором и затвором,

Параметры: внешнее сопротивление R_{GE} между затвором и эмиттером, температура корпуса $T_{case} = 25$ °C

Продолжительный постоянный ток коллектора I_C

Максимальный постоянный ток коллектора

Параметр: температура корпуса, например $T_{case} = 25$ °C, 80 °C: $I_{D@25}$ °C, $I_{D@80}$ °C

Повторяющееся импульсное значение тока коллектора I_{CM} или импульсный ток стока I_{Cpuls}

Импульсное значение тока коллектора при работе в импульсном режиме,

Параметры: длительность импульса t_p , температура корпуса, например $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $80\text{ }^{\circ}\text{C}$ и отношение длительности импульса к паузе.

Напряжение затвор-эмиттер V_{GES} или V_{GE}

Максимальное напряжение между затвором и эмиттером

Параметр: температура корпуса $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Общая рассеиваемая мощность P_{tot} или P_D

Максимальная рассеиваемая мощность транзистора/диода или внутри всего силового модуля $P_{tot} = (T_{jmax} - T_{case})/R_{thjc}$,

Параметр: температура корпуса $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Диапазон рабочих температур T_{vj} или T_j ; $T_{j(min)} \dots T_{j(max)}$

Допустимый диапазон температур кристалла, в котором модуль может работать

Диапазон температур хранения T_{stg} ; $T_{stg(min)} \dots T_{stg(max)}$

Диапазон температур, в котором модуль может храниться или транспортироваться, без электрической нагрузки

Напряжение изоляции V_{isol} или V_{is}

Эффективное допустимое значение напряжения между входными/управляющими выводами (закороченными, все выводы соединены друг с другом) и основной пластиной модуля.

Параметры: продолжительность теста (1 мин, 1 с), скорость нарастания напряжения, если требуется; в соответствии с IEC 146-1-1 (1991), EN 60146-1-1 (1993), часть 4.2.1 (совпадает с VDE 0558, часть 1-1: 1993-4) и DIN VDE 0160 (1988-05), часть 7.6 (соответствует EN 50178 (1994)/ E VDE 0160 (1994-11)) испытательное напряжение должно нарастать постепенно до максимального значения.

Степень влажности

Описывает допустимые внешние условия (атмосферную влажность) в соответствии с DIN 40 040

Климатические условия

Описывает допустимые внешние условия испытаний (климат) в соответствии с DIN IEC 68-1

Обратные диоды

Прямой ток I_F

Максимальное значение прямого тока обратных диодов,

Параметр: температура корпуса $T_{\text{case}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Импульс прямого тока I_{FM} или прямой импульсный ток I_{Fpulse}

Импульсное значение тока диода при импульсной работе

Параметры: длительность импульса t_p , температура корпуса, например $T_{\text{case}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $80\text{ }^{\circ}\text{C}$

2.3.2 Характеристики

Структура IGBT модулей

Напряжение пробоя коллектор-эмиттер $V_{\text{BR(CES)}}$

Напряжение пробоя коллектор-эмиттер, затвор-эмиттер закорочены ($V_{\text{GE}}=0$)

Параметры: ток запирающего коллектора I_C , температура корпуса $T_{\text{case}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Пороговое напряжение затвор-эмиттер $V_{\text{GE(th)}}$

Напряжение затвор-эмиттер, при превышении которого потечет ток коллектора,

Параметры: напряжение коллектор-эмиттер $V_{\text{CE}}=V_{\text{GE}}$, ток коллектора I_C , температура корпуса $T_{\text{case}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Ток отсечки коллектор-эмиттер I_{CES}

Запирающий ток между коллектором и эмиттером при закороченных затвор-эмиттер ($V_{\text{GE}} = 0$) и напряжении коллектор-эмиттер $V_{\text{CE}}=V_{\text{CES}}$,

Параметр: температура кристалла $T_j = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ и $125\text{ }^{\circ}\text{C}$

Ток утечки затвор-эмиттер I_{GES}

Ток утечки между затвором и эмиттером при закороченных коллектор-эмиттер ($V_{\text{CE}} = 0$) и максимальном напряжении затвор-эмиттер V_{GE} ,

Параметры: напряжение затвор-эмиттер V_{GE} , температура корпуса $T_{\text{case}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Напряжение насыщения коллектор-эмиттер V_{CEsat}

Напряжение насыщения коллектор-эмиттер (падение напряжения на включенном IGBT) при определенном токе коллектора I_C (при номинальном токе, см. п. 2.3.3, или максимальном токе коллектора). Для PT-IGBT V_{CEsat} будет падать пропорционально температуре в диапазоне номинальных токов, для NPT-IGBT, однако, будет расти пропорционально температуре.

Параметры: напряжение затвор-эмиттер V_{GE} , ток коллектора I_C , температура корпуса $T_{\text{case}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ и $125\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Для расчета потерь в открытом состоянии следующие параметры часто приводятся в справочных данных: $V_{\text{CE(TO)}}$ (постоянное пороговое напряжение коллектор-эмиттер) и r_{CE} (наклон характеристики сопротивления в открытом состоянии) замещаемой прямой линией.

$$V_{\text{CEsat}} = f(I_C) = V_{\text{CE(TO)}} + r_{\text{CE}} \cdot I_C$$

Для расчета характеристика напряжения насыщения аппроксимирована диодной характеристикой.

Характеристики прямой передачи g_{fs}

Коэффициент изменения напряжения затвор-эмиттер и тока коллектора при определенном токе стока I_C ,

Параметры: напряжение коллектор-эмиттер V_{CE} , ток коллектора I_C (номинальный ток), температура корпуса $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Емкость кристалл-корпус C_{CHC}

Емкость между внутренними компонентами и основной пластиной корпуса или потенциалом теплоотвода,

Параметр: температура корпуса $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Входная емкость C_{iss}

Емкость между затвором и эмиттером при закороченных коллектор-эмиттер для переменного тока и напряжении затвор и эмиттер $V_{GE} = 0$.

Параметры: напряжение коллектор-эмиттер, частота измерений f , температура корпуса $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Выходная емкость C_{oss}

Емкость между коллектором и эмиттером при закороченных затвор-эмиттер ($V_{GE} = 0$),

Параметры: напряжение коллектор-эмиттер, частота измерений f , температура корпуса $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Обратная передаточная емкость (емкость Миллера) C_{rss}, C_{mi}

Емкость между коллектором и затвором при закороченных коллектор-эмиттер на переменном токе и напряжении затвор и эмиттер $V_{GE} = 0$. Для измерения эмиттер должен подключаться экранированным к измерительному мосту.

Параметры: напряжение коллектор-эмиттер, частота измерений f , температура корпуса $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Паразитная индуктивность коллектор-эмиттер L_{CE}

Индуктивность между коллектором и эмиттером

Времена переключения

Более применимы на практике, чем в MOSFET, времена переключения в справочных данных на IGBT определены измерительной цепью с активной нагрузкой в соответствии с рис.2.9а. Постоянная времени нагрузки L/R велика, по сравнению с длительностью коммутации $T = 1/f$, так что в индуктивной нагрузке возникает продолжительный нагрузочный ток.

Как и в MOSFET, времена коммутации IGBT определяется по характеристике затвор-эмиттер при включении и выключении, см рис.2.9b.

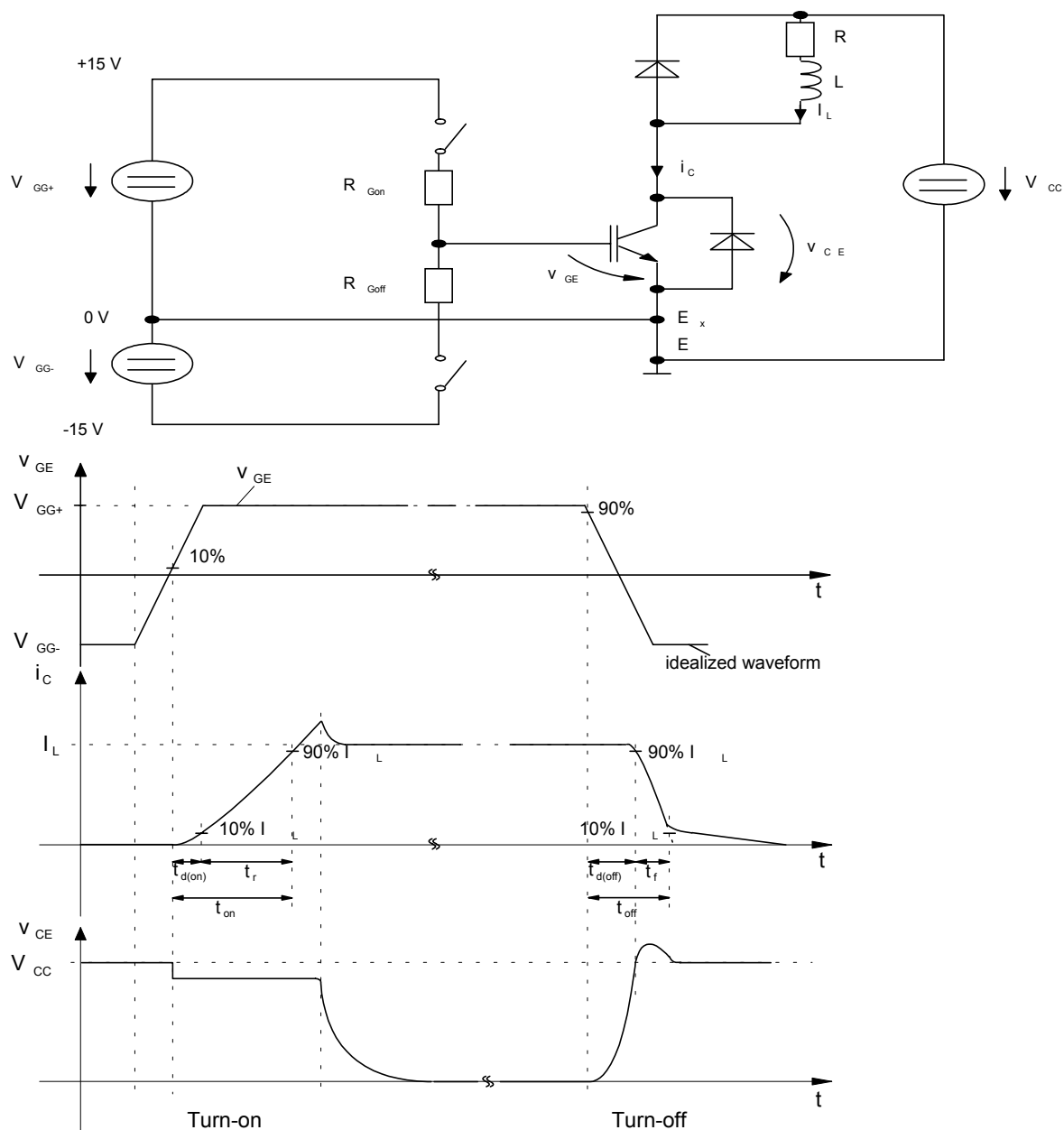


Рис.2.9 а) цепь измерения; б) определение времени переключения MOSFET с активно-индуктивной нагрузкой [264], [265]

Время переключения и реальные характеристики тока и напряжения определяются внутренними емкостями, индуктивностями и сопротивлениями цепей затвора и стока; по этой причине, все данные и характеристики в техническом описании могут служить только ориентиром.

Следующие параметры приведены по отношению к времени переключения:

цепь измерения, напряжение питания коллектор-эмиттер V_{CC} , напряжение управления затвор-эмиттер V_{GG+} , V_{GG-} , ток коллектора I_C , внешние последовательные сопротивления затвора R_{Gon} , R_{Goff} (сопротивление цепи управления при включении и выключении), температура корпуса $T_{case} = 25^\circ\text{C}$.

Время задержки включения $t_{d(on)}$

Как уже упоминалось, общий прямой ток в открытом состоянии IGBT перед включением проходит через индуктивную нагрузку.

После быстрого включения положительного напряжения затвор-эмиттер V_{GE} , напряжение затвор-эмиттер начнет возрастать с постоянной времени, которая определяется входной емкостью и сопротивлением затвора. Как только достигается пороговое напряжение $V_{GE(th)}$, начнет возрастать ток коллектора I_C .

Время задержки включения $t_{d(on)}$ определяется как временной интервал между моментами, когда напряжение затвор-эмиттер достигает 10 % от максимального значения, и когда ток коллектора I_C возрастет до 10 % от тока нагрузки.

Время нарастания t_r

Время нарастания t_r определяется временным интервалом, следующим за временем задержки включения, когда ток коллектора I_C возрастет с 10 % до 90 % от тока нагрузки. Основная часть потерь при включении возникает в IGBT в этот временной период, так как определенная доля I_L продолжает течь через обратный диод пока значение I_C ниже тока нагрузки. Поэтому напряжение коллектор-эмиттер не будет падать значительно ниже напряжения питания коллектор-эмиттер V_{CC} .

Различие между V_{CC} и V_{CE} , показанное на рис.2.9b в течение времени t_r , в основном определяется переходным падением напряжения на внутренней паразитной индуктивности цепи коммутации.

Сумма задержки включения $t_{d(on)}$ и времени нарастания t_r называется **временем включения t_{on}** .

Пока напряжение коллектор-эмиттер не достигло своего значения в открытом состоянии V_{CEsat} по окончании t_{on} , большая часть потерь возникнет по окончании t_{on} .

Выброс тока включения: после того, как через IGBT потечет весь ток нагрузки I_L , обратный диод закроется, в то же время рассеивая свой накопленный заряд Q_{rr} . Поэтому ток коллектора IGBT будет расти во время обратного восстановления диода (t_{rr}) до значения, пока импульсный ток восстановления I_{RPM} не превысит I_L (выброс тока включения, см.рис.2.10).

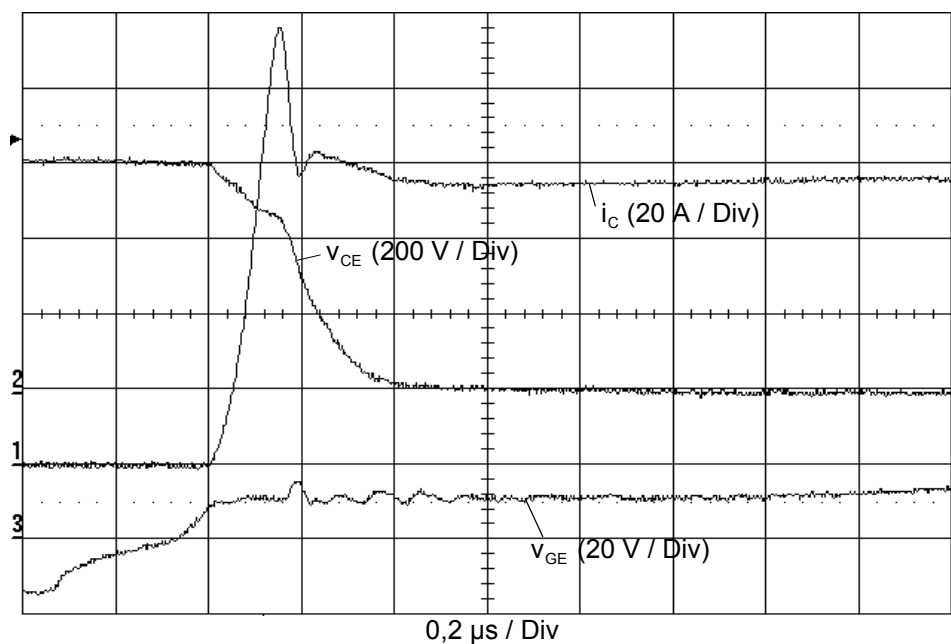


Рис.2.10 Переключение от обратного диода к IGBT (выброс тока включения) при открывании IGBT.

Напряжение динамического насыщения: после резкого падения при включении, напряжение коллектор-эмиттер будет снижаться относительно медленно (в пределах мкс) к своему постоянному значению V_{CEsat} . Эта «фаза динамического насыщения» необходима для наполнения широкой n^- -зоны IGBT неосновными (биполярными) носителями (модуляция проводимости).

Время задержки выключения $t_{d(off)}$

После выключения положительного управляющего напряжения и включения отрицательного управляющего напряжения затвор-эмиттер, напряжение затвор-эмиттер V_{GE} начнет падать с постоянной времени, которая определяется входной емкостью и сопротивлением затвора IGBT. Напряжение коллектор-эмиттер начнет возрастать. Ток коллектора в это время не может значительно упасть, так как обратный диод работает в обратном направлении пока V_{CC} больше чем V_{CE} и, следовательно, не может пропускать ток нагрузки.

Благодаря этому, время задержки выключения $t_{d(off)}$ определяется как временной интервал между моментами, когда напряжение затвор-эмиттер снизится до 90 % от значения во включенном состоянии, и когда ток коллектора упадет до 90 % от тока нагрузки.

Время спада t_f

Пока напряжение коллектор-эмиттер превышает напряжение V_{CC} при выключении IGBT, ток нагрузки может коммутировать обратный диод, который открыт в это время, и ток коллектора будет падать.

Время спада t_f определяется временным интервалом, когда ток коллектора будет падать с 90 % до 10 % от тока нагрузки.

Выброс V_{CE} над V_{CC} , показанный на рис.2.11, возникает из-за паразитных индуктивностей цепей коммутации и растет пропорционально скорости выключения di_C/dt IGBT.

Сумма задержки выключения $t_{d(off)}$ и времени спада t_f называется **временем выключения t_{off}** .

Пока ток коллектора не снизился до значения отсечки по окончании t_{off} , но все еще составляет 10 % тока нагрузки, потери по окончании t_{off} будут все еще превышать потери в закрытом состоянии.

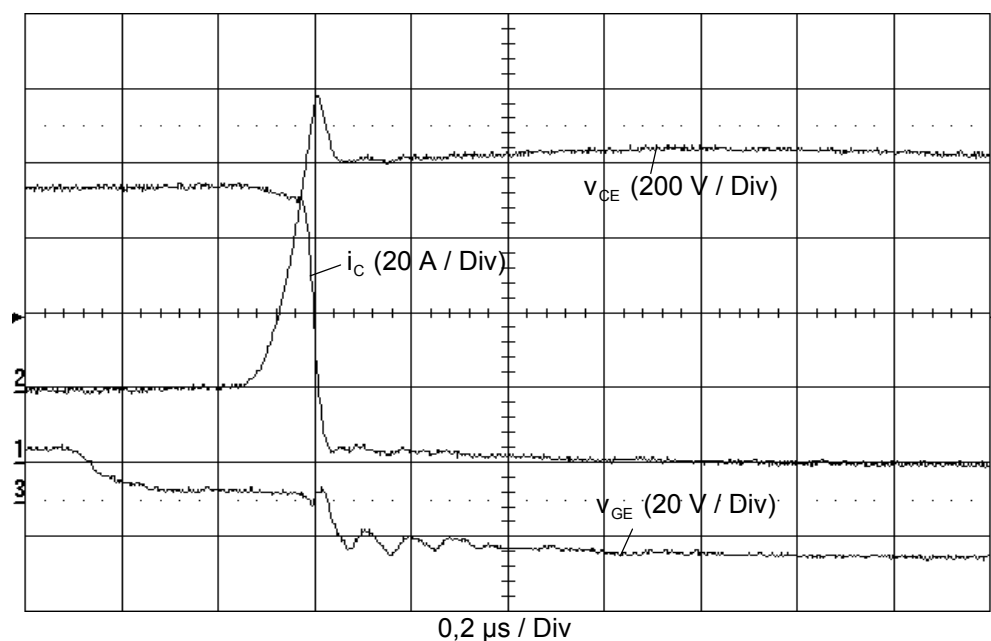


Рис.2.11 Характеристики выключения NPT-IGBT

Рассеивание энергии при включении E_{on} ; рассеивание энергии при выключении E_{off} за один цикл

Типичные значения E_{on} и E_{off} для IGBT показаны на диаграмме «энергия включения /выключения» в зависимости от тока коллектора в справочных данных.

Рассеиваемую мощность при коммутации можно рассчитать при умножении частоты коммутации f на E_{on} или E_{off} , соответственно: $P_{on} = f \cdot E_{on}$ или $P_{off} = f \cdot E_{off}$.

Рассеиваемая энергия при включении E_{on} обобщает эффекты выброса тока в обратном диоде, который интегрирован в силовом модуле. Рассеиваемую энергию при включении можно определить как состоящую из рассеиваемой мощности при включении P_{on} до момента, когда V_{CE} составит приблизительно 3 % от напряжения питания коллектор-эмиттер V_{CC} .

Кроме потерь мощности при активном времени выключения $t_{off} = t_{d(off)} + t_f$, рассеиваемая энергия выключения также состоит из потерь на ток «хвоста» во время t_t , до момента, когда коллекторный ток упадет ниже 1 % тока нагрузки.

Параметр: рабочее напряжение, температура кристалла $T_j = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$, управляющие напряжения, последовательные сопротивления затвора.

Внутреннее тепловое сопротивление переход-корпус R_{thjc} IGBT

Тепловое сопротивление R_{thjc} описывает распространение тепла между кристаллами IGBT (индекс j) и корпусом модуля (индекс c). Оно характеризует статическое распространение тепла системы IGBT внутри модуля (чаще с параллельными кристаллами) и зависит от размеров кристалла и конструкции модуля.

Разность температур ΔT_{jc} между температурой кристалла T_j и корпуса T_{case} при постоянной рассеиваемой мощности P определяется как: $\Delta T_{jc} = T_j - T_{case} = P \cdot R_{thjc}$.

Тепловое сопротивление контакта корпус-теплоотвод R_{thch} IGBT модуля

Тепловое сопротивление R_{thch} описывает распространение тепла между корпусом модуля (индекс c) и теплоотводом (индекс h). Оно характеризует статическое распространение тепла IGBT модуля (чаще с несколькими IGBT ключами) и зависит от размеров модуля, теплоотвода и поверхности корпуса, толщины и параметров термослоя (паста, фольга, прокладки) между модулем и теплоотводом, а также от силы прижимания крепежными винтами.

Разность температур ΔT_{ch} между температурой корпуса T_{case} и теплоотвода T_h при постоянной общей единичной рассеиваемой мощности P_n внутри модуля определяется как: $\Delta T_{ch} = T_{case} - T_h = P_n \cdot R_{thch}$.

Раздельное нахождение R_{thjc} и R_{thch} не возможно для модулей без основной пластины. Для таких модулей R_{thjh} показан на IGBT и на модуль. Разность температур можно рассчитать аналогично.

Механические данные

Кроме типа конструкции модуля, приведенные механические данные обычно отображают:

Момент вращения M_1 крепежных винтов (минимальное и максимальное значения) в Нм или фунт.дюйм;

Момент вращения M_2 выводов (минимальное и максимальное значения) в Нм или фунт.дюйм;

Масса w модуля в г;

Допустимое **ускорение при вибрации** в $m \cdot c^{-2}$.

Обратные диоды

Прямое напряжение обратного диода (обратное напряжение эмиттер-коллектор)
 V_{EC}, V_F

Обратное напряжение эмиттер-коллектор падает при закороченных затвор-эмиттер. V_{SD} описывает прямую характеристику паразитного обратного диода, которые не параллельны IGBT.

Параметры: прямой ток I_F , температура корпуса $T_{case} = 25\ ^\circ C$

Пороговое напряжение обратного диода $V_{(T0)}$

Крутизна характеристики прямого сопротивления обратного диода r_T

С помощью порогового напряжения и крутизны характеристики прямого сопротивления можно получить упрощенную аппроксимацию прямой характеристики. Пороговое напряжение показывает точку пересечения с осью напряжений, крутизна характеристики прямого сопротивления определяет скорость нарастания характеристики.

Время восстановления обратного диода t_{rr}

Время восстановления внутреннего IGBT обратного диода, когда большой ток коллектора $-I_C = I_F$ коммутируется с большой di_F/dt и высоким обратным напряжением $V_R = V_{CC}$.

Примечание: t_{rr} очень сильно зависит от температуры (обычно значение удваивается между $25\ ^\circ C$ и $150\ ^\circ C$).

Параметры: прямой ток I_F , обратное напряжение V_R , скорость снижения прямого тока - di_F/dt , температура кристалла $T_j = 25\ ^\circ C$ и $150\ ^\circ C$.

Восстанавливаемый заряд обратного диода Q_{rr}

Восстанавливаемый заряд внутреннего IGBT обратного диода, когда большой ток коллектора $-I_C = I_F$ коммутируется с большой di_F/dt и высоким обратным напряжением $V_R = V_{CC}$.

Примечание: Q_{rr} очень сильно зависит от температуры (значение удваивается или иногда может вырасти в восемь раз больше между $25\ ^\circ C$ и $150\ ^\circ C$).

Параметры: прямой ток I_F , обратное напряжение V_R , скорость снижения прямого тока di_F/dt , температура кристалла $T_j = 25\ ^\circ C$ и $150\ ^\circ C$.

Внутреннее тепловое сопротивление переход-корпус R_{thjc} диода

Тепловое сопротивление R_{thjc} описывает распространение тепла между кристаллами диода (индекс j) и корпусом модуля (индекс c).

2.3.3 Диаграммы

С приведенными данными этот раздел даст некоторые рекомендации для рассмотрения диаграмм по MOSFET. В случае, если диаграмма детально рассмотрена в других разделах, на это будет ссылка.

Максимальная общая рассеиваемая мощность P_{tot} IGBT модуля от температуры корпуса T_{case}

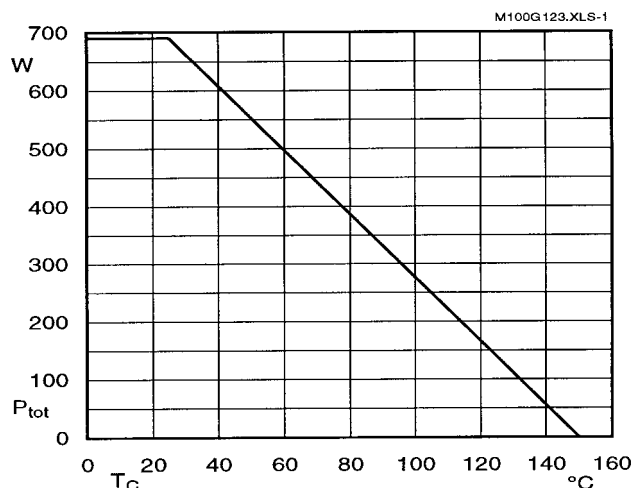


Рис.2.12 Максимальная общая рассеиваемая мощность

Основана на номинальной рассеиваемой мощности на IGBT (или на обратный диод) $P_{tot(25\text{ }^{\circ}\text{C})} = (T_{jmax} - 25\text{ }^{\circ}\text{C})/R_{thjc}$ которое ограничено $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ по определению, функция описывает снижение номинального значения при высоких температурах корпуса.

Энергия включения/выключения E_{on} , E_{off} за один импульс IGBT в зависимости от тока коллектора

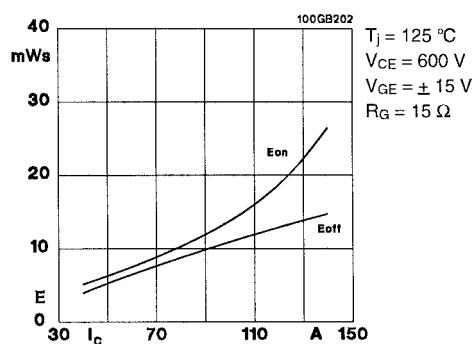


Fig. 2 Turn-on /-off energy = f (I_c)

Рис.2.13 Энергия включения/выключения в зависимости от тока коллектора

Энергия включения/выключения E_{on} , E_{off} определена из измерительной цепи с активно-индуктивной нагрузкой, показана при различных токах коллектора (например, температура кристалла $T_j = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$, напряжение питания коллектор-эмиттер $V_{CC} = 600\text{ В}$) с определенными параметрами управления. Рассеиваемую мощность при коммутации можно рассчитать при умножении частоты коммутации f на E_{on} или E_{off} , соответственно: $P_{on} = f \cdot E_{on}$ или $P_{off} = f \cdot E_{off}$.

E_{on} и E_{off} показаны для IGBT при номинальном токе ($I_C @ T_{case} = 80\text{ }^{\circ}\text{C}$) при характерных значениях в справочных данных.

Энергия включения/выключения E_{on} , E_{off} за один импульс IGBT в зависимости от последовательных сопротивлений затвора R_G (R_{Gon} , R_{Goff})

См. п.3.5.2

Максимально безопасная область при коммутации (SOA)

Как показано в п.1.2.3, IGBT должен работать при почти прямоугольной характеристике $i = f(u)$ между V_{CC} и I_L при жестком переключении.

SOA-диаграммы отображают ширину зоны, в которой можно работать безопасно:

- SOA для коммутации, в открытом состоянии и при работе с отдельными импульсами
- RBSOA (с обратным смещением) для периодического выключения
- SCSOA (при коротком замыкании) для периодического выключения короткозамкнутых цепей (п.3.6.2)

SOA ограничена следующими параметрами:

- максимальный ток коллектора (горизонтальный предел);
- максимальное напряжение коллектор-эмиттер (вертикальный предел);
- максимальная рассеиваемая мощность или температура кристалла (диагональные границы) см. рис.2.14.

Максимально безопасная область при импульсной работе (SOA)

Рис.2.14 показывает максимум кривой $I_C = f(V_{CE})$ при коммутации и в открытом состоянии для разных длительностей импульса t_p с двойной логарифмической шкалой.

Важно, что максимальные значения справедливы при температуре корпуса $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ и для одиночных импульсов, которые не нагреют IGBT выше максимальной температуры кристалла $T_j = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Хотя нижняя из приведенных диагоналей представляет преувеличение максимальных постоянных потерь тепла P_{tot} , IGBT модули могут только подойти к линейной характеристике площади с приблизительно $V_{CE} > 20\text{ В}$ или $V_{GE} < 9\text{ В}$ при коммутации. Работа в аналоговом режиме длительный период времени не допустима из-за асимметрии при

разбросе среди кристаллов, а также отрицательный температурный коэффициент пороговых напряжений может вызвать температурную нестабильность

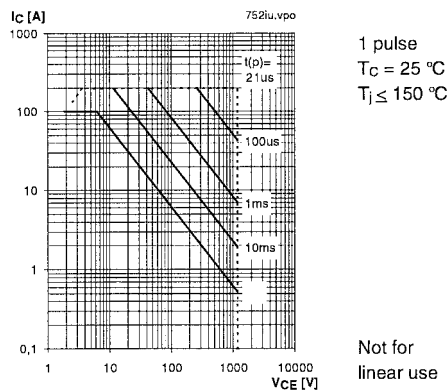


Рис.2.14 Максимально безопасная область $I_C = f(V_{CE})$ при импульсной работе (SOA)

Безопасная зона выключения

Рис.2.15 представляет безопасную зону выключения IGBT (RBSOA)

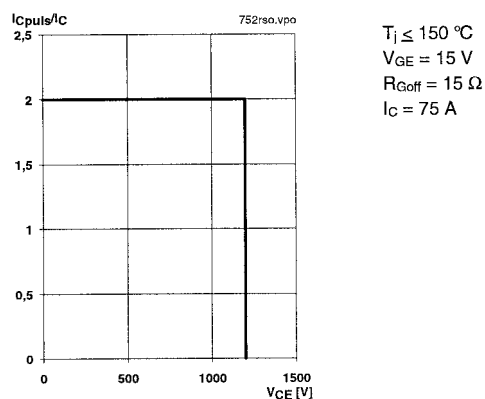


Рис.2.15

При периодическом выключении, IGBT может жестко выключать при $I_{CM}@80^{\circ}C = T_C$ для T_{jmax} и определенных параметрах драйвера, если V_{CE} (кристалл) достигает уровня V_{CES} (влияние паразитных индуктивностей и параметров драйвера, см.п.3.4.1 и 3.5.2).

Безопасная область работы при коротком замыкании

См.п.3.6.2

Изменение тока коллектора от температуры

См.п.2.6; аналогично рис.2.23b

Выходная характеристика $I_C = f(V_{CE})$

Рис.2.16 показывает выходную характеристику при $T_j = 25^{\circ}C$ и $125^{\circ}C$ (типичное значение) с параметром V_{GE} , также см.п.1.2.2.2 и 2.6

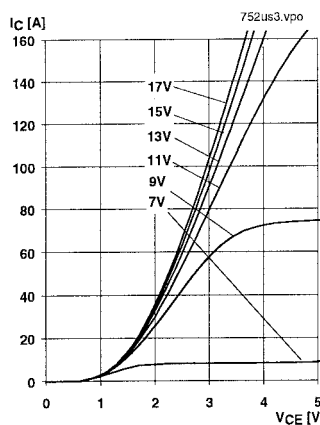


Fig. 9 Typ. output characteristic, $t_p = 80 \mu s$; $25^\circ C$

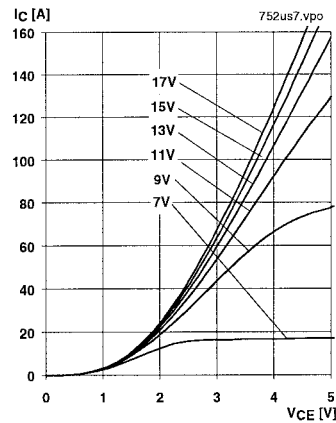


Fig. 10 Typ. output characteristic, $t_p = 80 \mu s$; $125^\circ C$

Рис.2.16 Типичная выходная характеристика при $T_j = 25^\circ C$ (а) и $125^\circ C$ (б) с параметром V_{GE}

Переходная характеристика $I_C = f(V_{GE})$

Переходная характеристика (рис.2.17) показывает поведение IGBT на рабочем участке при $V_{CE} = 20 V$ и $t_p = 80 \mu s$ (линейная работа). Ток коллектора связан с напряжением затвор-эмиттер через $I_C = g_{fs} \cdot (V_{GE} - V_{GE(th)})$

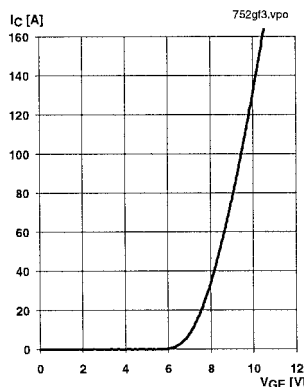


Fig. 12 Typ. transfer characteristic, $t_p = 80 \mu s$; $V_{CE} = 20 V$

Рис.2.17 Типичная переходная характеристика $I_C = f(V_{GE})$

Внутренние емкости от напряжения сток-исток

См. п.1.2.3

Характеристика заряда затвора

См. п.1.2.3

Время коммутации от тока коллектора

На рис.2.18 представлена типичная зависимость времени коммутации $t_{d(on)}$ (время задержки включения), t_r (время фронта), $t_{d(off)}$ (время задержки выключения) и t_f (время спада) от тока коллектора при жестком переключении индуктивной нагрузки.

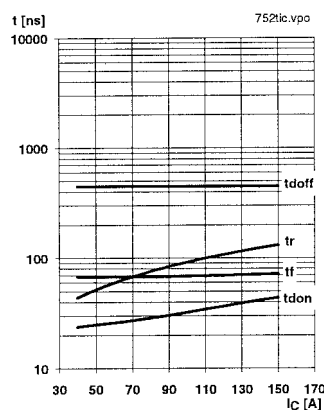


Fig. 15 Typ. switching times vs. I_C

Рис.2.18

Небольшое пропорциональное возрастание t_r подтверждает, что di_C/dt не возрастет так же как I_C , если ток коллектора увеличиться.

Время коммутации от сопротивления затвора

См.п.3.5.2

Характеристика САL диода в прямом направлении

См.п.1.3.1.1

Рассеиваемая энергия диода при выключении

На рис.2.19 представлена зависимость рассеиваемой энергии диода при выключении E_{offD} от тока диода I_F , который протекал через него до выключения, и от скорости включения IGBT, определяемой сопротивлением затвора R_G , при коммутации тока между диодом и IGBT (жесткая коммутация).

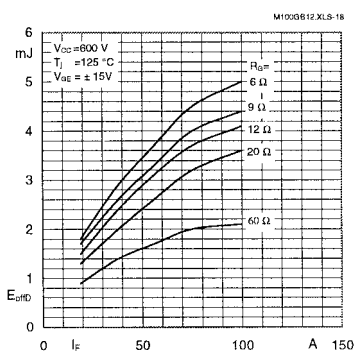


Fig. 18 Diode turn-off energy dissipation per pulse

Рис.2.19

Как и ожидалось, потери диода при выключении возрастают при увеличении тока и скорости коммутации тока из-за одновременного возрастания сохраняемого заряда и амплитуды обратного тока (см.1.3.1.3).

Переходной температурный импеданс IGBT и обратного диода

См.п.3.2.2.3

Ток восстановления обратного диода в зависимости от прямого тока в открытом состоянии

На рис.2.20 представлены типичные значения импульсного тока восстановления обратного диода I_{RRM} от прямого тока I_F и di/dt , определяемой сопротивлением затвора $R_G = R_{Gon}$.

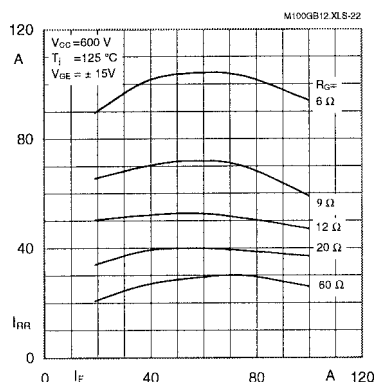


Fig. 22 Typ. CAL diode peak reverse recovery current $I_{RR} = f(I_F, R_G)$

Рис.2.20

Как и ожидалось, ток восстановления обратного диода тем больше, чем быстрее включается IGBT (низкий R_{Gon}).

Во-первых, ток восстановления обратного диода будет расти вместе с возрастанием прямого тока. При больших токах коллектора доля носителей заряда в дрейфовой зоне CAL-диода, которая уже рекомбинировала при коммутации, будет расти вместе с длительностью коммутации; поэтому, I_{RRM} будет снова падать при больших токах.

Ток восстановления обратного диода в зависимости от di_F/dt

Рис.2.21 показывает типичную зависимость тока восстановления обратного диода I_{RRM} от di/dt , определяемой изменением сопротивления затвора $R_G = R_{Gon}$ IGBT при этих условиях измерения.

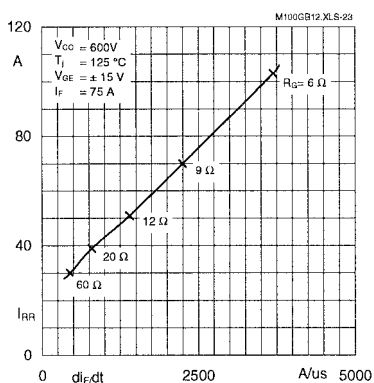


Fig. 23 Typ. CAL diode peak reverse recovery current $I_{RR} = f(di_F/dt)$

Рис.2.21

Ток восстановления обратного диода растет почти линейно от di/dt .

Восстанавливаемый заряд обратного диода в зависимости от di_F/dt

Рис.2.22 показывает типичную зависимость восстанавливаемого заряда обратного диода Q_{rr} от di_F/dt при различных токах коллектора. Также добавлено сопротивление затвора $R_G = R_{Gon}$, которое определяет данную di_F/dt при этих условиях измерения.

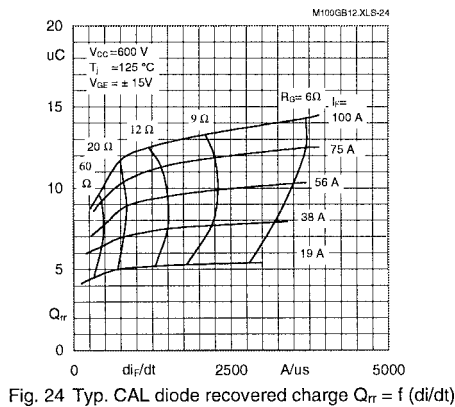


Рис.2.22

Как и ток обратного восстановления, восстанавливаемый заряд обратного диода возрастает при увеличении тока коллектора и скорости коммутации di/dt . Скорость коммутации четче выражена для больших токов коллектора, чем при малых токах.

Номинальный ток коллектора при коротком замыкании в зависимости от напряжения затвор-эмиттер и температуры

См.п.3.6.2

2.4 Специальные параметры для MiniSKiiP

Кроме IGBT и диодов для инверторов и диодных ключей (или тиристоров) для входных выпрямителей, эти устройства также интегрированы в MiniSKiiP. Дополнительно к прямым и обратным характеристикам (максимальные значения, характеристики), следующие параметры определены для MiniSKiiP:

Выброс тока выпрямительных диодов I_{FSM}

Импульсное значение синусоиды 50 Гц, которую способны выдержать диоды без пробоя, если это происходит не так часто.

Интеграл выброса тока выпрямительных диодов на нагрузке $\int i^2 dt$

Номинальное значение для выбранных предохранителей, которое можно вычислить как:

$$\int i^2 dt = I_{FSM}^2 \cdot T/4 = 5 \cdot 10^{-3} \text{ s} \cdot I_{FSM}^2 (@ f = 50 \text{ Гц})$$

Коэффициент сопротивления/температуры датчика температуры

Особенности датчиков тока

2.5 Специальные параметры для SKiiPPACK

Данные на SKiiPPACK могут включать, например:

- статические/динамические максимальные значения и характеристики кристаллов IGBT и обратных диодов;
- температурные параметры (включая радиатор);
- параметры напряжения изоляции модуля и все разделения потенциалов;
- пороговые значения цепей защиты;
- входные уровни, выходные параметры и время задержки драйвера;
- механические воздействия и климатические условия.

2.6 Температурная зависимость статических и динамических характеристик силовых модулей

Почти все электрические характеристики IGBT, силовых MOSFET и обратных диодов более или менее зависят от температуры кристалла.

Приведенная таблица отображает тенденции характеристик большинства важных параметров компонентов при повышении температуры (<: растет; <<: растет быстро; >: падает; -: незначительная температурная зависимость). Символы, помеченные значком *, только для PT-IGBT.

Для определения на практике, символы с значком !, которые будут рассмотрены позднее, наиболее важны из-за их особой зависимости от температуры. Что касается температурной зависимости параметров обратных диодов, пожалуйста, смотрите пояснения в разделе 1.3.

Параметр	MOSFET	IGBT	Обр. диод
Напряжение пробоя	<	<	<
Ток запираения, рассеивание мощности при запираении	<	<	<
Сопротивление в открытом состоянии / падение напряжения, рассеивание мощности в открытом состоянии	<<!	<(>*)!	>
Время включения / рассеиваемая энергия при включении	<	<	-
Время выключения / рассеиваемая энергия при выключении	<	<(<<*)!	<<
Пороговое напряжение	>	>	>
Крутизна характеристики прямой передачи	>	>	-

Для правильной интерпретации справочных данных, их нужно брать учитывая, что много значений для MOSFET и IGBT приведены при температуре корпуса 25 °C и могут быть преобразованы для максимальной рабочей температуры при помощи других приведенных параметров.

Это относится в основном к максимально допустимому току стока или коллектора I_D , I_{DM} , I_C , I_{CM} и максимальной рассеиваемой мощности P_{tot} или P_D , соответственно, которые могут быть уменьшены до значений при реальной работе, как описано в п.3.1.2.

Требуемое уменьшение тока определяется с помощью прямой и обратной рассеиваемой мощности, которая также зависит от температуры, а также из потерь коммутации.

Установлено, что ток и мощность в закрытом состоянии будет расти в 3...6 раз при температуре от 25 °C до 125 °C, но это не играет важной роли, так как рассеиваемая мощность в закрытом состоянии составляет только малую часть общей рассеиваемой мощности.

В отличие от этого, температурная зависимость в открытом состоянии очень важна, и находится отдельно для каждого компонента:

Силовой MOSFET

Рис.2.23 показывает возрастание сопротивления в открытом состоянии $R_{DS(on)}$ силового MOSFET и, как результат, пропорциональное изменение тока стока I_D при высоких температурах, например.

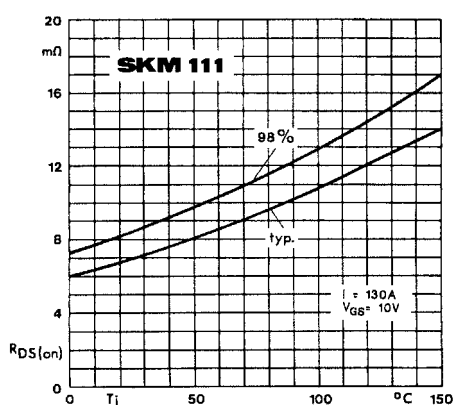


Fig. 5 On-resistance vs. temperature

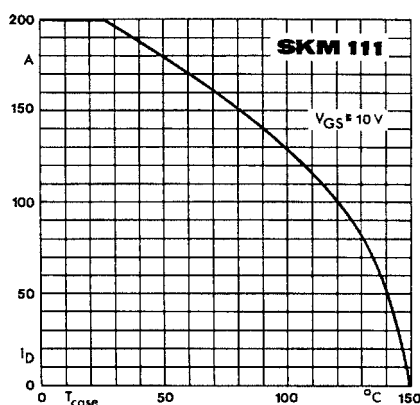


Fig. 6 Rated current vs. temperature

Рис.2.23 Параметры 100 В силового MOSFET в открытом состоянии при изменении температуры; а) сопротивление в открытом состоянии $R_{DS(on)}$; б) тока стока I_D

$R_{DS(on)}$ удваивается в диапазоне температур 25 °C ... 125 °C; и при $T_{case} = 80$ °C только 75 % от максимального тока стока можно использовать даже в статических условиях. С другой стороны, положительный температурный коэффициент падения напряжения в открытом состоянии дает преимущества, такие как упрощенная возможность параллельного включения и высокое удельное сопротивление при жесткой коммутации.

IGBT

Различные концепции IGBT (PT/NPT, см.п.1.2.1) отличаются своими температурными параметрами. Это показано на рис.2.24 с основной характеристикой напряжения насыщения коллектор-эмиттер V_{CEsat} в зависимости от тока коллектора и температуры кристалла.

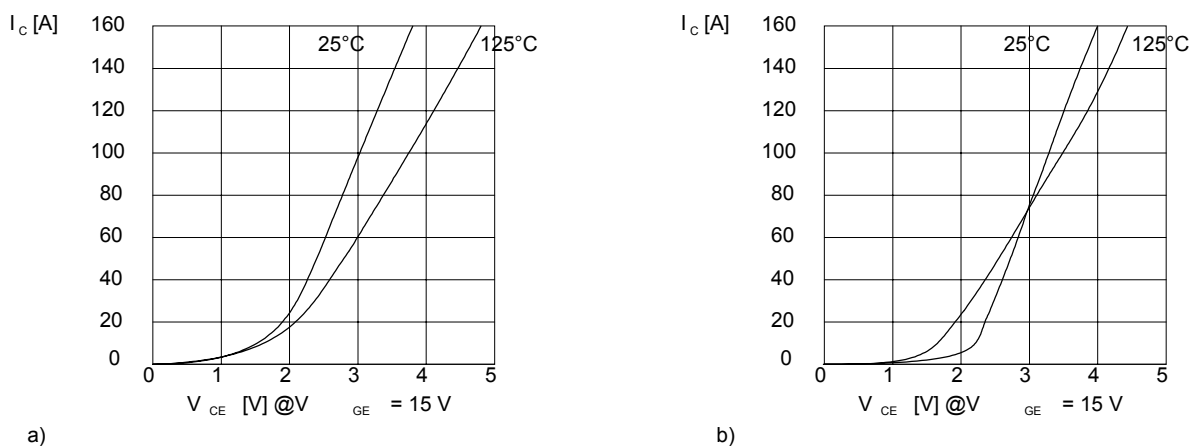


Рис.2.24 Прямые характеристики IGBT: а) SEMITRANS NPT-IGBT 100A@25⁰C; б) PT-IGBT 100A@25⁰C

Температурный коэффициент напряжения насыщения V_{CEsat} NPT-IGBT положительный для любых токов (приблиз. 8 мВ/К при $I_c@25^0C$). Температурный коэффициент напряжения насыщения V_{CEsat} PT-IGBT, однако, отрицательный для реально используемых прямых токов и растет до нуля только при приближении к номинальному току. В результате, NPT-IGBT по сравнению с PT-IGBT имеет большую рассеиваемую мощность с одной стороны, и лучшую симметрию тока с другой (равномерное распространение тепла/ выносливость, возможность не выборочного параллельного включения).

Характеристики изменения тока коллектора от температуры аналогичны рис.2.22b, и обычно приведены в справочных данных.

Как уже было упомянуто, время коммутации и потери при коммутации MOSFET и IGBT также будут возрастать с увеличением температуры. Но поскольку некоторые измерения «горячих» кристаллов все равно могут быть выполнены на практике, большинство значений в данном справочнике приведены при 125⁰C.

По этой причине можно назвать другое различие между NPT-IGBT и PT-IGBT (рис.2.25, см.п.1.2.1 и 1.2.3)

Хвостовой ток I_t , возникающий при выключении, будет возрастать вместе с температурой. В то время как хвостовой ток NPT-IGBT вырастет почти на 100 % при 125⁰C по сравнению с 25⁰C (рис.2.25a), хвостовой ток PT-IGBT (рис.2.25b) вырастет почти в три раза в этом диапазоне температур. Поэтому в NPT-IGBT безусловно меньше потери коммутации при больших температурах, чем в PT-IGBT.

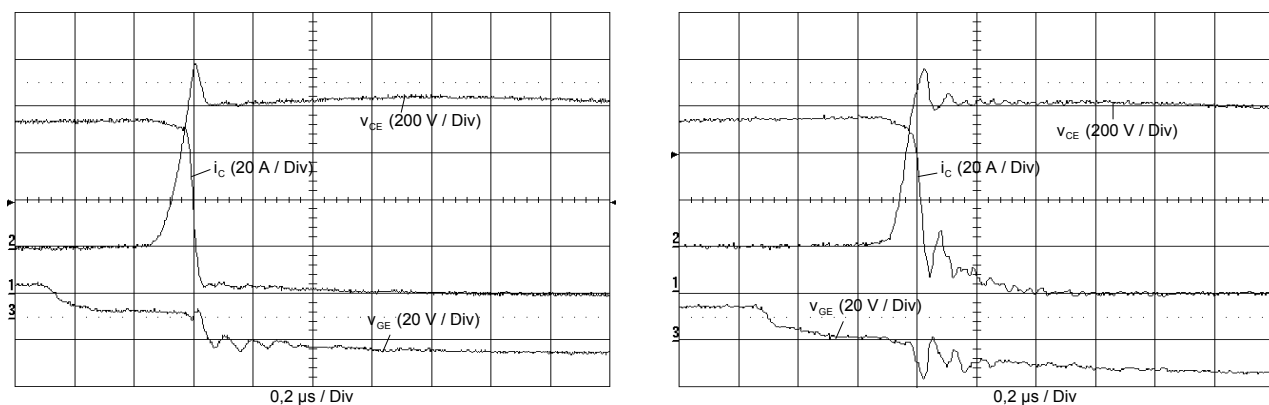


Рис.2.25 Выключение IGBT: а) SEMITRANS NPT-IGBT; б) PT-IGBT

Меньшая зависимость от температуры у порогового напряжения и крутизны характеристики прямой передачи, и на практике при коммутации не значительна. Но это основное ограничение при аналоговой работе силовых модулей.

2.7 Надежность

Надежность, или соответствие характеристик определенный период времени, одно из наиболее важных параметров качества силовых модулей.

С одной стороны, у силовых модулей высокая электрическая и температурная отдача; с другой стороны, преждевременный выход из строя может вызвать опасную поломку. Надежность очень сложно выразить при относительно малой партии, чаще встречается срок службы (10...30 а) и технические требования при сложных тестах, но ее можно найти из

- точного управления всеми воздействиями в процессе производства (надежность при изготовлении),
- тест на надежность в условиях, приближенным к реальным для получения причин отказов;
- испытания компонентов внутри системы и управление большинством важных параметров. [231]

Далее приведены некоторые из выбранных тестов силовых модулей без излишних подробностей по обширной системе обеспечения качества EN ISO 9001, по которой SEMIKRON дает 2-х летнюю TQM гарантию на все свои силовые полупроводники.

Были проведены следующие стандартные тесты для выпуска и оценки качества MOSFET и IGBT модулей, а также отдельные, специфичные тесты на надежность:

Тест	Стандарт	Условия теста
Закрывающее напряжение при высокой температуре (HTRB)	DIN 41749, IEC 147-4	1000 ч. V_{DSmax} , V_{CEmax} , T_{jmax}
Воздействие на нагретый затвор	DIN 45930, CECC 50000-4, 5.2	1000 ч. V_{DSmax} , V_{CEmax} , T_{jmax}

Хранение при высокой температуре	DIN 45930, CECC 50000-4, 4.3	1000 ч. T_{stgmax}
Хранение при низкой температуре		1000 ч. T_{stgmin}
Запирание при высокой влажности и температуре	DIN 45930, CECC 50000-4, 4.3	1000 ч. 85°C , 85% относит. влажн.
Циклическое изменение температуры	DIN IEC 68-2-14-test Na	$V_{DS}, V_{CE} = 0.8V_{CEmax}, V_{Dsmax} \leq 80 \text{ В}$
Циклическое изменение мощности	DIN 41749, IEC 147-4	100 темп. циклов T_{stgmax} / T_{stgmin}
Температура пайки	DIN IEC 68-2-20-test Tb	20000 циклов, $\Delta T_j = 100 \text{ К}$
Припаяемость	DIN IEC 68-2-20-test Ta	$260 \pm 5^{\circ}\text{C}$, $10 \pm 1 \text{ с}$
Вибрации / ускорение	в соотв. с DIN IEC 68-2-6-test Fc	$235 \pm 5^{\circ}\text{C}$, старение 3
		5 g

Действительные следующие критерии неисправностей в соответствии со стандартом MIL-STD-19500:

Ток утечки затвор-сток- / затвор-эмиттер I_{GSS}, I_{GES} :	$> \pm 20 \text{ нА}$ или $> 100 \%$ от первоначального значения
Ток стока при нулевом напряжении на затворе или ток отсечки коллектор-эмиттер I_{DSS}, I_{CES} :	$> \pm 100 \text{ мкА}$ или $> 100 \%$ от первоначального значения
Сопротивление / падение напряжения в открытом состоянии R_{Dson}, V_{CEsat} :	$> 120 \%$ от первоначального значения
Максимальное изменение порогового напряжения $V_{GS(th)}, V_{GE(th)}$:	$> \pm 20 \%$ от первоначального значения
Температурное сопротивление переход-корпус R_{thjc} :	$> 120 \%$ от первоначального значения
Напряжение изоляции V_{isol} :	$< \text{установленного макс. значения}$

На рис.2.26 и рис.2.27 показаны примеры измерительных процессов: измерительные схемы и процессы циркуляции температуры и мощности.

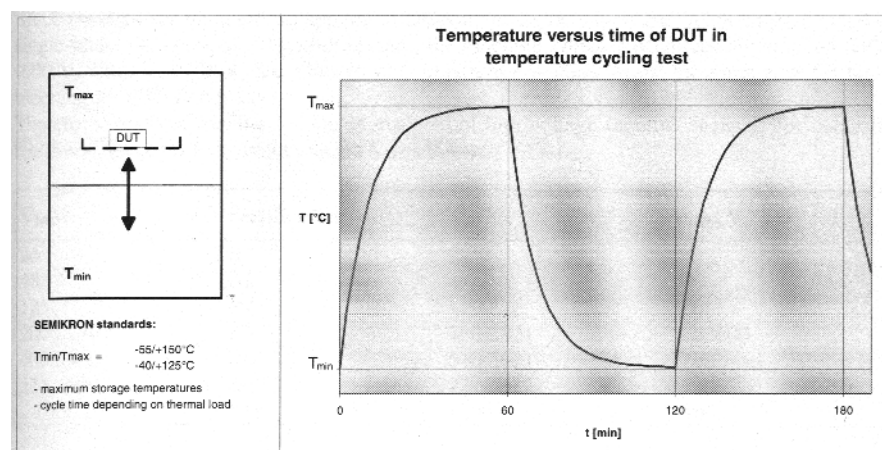


Рис.2.26 Циркуляция температуры: измерительная схема и процесс измерения

Основные характеристики надежности силовых модулей могут быть проверены с помощью тестов на циркуляцию мощности и температуры, см. также п.1.4.2.4. следовательно, эти тесты играют важную роль при оценке качества модулей.

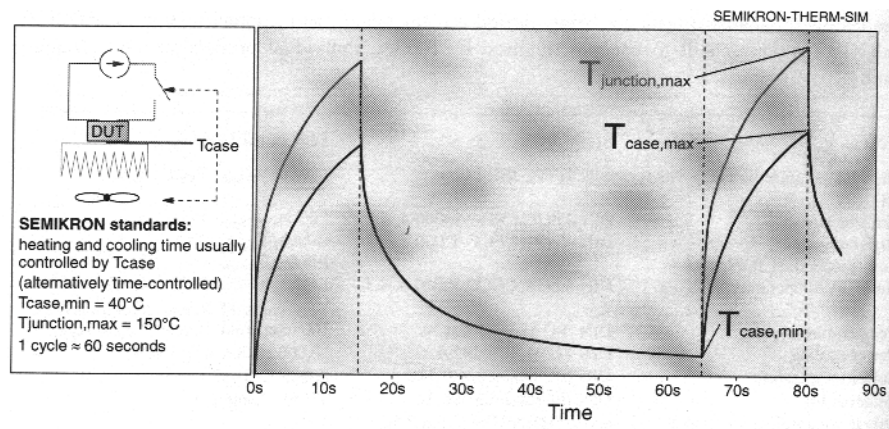


Рис.2.27 Циркуляция мощности: измерительная схема и процесс измерения

3 Рекомендации к применению

3.1 Задание параметров и выбор MOSFET, IGBT и SKiPPACK модулей

При выборе силовых модулей для любой длительной или мгновенной (перегрузки) работы, для конкретного устройства, необходимо рассматривать

- напряжения,
- способность проводить ток при соответствующих условиях охлаждения и частоте коммутации;
- область безопасной работы (SOA).

При нормальных статических и динамических условиях работы не должны превышать максимальные значения запирающего напряжения (включая стойкие к пробоям MOSFET), импульсного тока, температуры перехода и области безопасной работы (см.п.2.7), приведенные в справочных данных. То же самое относится и к предельным значениям параметров корпуса модуля (например, напряжение изоляции, вибрации, климатические условия, способы крепления).

Для высокой надежности и большого срока службы, модули разработаны для определенного числа циклов коммутаций, которые обычно соответствуют определенному количеству температурных циклов. (п.1.4.2.4 и 3.2.3).

В дальнейшем, «серьезное» задание не предполагает полное температурное использование полупроводников до максимальных значений $T_{j(max)}$ (например $150^{\circ}C$) для обеспечения запаса в теоретически непредвиденных случаях, и для небольшого отступа статических и динамических характеристик, взятых при максимальной температуре $125^{\circ}C$, и гарантированных производителями.

Как было рассмотрено в п.2.6, наиболее важные характеристики силовых модулей будут ухудшаться с ростом температуры. По этой и другим причинам, определению максимальной рабочей температуры также будет уделено особое внимание.

3.1.1 Прямое запирающее напряжение

Так как большинство силовых модулей работает с постоянным напряжением, которое возникает в результате выпрямления одно-, или трехфазным выпрямительными мостами, запирающее напряжение часто используемых IGBT (600 В, 1200 В, 1700 В) задается по отношению к уровню напряжения общей шины; это также относится и к сильно запираемым MOSFET-модулям.

Поэтому, предварительный выбор делается по линейному напряжению (угол управления 0° для управляемых выпрямителей) V_N или постоянное напряжение без нагрузки V_{di} :

V_N/V	выпрямление	V_{di}/V	$V_{DSS}, V_{CES}/V$
24	B2	22	50

48	B2	44	100
125	B2	110	200
200...246	B2	180...221	500, 600
400...460	B6	540...621	1200
575...690	B6	777...932	1700
...1000...	B6	1500	3300

После чего нужно проверить его на соответствие предельному напряжению, например:

- максимальное постоянное входное напряжение (номинальное напряжение + линейное отклонение напряжения, например, 15 %)
- переходные линейные перенапряжения, как будто бы их не удалось уменьшить линейными фильтрами, электролитическими конденсаторами и цепями со стороны постоянного напряжения (сглаживающие диоды, снабберы, варисторы),
- перенапряжения при выключении $V_d + \Delta V$

Максимальное напряжение модуля будет превышено при

$$\Delta V = L_{\sigma} \cdot I_{\max} / t_f$$

где L_{σ} : паразитная индуктивность коммутации, см.п.1.4.2.5 и 3.4.2

I_{\max} : максимальный коллекторный или стоковый ток выключения (чаще активное короткозамкнутое выключение, см.п.3.6)

t_f : время спада тока коллектора или стока.

Здесь нужно уделить особое внимание тому, что максимальные значения для V_{DSS}/V_{CES} в справочных данных относятся к характеристикам кристалла транзистора и не отображают «динамическое» поведение модуля. В справочных данных также представлена внутренняя индуктивность модуля L_{CE} (например 20...30 нГн), которая составляет часть L_{σ} ; напряжение, приложенное к кристаллу, будет превышать напряжение на выводах при выключении на величину $L_{CE} \cdot I/t_f$. Это показано на диаграмме в справочнике по SEMITRANS MOSFET, которая поясняет изменение допустимого напряжения на выводах сток-исток от скорости изменения тока стока $di_D/dt \approx I_D/t_f$ (рис.3.1)

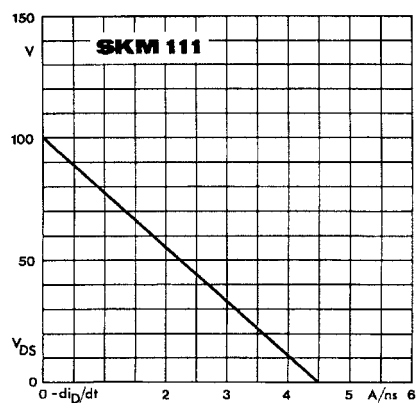


Fig. 8 Drain-source voltage derating

Рис.3.1 Изменение напряжения сток-исток SEMITRANS MOSFET модуля SKM 111 А от скорости изменения тока стока di_D/dt

3.1.2 Ток в прямом направлении

Максимальные продолжительные токи коллектора или стока, I_C или I_D соответственно, приведенные в справочных данных как типичные токи для разработанного модуля, и максимальные значения могут быть вычислены для полностью управляемого транзистора при температуре корпуса, например, 25 °С или 80 °С по формуле

$$I_D = \sqrt{(T_{j(max)} - T_{case}) / R_{DS(on)} \cdot R_{thjc}} \quad (\text{MOSFET})$$

$$I_C = (T_{j(max)} - T_{case}) / (V_{CEsat} \cdot R_{thjc}) \quad (\text{IGBT})$$

Для модулей без основной пластины вместо T_h заменит T_{case} и R_{thjh} заменит R_{thjc} . Значения для $R_{DS(on)}$ и V_{CEsat} должны браться при максимальной температуре кристалла $T_{j(max)}$.

Эти данные предназначены только для ориентировочной оценки, так как при реальной работе возникнут потери при коммутации и в закрытом состоянии (малые) дополнительно к потерям в открытом состоянии, температура корпуса будет отличаться и максимальные постоянные значения $R_{DS(on)}$ и V_{CEsat} не будут достигнуты при полном процессе включения.

При данной температуре корпуса (25 °С, 80 °С) импульсные значения тока I_{DM} или I_{CM} определены для одиночных импульсов продолжительностью 1 мс и, в то же время, определяют максимальные значения тока при периодическом включении и выключении (SOAR).

Поэтому, протекающий прямой ток определяется

- прямо по общей рассеиваемой мощности транзисторов и обратных диодов силового модуля и температур кристалла транзисторов и диодов при определенных условиях охлаждения (R_{thca}), которые не должны превышать $T_{j(max)}$ (п.3.2.2),
- границами максимально безопасной области работы, см. п.2.2 и 2.3. Во избежание превышения предельных значений при жестком включении и активно-индуктивной нагрузке, общий ток нагрузки и ток обратных диодов не должен превышать I_{DM} или I_{CM} , см. рис.3.2. По причине, упомянутой в п.1.3.1.3, можно найти компромисс между скоростью включения транзистора (возрастание потерь включения!) и протекающим током нагрузки в большинстве случаев.

Дополнительные ограничения можно применить на практике, при рассмотрении характеристик активной защиты при перегрузках по току в драйвере (см.п.3.5).

3.1.3 Частота коммутации

На рис.3.2 представлены измеренные характеристики включения и выключения силового MOSFET и IGBT модуля для определенной рабочей точки.

Кроме характеристик v_{DS} или v_{CE} и i_D или i_C , также можно определить мгновенную рассеиваемую мощность $p(t)$ при умножении значений мгновенного тока и напряжения; интеграл от $p(t)$ отображает общие потери MOSFET или IGBT за весь период.

Для определения общей рассеиваемой мощности силового модуля, нужно добавить потери в обратном диоде (диодах) внутри модуля к потерям в транзисторе, см.п.3.2.1.

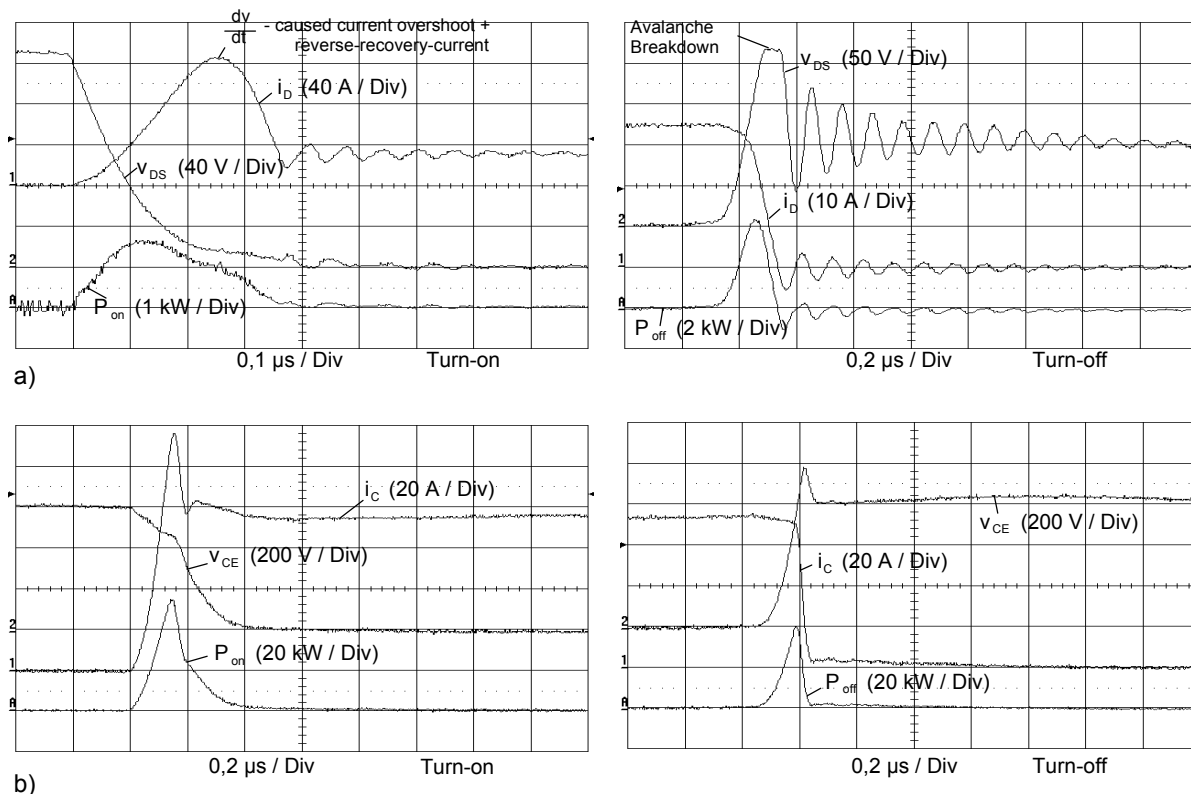


Рис.3.2 Измеренные характеристики коммутации (жесткое включение и выключение на активно-индуктивную нагрузку): а) силовой MOSFET модуль; б) IGBT модуль

Для пояснения особенностей характеристик тока и напряжения, см. комментарии к рис.1.11 в п.1.2.3.

Активные границы частоты коммутации устанавливаются потерями при коммутации, потому что они возрастают пропорционально с частотой.

Другие ограничения могут устанавливаться временами задержки включения и выключения транзистора, временем обратного восстановления диодов, выходной мощностью драйвера, которая возрастает пропорционально частоте, минимальным временем включения, выключения или зоной нечувствительности драйвера, блокировкой, измерением, защитой или функциями контроля, см.п.3.5.1...3.5.4.

Если потери коммутации сдвигаются на пассивные цепи (снабберы) или перенапряжения ограничиваются снабберами, требуемое время разряда таких цепей после коммутации с малыми потерями можно рассматривать как мертвую зону, см. п. 3.6 и 3.8.

Время коммутации MOSFET и IGBT модулей лежит в пределах от 10 нс до 100 нс. Особенно при работе с высокими напряжениями и при жесткой коммутации теоретически достигаемую максимальную частоту коммутации нельзя использовать в большинстве случаях, так как максимальная частота переключения часто определяется:

- скоростью выключения, ограниченной допустимым напряжением коммутации и
- скоростью включения, ограниченной допустимым импульсным током (ток нагрузки + ток обратного восстановления диодов, зависящий от di/dt).

Кроме того, значения dv/dt и di/dt транзистора, которые имеют большую крутизну в диапазоне больших мощностей, могут вызвать электромагнитные помехи и проблемы при определенных нагрузках (двигателях). Поэтому, оптимальный компромисс между требованиями, необходимыми для работы (например, частота выше диапазона слышимости), временем/потерями коммутации, рассеиваемой мощностью и требованиями к электромагнитной совместимости нужно найти для определенной частоты коммутации и временем переключения.

Вот стандартные значения частот коммутации стандартных модулей, при обеспечении оптимального технического использования:

для жесткой коммутации:	MOSFET модули	низковольтные	до 250 кГц
		высоковольтные	до 100 кГц
	IGBT модули	600 В	до 30 кГц
		1200 В	до 20 кГц
		1700 В	до 10 кГц
		3300 В	до 3 кГц
для мягкой коммутации:	MOSFET модули	низковольтные	до 500 кГц
		высоковольтные	до 250 кГц
	IGBT модули		до 150 кГц

На более высоких частотах можно использовать модули специально для этого разработанные.

3.2 Температурные параметры

3.2.1 Баланс потерь мощности

3.2.1.1 Единичные и общие потери мощности

Предварительный комментарий

Все пояснения в п. 3.2 относятся к IGBT модулям. Весь анализ и расчеты аналогично применимы к MOSFET модулям, соответственно при изменении всех указанных индексов для MOSFET. Разъяснения приведены для преобразователей с жесткой коммутацией, работающих с постоянным напряжением.

В силовой электронике IGBT а также диоды работают в основном как ключи, периодически изменяя статическое и динамическое состояние. В любом из этих состояний происходит рассеивание мощности или энергии, которое нагревает полупроводник и суммируется с общими потерями мощности ключа. Поэтому, максимальная температура перехода $T_j = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$ (для кремниевых компонентов), данная производителем, не должна превышать при любых условиях работы преобразователя при использовании силовых полупроводниковых приборов.

На рис.3.3 представлен обзор отдельных рассеиваемых мощностей в ключевом режиме работы.

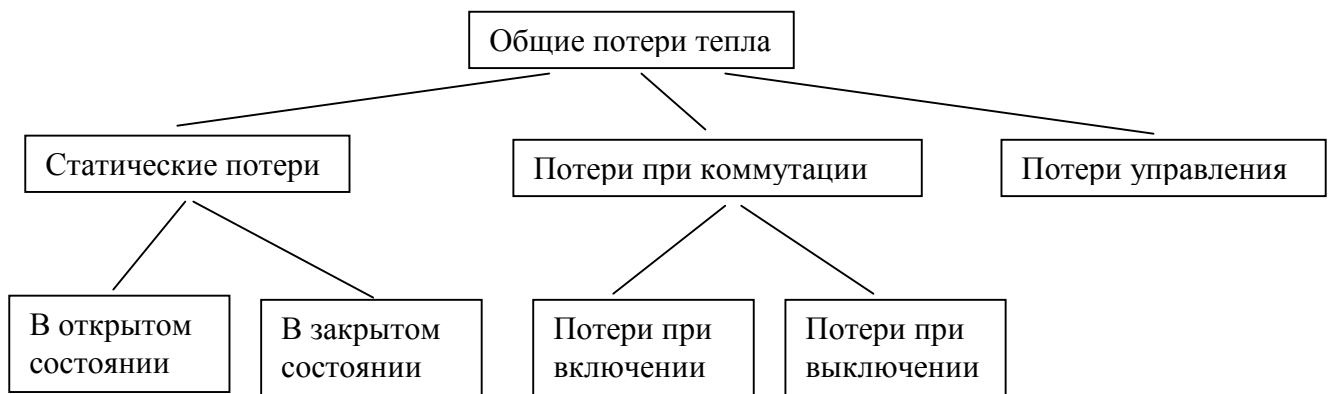


Рис.3.3

IGBT

Потерями в закрытом состоянии и потерями драйвера обычно можно пренебречь, так как они составляют только малую часть общих потерь мощности.

Потери мощности в открытом состоянии ($P_{fw/T}$) зависят от:

- тока нагрузки (превышение выходной характеристики $v_{CEsat} = f(i_C, v_{GE})$),
- температуры перехода,
- рабочих циклов.

Для данных параметров драйвера потери мощности при включении и выключении ($P_{on/T}$, $P_{off/T}$) зависят от:

- тока нагрузки,
- постоянного питающего напряжения,
- температуры перехода,
- частоты коммутации.

Общие потери мощности в IGBT:

$$P_{tot/T} = P_{fw/T} + P_{on/T} + P_{off/T}$$

Обратный диод:

Так как они составляют только малую часть общих потерь мощности, потерями при обратном закрытом состоянии обычно можно пренебречь. Диоды Шоттки можно исключить из-за их обратных токов при большой температуре.

Потери мощности при включении вызваны процессом прямого восстановления. Что касается быстрых диодов, то этой частью потерь также часто можно пренебречь.

Потери мощности в открытом состоянии ($P_{fw/D}$) зависят от:

- тока нагрузки (превышение выходной характеристики $v_F = f(i_F)$),
- температуры перехода,
- рабочих циклов.

Для данных параметров драйвера при коммутации IGBT с диодом потери мощности при выключении ($P_{off/D}$) зависят от:

- тока нагрузки,
- постоянного питающего напряжения,
- температуры перехода,
- частоты коммутации.

Общие потери мощности в диоде: $P_{tot/D} = P_{fw/D} + P_{off/D}$

Гибридный силовой модуль с n IGBT и m диодами

Общие потери мощности в модуле: $P_{tot/M} = (n \cdot P_{tot/T}) + (m \cdot P_{tot/D})$

3.2.1.2 Потери мощности в понижающем преобразователе

На рис.3.2 представлена схема понижающего преобразователя с диаграммами работы на активно-индуктивную нагрузку.

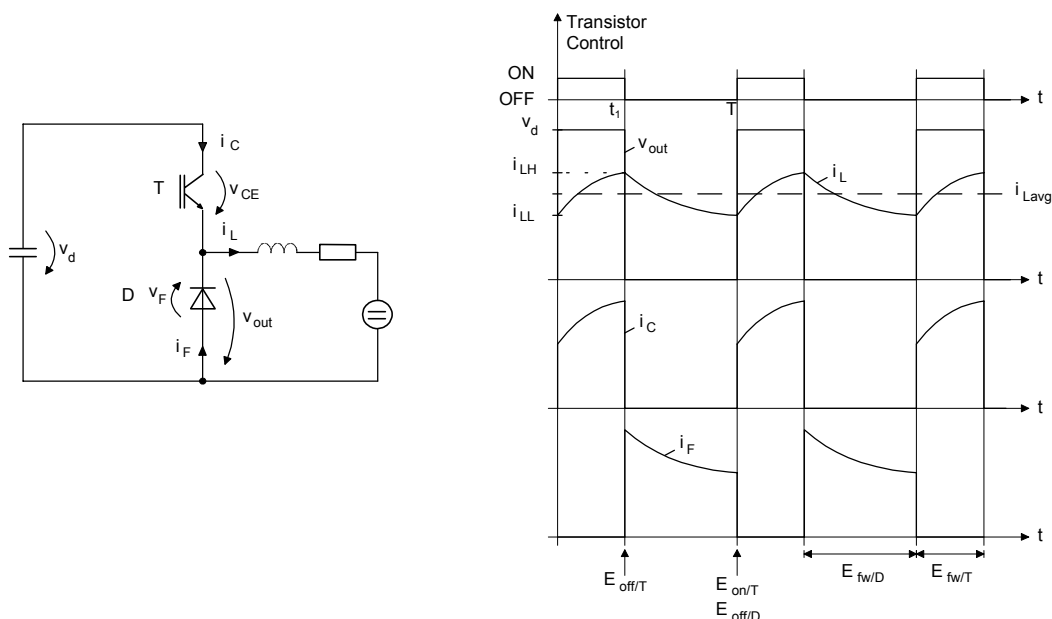


Рис.3.4

В установившемся режиме работы схемы рассеиваемую мощность в определенной рабочей точке можно рассчитать:

IGBT

Рассеиваемая мощность при включении: $P_{on/T} = f_s \cdot E_{on/T}(V_D, i_{LL}, T_{j/T})$

Рассеиваемая мощность при выключении: $P_{off/T} = f_s \cdot E_{off/T}(V_D, i_{LH}, T_{j/T})$

Рассеиваемая мощность в открытом состоянии: $P_{fw/T} = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} i_c(t) \cdot v_{ce}(t) dt$

Пренебрежение выбросом тока нагрузки приведет к:

$$P_{fw/T} = i_{Lavg} \cdot v_{CEsat}(i_{Lavg}, T_{j/T}) \cdot (t_1/T) \\ = i_{Lavg} \cdot v_{CEsat}(i_{Lavg}, T_{j/T}) \cdot D_T$$

D_T – рабочий цикл транзистора

i_{Lavg} – средний ток нагрузки

Обратный диод

Рассеиваемая мощность при выключении: $P_{off/D} = f_s \cdot E_{off/D}(V_D, i_{LH}, T_{j/D})$

Рассеиваемая мощность в открытом состоянии: $P_{fw/T} = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} v_F(t) \cdot i_F(t) dt$

Пренебрежение выбросом тока нагрузки приведет к:

$$P_{fw/T} = i_{Lavg} \cdot v_F(i_{Lavg}, T_{j/D}) \cdot (1 - D_T) \\ = i_{Lavg} \cdot v_F(i_{Lavg}, T_{j/D}) \cdot D_D$$

D_D – рабочий цикл диода

Расчет рассеиваемой мощности для IGBT и диода в открытом состоянии основан на идеальном рабочем цикле (пренебрегая временем коммутации в общей продолжительности цикла). Выбранные соотношения для рассеиваемой энергии при коммутации также для падения напряжения на IGBT и диоде приведены в технических данных (см.п.2)

3.2.1.3 Потери мощности в импульсном источнике напряжения инверторов /выпрямителей при синусоидальных токах

Основная схема: на рис.3.5 показаны идеальные характеристики фазы инвертора при синусоидальной модуляции длительности импульса.

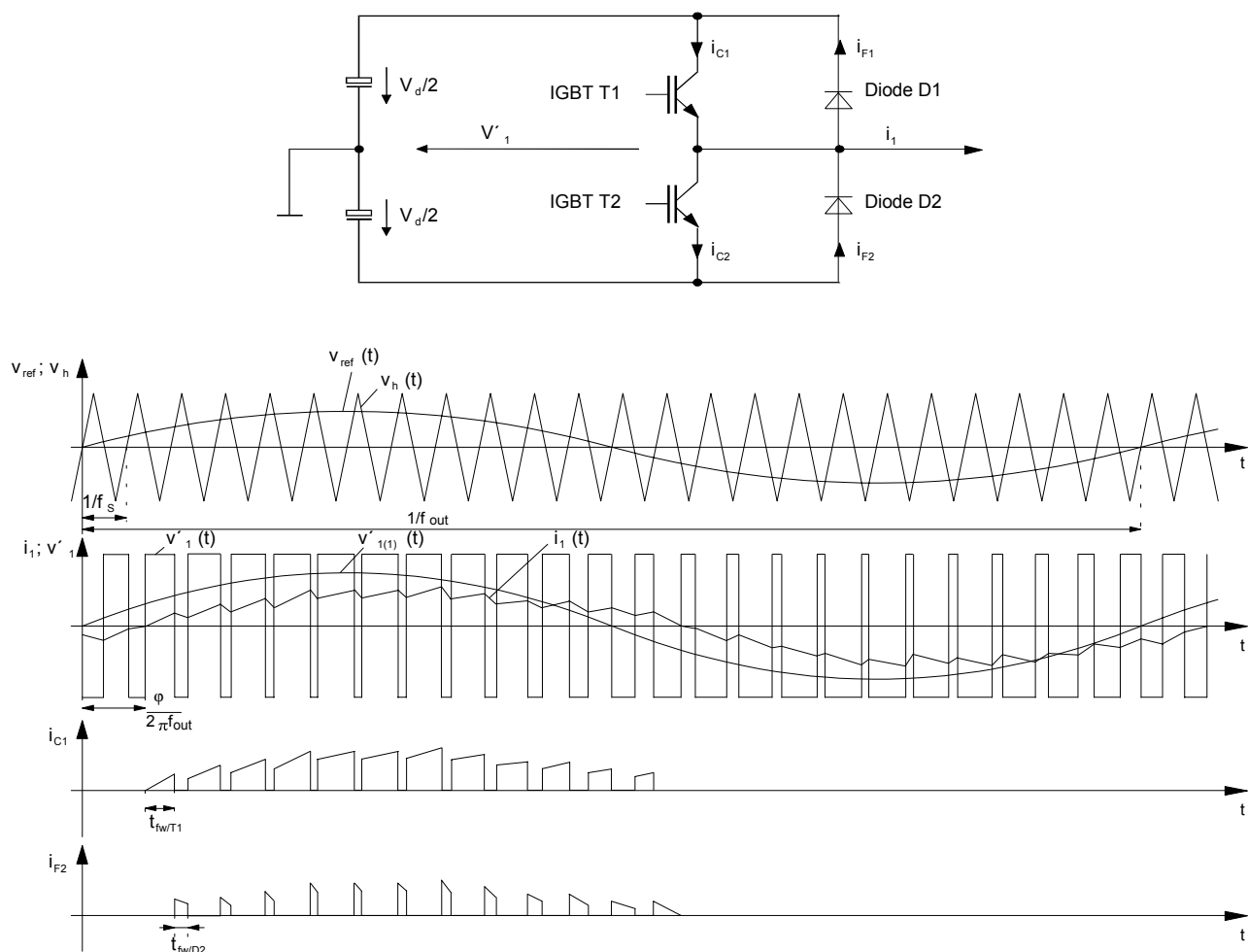


Рис.3.5

При модуляции синусоидой длительности импульса последовательность импульсов возникает при сравнении опорного напряжения v_{ref} с дополнительным управляющим напряжением v_h , посредством чего основная частота переменного напряжения f_{out} определяется опорным напряжением, а частота импульсов f_s - дополнительным управляющим напряжением.

Пересечение опорного и дополнительного управляющего напряжения является основой для времени коммутации при работе преобразователя.

Если $v_{ref} \leq v_h$, это называется режимом линейной модуляции в инверторе.

Следующие пояснения даны для линейного режима работы. Кроме того, предполагается, что основная частота переменного напряжения намного меньше частоты импульсов.

Использование напряжения преобразователя можно выразить коэффициентом модуляции m . Он показывает соотношение между амплитудой основной гармоники переменного напряжения и 50 % постоянного питающего напряжения. При чисто синусоидальном опорном напряжении коэффициент модуляции будет $0 \leq m \leq 1$. Фазовый сдвиг между основной гармоникой переменного тока и напряжения описывается углом ϕ .

Характеристики тока и напряжения IGBT и диодов, которые сдвинуты во времени, становятся почти идентичными из-за симметричной структуры цепей инвертора. Поэтому достаточно рассмотреть только один IGBT (здесь T1) и один диод (здесь T2) с соответствующим расчетом рассеиваемой мощности (затем результат умножается на соответствующее число IGBT/диодов инвертора).

В отличие от расчетов в п.3.2.1.2 рабочего цикла, ток нагрузки и температура перехода не постоянны в статическом состоянии, а изменяются в зависимости от основной частоты переменного напряжения (например 50/60 Гц). Это значит, что потери мощности при коммутации и в открытом состоянии IGBT и диодов являются временно нестабильными и требуют подробного расчета потерь мощности системы.

Соответственно, точные результаты нельзя получить при сильно упрощенном способе расчета.

Далее приведены два способа расчета.

1. Аппроксимация характеристик компонентов полиномиальными уравнениями (подробно в [194])

В этом расчете находятся зависимости падения напряжения на транзисторе или диоде в открытом состоянии от тока нагрузки и температуры перехода, а также рассеиваемой энергии при переключении от тока нагрузки, напряжение питания и температура перехода аппроксимированы полиномиальным уравнением типа $y = f(x) = A + Bx + Cx^2$. Для этого имеющиеся параметры компонентов можно взять из технических данных, или определить с помощью простых измерительных цепей в импульсном преобразователе, которые, однако, требуют значительных затрат.

Приведенные полиномиальные уравнения можно рассчитать при помощи соответствующего программного обеспечения для подгонки кривых. Коэффициенты A-C приведенных уравнений обобщают определенные зависимости параметров.

Соответственно, уравнения 3.1 – 3.3 можно взять для расчета средней рассеиваемой энергии. Предполагались следующие упрощения:

- пренебрегли временем переключения транзистора и диода,
- температуры переходов временно постоянны (допустимо, если $f_{out} = \dots 50$ Гц),
- линейная модуляция в преобразователе,
- пренебрегли выбросом тока частоты коммутации.

Рассеиваемая мощность в открытом состоянии

Включая аппроксимацию прямой характеристики IGBT и диода в соответствии с $y = A + Bx$, и учитывая температурные коэффициенты прямого падения напряжения, получаем следующие уравнения:

IGBT T1:

$$P_{fw/T1} = \left(\frac{1}{2} - \frac{t_{dead}}{T_s} \right) \cdot \left(\frac{A_{fw/T}}{\pi} \cdot \hat{i}_1 + \frac{B_{fw/T}}{4} \cdot \hat{i}_1^2 \right) + m \cdot \cos \varphi \cdot \left(\frac{A_{fw/T}}{8} \cdot \hat{i}_1 + \frac{B_{fw/T}}{3\pi} \cdot \hat{i}_1^2 \right) \quad (3.1)$$

Diode D2:

$$P_{fw/D2} = \left(\frac{1}{2} + \frac{t_{dead}}{T_s} \right) \cdot \left(\frac{A_{fw/D}}{\pi} \cdot \hat{i}_1 + \frac{B_{fw/D}}{4} \cdot \hat{i}_1^2 \right) - m \cdot \cos \varphi \cdot \left(\frac{A_{fw/D}}{8} \cdot \hat{i}_1 + \frac{B_{fw/D}}{3\pi} \cdot \hat{i}_1^2 \right) \quad (3.2)$$

Рис.3.6 поясняет влияние времени мертвой зоны коммутации t_{dead} от рассеиваемой энергии в открытом состоянии (t_{dead} определяет эффективность рабочих циклов) на примере 1200 В /50 А – IGBT модуля. Особенно при наличии высоких частот, t_{dead} можно учитывать в расчетах средней рассеиваемой мощности в открытом состоянии.

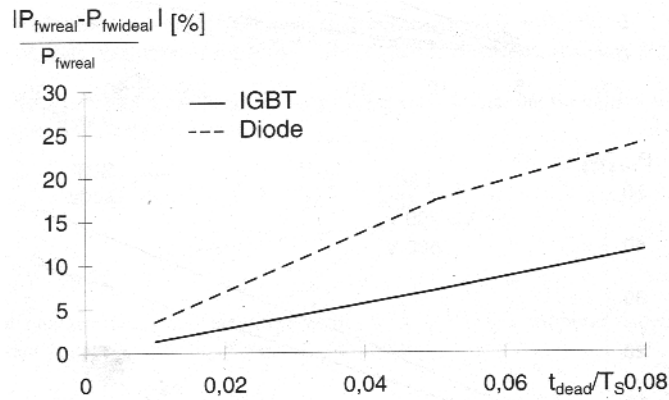


Рис.3.6 Рассеиваемая мощность в открытом состоянии в зависимости от мертвой зоны коммутации ($i_{1eff} = 25$ А; $m = 0.8$; $\cos \varphi = 0.8$)

Потери при коммутации

Следующие уравнения появились в результате аппроксимации зависимости потерь при коммутации от тока в соответствии с $y = Bx + Cx^2$ с учетом коэффициентов температуры и напряжения в коммутационных потерях:

$$\text{IGBT T1: } P_{on+off/T1} = f_s \cdot \hat{i}_1 \left(\frac{B_{on+off/T}}{\pi} + \frac{C_{on+off/T}}{4} \cdot \hat{i}_1 \right) \quad (3.3)$$

$$\text{Diode D2: } P_{off/D1} = f_s \cdot \hat{i}_1 \left(\frac{B_{off/D}}{\pi} + \frac{C_{off/D}}{4} \cdot \hat{i}_1 \right) \quad (3.4)$$

На рис.3.7 показан результат таких расчетов на примере 1200 В /50 А – IGBT сдвоенного модуля в инверторе.

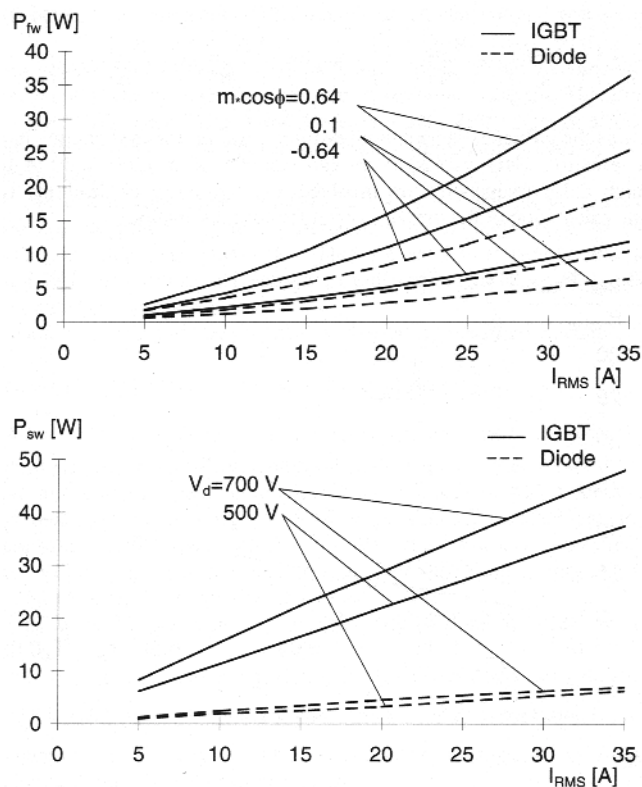


Рис.3.7 а) рассеиваемая мощность в открытом состоянии ($t_{dead} = 5$ мкс, $T_j = 125$ °C)

б) потери при коммутации ($f_s = 10$ кГц, $T_j = 125$ °C)

Произведение $m \cdot \cos \phi$ показывает как общая рассеиваемая мощность делиться между IGBT и диодом (см. также п.1.3.1.4)

$m \cdot \cos \phi = 0.64$ показывает рабочую точку в режиме инвертора (нагрузка двигатель)

$m \cdot \cos \phi = 0.1$ показывает рабочую точку в режиме разгона двигателя

$m \cdot \cos \phi = -0.64$ показывает рабочую точку в режиме выпрямителя

Описанная выше процедура расчета рассеиваемой мощности в IGBT и диоде показывает очень точные результаты, однако определение параметров требует большей сложности. Поэтому, можно рекомендовать следующий очень упрощенный расчет для получения грубых результатов.

2. Упрощенная линейная аппроксимация [274]

Допущения:

- пренебрегли временем переключения взимоблокировки транзистора и диода,
- температуры переходов временно постоянны (допустимо, если $f_{out} = ..50$ Гц),
- линейная модуляция в преобразователе,
- пренебрегли выбросом тока частоты коммутации (синусоидальный ток)
- $f_s \gg f_{out}$

Рассеиваемая мощность в открытом состоянии

IGBT T1:

Если выходную характеристику линеаризовать с $y = A + Bx$, временную зависимость напряжения насыщения V_{CEsat} можно выразить как:

$$V_{CEsat}(t) = V_{CE0} + r_{CE} \cdot i_C(t) = V_{CE0} + r_{CE} \cdot \hat{i}_1 \sin \omega t$$

где: V_{CE0} = пороговое напряжение выходной характеристики при $i_C=0$

r_{CE} = сопротивление IGBT в открытом состоянии (скорость нарастания выходной характеристики)

Учитывая синусоидальную зависимость рабочего цикла от времени, рассеиваемую мощность в открытом состоянии IGBT T1 можно вычислить в соответствии с

$$P_{fw/T1} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{CE0}}{\pi} \cdot \bar{i}_1 + \frac{r_{CE}}{4} \cdot \bar{i}_1^2 \right) + m \cdot \cos \varphi \cdot \left(\frac{V_{CE0}}{8} \cdot \bar{i}_1 + \frac{r_{CE}}{3\pi} \cdot \bar{i}_1^2 \right) \quad (3.5)$$

Диод D2:

Если выходную характеристику линеаризовать с $y = A + Bx$, временную зависимость напряжения насыщения V_{CEsat} можно выразить как:

$$V_F(t) = V_{F0} + r_F \cdot i_F(t) = V_{F0} + r_F \cdot \hat{i}_1 \sin \omega t$$

где: V_{F0} = пороговое напряжение выходной характеристики при $i_F=0$

r_F = сопротивление диода в открытом состоянии (скорость нарастания выходной характеристики)

Учитывая синусоидальную зависимость рабочего цикла от времени, рассеиваемую мощность в открытом состоянии диода D2 можно вычислить в соответствии с

$$P_{fw/D2} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{F0}}{\pi} \cdot \bar{i}_1 + \frac{r_F}{4} \cdot \bar{i}_1^2 \right) + m \cdot \cos \varphi \cdot \left(\frac{V_{F0}}{8} \cdot \bar{i}_1 + \frac{r_F}{3\pi} \cdot \bar{i}_1^2 \right) \quad (3.6)$$

Потери при коммутации

IGBT T1:

При обеспечении линейной зависимости рассеиваемой энергии при коммутации от тока коллектора, общую рассеиваемую мощность IGBT можно рассчитать с помощью

$$P_{on+off/T1} = (1/\pi) \cdot f_s \cdot [E_{on/T}(\hat{i}_1) + E_{off/T}(\hat{i}_1)] \quad (3.7)$$

Уравнение 3.7 реально основывается на предположении, что потери коммутации в IGBT, возникающие в течение одной полуволны синусоиды такие же, как и потери коммутации при протекании эквивалентного постоянного тока, который будет соответствовать среднему значению полуволны синусоиды.

Потери при коммутации в IGBT примерно линейно преобразуются в другие постоянные напряжения.

Диод D2:

При обеспечении линейной зависимости рассеиваемой энергии при отключении от тока коллектора, общую рассеиваемую мощность IGBT можно рассчитать с помощью

$$P_{\text{off/D2}} = (1/\pi) \cdot f_s \cdot E_{\text{off/D}}(\hat{i}_1) \quad (3.8)$$

Это уравнение также основано на предположении, что потери коммутации в диоде, возникающие в течение одной полуволны синусоиды такие же, как и потери коммутации при протекании эквивалентного постоянного тока, который будет соответствовать среднему значению полуволны синусоиды.

Потери при коммутации в IGBT примерно линейно преобразуются в другие постоянные напряжения.

Результаты, полученные с помощью данных расчетов важны для оценки ожидаемой рассеиваемой мощности при реальной работе преобразователя. Убедительные преимущества предоставляются пользователю в том, что все необходимые параметры можно взять прямо из справочных данных на соответствующий модуль.

3.2.2 Расчет температуры перехода

3.2.2.1 Основные сведения

Расчет температур переходов основан на упрощенной температурной эквивалентной блок-схеме, на рис.3.8. Обозначения транзисторов и диодов аналогичны таковым на рис.3.5.

Эквивалентная блок-диаграмма ограничивается одним транзистором и его коммутирующим диодом в силовом модуле, т.е. теми двумя компонентами, через которые проходит ток нагрузки в течение одной полуволны синусоиды (здесь T1 и D2). Эквивалентную блок-диаграмму для T2 и D1 можно нарисовать аналогично.

Обозначения на схеме:

P_{tot}	общая рассеиваемая мощность внутри транзистора и обратного диода
T_j	температуры переходов
Z_{thjc}	температурный импеданс от перехода к корпусу модуля
T_c	температура корпуса
Z_{thch}	температурный импеданс от корпуса модуля к теплоотводу
T_h	температура теплоотвода
Z_{thch}	температурный импеданс от теплоотвода к внешней среде (см.п.3.3)
T_a	внешняя температура

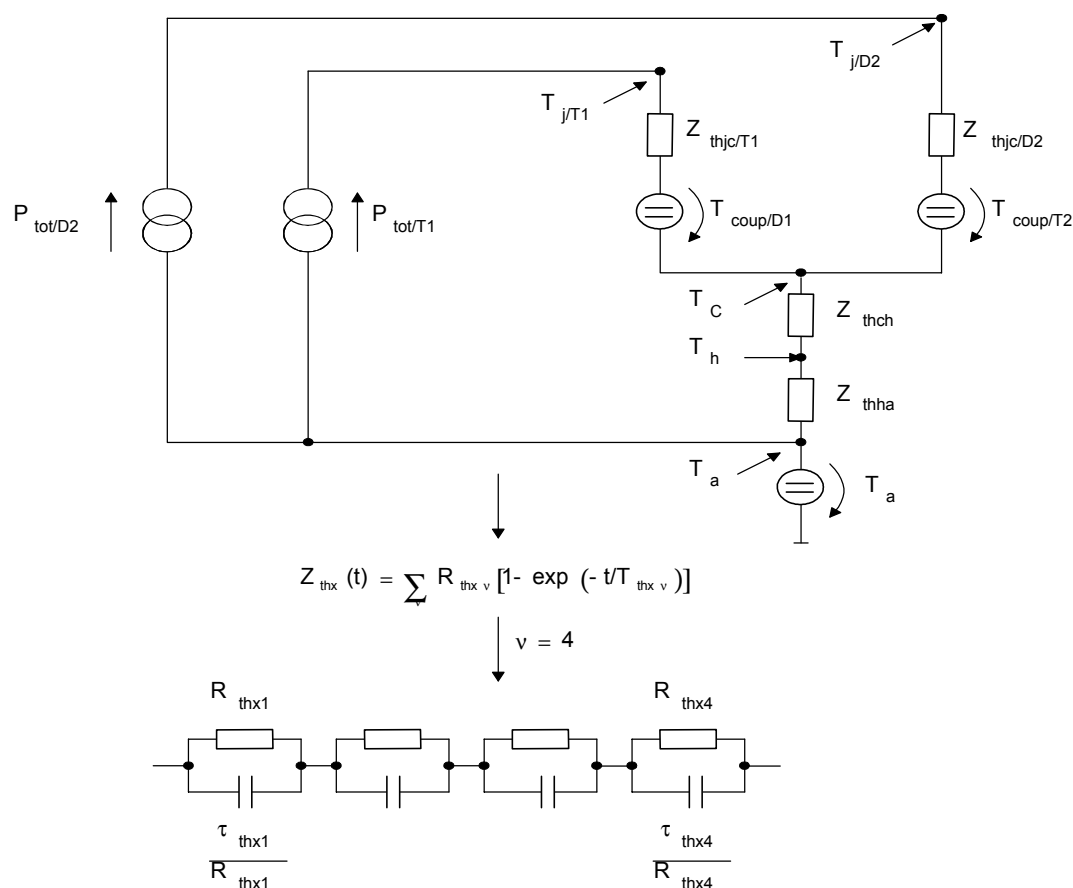


Рис.3.8 Упрощенная температурная эквивалентная блок-схема IGBT и обратного диода в силовом модуле

Транзисторы и обратные диоды в силовом модуле припаяны на общую медную пластину. Поэтому элементы $T_{coup/D1}$ и $T_{coup/D2}$ стоят для температурной связи T1 и D2 с соответствующими непараллельными элементами D1 и T2, которые становятся эффективными особенно на низких основных частотах.

Точное определение этого эффекта необходимо для всестороннего температурного моделирования структуры модуля [194]. Поэтому, этим обычно пренебрегают при упрощенных расчетах.

Если транзистор и обратный диод интегрированы в один модуль, для упрощения допускается использование общей температуры корпуса и радиатора. Если это упрощение не приемлемо для одиночных ключей большой мощности, значения Z_{thch} нужно брать отдельно для транзистора и диода.

Эффективные температурные параметры между корпусом и теплоотводом также зависят от следующих факторов: качество основной пластины модуля, контактное давление между модулем и радиатором, термопаста, качество поверхности радиатора. Пожалуйста, уделите внимание параметрам и рекомендациям, данным производителями (см.п.1.4.2.2).

Для компьютерного моделирования мгновенных параметров температуры перехода, температурные импедансы можно разделить на отдельные RC цепи (см.рис.3.8). Для удобства пользователей, SEMIKRON предоставляет в справочных данных параметры 4-6 RC компонентов для определения Z_{thjc} силовых модулей. При необходимости можно также получить параметры систем охлаждения (см.п.3.3.6).

С помощью эквивалентной блок-схемы на рис.3.8, можно рассчитать зависимость температуры переходов транзистора и диода от времени в соответствии с приведенными уравнениями, основывающимися на температуре корпуса:

$$T_{j/T1}(t) = T_C + T_{coup/D1} + P_{T1}(t) \cdot \sum_{v=1}^n R_{thv/T1} [1 - \exp(-t/\tau_{thv/T1})] \quad (3.9)$$

$$T_{j/D2}(t) = T_C + T_{coup/T2} + P_{D2}(t) \cdot \sum_{v=1}^n R_{thv/D2} [1 - \exp(-t/\tau_{thv/D2})] \quad (3.10)$$

Часто только средние температуры переходов и их неравномерность влияют на температурную компоновку преобразователей. Примеры расчетов для обычных нагрузок приведены далее.

3.2.2.2 Температура перехода при кратковременной работе

Кратковременная работа позволяет проводить большие токи в силовых полупроводниках, чем приведенные в справочных данных для продолжительной работы. Однако, возникающая при этом большая температура перехода не должна превышать максимальное значение 150°C . Температуру перехода можно рассчитать при помощи формул 3.9 и 3.10 в п.3.2.2.1.

Примеры:

Единичный импульс мощности

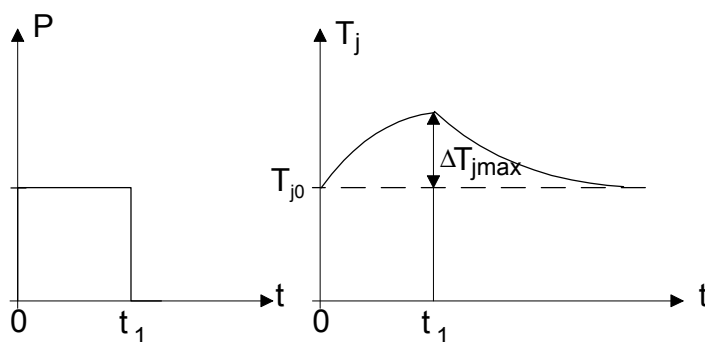


Рис.3.9 Зависимость от времени рассеиваемой мощности и температуры перехода при единичном импульсе мощности.

Максимальное значение температуры перехода при t_1 :

$$\Delta T_{jmax} = \Delta T_j(t_1) = P \cdot \sum_{v=1}^n R_{thv} [1 - \exp(-t_1/\tau_{thv})] \quad (3.11)$$

Температура перехода в период охлаждения:

$$\Delta T(t > t_1) = P \cdot \sum_{v=1}^n R_{thv} [1 - \exp(-t/\tau_{thv})] - P \cdot \sum_{v=1}^n R_{thv} [1 - \exp(-(t - t_1)/\tau_{thv})] \quad (3.12)$$

Эти формулы основаны на постоянной номинальной температуре корпуса.

Единичная последовательность m импульсов мощности

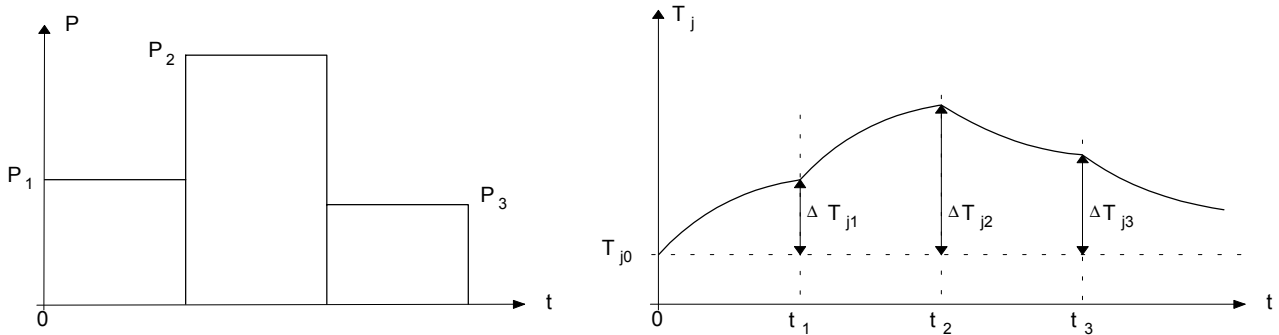


Рис.3.10 Зависимость от времени рассеиваемой мощности и температуры перехода при единичной последовательности m импульсов мощности.

Значение температуры перехода при t_1 :

$$\Delta T_{j1} = P_1 \cdot \sum_{v=1}^n R_{thv} [1 - \exp(-t_1/\tau_{thv})] \quad (3.13)$$

Значение температуры перехода при t_2 :

$$\Delta T_{j2} = P_1 \cdot \sum_{v=1}^n R_{thv} [1 - \exp(-t_2/\tau_{thv})] + (P_2 - P_1) \cdot \sum_{v=1}^n R_{thv} [1 - \exp(-(t_2 - t_1)/\tau_{thv})] \quad (3.14)$$

Значение температуры перехода при t_m :

$$\Delta T_j(t_m) = \sum_{\mu=1}^m (P_{\mu} - P_{\mu-1}) \cdot \sum_{v=1}^n R_{thv} [1 - \exp(-(t_m - t_{\mu-1})/\tau_{thv})] \quad (3.15)$$

Эти формулы основаны на постоянной номинальной температуре корпуса.

3.2.2.3 Температура перехода при импульсной работе

Приведенные в справочных данных Z_{thjc} характеристики транзистора и диода при периодической импульсной последовательности можно использовать для расчета средней и максимальной температуры перехода при периодическом рассеивании мощности на нагрузке в соответствии с несущей частотой.

На рис.3.11 представлены несколько таких кривых для IGBT и диода SKM100GB123D модуля и типичная характеристика тока и температуры перехода транзистора при импульсной работе.

Средняя температура перехода T_{javg} находится при умножении температурного сопротивления R_{thjc} на среднюю рассеиваемую мощность P_{totavg} . Далее рассчитывается средняя рассеиваемая энергия за всю продолжительность одного импульса или коммутации T_s .

$$P_{\text{totavg}} = f_s \cdot (E_{\text{on}} + E_{\text{off}} + E_{\text{fw}})$$

$$T_{\text{javg}} = T_c + P_{\text{totavg}} \cdot R_{\text{thjc}}$$

Максимальная температура перехода T_{jmax} находится при умножении Z_{thjc} на максимальную рассеиваемую мощность P_{totmax} . Далее рассчитывается средняя рассеиваемая энергия за импульс во время включения t транзистора или диода, соответственно, за длительность импульса T_s .

$$P_{\text{totmax}} = (E_{\text{on}} + E_{\text{off}} + E_{\text{fw}})/t$$

$$T_{\text{jmax}} = T_c + P_{\text{totmax}} \cdot Z_{\text{thjc}}$$

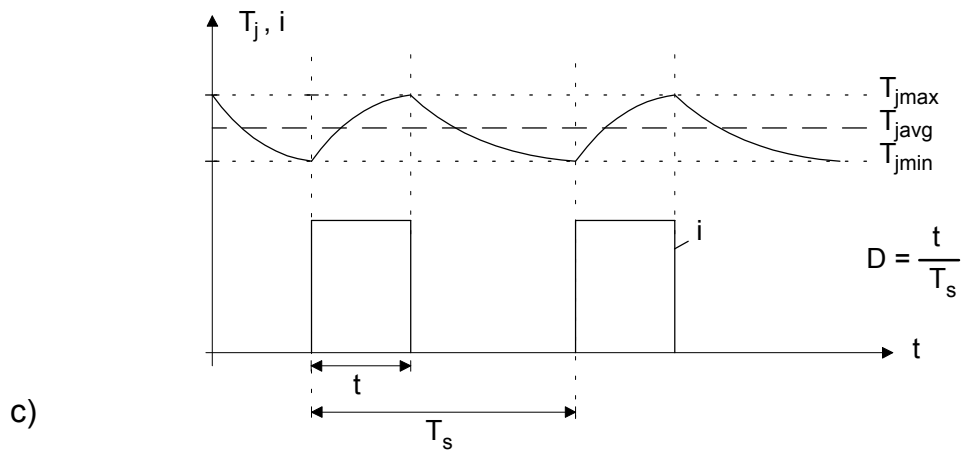
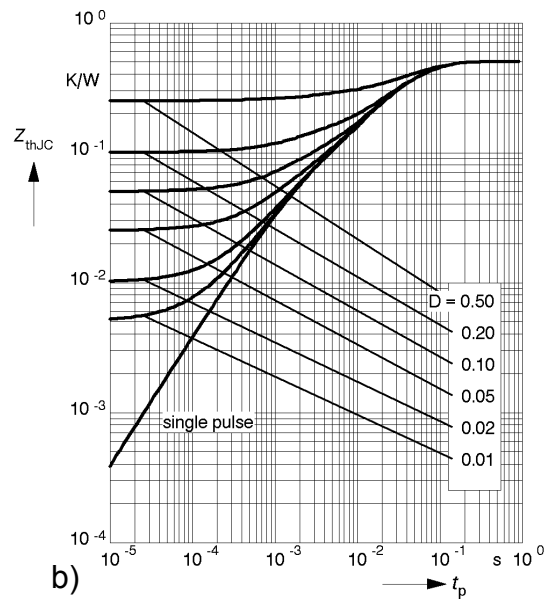
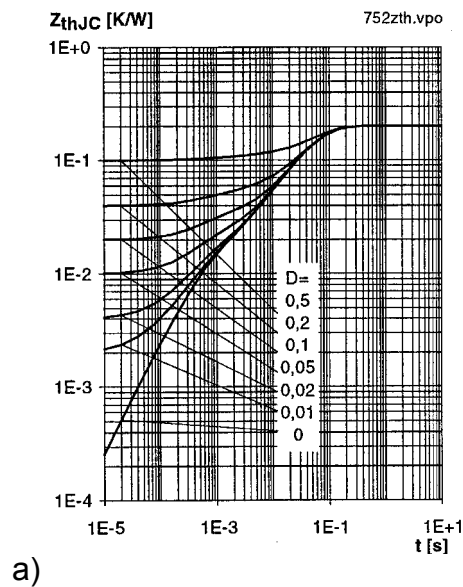


Рис.3.11 Переходной температурный импеданс Z_{thjc} IGBT (a) и диода SKM100GB123D модуля и характеристика тока и температуры (c)

Примеры для SKM100GB123D IGBT

Example 1: $f_s = 10 \text{ kHz}$; $T_s = 100 \text{ } \mu\text{s}$; $D_T = 0.2$; $t = 20 \text{ } \mu\text{s}$
 $T_c = 80^\circ\text{C}$; $E_{on} + E_{off} + E_{fw} = 25 \text{ mJ}$
 $R_{thjc} = 0.2^\circ\text{C/W}$, $Z_{thjc} = 0.04^\circ\text{C/W}$ (see Figure 3.11a)

Consequently: $P_{totavg} = 250 \text{ W}$; $P_{totmax} = 1250 \text{ W}$
 $T_{javg} = 80^\circ\text{C} + 250 \text{ W} * 0.2^\circ\text{C/W} = \mathbf{130^\circ\text{C}}$
 $T_{jmax} = 80^\circ\text{C} + 1250 \text{ W} * 0.04^\circ\text{C/W} = \mathbf{130^\circ\text{C}}$

Example 2: $f_s = 2 \text{ kHz}$; $T_s = 500 \text{ } \mu\text{s}$; $D_T = 0.2$; $t = 100 \text{ } \mu\text{s}$
 $T_c = 80^\circ\text{C}$; $E_{on} + E_{off} + E_{fw} = 25 \text{ mJ}$
 $R_{thjc} = 0.2^\circ\text{C/W}$, $Z_{thjc} = 0.042^\circ\text{C/W}$ (see Figure 3.11a)

Consequently: $P_{totavg} = 50 \text{ W}$; $P_{totmax} = 250 \text{ W}$
 $T_{javg} = 80^\circ\text{C} + 50 \text{ W} * 0.2^\circ\text{C/W} = \mathbf{90^\circ\text{C}}$
 $T_{jmax} = 80^\circ\text{C} + 250 \text{ W} * 0.042^\circ\text{C/W} = \mathbf{90.5^\circ\text{C}}$

Example 3: $f_s = 2 \text{ kHz}$; $T_s = 500 \text{ } \mu\text{s}$; $D_T = 0.2$; $t = 100 \text{ } \mu\text{s}$
 $T_c = 80^\circ\text{C}$; $E_{on} + E_{off} + E_{fw} = 125 \text{ mJ}$
 $R_{thjc} = 0.2^\circ\text{C/W}$, $Z_{thjc} = 0.042^\circ\text{C/W}$ (see Figure 3.11a)

Consequently: $P_{totavg} = 250 \text{ W}$; $P_{totmax} = 1250 \text{ W}$
 $T_{javg} = 80^\circ\text{C} + 250 \text{ W} * 0.2^\circ\text{C/W} = \mathbf{130^\circ\text{C}}$
 $T_{jmax} = 80^\circ\text{C} + 1250 \text{ W} * 0.042^\circ\text{C/W} = \mathbf{132.5^\circ\text{C}}$

Example 4: $f_s = 50 \text{ Hz}$; $T_s = 20 \text{ ms}$; $D_T = 0.5$; $t = 10 \text{ ms}$
 $T_c = 80^\circ\text{C}$; $E_{on} + E_{off} + E_{fw} = 5 \text{ J}$
 $R_{thjc} = 0.2^\circ\text{C/W}$, $Z_{thjc} = 0.12^\circ\text{C/W}$ (see Figure 3.11a)

Consequently: $P_{totavg} = 250 \text{ W}$; $P_{totmax} = 500 \text{ W}$
 $T_{javg} = 80^\circ\text{C} + 250 \text{ W} * 0.2^\circ\text{C/W} = \mathbf{130^\circ\text{C}}$
 $T_{jmax} = 80^\circ\text{C} + 500 \text{ W} * 0.12^\circ\text{C/W} = \mathbf{140^\circ\text{C}}$

Пример 1 рассчитан при стандартной частоте импульсов для IGBT 10 кГц. В результате нет отклонений между средним и максимальным значениями температуры перехода из-за низких температурных импедансов на высоких частотах. Частота импульсов в примерах 2 и 3 уменьшена до 2 кГц, однако брались постоянные значения для значения рассеиваемой энергии в примере 2 и для средней и максимальной общей рассеиваемой мощности в примере 3. Оба примера показывают отклонения между средним и максимальным значениями температуры перехода.

Можно предположить, что расчеты, основанные на средней рассеиваемой мощности и постоянном температурном сопротивлении, достаточны для частот выше 3 кГц. Пример 4 показывает резкое различие между средней и максимальной температурами перехода на очень низких рабочих частотах.

3.2.2.4 Температура перехода при гармонических основных частотах

Расчет температуры перехода по основной выходной частоте тока преобразователя эффективен только при компьютерных вычислениях.

Необходимо подробно рассчитать температурную и электрическую систему за один импульс для интегрирования температуры перехода IGBT и диода более чем за одну полуволну синусоиды. На рис.3.12 показана схема расчета, которая была разработана в [194].

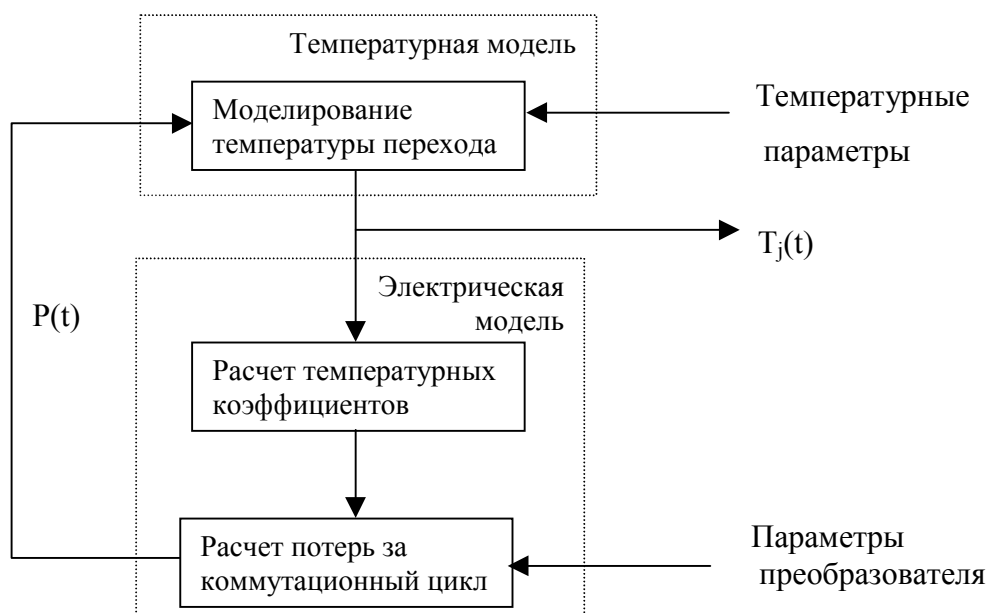


Рис.3.12 Основные расчеты температуры перехода преобразователей с синусоидальными выходными токами [194]

Температурная модель точно соответствует рис.3.8 для моделирования температурного импеданса при помощи RC-элементов.

Потери при коммутации за импульс можно рассчитать, основываясь на сохраненных характеристиках, если даны параметры преобразователя тока, такие как напряжение питания и мгновенное значение тока. Мгновенная температура перехода вводится в расчеты через температурные коэффициенты.

На рис.3.13 показана характеристика рассеиваемой мощности и средняя рассеиваемая мощность в IGBT, а также характеристики результирующей температуры перехода при различных основных выходных частотах, полученные при моделировании в соответствии с [194].

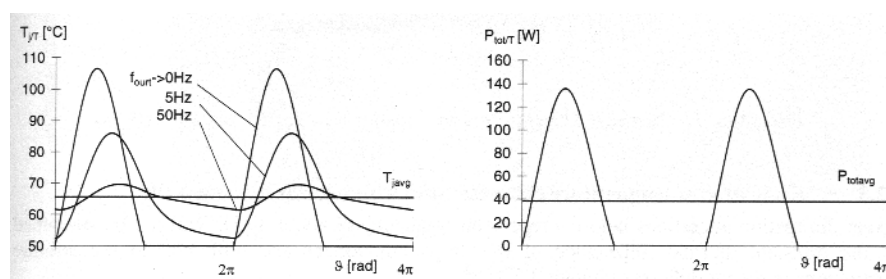


Рис.3.13 Характеристика рассеиваемой мощности и температуры перехода 1200V/50A-IGBT; $v_d = 540$ В; $i_{lrms} = 25$ А; $f_s = 8$ кГц, $\cos \varphi = 0.8$; $m = 0.8$; $T_h = 50$ °C

В этом примере максимальная температура перехода превышает среднее значение только на 4 – 5 К на частоте 50 Гц. На низких частотах среднюю температуру перехода нельзя использовать для определения температурной конструкции системы, так как

максимальное значение резко возрастает. Следовательно, допустимое среднеквадратическое значение выходного тока для определенного силового модуля будет снижаться для данной температуры теплоотвода и частоты коммутации.

Соответствующие рабочие характеристики (например для SKiiPPACK) доступны у SEMIKRON по требованию.

Кроме того, рис.3.13 показывает, что нет никаких температурных выбросов с импульсом частоты. Это также подтверждается расчетами в п.3.2.2.3.

Отдельным случаем с требованиями к температурным перепадам силовых модулей является процесс разгона управляемых напряжением и частотой трехфазных двигателей, управляемых инвертором. На рис.3.14 показан пример зависящего моделирования.

3.2.3 Определение температурных характеристик по отношению к сроку службы модуля

Изменение рассеиваемой мощности при снижении частоты повторения около 3 кГц не будет более сглаживать переходной температурный импеданс кристаллов, что приведет к флуктуациям температуры модуля (см.п.3.2.2). Как уже упоминалось в п.1.4.2.4, все внутренние связи силовых модулей влияют на износ и пробой, вызванный изменениями температуры. Усталость материала вызывается температурными перепадами из-за разных коэффициентов расширения соединенных материалов.

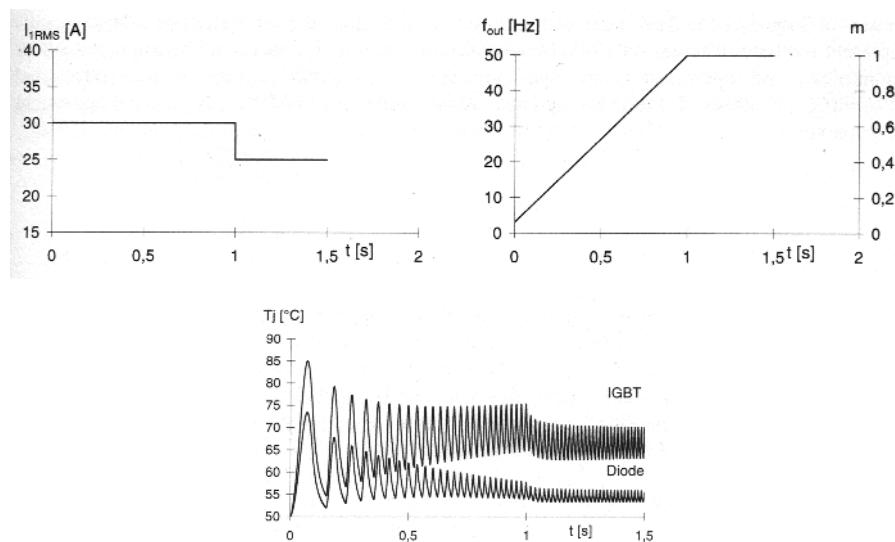


Рис.3.14 Разгон трехфазного двигателя (параметры как на рис.3.13), [194]

Поэтому важно при проверке температурных параметров где возникающие перепады температур при периодическом изменении мощности (частота импульсов, основная частота, цикл мощности) настолько интенсивны, что, в худшем случае, может быть не достигнуто требуемое число рабочих циклов. В этом случае как предельное значение для потерь мощности модуля рассматривается не максимальная температура перехода T_{jmax} , а разность температур $\Delta T_j = T_{jmax} - T_{jmin}$ в течение данного цикла мощности.

На корреляцию между возможным числом рабочих циклов n и циркуляцией амплитуды температур ΔT_j влияет много параметров. Соответствующие измерения требуют много времени и оборудования, см. п.2.7 и [231].

При измерениях с активным циклом мощности, срок службы силового модуля зависит не только от разности температур ΔT_j , но и от средней температуры T_m в процессе измерения. Это было точно определено в результате исследовательского проекта LESIT [303]. Результаты испытаний срока службы при циркуляции мощности силовых модулей разных производителей показаны на рис.3.15. Корректировка параметров была выполнена SEMIKRON. Эти результаты уровень 1995 г. Между тем, срок службы возрос с улучшением паянных соединений и оптимизацией соединений внутренних проводов. Так достигнуто 20000 циклов при $\Delta T = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$ и $T_{j,\min} = 40\text{ }^{\circ}\text{C}$. В настоящее время подготавливаются современные характеристики SEMIKRON силовых модулей.

3.3 Охлаждение силовых модулей

3.3.1 Устройства охлаждения, охладители и методы охлаждения

Благодаря потерям в силовых модулях, тепловой потенциал должен быть рассеян при помощи теплоотводов, которые предоставляют дополнительную поверхность для конвекции и излучения, распределение теплового потока, а также уменьшение интенсивности переходных температурных процессов. Благодаря своей изоляции все силовые модули одной системы крепятся на один общий теплоотвод, который также может быть элементом конструкции (корпус, шасси, и т.п.)

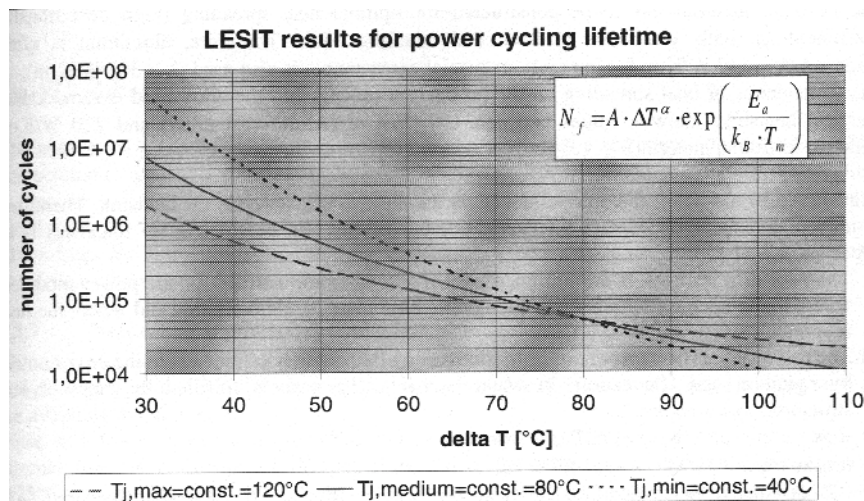


Рис.3.15 Результаты испытаний срока службы LESIT

Рассеивание тепла на радиаторе работает по принципу, что тепло рассеивается охладителем при прямой передаче или через теплоноситель. Теплоносителем может быть воздух, вода или (более редко) изоляционное масло, которое циркулирует при помощи гравитации, вентиляторов или насосов.

Далее мы бы хотели уделить внимание только естественным (свободная конвекция), принудительным воздушным и водяным охлаждающим системам с одной цепью охлаждения, так как более сложные способы охлаждения являются специфическими и масляное охлаждение редко используется с силовыми модулями.

Теплоотвод должен быть из материала с оптимальным распределением тепла (высокий коэффициент теплопроводности λ), с приемлемой стоимостью обработки. Поэтому, часто предпочтителен алюминий ($\lambda = 247$ Вт/К·м для чистого алюминия), в специальных случаях также используется медь ($\lambda = 398$ Вт/К·м). Учитывается зависимость распределения тепла от процесса производства и используемого припоя; реальные радиаторы показывают значения λ между 150 Вт/К·м (штампованный алюминиевый сплав) и 220 Вт/К·м (AlMgSi-прессованный материал).

Распределение тепла имеет значительное влияние на эффективность теплоотвода. Поэтому оптимальная толщина основания, число ребер, их толщина и высота очень важны:

- основание радиатора это его часть поверхности без ребер, где градиент температуры к основной пластине модуля относительно низкий и где распространяется тепло.
- Ребра воздушного радиатора используются для рассеяния основного тепла в окружающую среду с помощью излучения и конвекции. В водяных радиаторах эту задачу выполняют конструкционные водяные каналы.

$$R_{thha} = \Delta T / P_{tot} = 1 / (\alpha \cdot A)$$

Вытекает из $Q = \alpha \cdot A \cdot \Delta T = P_{tot}$

(Q: количество рассеиваемого тепла, α : коэффициент теплопроводности, A: площадь передачи тепла, ΔT : разность температур с окружающей средой, P_{tot} : рассеиваемая мощность, R_{thha} : сопротивление теплоотдаче радиатора)

Рекомендуют выполнять большое число ребер для возрастания рассеивающей поверхности. Но это должно гарантировать, что поставленные условия охлаждения значительно не уменьшат α .

В соответствии с этими выводами, можно вычесть различия в критериях оптимизации теплоотводов с естественным и принудительным охлаждением.

Радиатор нагревается более равномерно при возрастании рассеиваемой мощности, т.е. расширяется эффективная поверхность теплообмена; на рис.3.16 поверхность теплообмена расширяется при увеличении длины теплоотвода.

3.3.2 Температурная модель охлаждающего устройства

При пояснении температурных характеристик силовых модулей в п.1.4.2.2, теплоотвод в эквивалентной температурной блок-схеме показан только одним RC-элементом (R_{thha} , Z_{thha}).

Однако, с возрастанием рассеиваемой мощности при $t = 0$ от $P = 0$ до $P = P_m$, характеристика переходного температурного импеданса теплоотвода Z_{thha} от времени разбивается на несколько временных констант как показано на рис.3.16 в качестве примера. Характеристика общего температурного импеданса $Z_{thja}(t)$ конструкции может быть определена дополнением графика характеристиками температурного импеданса силового модуля и теплоотдачей радиатора.

$Z_{th}(t)$ – кривые можно построить при суммировании экспоненциальных функций при помощи уравнений:

$$\Delta T(t) = P_m \cdot \sum_v R_{thv} [1 - \exp(-t/\tau_{thv})] \quad \text{и} \quad Z_{thha}(t) = \Delta T(t)/P_m$$

$$\text{т.е.} \quad Z_{thha}(t) = \sum_v R_{thv} [1 - \exp(-t/\tau_{thv})]$$

Количество v и R_{thv} и τ_{thv} значений выбирается так, чтобы можно было выполнить достаточную аппроксимацию характеристики без дополнительных сложных расчетов, независимых от физической структуры. Один из методов итерации, например, описан в [266].

Значения для моделирования, данные SEMIKRONом, и кратко упомянутые в этих разделах, основаны на модели с 4-временными константами ($v = 4$).

3.3.3 Естественное воздушное охлаждение (свободная конвекция)

Естественное охлаждение применяется на низких мощностях до 50 Вт, а также при больших мощностях, если использование вентиляторов невозможно или в устройстве имеются большие охлаждающие поверхности.

Хотя при свободной конвекции температурное переходное сопротивление радиаторов обычно превышает внутреннее тепловое сопротивление силовых модулей, разность температур между кристаллом (125 °С) и охлаждающим воздухом (45 °С) падает прямо на радиаторе. Возле модулей температура радиатора обычно выше, чем при принудительном воздушном охлаждении, например 90...100 °С. Потому, что потери мощности обычно малы при естественном воздушном охлаждении, основание и ребра радиатора не должны быть очень тонкими, так как теплопроводность имеет только слабое влияние на температурные особенности. Расстояние между ребрами нужно выбирать достаточным для получения приемлемого отношения между подъемом воздуха (падение температуры / плотности) и трением воздуха. Черное покрытие радиатора улучшит характеристики излучения и, таким образом, величину R_{thha} примерно на 15 % при разности температур 50 К между поверхностью крепления и атмосферой [266]. Отделка поверхности, однако, не ухудшит передачу тепла между основной пластиной модуля и радиатором.

3.3.4 Принудительное воздушное охлаждение

В отличие от естественного воздушного охлаждения, принудительное воздушное охлаждение может уменьшить температурное сопротивление радиатора до 1/5...1/15. На рис.3.16 сравниваются характеристики $Z_{thha}(t)$ естественного и принудительного воздушного охлаждения до предельного значения R_{thha} на примере различных радиаторов P/16... SEMIKRON.

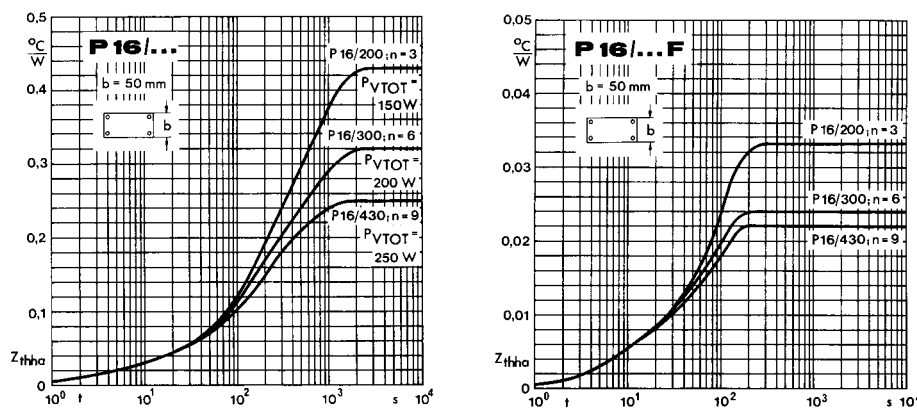


Рис.3.16 Характеристики $Z_{thha}(t)$, естественное (a) и принудительное (b) воздушное охлаждение

По сравнению со свободной конвекцией, α намного больше при принудительном воздушном охлаждении. Номинальная температура поверхности таких радиаторов не должна превышать 80...90 °C при температуре охлаждающего воздуха 35 °C (условие для справочных данных).

Теплопроводность радиатора имеет огромное влияние на эффект охлаждения, что требует толстого основания и максимального числа ребер. Так как конвекция отвечает в основном за рассеивание тепла, черное покрытие радиатора не будет его улучшать при принудительном воздушном охлаждении.

R_{thha} прямо определяется отношением потока воздуха ко времени V_{air}/t , зависит от средней скорости охлаждающего воздуха v_{air} и передаточное сечение A :

$$V_{air}/t = v_{air} \cdot A$$

Взамен общего плоского потока воздуха, воздушные завихрения на поверхностях ребер вызовет эффект турбулентии между ребрами, что улучшит рассеивание тепла в атмосферу. Передаточное сечение радиатора можно уменьшить с возрастанием числа ребер и их ширины, а также длины радиатора (длина ребер L) и охлаждающее падение давления воздуха Δp вырастет. Следовательно, рассеивание тепла зависит от характеристик вентилятора, что описывается характеристикой $\Delta p = f(V_{air}/t)$ (рис.3.17).

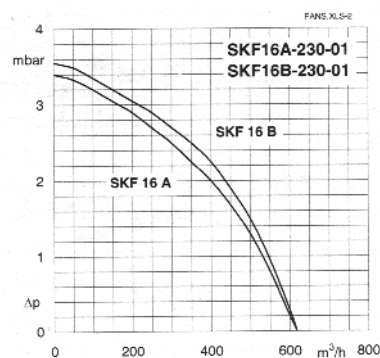


Рис.3.17

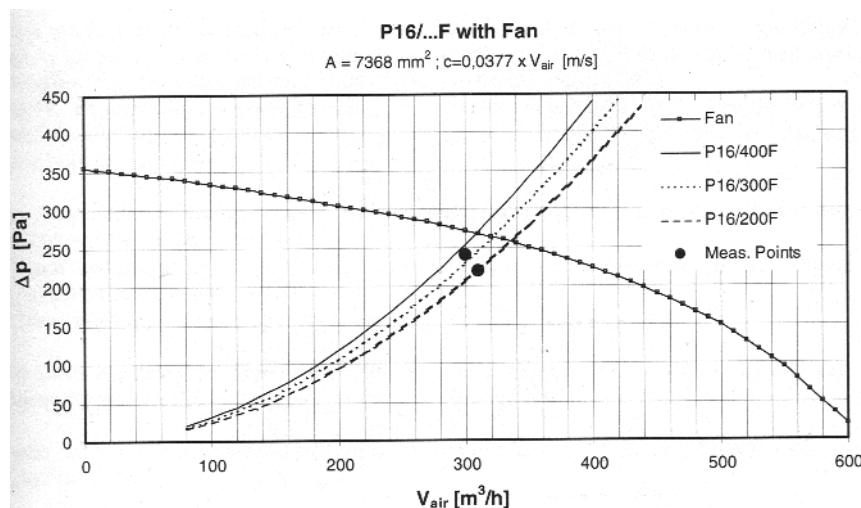


Рис.3.18 Поток воздуха на P16/... радиаторном профиле при его различной длине

Переходное температурное сопротивление радиаторной конструкции R_{thha} зависит от скорости потока воздуха, показанного на рис.3.18, который можно определить при сопоставлении характеристик вентилятора и падения давления $\Delta p = f(V_{\text{air}}, L)$ или $\Delta p = f(v_{\text{air}}, L)$ радиатора.

Кроме воздушного потока, R_{thha} зависит от распределения и расположения источников тепла (силовых модулей) на радиаторе. Рис.3.19 поясняет эту зависимость на примере выбранной SKiiP сборки.

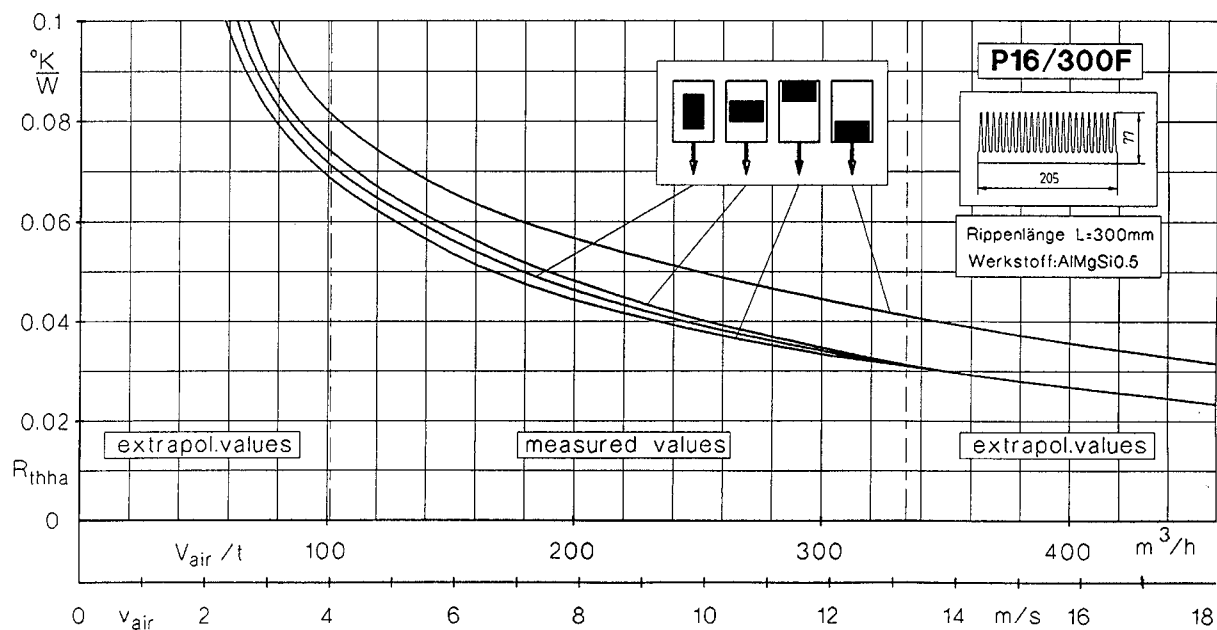


Рис.3.19

На рис.3.20 показана стандартная сборка трехзвенного SKiiPPACK на радиаторе с воздушным охлаждением P16/280F.

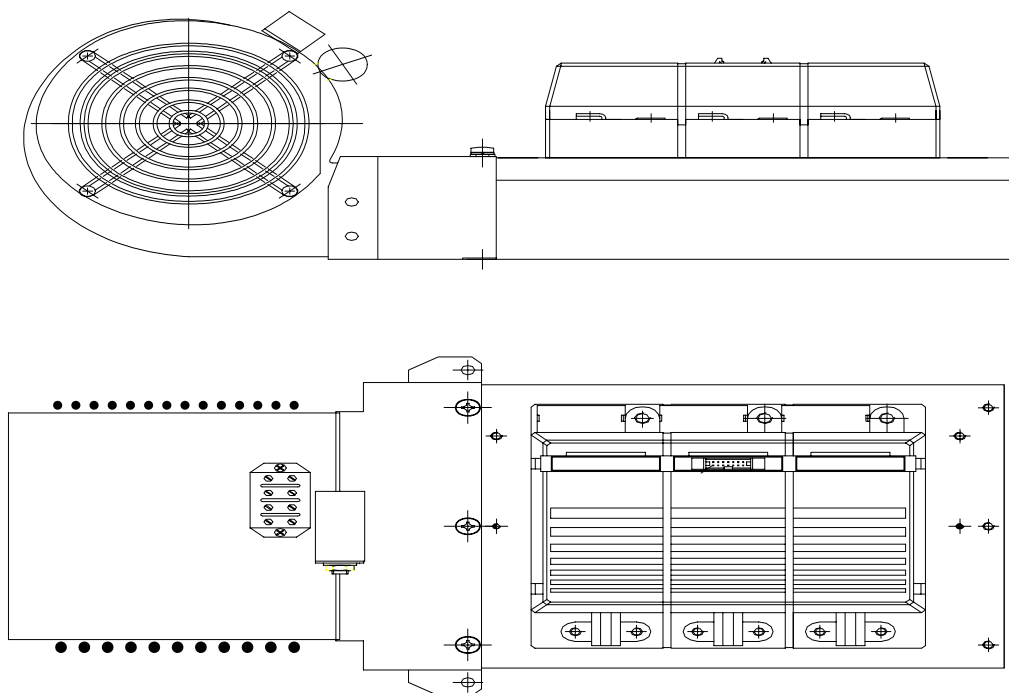


Рис.3.20

Для определения оптимальных условий принудительного охлаждения радиаторного профиля, теплопроводность и конвекцию можно также интегрировать при компоновке высоты ребер, которую можно получить по следующей формуле при условии некоторого упрощения:

$$R_{thha} = \frac{1}{n \cdot \sqrt{\alpha \cdot U \cdot \lambda \cdot A} \cdot \left[\frac{1}{1 + \exp(-2\kappa h)} - \frac{1}{1 + \exp(2\kappa h)} \right]}$$

with $\kappa = \sqrt{\frac{\alpha \cdot U}{\lambda \cdot A}}$

(α : коэффициент передачи тепла, U : длина окружности ребер, λ : коэффициент теплопроводности радиатора, A : сечение ребер, h : высота ребер)

Часто нужно охлаждать несколько радиаторов одним вентилятором, для которого они расположены параллельно (радиаторы расположены рядом) или последовательно (радиаторы под прямым потоком воздуха).

Что касается температурного наложения, которое предпочтительней, например, в трехфазном инверторе со стандартной схемой SKiiPPACK (полумостовые модули), особое внимание нужно уделить тому, что воздух предварительно нагревается для 2-х из 3-х SKiiPPACK, что нужно брать во внимание при температурной компоновке.

При потоке воздуха 300 м³/ч, предполагается разность температур около 10 К между источником и выходным воздухом как стандартное значение на 10 кВт рассеиваемой мощности. Температурные особенности даны в п.3.3.6.1.

3.3.5 Водяное охлаждение

Водяное охлаждение силовых модулей можно использовать для специальных высокоомощных инверторов (МВт – диапазон) а также для маленьких силовых устройств, где уже есть водяная цепь по их принципу работы (например, управление автомобилями, гальваническая станция, индуктивный нагрев).

Часто входная температура охладителя превышает значения 50...70 °С, когда его тепло рассеивается в атмосфере; на промышленных фабриках с активными теплообменниками температура охладителя около 15...25 °С.

Разность температур между поверхностью радиатора и охладителем, которая меньше, чем при воздушном охлаждении, можно использовать в двух случаях:

- возросший обмен энергией при высокой динамической ΔT_j температуре кристалла за цикл (ограничение срока службы модулей, см.п.3.2.3) или
- низкая температура кристалла, большой срок службы.

Благодаря способности долго удерживать тепло (температурная емкость $c_p = 4.187$ кДж/кг · К) вода принципиально предпочтительней масла или гликоля для рассеяния тепла.

На рис.3.21 показана стандартная сборка SEMIKRON с тремя SKiiPPACK на основной пластине с водяным охлаждением.

Из-за коррозии в воде и требования устойчивости к морозам, открытый или закрытый канал с чистой водой почти не используется.

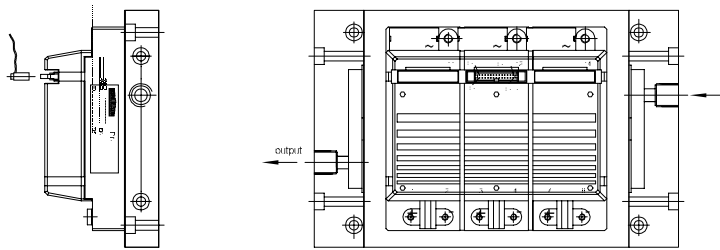


Рис.3.21

С добавлением гликоля, например, способность удерживать тепло охладителя будет уменьшена (например, 3.4 кДж/(кг·К) при добавлении 50 % гликоля и температуре охладителя 40 °С). При возрастании вязкости и специфической массы охладителя, температурное сопротивление от теплоотвода к охладителю R_{thhw} будет значительно возрастать вместе с долей гликоля. По сравнению с чистой водой, при 50 % гликоля R_{thhw} возрастет примерно на 50...60 % и до 60...70 % если доля гликоля возрастет до 90 %.

Для гарантированной защиты от коррозии, алюминиевые водяные радиаторы SEMIKRON содержат минимальную долю гликоля 10 %. Твердость охлаждающей воды не должна превышать 6. И, наконец, для температур охладителей больше 60 °С мы рекомендуем использовать закрытый канал охлаждения.

Пакеты радиаторов с силовыми модулями или SKiiPPACK также выполнены в корреляции с водяным охлаждением. Разность около 1.7 К на кВт рассеиваемой мощности между входной и выходной температурой охладителя можно взять за стандартное значение для нагрева на теплоотвод (SEMIKRON водяные радиаторы для SKiiPPACK) при 50/50 % водно-гликолиевой смеси и потоке охладителя 10 л/мин.

Более детальное рассмотрение информации о SKiiPPACK – водяных радиаторах см.п.3.3.6.2.

3.3.6 Данные на стандартные радиаторы для SKiiPPACK

3.3.6.1 Принудительное воздушное охлаждение

Следующая таблица содержит характеристики R_v и τ_v для температурного расчета в соответствии с моделью 4-временных константы для SKiiPPACK на стандартном радиаторе P16 с вентилятором SKF 16B (GD 133-2k-40105).

$R_{thsa\ tot}$: постоянное температурное сопротивление, полученное при вычитании температуры датчика (T_s) и воздушного потока (T_a), по отношению к общей рассеиваемой мощности P_{tot} сборки.

$$R_{thsa\ tot} = \sum_{v=1}^4 R_v$$

$Z_{thsa\ tot}$: переходной температурный импеданс, полученное при вычитании температуры датчика (T_s) и воздушного потока (T_a), по отношению к общей рассеиваемой мощности P_{tot} сборки.

$$Z_{thsa\ tot} = \sum_{v=1}^4 R_v \cdot [1 - \exp(-t/\tau_v)]$$

thermal characteristics (4-constants-model)									
R_1 K/W	R_2 K/W	R_3 K/W	R_4 K/W	ΣR K/W	τ_1 s	τ_2 s	τ_3 s	τ_4 s	
2-fold SKiiPPACK ($V_{air}/t = 310\ m^3/h$)									
$1.383 \cdot 10^{-2}$	$1.886 \cdot 10^{-2}$	$6.663 \cdot 10^{-3}$	$3.640 \cdot 10^{-3}$	$4.299 \cdot 10^{-2}$	$2.579 \cdot 10^2$	$6.350 \cdot 10^1$	5.831	$1.543 \cdot 10^2$	
3-fold SKiiPPACK ($V_{air}/t = 305\ m^3/h$)									
$1.157 \cdot 10^{-2}$	$1.669 \cdot 10^{-2}$	$3.512 \cdot 10^{-3}$	$3.097 \cdot 10^{-3}$	$3.487 \cdot 10^{-2}$	$2.638 \cdot 10^2$	$6.625 \cdot 10^1$	6.049	$2.000 \cdot 10^2$	
4-fold SKiiPPACK ($V_{air}/t = 300\ m^3/h$)									
$1.398 \cdot 10^{-3}$	$2.048 \cdot 10^{-2}$	$7.012 \cdot 10^{-3}$	$2.448 \cdot 10^{-3}$	$3.134 \cdot 10^{-2}$	$5.398 \cdot 10^2$	$1.724 \cdot 10^2$	$2.008 \cdot 10^1$	$2.876 \cdot 10^{-2}$	

При температурном пакетировании радиаторов SKiiPPACK, в расчетах нужно учитывать уменьшение потока воздуха из-за возросшего падения давления и подогрева «задних» SKiiPPACK при прохождении охлаждающего воздуха через первый SKiiPPACK.

Рис.3.22 показывает принцип температурного пакетирования.

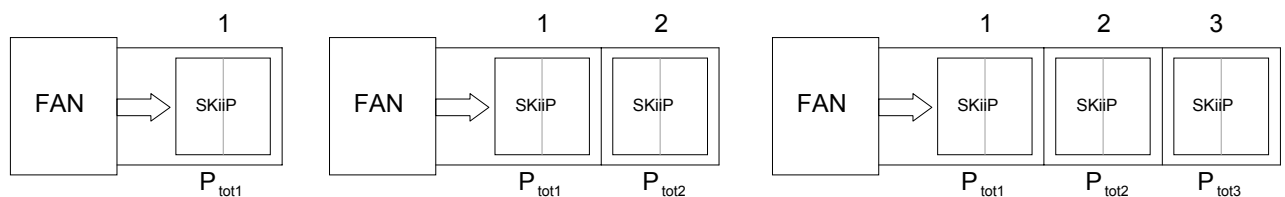


Рис.3.22

Подогрев определяется общей рассеиваемой мощностью SKiiPPACK P_{totn} , постоянным температурным сопротивлением $R_{thha\ tot}$ и переходным температурным импедансом $Z_{thha\ tot}$ (сопротивление R_{thha} /временная константа τ_{aa}) между двумя соседними радиаторами, см.рис.3.22. Следующие формулы справедливы для определения переходного температурного импеданса $Z_{thsatotn}$ для каждого SKiiPPACK:

SKiiPPACK 1

$$Z_{thsa\ tot1} = \sum_{v=1}^4 R_v \cdot [1 - \exp(-t/\tau_v)]$$

SKiiPPACK 2

$$Z_{thsa\ tot2} = \sum_{v=1}^4 R_v \cdot [1 - \exp(-t/\tau_v)] + (P_{tot}/P_{tot2}) \cdot R_{thaa1-2} [1 - \exp(-t/\tau_{aa1-2})]$$

SKiiPPACK 3

$$Z_{thsa\ tot3} = \sum_{v=1}^4 R_v \cdot [1 - \exp(-t/\tau_v)] + [(P_{tot1} + P_{tot2})/P_{tot3}] \cdot R_{thaa2-3} [1 - \exp(-t/\tau_{aa2-3})]$$

3.3.6.2 Охлаждение жидкостями

Следующая таблица содержит характеристики R_v и τ_v для температурного расчета в соответствии с моделью 4-временных константы для SKiiPPACK на стандартном водяном радиаторе S1021450 с общим входом/выходом, при 50/50 % водно-гликолиевой смеси и температуре охладителя 50 °C. Поскольку температура T_s внутреннего датчика SkiiP также является здесь номинальной точкой для температуры радиатора T_h , справедливы следующие определения:

$R_{thsw\ tot}$: постоянное температурное сопротивление, полученное при вычитании температуры датчика (T_s) и охладителя (T_w), по отношению к общей рассеиваемой мощности P_{tot} сборки.

$$R_{thsw\ tot} = \sum_{v=1}^4 R_v$$

$Z_{thsw\ tot}$: переходной температурный импеданс, полученное при вычитании температуры датчика (T_s) и охладителя (T_w), по отношению к общей рассеиваемой мощности P_{tot} сборки.

$$Z_{thsw\ tot} = \sum_{v=1}^4 R_v \cdot [1 - \exp(-t/\tau_v)]$$

Coolant by-pass l/min	thermal characteristics (4-constants-model)									
	R_1 K/W	R_2 K/W	R_3 K/W	R_4 K/W	ΣR K/W	τ_1 s	τ_2 s	τ_3 s	τ_4 s	
2-fold SKiiPPACK										
6	1.942· 10 ⁻³	6.262· 10 ⁻³	3.785· 10 ⁻³	6.608· 10 ⁻³	1.860· 10 ⁻²	1.225· 10 ⁻¹	2.911	1.189· 10 ¹	5.196· 10 ¹	
10	1.942· 10 ⁻³	6.262· 10 ⁻³	4.402· 10 ⁻³	2.993· 10 ⁻³	1.560· 10 ⁻²	1.225· 10 ⁻¹	2.911	1.782· 10 ¹	1.131· 10 ²	
14	1.942· 10 ⁻³	6.262· 10 ⁻³	4.628· 10 ⁻³	1.667· 10 ⁻³	1.450· 10 ⁻²	1.225· 10 ⁻¹	2.911	2.000· 10 ¹	1.355· 10 ²	
3-fold SKiiPPACK										
6	2.143· 10 ⁻³	3.818· 10 ⁻³	9.405· 10 ⁻³	2.535· 10 ⁻³	1.790· 10 ⁻²	2.204· 10 ⁻¹	3.343	2.800· 10 ¹	1.123· 10 ²	
10	2.143· 10 ⁻³	3.818· 10 ⁻³	6.683· 10 ⁻³	2.057· 10 ⁻³	1.470· 10 ⁻²	2.204· 10 ⁻¹	3.343	2.367· 10 ¹	1.094· 10 ²	
14	2.143· 10 ⁻³	3.818· 10 ⁻³	5.662· 10 ⁻³	1.878· 10 ⁻³	1.350· 10 ⁻²	2.204· 10 ⁻¹	3.343	2.205· 10 ¹	1.083· 10 ²	
4-fold SKiiPPACK										
6	8.714· 10 ⁻⁴	2.893· 10 ⁻³	7.573· 10 ⁻³	1.970· 10 ⁻³	1.331· 10 ⁻²	9.939· 10 ⁻²	2.038	2.700· 10 ¹	1.462· 10 ²	
10	8.714· 10 ⁻⁴	2.893· 10 ⁻³	4.785· 10 ⁻³	2.052· 10 ⁻³	1.060· 10 ⁻²	9.939· 10 ⁻²	2.038	1.868· 10 ¹	9.085· 10 ¹	
14	8.714· 10 ⁻⁴	2.893· 10 ⁻³	3.649· 10 ⁻³	2.086· 10 ⁻³	9.499· 10 ⁻³	9.939· 10 ⁻²	2.038	1.529· 10 ¹	6.830· 10 ¹	

Расчеты для температурного пакетирования в основном делаются так же, как и при воздушном охлаждении.

3.4 Конструкция силовой части

MOSFET, IGBT или SkiiP силовые схемы сконструированы по печатной технологии, с помощью проводников или массивных медных или алюминиевых шин, в зависимости от коммутирующих токов или напряжений.

Кроме ознакомления с основными спецификациями, например при требовании к утечке по поверхности, расстоянию для образования дуги или плотности тока, требование к короткому времени коммутации в нано- и микросекундном диапазоне усложняет силовую конструкцию, что также относится и к высокочастотным требованиям.

3.4.1 Паразитные индуктивности и емкости

Для анализа влияния паразитных индуктивностей и емкостей в преобразователе будет достаточно разобрать одну цепь коммутации. На рис.3.23 показана цепь коммутации IGBT инвертора с паразитными элементами, которая содержит источник постоянного напряжения v_d (соответствует напряжению коммутации v_k) и два IGBT ключа с драйвером и обратными диодами. Напряжение коммутации характеризуется емкостью источника C_d . В коммутационной цепи протекает ток i_L .

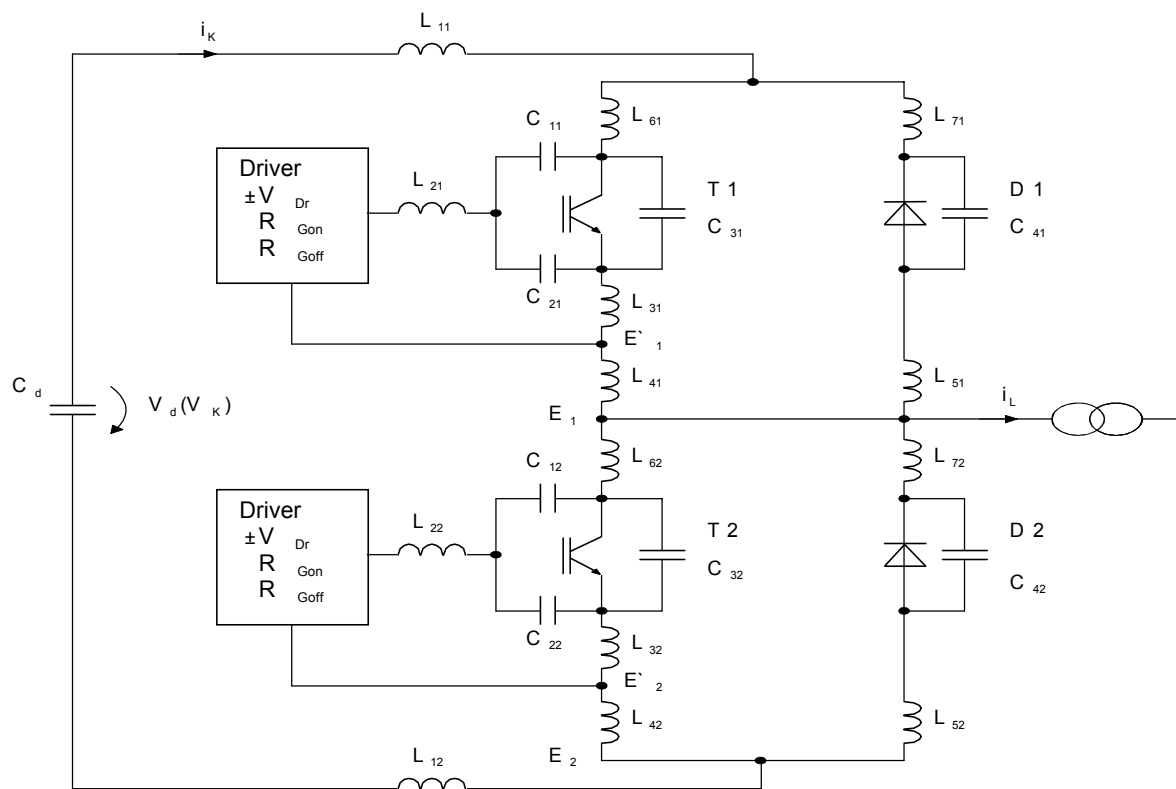


Рис.3.23 Цепь коммутации с паразитными элементами

Влияние паразитных элементов / компенсации

Общая коммутационная индуктивность

В цепи коммутации T1 и D2 общей коммутационной индуктивностью будет L_{11} , L_{61} , L_{31} , L_{41} , L_{72} , L_{52} и L_{12} . По аналогии в цепи коммутации T2 и D1 общей коммутационной индуктивностью будет L_{11} , L_{71} , L_{51} , L_{62} , L_{32} , L_{42} и L_{12} .

При активном включении T1 или T2, соответственно общая коммутационная индуктивность влияет на процесс включения, из-за чего уменьшится рассеиваемая мощность на T1 или T2 (см.п.3.8).

Однако, при активном выключении T1 или T2, а также при обратном восстановлении D1 и D2 на транзисторах и диодах возникают коммутационные перенапряжения из-за высокого di/dt , вызванного индуктивностями. И возрастет рассеиваемая мощность выключения и перепады напряжений на силовых полупроводниках.

Этот эффект особенно заметен при коротких замыканиях и перегрузках (см.п.3.6). Кроме того, вместе с паразитными емкостями могут возникнуть нежелательные высокочастотные колебания.

Поэтому, очень важно минимизировать индуктивности в цепи коммутации преобразователей с жесткой коммутацией. Кроме L_{11} и L_{12} , все индуктивности формируются в модулях, на которые пользователь не может влиять. Поэтому, производители силовых модулей продолжают работать над минимизацией внутренних индуктивностей и улучшением технологии сборки модулей (см.п.1.4).

В справочных данных SEMIKRON приводит внутренние индуктивности, которые эффективны на выводах модуля (например: SKM100GB: $L_{CE} = \max. 30 \text{ нГн}$).

Если модуль с одним ключом (1 IGBT/MOSFET + 1 обратный диод), в фазе преобразователя необходимо выполнить соединение двух модулей с наименьшей индуктивностью.

Влияние остальных индуктивностей $L_{11} + L_{12}$ в силовых полупроводниках можно уменьшить при подключении C-, RC-, или RCD- цепочек прямо к выводам, на которые в модуль подается постоянное напряжение. В большинстве случаев подключается простая C-цепочка с пленочным конденсатором 0.1...2 мкФ.

Индуктивности эмиттера или истока

Элементы L_{31} и L_{32} – индуктивности эмиттера или истока эффективны в силовых схемах, а также в цепях драйвера транзисторов.

Из-за скорости тока транзистора di/dt , напряжения будут индуцироваться, что вызовет эффект обратной связи в цепи драйвера (ООС по эмиттеру или истоку). Это, однако, будет снижать процесс заряда емкости затвор-эмиттер при включении и разряд при выключении, в результате возрастет время коммутации и потери при коммутации.

Эффект обратной связи через эмиттер можно использовать для ограничения тока коллектора di/dt при коротких замыканиях возле модулей.

Для минимизации индуктивностей L_{31} и L_{32} силовые модули оснащаются отдельным выводом эмиттера для управления.

Если несколько состояний низкого уровня драйвера преобразователя питаются общим рабочим напряжением по отношению к отрицательному выводу источника питания, паразитная индуктивность между землей драйвера и отрицательным выводом источника питания может вызвать нежелательную генерацию в контуре общей шины. Эту проблему можно решить с помощью ВЧ-стабилизации рабочего напряжения драйвера возле выходного каскада, или отдельных потенциалов напряжения питания и верхних уровней драйвера в высокоомощных инверторах.

Индуктивности L_{21} и L_{22}

Индуктивности L_{21} или L_{22} , соответственно, обозначают индуктивность питающего провода между драйвером и транзистором. Кроме возрастания импеданса в цепи драйвера, они могут вызвать паразитные генерации вместе с входной емкостью транзистора.

Емкости

Емкости C_{xx} на рис.3.23 являются внутренними емкостями силовых полупроводников (зависят от напряжения, нелинейны) и пользователь их не может изменить. Они обозначают минимальную величину коммутационной емкости C_k и, принципиально, влияют на уменьшение рассеиваемой мощности при выключении (см. п.0 и 3.8).

Дополнительно рассеивается мощность при активном включении из-за перезарядки коммутационных емкостей; это нужно учитывать во многих высокочастотных цепях с MOSFET (...100 кГц...).

C_{11} и C_{11} вызывают отрицательную dv/dt обратную связь к затвору (эффект Миллера, см.рис.3.35). В комбинации с индуктивностями возле ключей, внутренние емкости могут вызвать нежелательные высокочастотные колебания.

3.4.2 Электромагнитные помехи / обратные связи по сети

3.4.2.1 Процессы в преобразователе

Процессы в преобразовательной системе будут всегда порождать нежелательные помехи при коммутации в силовых полупроводниках с одной стороны (рис.3.24) и нужное преобразование энергии в соответствии с обработкой сигнала с другой стороны.

Эти процессы можно разделить на высокоэнергетические, которые могут вызвать помехи в сети и нагрузке с частотами начиная от основной и примерно до 10 кГц, и низкоэнергетические, с частотами от 10 кГц и до 30 МГц, где начинает распространяться шум и, следовательно, непроводящий ток. В низкочастотном диапазоне эти эффекты

называются обратной связью по сети в преобразователе, они обычно характеризуются дискретным гармоническим спектром тока примерно до 2 кГц. Свыше 10 кГц эти колебания называются радиопомехами, измеряются селективным методом в дБ/мкВ. Для узкого частотного диапазона, в котором работают современные силовые полупроводники, первая попытка была сделана при ознакомлении с процессом измерения и с предельными значениями. Различия между обозначениями, такими как нулевой ток, ток утечки или асимметричные помехи даны только в классификации на разные частотные диапазоны и в зависимости от частоты всех параметров коммутации.



Рис.3.24 Энергетические процессы в преобразователях [299]

3.4.2.2 Причины интерференционных токов

Все помехи вызваны режимом коммутации в силовых полупроводниках. Причины помех можно пояснить на эквивалентной схеме коммутации, на рис.3.25.

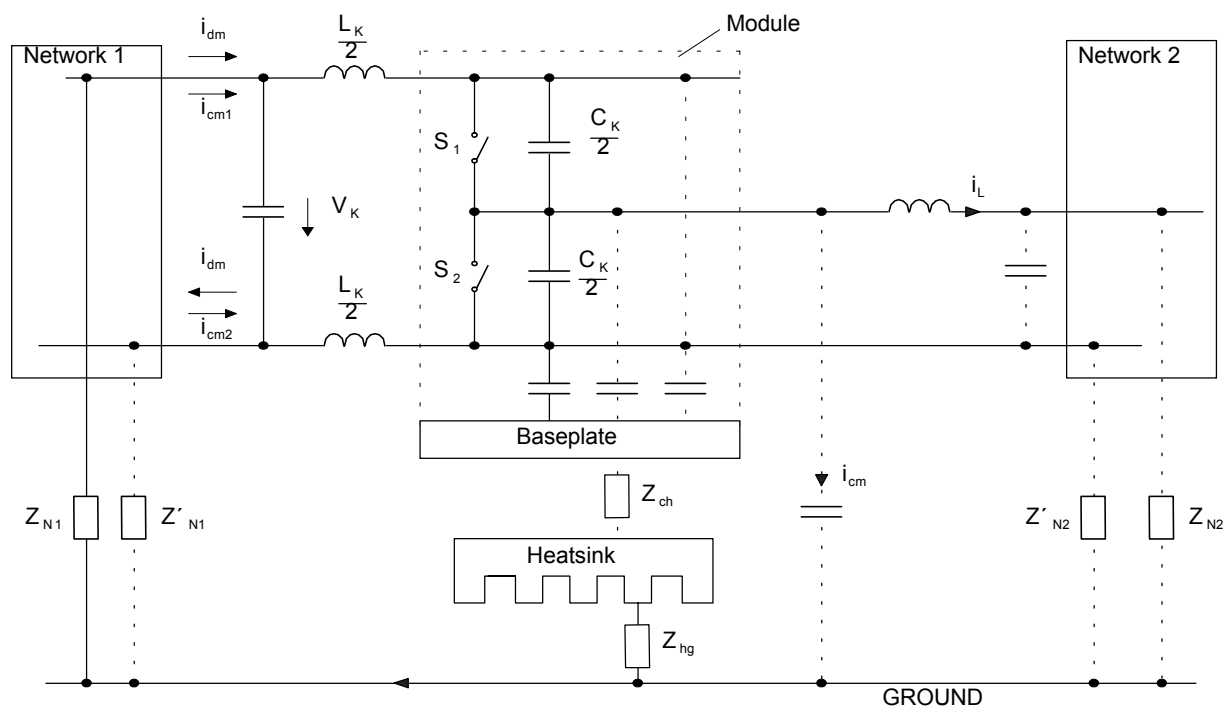


Рис.3.25

В случае *индуктивной коммутации*, ключ S_1 будет переключать на проводящий ключ S_2 .

В процессе жесткой коммутации ($L_K = L_{Kmin}$, $C_K = C_{Kmin}$) сначала ток будет переключаться с di/dt , данной характеристикой полупроводникового ключа 1. Завершается коммутация с di/dt обратного восстановления ключа 2, которую определяет коммутируемое напряжение и, следовательно, dv/dt вместе с токопроводящей индуктивностью и эффективными емкостями C_K . Эффективные емкости включают все емкости C_Σ , которые эффективны по отношению к общему потенциалу. Вместе с импедансами соединений коммутируемого напряжения с нулевым потенциалом будут эффективны параллельные импедансы коммутационных емкостей. В начале процесса коммутации, di/dt ключа 1 вызовет симметричный ток i_{dm} в коммутационной емкости и в параллельной цепи 1. В конце процесса коммутации dv/dt , вызванное обратным восстановлением di/dt ключа 2 и индуктивности L , которая снабжает током, проходят токи i_{cm} асимметрично земляной шине через параллельные провода к коммутационной емкости C_K .

Переход к мягкому включению при возрастании L_K (п.3.8) уменьшит di/dt и симметричные токовые помехи. В то же время, возросшая L_K будет влиять на цепь асимметричного тока помех. Dv/dt в начале процесса коммутации определено характеристиками коммутации S_1 . Скачек напряжения в конце процесса коммутации определяется параметрами обратного восстановления тока ключа S_2 . Переход к мягкой коммутации в ZCS-режиме уменьшит токовые помехи и изменит частотный диапазон асимметричных токов, без значительного его уменьшения, см. также п.3.8.3.

При емкостной коммутации ($C_K = C_{Kmin}$) асимметричный ток помех определяется импедансами по отношению к общему потенциалу, что становится эффективным при параллельных коммутационных емкостях и характеристиках полупроводникового ключа S_1 . Коммутация тока следует за коммутацией напряжения и, таким образом, ток симметричных помех определяется параметрами выключения S_1 и включения S_2 .

Возрастание C_K требует ключа с нулевым напряжением и мягким выключением (п.3.8) процесс выключения начинается на первой стадии коммутации тока с di/dt , что определено ключом S_1 при уменьшенном напряжении. Задержанное dv/dt уменьшит асимметричные токи при коммутации напряжения. Пассивное включение S_2 определяет di/dt на второй стадии коммутации тока. Асимметричный ток помех будет уменьшен мягкой коммутацией в ZVS-режиме без значительного изменения симметричных токов. Тем не менее, возросшая емкость C_K минимизирует симметричный ток помех в цепи 1 по отношению к емкостному делителю тока. Цепи с мягкой коммутацией в преобразователе с фазосдвигающим управлением включения или выключения уменьшат симметричные и асимметричные токи помех при использовании ключей с нулевым напряжением или током соответственно. В цепях преобразователя с дополнительными плечами коммутации, где можно выбрать ZVS или ZCS, токи помех значительно не уменьшаться по сравнению с жесткими цепями коммутации, см.п.3.8.3.

3.4.2.3 Пути распространения

Для проведения измерений радиопомех селективно измеряются флуктуации напряжения в местах соединения сети инвертора и общей шины. Потенциал флуктуаций относится к определенной точке общей шины, которая определяется при стандартных измерениях с помощью схемы стабилизации импеданса сети. Что касается симметричных и асимметричных токов помех в диапазоне частот радиопомех, все простые низкочастотные элементы коммутации снабжаются дополнительными индуктивностями сопротивлениями и емкостями, которые сделают чище моделирование от его частотной зависимости.

На рис.3.26 показан пример простой схемы понижающего преобразователя, в которой цепь 1 представлена схемой линейной стабилизации импеданса (LISN) и цепь 2 – приложенная нагрузка, в отличие от рис.3.25.

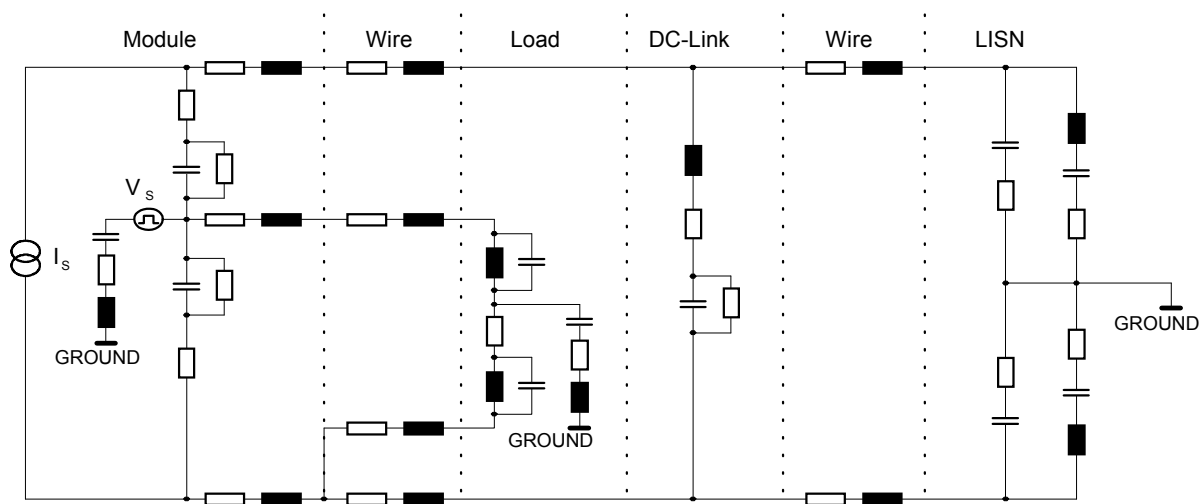


Рис.3.26 Эквивалентная схема ЭМП понижающего преобразователя [193]

Модели ключей S1 и S2 модуля состоят из коммутационных индуктивностей и емкостей. Возникновение токов помех, описанных ранее, показано в упрощенном виде, а именно как источник тока I_s для симметричных токов помех, и как источник напряжения V_s для асимметричных токов помех. В двух источниках характеристики полупроводника показаны как функции от времени (рис.3.27).

На рис.3.28 показаны результаты моделирования на примере, взятом из [193], и основанном на модели из рис.3.26; эти результаты наиболее полно соответствуют реально взятым измерениям. Воздействие дополнительных путей распространения через энергетические и информационные линии передачи цепей драйвера разъяснено в [299].

3.4.2.4 Способы подавления ЭМП

Обычное подавление помех основано на использовании подстраиваемых фильтров, которые устанавливаются на входе устройства. В соответствии с граничными характеристиками для определенного типа устройств (см. напр. табл.) используются различные фильтры в цепи линейной стабилизации импеданса и стандартные измерительные устройства, пока во всем частотном диапазоне не установятся граничные значения [259].

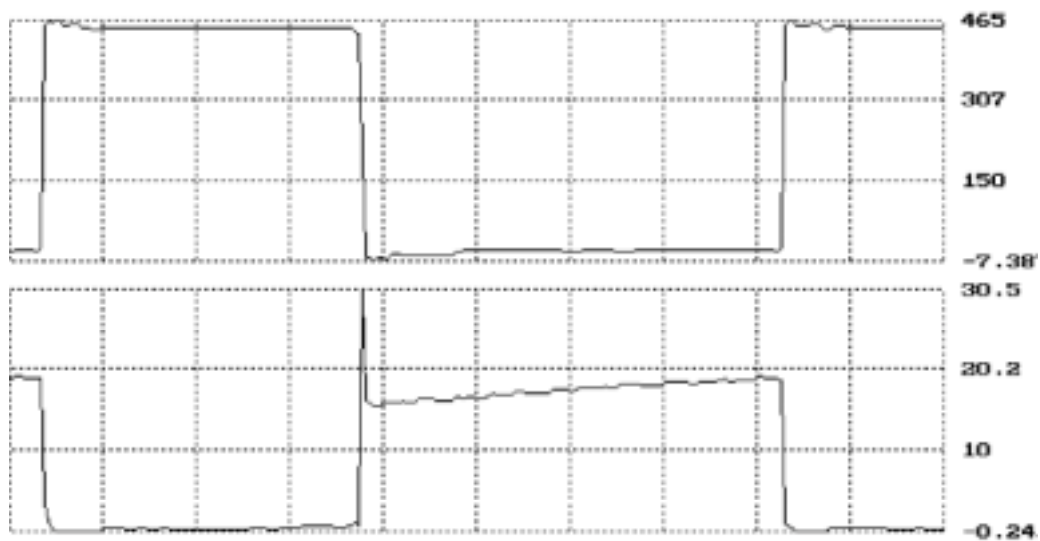


Рис.3.27 Типичные характеристики тока и напряжения IGBT ключа (верхняя характеристика в В, нижняя в А) [193]

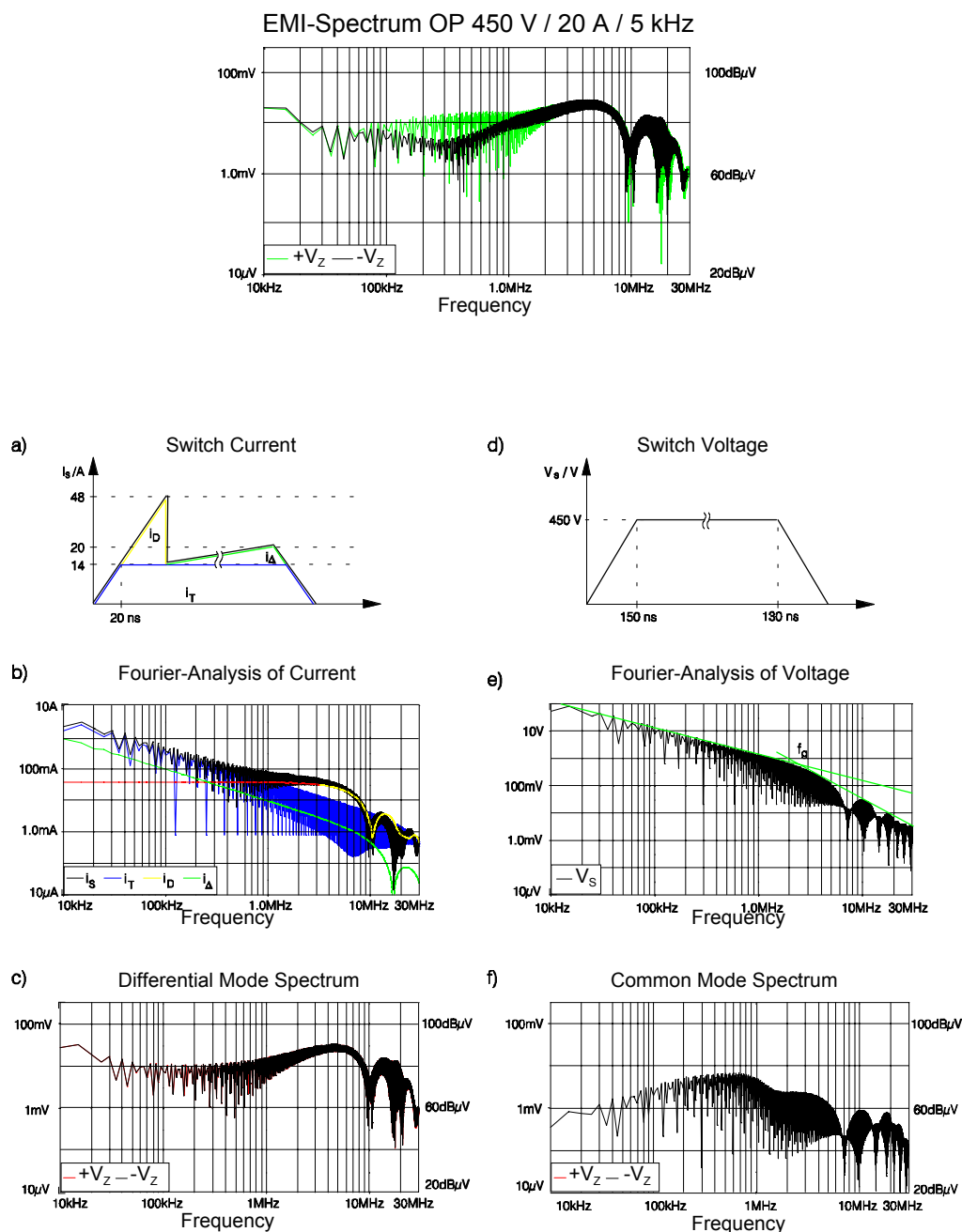


Рис.3.28 Результаты моделирования 1200 В/50 А – NPT – IGBT сдвоенного модуля

Рабочие параметры: Напряжение питания $V_{DC} = 450$ В

Ток нагрузки = 20 А

Частота импульсов = 5 кГц

Таблица инженерных стандартов

GENERIC	Engineering standard	Application	Interference factor
EN 50 082/1	VDE 0839, part 82-1	Residential, commercial and trade applications, small businesses	EMI immunity
EN 50 081/1	VDE 0839, part 81-1		Interference emission
EN 50 082/2	VDE 0839, part 82-2	Industry, power stations etc.	EMI Immunity
EN 50 081/2	VDE 0839, part 81-2		Interference emission

Примеры для существующих стандартов на изделия

Classification of equipment	Product Standards	Interference factor
ISM-devices (industrial, scientific and medical HF-devices)	EN 55 011	Interference emission
	Generic EN 50 082-1/2	EMI immunity
Radio and television receivers and connected equipment	EN 55 013	Interference emission
	EN 55 020	EMI immunity
Household appliances	EN 55 014	Interference emission
	Generic EN 50 082-1	EMI immunity
Fluorescent lamps and lights	EN 55 015	Interference emission
	Generic EN 50 082-1	EMI immunity
Data processing systems	EN 55 022	Interference emission
	prEN 55 101, EN 55 024	EMI immunity

В этой в основном практической процедуре часто используют дорогостоящие фильтры. Они могут быть более эффективны при конструировании схемы, если начинать рассмотрение с самого начала любого процесса разработки влияние электромагнитных помех и оптимизацию путей распространения, их возникновение и пути измерений. Оптимизация подразумевает или создание путей распространения с высоким сопротивлением для токов помех с помощью селективных блокирующих схем или создание короткозамкнутых путей с малым сопротивлением для токов помех при помощи селективных фильтров.

Далее даны пояснения по селективным измерениям к рис.3.25.

Схемы симметричных токовых помех будут замкнуты через емкость коммутационного источника напряжения. Необходима идеальная емкость, подключенная к ключам 1 и 2 без воздействия любых линейных импедансов для создания короткозамкнутого пути для токов помех. Напряжение радиопомех, которое можно измерить, будет генерировать импульс напряжения в емкости, из-за чего будет протекать ток через параллельные эффективные цепи. Поэтому все мероприятия, которые можно выполнить для уменьшения симметричных токовых помех, сводятся к расположению соответствующего фильтра параллельно проводам с коммутационным напряжением. Все действия в этом отношении можно уменьшить до создания фильтра как можно ближе расположенного к коммутирующим ключам и состоящего из почти идеальных емкостей и активных фильтров.

В принципе асимметричные токи помех могут распространяться через общий провод. Для подавления помех важно иметь импедансы с очень высоким сопротивлением во всех коммутируемых точках и с резким возрастанием потенциала относительно земли, и в то же время с ограничением скачков потенциала при отсутствии коммутации ключей. На примере эквивалентной схемы на рис.3.25 первоначальное подавление помех может быть с уменьшением связи емкостей драйверов и эффективных емкостей через основную пластину модуля и теплоотвода. Если драйверы не получают информацию о коммутациях и не питаются от вспомогательного источника и общей шины, то никаких токов смещения не будет протекать через общий провод, т.е. цепь будет замкнута внутри устройства. Не будут протекать токи асимметричных помех. Распространение токов помех через основную

пластину можно уменьшить с помощью экранов и различных изоляционных материалов [193]. С применением вышеупомянутых мероприятий (около полупроводниковых кристаллов) можно получить значительное снижение токов помех, что показано на рис.3.29 на примере специально усовершенствованного IGBT модуля [193]

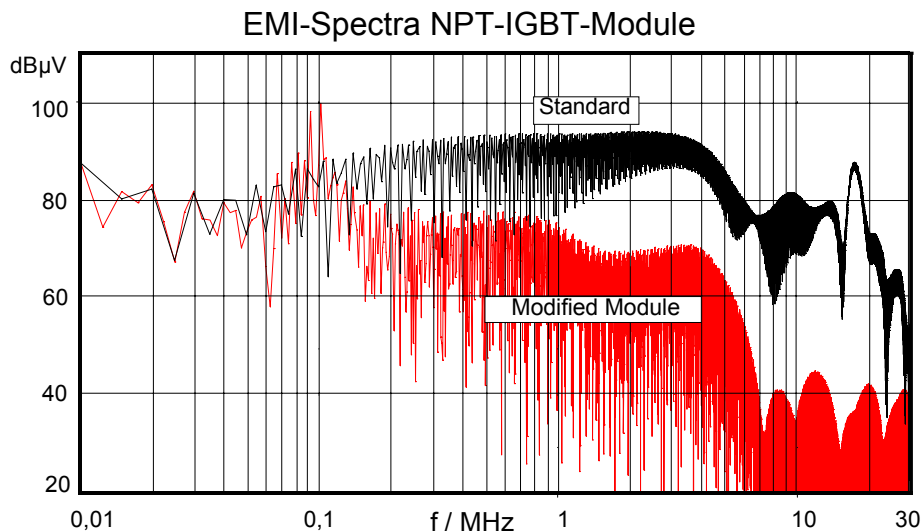


Рис.3.29 Сравнение спектра помех стандартного и ЭМП-оптимизированного IGBT модулей [193];

Рабочие параметры: Напряжение питания $V_{DC} = 450 \text{ В}$

Ток нагрузки = 20 А

Частота импульсов = 5 кГц

Подключение цепи 2 через дроссель, как показано на рис.3.25, не влияет на помехи. Взаимную емкость этих линий связи можно уменьшить только при максимально возможном их укорочении. Идеально L/C фильтр нужно подключать прямо к выводам со скачками потенциала с тем, чтобы индуктивность снижала эти скачки до такой степени, чтобы все другие взаимные емкости в цепи 2 не смогли вносить значительные токи асимметричных помех. Если цепь 2 является выводом питания сети, которая удовлетворяет стандартным требованиям LISN, то такое мероприятие неизбежно, т.е. L/C фильтр должен быть частью ЭМП – фильтра.

3.4.3 Готовые к установке силовые устройства

SEMIKRON выпускает готовые к установке силовые устройства как модули и MiniSKiiP, так и SKiiP, которые разработаны с удовлетворением вышеупомянутых стандартов и с оптимальными характеристиками применяемых силовых модулей.

Спектр устройств может включать:

- входные выпрямители с диодами, тиристорами или транзисторами,

- плоские Cu- или Al-шины питания, электролитические или пленочные конденсаторы, ВЧ-запирающие конденсаторы, балансные и разрядные резисторы,
- плечи инвертора с IGBT или MOSFET модулями, или SKiiPPACK,
- радиаторы с жидким или принудительным воздушным охлаждением,
- драйвер с функциями защиты, датчиками, источником питания и изоляцией потенциала.

Перед доставкой все силовые единицы проходят специфические функциональные испытания.

Силовые конструкции с MiniSKiiP

На рис.3.30 показан внешний вид и блок-схема SKiiP025HAB с MiniSKiiP 8 компоновкой для мощностей до 15 кВт и источнике постоянного напряжения 400 В.

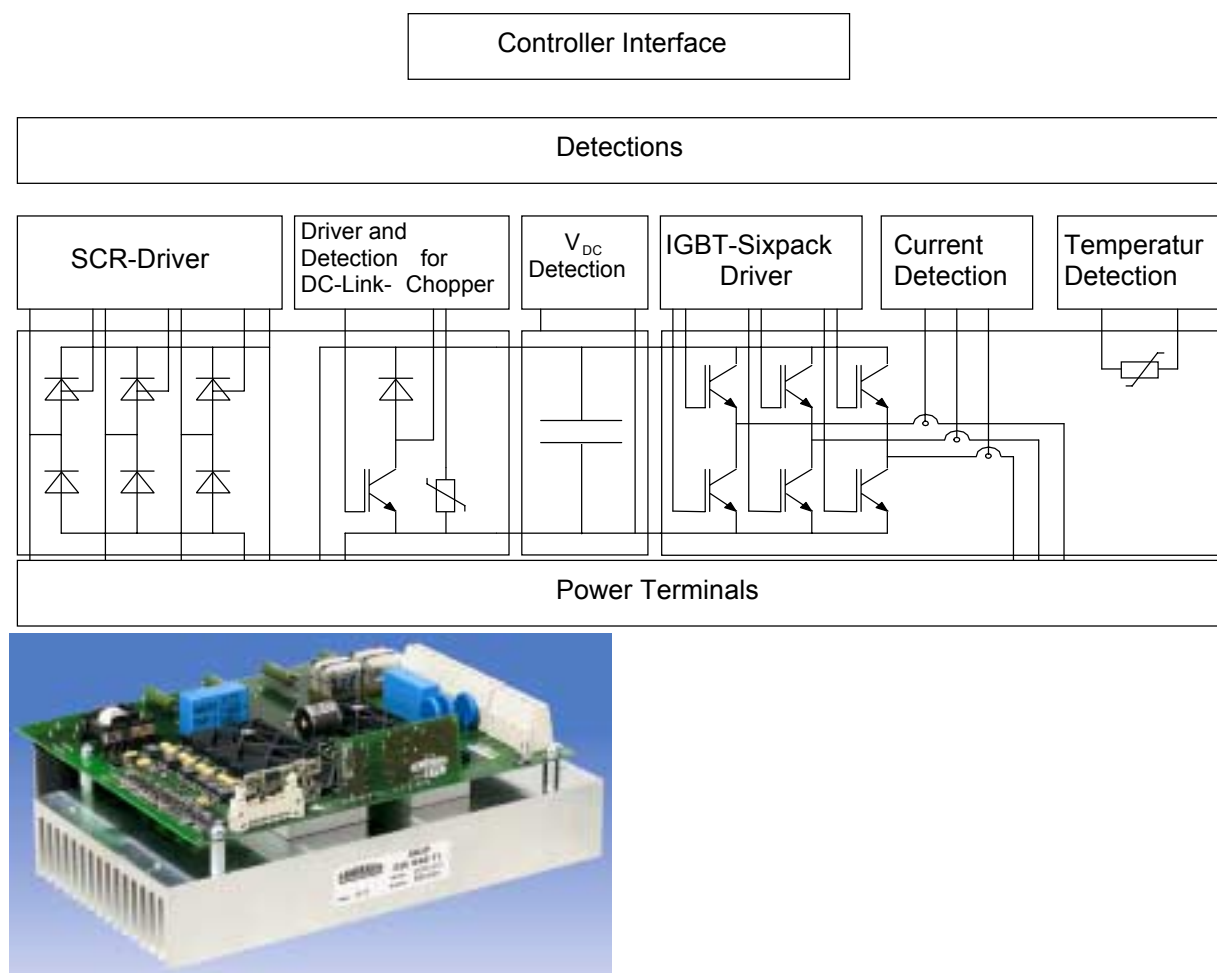


Рис.3.30

На основной плате конструкции установлены MiniSKiiP SKiiP 83 ANB15 (диодный выпрямитель и brake-ключ / версия NAB) или SKiiP ANB15 (полууправляемый тиристорный выпрямитель и brake-ключ / версия HAB) а также SKiiP 83 AC12I (трехфазный инвертор с IGBT 120 А @ 25 °С и датчиками тока переменного напряжения), конденсаторы питания

(700 мкФ), драйвер с отдельным потенциалом, источник питания, защита от перегрузок по току, температуре и напряжению, цепь заряда постоянного напряжения (для версии НАВ). Плата установлена на радиатор через MiniSKiiP и вспомогательные выводы.

Силовые конструкции SKiiP

Силовые конструкции SKiiP оснащаются одним или несколькими SKiiPPACK (также подключенными параллельно), с размещенными посередине конденсаторами и по выбору выпрямителями, вентиляторами и дополнительными снабберами, если потребуется пользователем.

Рис.3.31 показывает разные типы SKiiP с горизонтальной или вертикальной конструкцией.

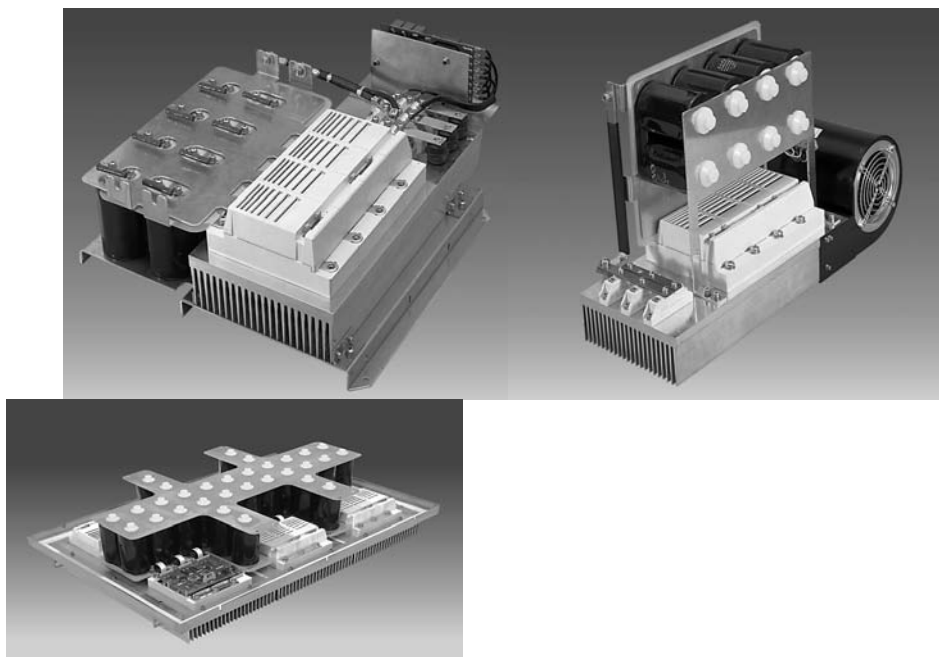


Рис.3.31 Типы силовых конструкций SKiiP

- а) плоская конструкция для больших плат коммутации
- б) вертикальный стандартный тип
- в) SKiiP-RAC с IGBT выпрямителем и преобразователем

Для источников питания с напряжением от 230 В до 690 В все имеющиеся SKiiPPACK могут интегрироваться в SKiiP силовые единицы. Выходные мощности до МВт-диапазона можно получить при параллельном включении SKiiPPACK, с использованием других стандартных радиаторов SEMIKRON или, по выбору, любые другие радиаторы пользователя с воздушным или жидкостным охлаждением.

На рис.3.32 показан пример силовой конструкции SKiiP для выпрямленной сети 690 В (постоянное напряжение до 1200 В), состоящей из 3-х SKiiPPACK SKiiP 1092GB170-474 CTV с волоконно-оптическими входами, трехслойной конструкцией конденсаторов

выпрямителя общей емкостью до 8,8 мФ /1300 В и вентилятором. При частоте импульсов 3 кГц и температуре охлаждающего воздуха 35 °С эффективный выходной ток (50 Гц) достигает 250 А при длительной работе и до 375 А при работе 1 мин/10 мин.

Силовые конструкции с SEMITRANS IGBT- или MOSFET-модулями

В устройствах, где SKiiPPACK или MiniSKiiP силовые конструкции не достаточны, можно применить сборки с SEMITRANS модулями, SEMIDRIVER, со стандартными радиаторами и сборками конденсаторов. Они также могут проходить специальные испытания, если потребуется.

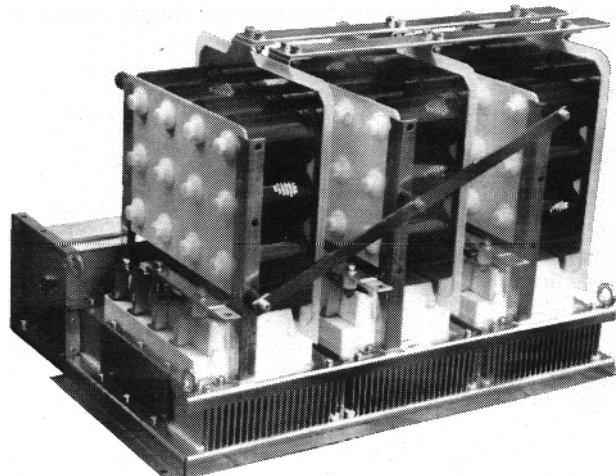


Рис.3.32 300 кВт инвертор с SKiiPPACK

Силовые конструкции, описанные выше, которые характеризуются по характеру как подсистемы, требуют различных параметров, заданных пользователем или производителем, по сравнению с модулями. Поэтому, SEMIKRON предоставляет программу расчета SkiiPsel для пользователей SKiiP и MiniSKiiP для предварительного выбора и постановки требований, см.п.3.10.2.

Последующие шаги могут координироваться при помощи «контрольной таблицы», которая предоставляет среди других данных и следующие технические аспекты:

- применение, направление потока мощности, структурная схема, требуемые функции,
- крепежные размеры (размер, вес), специальные параметры (вибрации, пик нагрузки, и т.д.),
- вход (сеть, генератор, батарея, и т.д.), диапазон входных напряжений, cosφ, специальные требования; для обратной связи сети: основная частота, частота импульсов, постоянное напряжение питания,
- выход (сеть, трансформатор, двигатель постоянного (переменного) тока, синхронный двигатель, и т.д.), диапазон выходных напряжений, токов, cosφ, перегрузка (значение/ продолжительность/ частота), основная частота (мин/макс), ток при мин. основной частоте, частота импульсов, циклы нагрузки,

- постоянное напряжение питания (электролитические или пленочные конденсаторы), номинальное напряжение, мин/макс, емкость, средняя температура,
- напряжение изоляции, типы защиты,
- драйвер, его интерфейс (трансформаторный, оптический), варианты (датчики тока, температуры, напряжения),
- охлаждение: внешняя температура/ температура охладителя мин/макс; при естественном воздушном охлаждении: максимальная температура воздуха, допустимый уровень шума,
- для жидкостного охлаждения: охладитель (антифриз, объем, скорость потока),
- температура хранения, специальные климатические условия,
- требуемый срок службы модуля (силовые модули, конденсаторы фильтра).

3.5 Драйвер

3.5.1 Характеристики напряжения и тока затвора

Процесс управления

Как уже было описано в п.1.2.3, условиями переключения MOSFET и IGBT модулей можно управлять при помощи перезаряда емкости затвора.

Теоретически, перезарядом емкости затвора можно управлять через сопротивление, напряжением или током (рис.3.33)

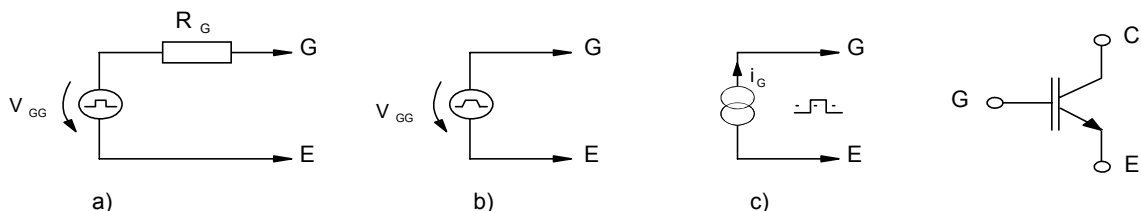


Рис.3.33 Управление затвором MOSFET и IGBT [194]

Предпочтительным вариантом является управление системой через резистор затвора (или два отдельных резистора для включения и выключения) в соответствии с рис.3.33a. Характеристикой такого варианта является пологий участок Миллера в напряжении затвор-исток или затвор-эмиттер соответственно (рис.3.34). Скорость переключения устанавливается R_G при питающем напряжении V_{GG} ; с уменьшением R_G быстрее время коммутации. Недостатками управления через резистор являются то, что отклонения емкостей затвора MOSFET и IGBT напрямую влияет на время коммутации и потери при коммутации.

Подаваемое управляющее напряжение затвора транзистора в соответствии с рис.3.33b устраняет это влияние; скорость переключения транзистора прямо зависит от dv/dt затвора.

Благодаря этому напряжению не формируется пологий участок Миллера в характеристике напряжения затвора. Для этого требуется значительные токи драйвера.

Управление положительным и отрицательным током затвора, как показано на рис.3.33с, определяется характеристикой заряда затвора (см. рис.1.12 и рис.1.13) и по характеристикам напряжения затвора сравнимо с управлением через резистор

Значения управляющих напряжений

На рис.3.34 показаны характеристики тока затвора i_G и напряжения затвор-эмиттер v_{GE} в схеме с управлением через резистор.

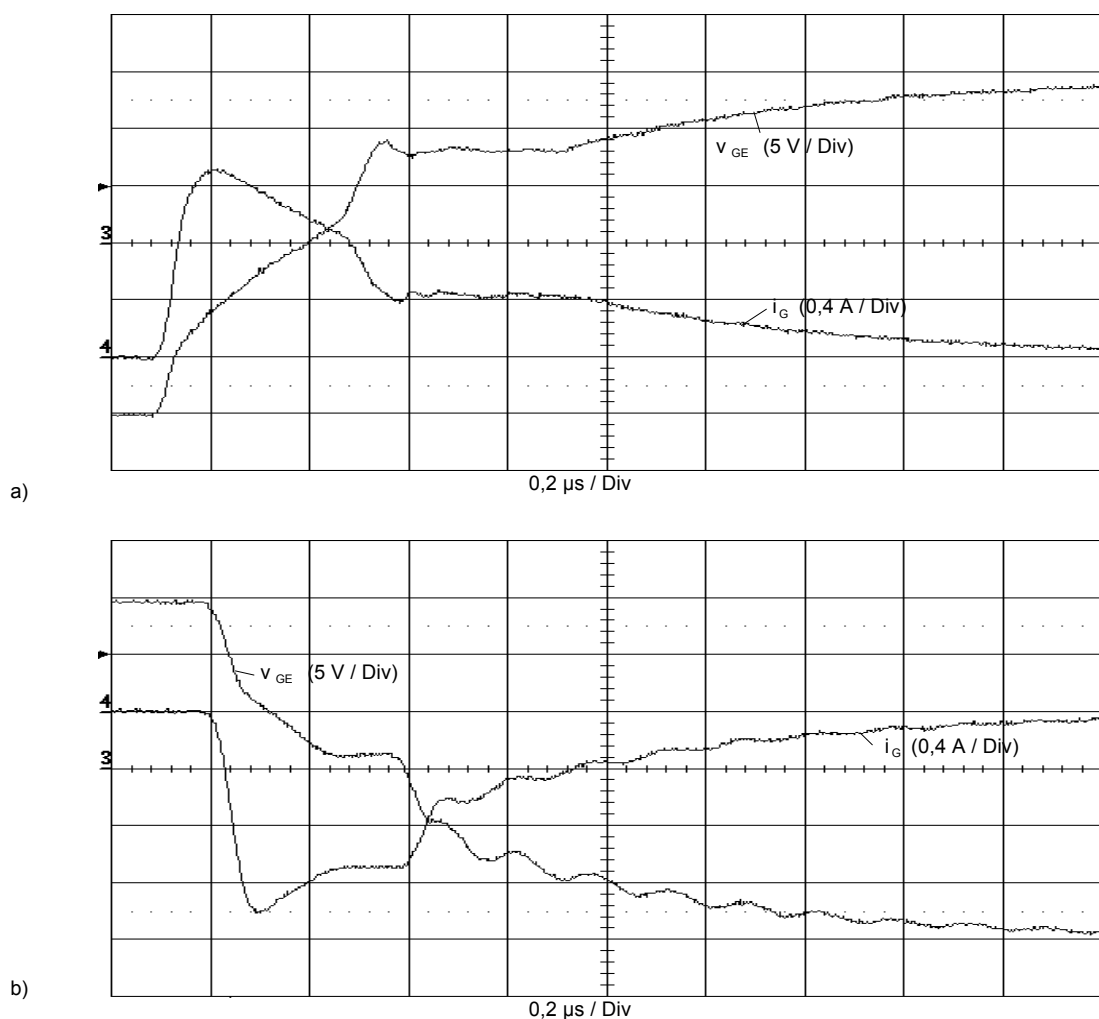


Рис.3.34 Характеристики тока и напряжения при включении (a) и выключении (b)

Управляющее напряжение V_{GG} обеих полярностей прикладывается в соответствии с электрической изоляцией затвора, которая обычно составляет 20 В для MOSFET и IGBT. Это значение не может превышать даже кратковременно, из-за чего могут потребоваться специальные меры при выключении, см.п.3.5.2 и 3.6.3.2.

С другой стороны, $R_{DS(on)}$ и $V_{CE(sat)}$ соответственно будут возрастать при увеличении напряжения затвора, и, следовательно, мы рекомендуем управлять положительным напряжением, которое подается на затвор при включении:

$$V_{GS} = +15 \text{ В} \quad \text{для силовых MOSFET}$$

$$V_{GE} = +10 \text{ В} \quad \text{для IGBT}$$

Большинство справочных данных основываются на этих параметрах.

Как показано на рис.3.34, напряжение затвора для IGBT должно быть отрицательным по отношению к потенциалу эмиттера при выключении и в закрытом состоянии; рекомендуемые значения -5...-8...-15 В.

Это будет удерживать отрицательный ток затвора при полном процессе выключения (даже если V_{GE} приближается к $V_{GE(th)}$) достаточного для получения основной доли положительных носителей заряда из n^- дрейфовой зоны посредством высокого dv_{CE}/dt во время выключения и, таким образом укорачивается хвост тока. Другой, более серьезный недостаток запираания IGBT в мостовой схеме с $V_{GE}=0$ может произойти при обратном восстановлении параллельного диода с выключенным транзистором по причине dv_{CE}/dt (рис.3.35).

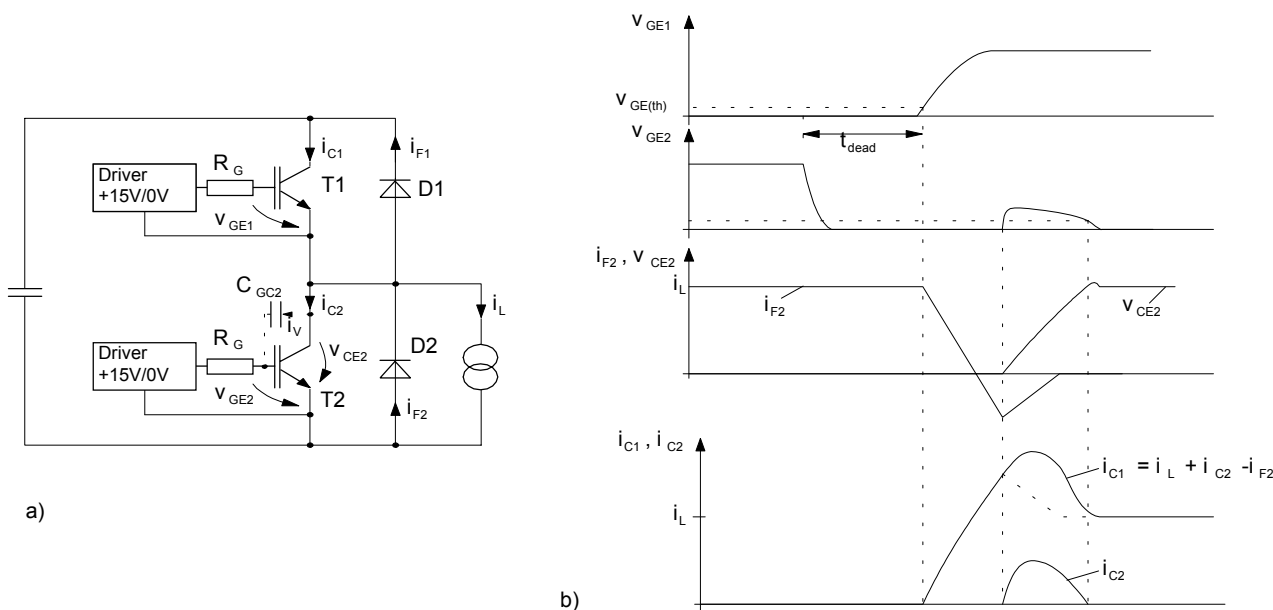


Рис.3.35 Перекрывающий ток в IGBT плече моста при включении из-за обратной связи dv_{CE}/dt T2

Высокая dv_{CE}/dt напряжения коллектор-эмиттер v_{CE2} при обратном восстановлении di/dt D2 вызовет ток смещения i_V через емкость затвор-коллектор C_{GC2} , см. также п.1.2.3

$$i_V = C_{GC} \cdot dv_{CE}/dt$$

Этот ток смещения, в свою очередь, вызовет падение напряжения на сопротивлении R_G (или R_{GE}/R_G). Если, в результате этого, v_{GE} вырастет и превысит пороговое напряжение

$V_{GE(th)}$, T2 перейдет в активный режим при обратном восстановлении di/dt (перекрывающий ток, дополнительные потери мощности в T1 и T2).

Применение постоянного отрицательного напряжения затвор-исток не рекомендуется для управления силовыми MOSFET, в отличие от IGBT. Паразитное включение со всеми последствиями, как описано выше, также происходит и в MOSFET. Однако, это будет защищать структуру MOSFET, которая ограничена только сопротивлением для dv/dt . Эквивалентная схема силового MOSFET (рис.1.3) показывает ток смещения через C_{DS} к базе паразитного n-p-n биполярного транзистора, что происходит из-за dv_{DS}/dt . Если падение напряжения в латеральном p-резисторе R_W достигнет порогового уровня напряжения, биполярный транзистор паразитно откроется, что может привести к разрушению MOSFET при рассеиваемой периодически мощности.

Паразитное включение канала MOSFET при $V_{GS}=0$ В и C_{GD} уменьшит dv_{DS}/dt в закрытом состоянии и будет ослаблять опасный эффект включения биполярного транзистора (см.рис.3.35).

Значения управляющих токов, управление мощностью

Общая управляющая мощность цепи драйвера P_{Gavg} может быть получена из заряда затвора Q_{Gtot} (см.рис.1.12 и рис.1.13):

$$P_{Gavg} = (V_{GG+} + |V_{GG-}|) Q_{Gtot} \cdot f_s \quad \text{где } Q_{Gtot} = C_{Equiv} \cdot (V_{GG+} + |V_{GG-}|)$$

Значение импульсного тока затвора:

$$I_{GMon} = (V_{GG+} + |V_{GG-}|) / R_{Gon} \quad (\text{идеально})$$

$$I_{GMOff} = (V_{GG+} + |V_{GG-}|) / R_{Goff} \quad (\text{идеально})$$

Мощность драйвера:

$$P(V_{GG+}) = V_{GG+} \cdot Q_{Gtot} \cdot f_s \quad f_s = \text{частота коммутации}$$

$$P(V_{GG-}) = |V_{GG-}| \cdot Q_{Gtot} \cdot f_s$$

Пример: $V_{GG+} = 15$ В, $V_{GG-} = -15$ В, $R_G = 3.3$ Ом

$$Q_{Gtot} = 2.3 \text{ мкС (SKM500GB123DS)}$$

$$f_s = 10 \text{ кГц, } V_{DC} = 600 \text{ В}$$

Результат: $I_{GMon} = |I_{GMOff}| = 9.09 \text{ А}$

$$P_{Gavg} = 0.69 \text{ Вт}$$

$$P(V_{GG+}) = P(V_{GG-}) = 0.345 \text{ Вт}$$

$$I(V_{GG+}) = I(V_{GG-}) = 23 \text{ мА (среднее значение)}$$

3.5.2 Влияние параметров драйвера на режим коммутации

Как было упомянуто, важные параметры управления силовых MOSFET или IGBT зависят от значений V_{GG+} , V_{GG-} и R_G . Следующая таблица дает некоторые пояснения (<: возрастание, >: снижение, -: без изменений):

Значение / характеристика	$V_{GG+} <$	$ V_{GG-} <$	$R_G <$	См.п.
$R_{DS(on)}, V_{CE(sat)}$	$>$	$-$	$-$	3.5.2
t_{on}	$>$	$<$	$<$	3.5.2
E_{on}	$>$	$-$	$<$	3.5.2
t_{off}	$<$	$>$	$<$	3.5.2
E_{off}	$-$	$>$	$<$	3.5.2
Импульс тока включения *	$<$	$-$	$>$	3.5.2
Импульс тока выключения *	$-$	$<$	$>$	3.5.2
Чувствительность dv/dt (MOSFET)	$<$	$<$	$>$	3.5.1
(IGBT)	$<$	$>$	$<$	3.5.1
Активно ограниченные I_D, I_C	$<$	$-$	$<$	3.6.2
Выносливость при к.з. в нагрузке	$>$	$-$	$<$	3.6.2

* при жесткой коммутации на активно-индуктивную нагрузку

Прямая характеристика ($R_{DS(on)}, V_{CE(sat)}$)

Зависимости прямых характеристик силовых MOSFET и IGBT от параметров управления можно найти по их выходным характеристикам (см.п.1.2.2). На рис.3.36 это поясняется на примерах SEMITRANS-MOSFET и IGBT, взятых из справочных данных.

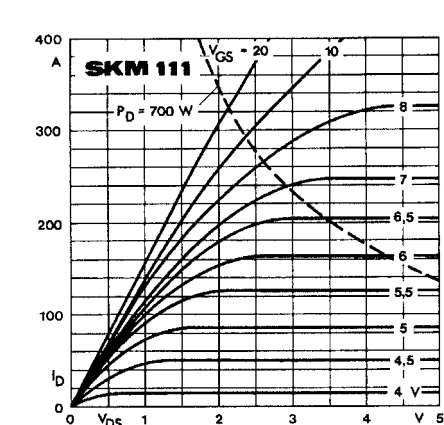


Fig. 3 Output characteristic

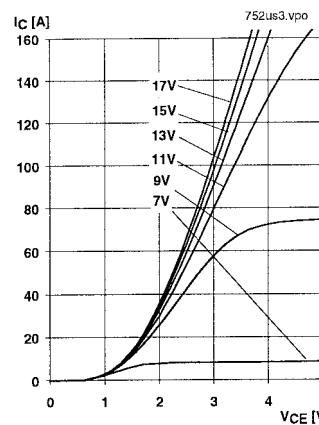


Fig. 9 Typ. output characteristic, $t_p = 80 \mu s$; $25^\circ C$

Рис.3.36 Прямые характеристики в зависимости от напряжения управления (напряжения затвора)

а) силовой MOSFET модуль SKM 111

б) IGBT модуль SKM 100GB123D

В справочных данных на SEMITRANS, SEMITOP и MiniSKiiP рекомендуемые максимальные значения и характеристики, упомянутые в п.3.5.1, приводятся с $V_{GG+} = 10$ В для силовых MOSFET и $V_{GG+} = 15$ В для IGBT модулей, что является приемлемым компромиссом при обычном использовании между рассеиваемой мощностью, импульсным током включения и параметрами короткого замыкания.

Время коммутации, потери при коммутации ($t_{on} E_{on} t_{off} E_{off}$)

Управляющие напряжения и сопротивления затвора влияют на разные части времени включения $t_{on} = t_{d(on)} + t_r$, выключения $t_{off} = t_{d(off)} + t_r$, и продолжительность «хвоста» t_t IGBT по разному:

Так как величина емкости затвора составляет абсолютные значения при V_{GG+} и V_{GG-} до коммутации, время перезаряда будет возрастать (время задержки включения $t_{d(on)}$, время задержки выключения $t_{d(off)}$) при данном сопротивлении затвора R_G если ток перезаряда или $(V_{GG+} + |V_{GG-}|)$ возрастают.

С другой стороны, на время коммутации t_r и t_t и, следовательно, рассеиваемую энергию E_{on} и E_{off} могут влиять только напряжения управления коммутацией V_{GG+} или V_{GG-} , так как они определяют ток через сопротивление затвора R_G .

Справочные данные на SEMITRANS-IGBT включают графики зависимостей времени коммутации и рассеиваемой энергии от R_G , измеренные для максимальных значений токов I_C @ 80 °C при жесткой коммутации на активно-индуктивную нагрузку (рис.3.37).

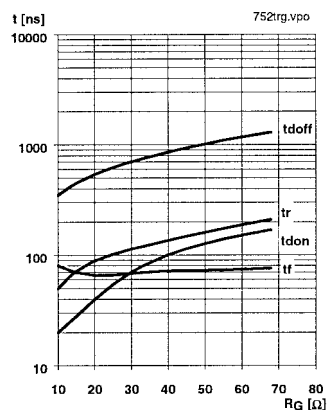


Fig. 16 Typ. switching times vs. gate resistor R_G

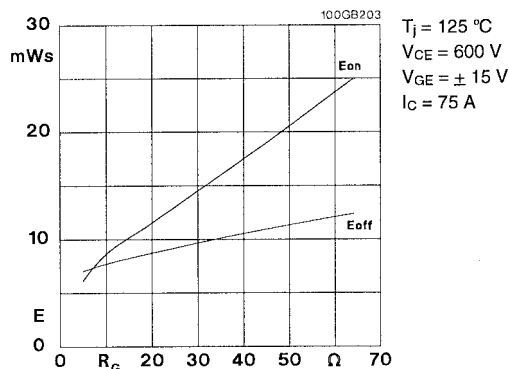


Fig. 3 Turn-on /-off energy = $f(R_G)$

Рис.3.37 Время коммутации IGBT (a) и потери при коммутации (b) SKM100GB123D от сопротивления затвора R_G при $T_j = 125^\circ\text{C}$, $V_{CE} = 600\text{ V}$, $I_C = 75\text{ A}$, $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ и при жесткой коммутации на активно-индуктивную нагрузку.

Параметры переключения обратного диода и импульс тока включения транзистора

На рассеиваемую энергию при включении IGBT, показанную на рис.3.37b, уже влияет запирающее напряжение обратного диода на импульс тока включения и рассеиваемую мощность включения, см.п.1.3.3.3 и 2.3.3

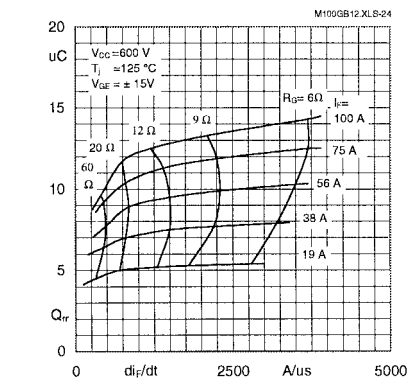


Fig. 24 Typ. CAL diode recovered charge $Q_{rr} = f(di/dt)$

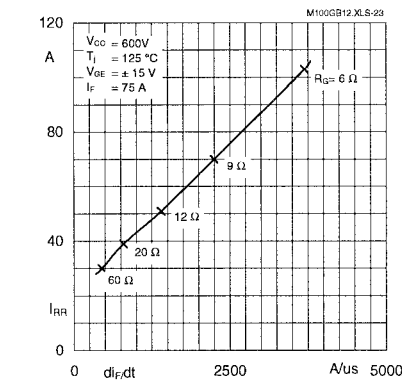


Fig. 23 Typ. CAL diode peak reverse recovery current $I_{RR} = f(di/dt)$

Рис.3.38 Восстанавливаемый заряд Q_{rr} CAL-диода SKM100GB123D (a) и импульс тока обратного восстановления I_{RRM} (b) от скорости коммутации di_F/dt тока диода

Скорость нарастания t_r тока истока или коллектора (i_D , i_C) будет снижаться с повышением тока затвора (большее V_{GG+} или меньше R_G). Из-за этого в свою очередь будет увеличиваться скорость коммутации тока di_F/dt в обратном диоде, которую определяет восстанавливаемый заряд Q_{rr} и импульс тока обратного восстановления I_{RRM} .

Эти характеристики CAL-диодов SEMITRANS-IGBT модулей приведены в справочных данных (рис.3.38 и 3.39).

Возрастание Q_{rr} и I_{RRM} приведет к большей рассеиваемой мощности при выключении во внутреннем обратном диоде. Так как при большем di_F/dt увеличиться Q_{rr} и I_{RRM} и, так как I_{RRM} суммируется с током нагрузки вместе с током коллектора или стока, импульс тока включения и рассеиваемая энергия при включении транзистора возрастут вместе с его скоростью включения (рис.3.37).

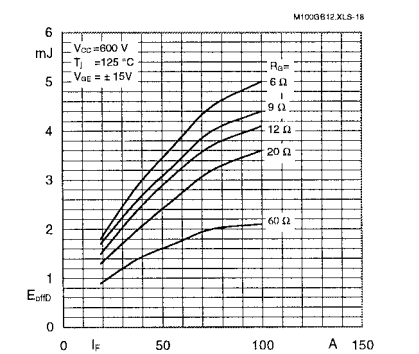


Fig. 18 Diode turn-off energy dissipation per pulse

Рис.3.39 Рассеиваемая энергия E_{offD} при выключении CAL-диода в SEMITRANS-IGBT модуле SKM100GB123D от R_G

Импульс напряжения при выключении

Если возросло V_{GG} - или уменьшилось R_G , ток выключения затвора управляемого транзистора будет расти. Как показано на рис.3.37а, время спада t_f тока стока или коллектора будет увеличиваться, т.е. di_D/dt или $-di_C/dt$ будут расти. Напряжение $\Delta u = -L_\sigma \cdot di/dt$ вызванное во время di/dt на паразитной коммутационной индуктивности L_σ будет линейно возрастать с возрастанием времени выключения.

3.5.3 Структура драйвера и основные требования к драйверам

На рис.3.40 показана основная структура «комфортабельного» драйвера для одного плеча MOSFET или IGBT моста с верхней/нижней блокировкой и защитными функциями запираания затвора. В этом драйвере верхний или нижний ключи и блок обработки сигнала разделены изоляцией потенциала для управляющих сигналов, сигналов управления мощностью и обратной связью по выходу и при сбоях. В «простых» цепях драйвера эта изоляция потенциалов может комбинироваться (общая передача энергии и сигнала) или они частично или даже полностью отсутствуют (например, цепи самоконтроля для верхнего источника питания). Низковольтные ключи или коммутаторы особенно (только нижний ключ включен) требуют очень упрощенную структуру драйвера, так как простые ключи можно реализовать без множества блокировок и функций защиты.

Затвор является основной частью цепи драйвера и состоит (в основном) из первичного контроля состоянием задержки, блокировки и минимального времени включения и выключения (см.п.3.5.4), изоляции потенциала (с формирователями импульсов при необходимости) и генератора положительного /отрицательного напряжения управления затвором. Затвор мощного транзистора может также оснащаться защитой от перенапряжений вместе с активной фиксацией v_{DS} или v_{CE} (см.п.3.6).

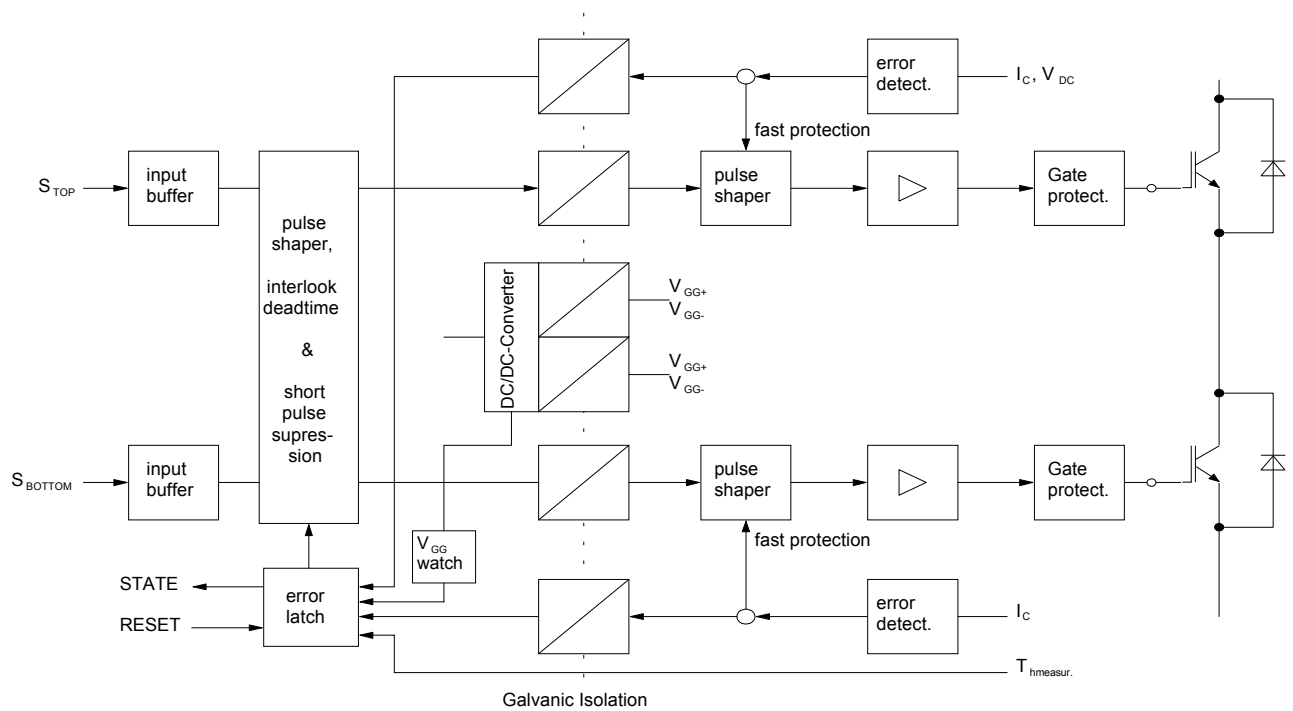


Рис.3.40 Структурная схема драйвера для одного плеча моста с верхней/нижней блокировкой и защитными функциями

На рис.3.41 показана схема генератора положительного и отрицательного управляющего напряжения затвора (разработана для IGBT с отрицательным напряжением затвор-эмиттер).

Кроме комплиментарного повторителя напряжения с маломощными MOSFET, например, также часто используют комплиментарные повторители напряжения стока или коллектора и драйверы с выходным двухтранзисторным каскадом на MOSFET или биполярных транзисторах [277].

Другие решения, включая схемы на интегральных компонентах, приведены в п.3.5.6.

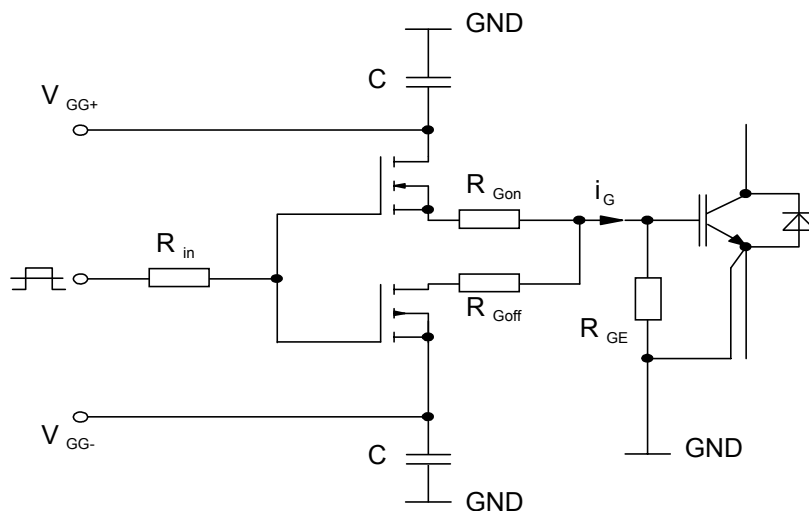


Рис.3.41 Генератор напряжения включения и выключения затвора

Сопротивление затвора R_G на рис.3.41 разделено на два резистора R_{Gon} и R_{Goff} для включения и выключения соответственно. Благодаря этому можно ограничить большинство неизбежных перекрестных токов от V_{GG+} к V_{GG-} , возникающих при коммутации драйвера MOSFET. Основное преимущество в том, что такое решение дает возможность отдельно оптимизировать перегрузки по току при включении и перегрузки по напряжению при выключении (см.п.3.5.2) а также параметры короткого замыкания (п.3.6.2). Если есть только один выход для R_G , функцию можно выполнить при параллельном включении R_{Gon} и R_{Goff} . Включенные параллельно резисторам диоды нужно располагать так, чтобы катод был подключен к затвору IGBT для R_{Gon} и для R_{Goff} - анод к затвору IGBT.

Резистор затвор-эмиттер R_{GE} (10...100 кОм) нельзя упускать при любом применении, так как он защищает от случайного заряда емкости затвора при работе драйвера с высокими уровнями выходного сопротивления (коммутация, выключение и выход из строя источника питания драйвера). Низкоиндуктивные конденсаторы C (0.22...1 мкФ) служат буфером для V_{GG+} и V_{GG-} возле выхода драйвера и должны поддерживать минимальное динамическое внутреннее сопротивление драйвера вместе с низкоомными цепями драйвера. Только при таких условиях драйвер будет способен сгладить токи смещения из-за dv_{CE}/dt , которые протекают через емкость Миллера к затвору и могут быть причиной сбоев при коммутации, паразитных генераций или недопустимых перенапряжений затвора.

Кроме того, при конструировании генератора напряжений для затвора необходимо учитывать следующие аспекты:

- минимум паразитных индуктивностей в цепи затвора, например коротких ($\ll 10$ см), переплетений проводов между драйвером и затвором, драйвером и эмиттером; компоновка с минимальными размерами в соответствии с рис.3.41.
- исключение обратной связи тока нагрузки с напряжением затвора, вызванной паразитной индуктивностью эмиттера в силовом модуле: связь земли драйвера с управляющим выводом эмиттера силового модуля,
- предотвращение петель общего провода,
- предотвращение трансформаторной и емкостной связи между цепями затвора и коллектора (не параллельность критических шин или проводов; экранирование участков).

Конечно, эти требования должны дополняться изоляцией потенциала источника питания буфера (например, импульсным режимом работы источника питания, встроенного в драйвер) и всех других потенциальных узлов от потенциала силового транзистора.

Низкочастотные фильтры, формирователи импульсов и триггеры, через которые проходит сигнал для снижения помех, должны вносить минимальные искажения и время задержки сигнала.

3.5.4 Встроенные функции защиты и контроля в драйвере

Для защиты MOSFET или IGBT модулей при поломках, рекомендуется применять в драйвере различные быстродействующие и эффективные функции защиты, такие как защита при перегрузках по току и коротких замыканиях, защита при превышении напряжения сток-исток и коллектор-эмиттер, защита от перенапряжений затвора, от перегрева, и контроль управляющих напряжений V_{GG+} и V_{GG-} .

Далее приводятся пояснения по поводу встроенных защитных функций драйвера на примере рис.3.40. Аспекты по реализации и заданию параметров изложены в п.3.6.

Защита при перегрузках по току и коротких замыканиях

Источник тока можно получить как аналоговый сигнал (измеренный через шунт, датчик тока, $R_{DS(on)}$ управляемого силового MOSFET или чувствительные ячейки истока или эмиттера) или как превышение максимального значения (обеднение IGBT). Как только будет обнаружен сбой при сравнении текущего значения с фиксированным максимальным значением, устанавливается режим сбоя (ERROR статус) в коммутирующем потенциале или – в случае потенциально-изолированных датчиков – в первичной цепи драйвера, что блокирует силовые транзисторы, пока не поступит сигнал RESET. Если запись ошибок интегрирована на вторичной стороне, сигнал состояния будет передан в первичную цепь через схему изоляции потенциала. Если интегрированы высокоточные датчики тока с изоляцией потенциала – например, в SKiiPACK и в некоторых MiniSKiiP – их выходной сигнал может служить реальным значением для схем управления или для обнаружения токов в общей шине.

Защита при превышении напряжения затвора

В отличие от всех функций защиты, описанных до сих пор, защита драйвера должна периодически ограничивать напряжение затвора без сигнала сбоя, который требует отключения силовых транзисторов. Поэтому нет связи с записью ошибок. Более детально это описано в п.3.6.1 и 3.6.3.

Защита при превышении напряжения сток-исток и коллектор-эмиттер

Ограничение напряжения на главных выводах силового транзистора можно реализовать внутри самого транзистора (защита от пробоев у MOSFET) при помощи пассивных или активных цепей, которые реализуют определенное частичное включение транзистора при перенапряжениях (см.п.3.6.3).

Простую защиту, которая не способна обнаружить выбросы напряжений при коммутации и другие короткие перенапряжения, можно по выбору реализовать (опция «U») в драйвер SKiiPPACK как контроль постоянного напряжения питания. Квази-потенциально изолированный датчик будет показывать реальное напряжение питания, и передавать его в основные цепи управления как аналоговый сигнал, записывать в память ERROR при превышении предельного значения. Кроме того, ключ brake может защитить, например, конденсаторы питания при обратных связях.

Защита при перегреве

Температуру кристаллов силовых транзисторов и радиатора возле кристаллов можно определить методом расчета, описанным в п.3.6.3.3. Если датчик изолирован, сигнал температуры (напр. напряжение) также может быть передан в основную цепь управления. При превышении предельного значения в память ошибок записывается ERROR.

Защита от пониженных напряжений питания затвора V_{GG+} и V_{GG-} .

Если управляющее напряжения затвора значительно упадет, вторичное управление, защита и функции передачи могут перестать работать. Кроме того, силовые транзисторы больше не будут полностью управляемы или вообще закроются. Для обнаружения этого состояния необходимо контролировать одно из напряжений или работу внутреннего источника питания драйвера. При поломке в память ошибок записывается ERROR.

3.5.5 Временные константы и функции блокировки

Подавление коротких импульсов

Когда трансформаторы импульсов или оптопары используются для изоляции потенциала управляющих сигналов, особенно нужно защитить драйвер от импульсов с малой амплитудой или коротких управляющих импульсов (помехи) которые могут испортить драйвер. Триггеры Шмидта, например, можно последовательно включить с изоляторами потенциала, которые подавят все сигналы включения и выключения с амплитудой ниже логического уровня (CMOS, TTL) или $< 0.2 \dots 0.5$ мкс. Подобное решение нужно применить и на вторичной стороне оптопар.

Мертвая зона при управлении плечом моста и блокировка при коротком замыкании плеча

MOSFET и IGBT одного плеча моста не должны включаться в одно время в цепях источника напряжения во избежание короткого замыкания плеча. В статическом состоянии этого можно избежать блокировкой обоих драйверов, даже если на входные сигналы драйверов действуют помехи (непригодно для цепей с источниками тока, так как от драйверов будет требоваться работа с перекрытием).

В зависимости от типа транзистора, применения и драйвера, мертвая зона может составлять 2...10 мкс.

Длительность селекторного импульса защиты от короткого замыкания при измерении тока стока или коллектора и напряжения сток-исток или коллектор-эмиттер соответственно

Если транзистор выключился из-за превышения одного из предельных значений, измеряется импульс тока включения. При контроле процесса обеднения в IGBT, нужно также учитывать характеристики напряжения динамического насыщения. В течение первых микросекунд времени включения, $V_{CEsatdyn}$ значительно возрастает по сравнению с V_{CEsat} (рис.3.42). Поэтому, цепь контроля должна реагировать в соответствии с кривой V_{CEsat} во время стробирования, как показано на рис.3.42. Для мягкой защиты от коротких замыканий, время стробирования должно составлять около 10 мкс макс. (см.п.3.6).

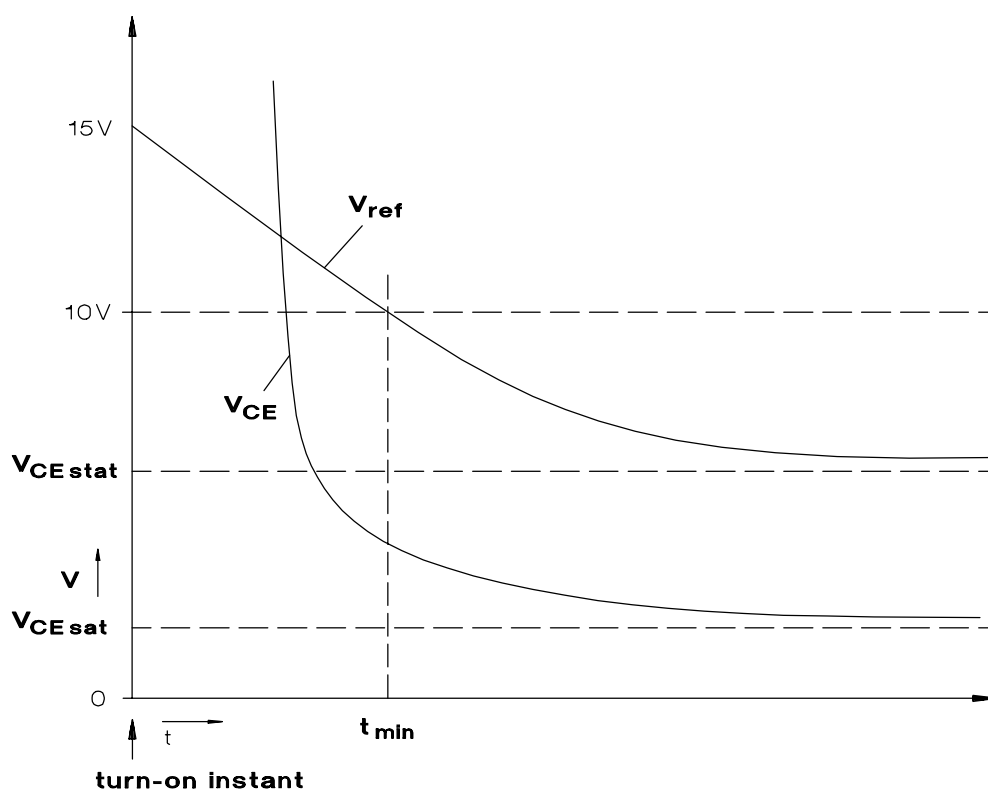


Рис.3.42 Характеристика напряжения динамического насыщения IGBT и возможный уровень защиты V_{ref}

3.5.6 Передача управляющих сигналов и энергия управления

Управляющий сигнал и энергия управления должна быть передана от управляющего устройства к каскаду драйвера, который, в свою очередь, передает дальше управляющие и сигналы ошибки и, если потребуется, аналоговые измеренные значения (ток, температура, напряжение питания (по выбору)).

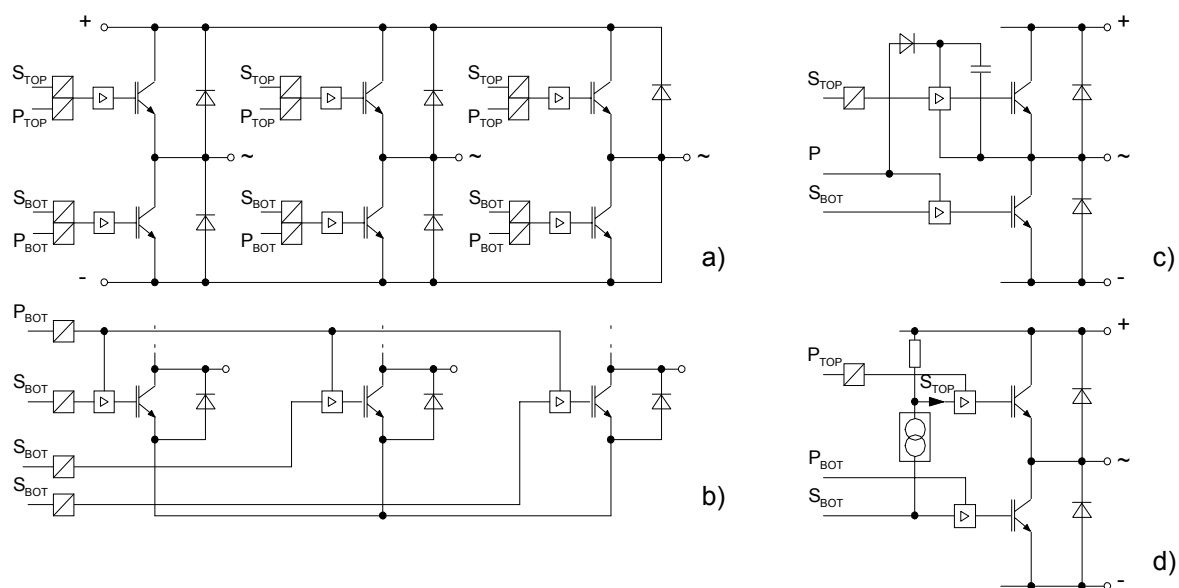


Рис.3.43 Принципы селекции сигнала и передачи энергии

S_{TOP} , S_{BOT} : управляющие сигналы для верхнего /нижнего ключей

P_{TOP} , P_{BOT} : энергия управления для верхнего /нижнего ключей

а) максимальный вариант б) с общим источником энергии верхних драйверов

с) схема с компенсирующей обратной связью д) схема сдвига уровня

В большинстве случаев сигналы передаются через оптические или трансформаторные (индуктивные) изоляторы потенциала или через квази-изоляторы потенциала, такие как цепи с длинными линиями или со сдвигом уровня. На рис.3.43 показана наиболее важная схема передачи сигнала и энергии.

На рис.3.43а общая конфигурация с изоляцией потенциала управляющих сигналов (S) и управляющей энергии (P), по одному на каждый драйвер. Такая конфигурация предпочтительней (кроме дешевых устройств), так как имеет низкую восприимчивость к помехам и минимальные взаимные влияния ключей.

Вариант б) содержит отдельную изоляцию потенциалов для управляющих сигналов и всех нижних драйверов, и только одно общее разделение потенциалов для управляющей энергии нижних драйверов. Это используется в основном в маломощных устройствах и предпочтительно в большинстве IPM.

Принцип схемы с компенсирующей обратной связью для питания верхних ключей без реальной изоляции потенциалов показан на рис 3.43с. Рис.3.43d представляет схему для сдвига уровня, где сигнал управления S_{TOP} передается без гальванической развязки через высоковольтный источник тока. Простым решением для устройств с очень коротким временем коммутации является управление затвором напрямую через импульсный

трансформатор, который будет передавать управляющие сигналы, модулированные управляющей энергией (переменное напряжение) [277].

Наиболее важными требованиями к гальванической развязке являются высокое напряжение изоляции (2.5...4.5 кВэфф) и значительная dv/dt- выносливость (15...75 кВ/мкс). Высокую dv/dt- выносливость можно получить при малых взаимных емкостях в пределах пФ- диапазона с первичной во вторичную сторону. Это будет минимизировать передачу помех, вызванных токами смещения при коммутации (рис.3.44).

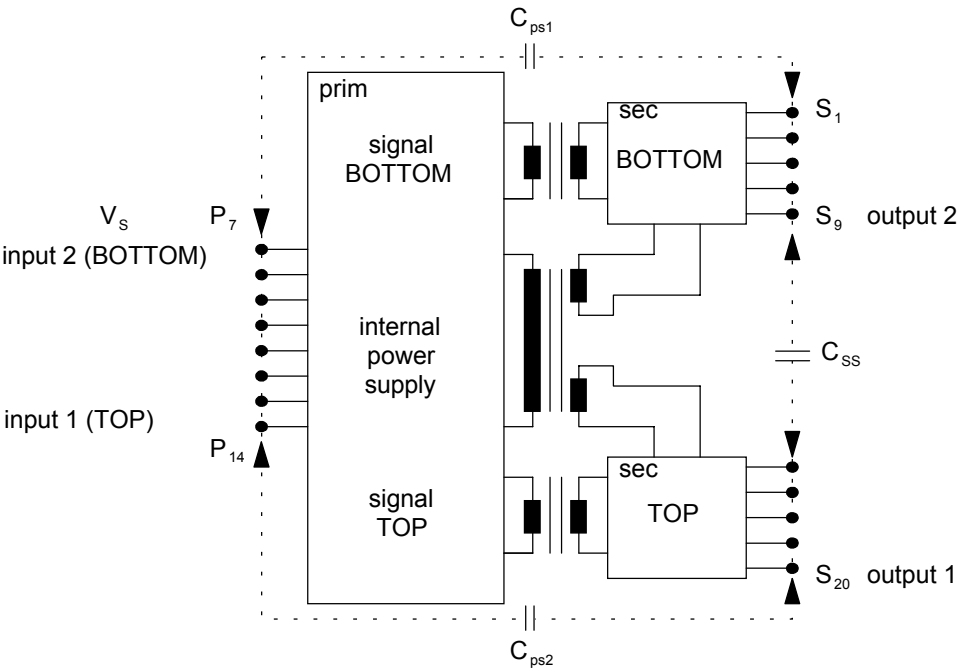


Рис.3.44 Эквивалентные взаимные емкости в полумостовом драйвере с изоляцией потенциалов

- C_{ps1}: емкость между первичной и верхней вторичной стороной
- C_{ps2}: емкость между первичной и нижней вторичной стороной
- C_{ss}: емкость между верхней и нижней вторичными сторонами

3.5.6.1 Данные управления и обратная связь

Следующая таблица содержит наиболее часто используемые единицы передачи с и без изоляции потенциалов и их возможности.

Изоляция потенциалов	Трансформаторная	Оптическая	Оптическая	Без изоляции
Система	Импульсный трансформатор	Оптопара	Волоконно-оптическая связь	Со сдвигом уровня
Для силовых модулей до	> 1700 В	1700 В	> 1700 В	> 1200 В
Направление передачи	двунаправленное	однонаправленное	одно-двунаправленное	Однонаправленное
Ограничение	есть	нет	нет	нет

рабочего цикла				
Взаимная емкость	5...20 пФ	1...5 пФ	< 1 пФ	> 20 пФ
Невосприимчивость к dv/dt	высокая	низкая	высокая	низкая
Стоимость	средняя	низкая	высокая	низкая

При помощи дополнительных цепей импульсный трансформатор способен передавать сигналы обратной связи как постоянную информацию во время разрывов в работе драйвера (напр. мертвая зона в полумостовых схемах); волоконно-оптическая связь, оснащенная двойными передатчиками / приемниками может работать так же само.

Аналоговые выходные сигналы могут поступать назад с драйвера в основные цепи управления, например при импульсной модуляции с помощью импульсных трансформаторов, оптопар или волоконно-оптической связи.

Изоляция потенциалов уже имеется в датчиках тока на основе датчиков Холла или компенсационных магнитных датчиков.

3.5.6.2 Энергия управления

Основные применяемые решения и их наиболее важные особенности приведены ниже:

Изоляция потенциалов	Трансформаторная			Без изоляции
Система	50 Гц источник питания	Импульсный источник питания		схема с компенсир. обратной связью
Питание	Доп. источник или сетевое напряжение	Доп. источник	От основного источника	Рабочее напряжение на верхней стороне
Частота переменного напр. Фильтрация	Низкая	Очень высокая	Средняя	Средняя (имп. част.) низкая
	Высокая	Очень низкая	Низкая	
Для силовых модулей	1200 В	> 1700 В	1700 В	1200 В
Выходное напряж.	Положит. и отрицательное	Положит. и отрицательное		Только положительное
Ограничение рабочего цикла	нет	нет	нет	есть
Взаимная емкость	высокая	низкая	средняя	низкая
Излучение помех (ВЧ)	нет	высокое	низкое	нет
Стоимость	низкая	низкая	высокая	очень низкая

3.5.7 Цепи драйвера для силовых MOSFET и IGBT

В большинстве случаев современные драйверы оснащены монолитными микросхемами, которые могут предназначаться для одинарных, полумостовых и мостовых драйверов разной конфигурации. Такие схемы часто выполняют следующие функции:

- источник напряжений для затвора;
- вход для контроля V_{CEsat} или $V_{DS(on)}$, иногда также вход для шунта или датчика-эмиттера;
- контроль превышения напряжения питания;
- память ошибок или выход обратной связи ошибок;
- подстраиваемое время мертвой зоны и отдельную фильтрацию питания для верхнего драйвера.

Эти стандартные драйверы не обеспечивают реальное разделение потенциалов. В некоторых вариантах управляющий вход можно сконфигурировать для связи через оптопару или импульсные трансформаторы.

Кроме того, наблюдался прогресс в разработке быстрых оптопар с силовыми драйверами, в которые интегрирован контроль источника питания и V_{CEsat} или $V_{DS(on)}$. Для получения простых драйверов могут прибавляться преобразователи постоянного напряжения и несколько пассивных компонентов.

С возрастающим разнообразием функций и параметров в цепях драйвера, необходимые на первичной стороне конструкции также должны отвечать более сложным требованиям, включающим например, логический входной сигнал, подавление коротких импульсов, создание мертвых зон, память ошибок и оценка ошибок, управление преобразователями постоянного напряжения и импульсными трансформаторами.

Для производства драйверов с низкой стоимостью эти функции могут комбинироваться в управляющих специализированных ИС, разработанных SEMIKRON, SKIC 2001 [154]. SKIC 2001 применяется в SEMIKRON драйверах также доступна как отдельная ИС.

3.5.8 SEMIDRIVER

SEMIDRIVER является компонентом драйверов для IGBT и MOSFET силовых модулей (одиночный ключ, плечи моста или 3-фазные инверторы) и интегрирует в основном функциональные параметры, показанные на блок-схеме рис.3.40. Они выпускаются различных типов, также как SKiPPACK или OEM драйверы для IGBT и MOSFET силовых модулей.

3.5.8.1 OEM драйверы [225], [264], [272]

Следующая таблица представляет обзор большинства основных OEM-SEMIDRIVER и их основных возможностей.

SKHI	10, 10/17	21A,	22A,B 22A,BH 4	23/12, 23/17	24	26W, 26F	27W, 27F	61 71	BS01, BS02	SKAI 100
Driver	A	B	B	B	B	B	B	D/DL	DL	L
Type	PCB	Hybr.	Hybr.	PCB	Hybr.	PCB	PCB	Hybr.	Subpr.	PCB
V_{ce}/kV , ACI min	4	2.5	2.5 4	4	4	2.5	4	2.5	2.5	2.5
Signal trans- mission	I (FO)	I	I	I (FO)	I	I FO	I FO	OC	OC	OC
V_{GG}/V	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15
V_{GG}/V	-8	0	-8	-8	-8	-8	-8	-6.5	-8	0
I_{GAV}/mA	100	40	40	50	80	100	150	20	15	90
I_{GM}/A	8	8	8	8	1.5	8	30	2	1	1.5
$dv/dt/$ $kV/\mu s$	75	50	50	75	50	75	50	15	15	50
V_{CEsat} monitoring for V_{CE}/V	600 1200 1700	600 1200	600 1200 1700	600 1200 1700	600 1200 1700	600 1200	600 1200 (1700)	600 1200	- -	600 1200 1700
Short- circuit soft turn-off	+	-	-	+	-	+	+	+	-	-

A: одиночный драйвер

A: драйвер плеча моста (двойной)

I: импульсный трансформатор

FO: волоконно-оптическая связь

OC: оптопара

D: драйвер для 3-фазного инвертора

L: драйвер для brake ключа

DL: драйвер 3-фазного инвертора и brake ключа

(): интерфейс по выбору

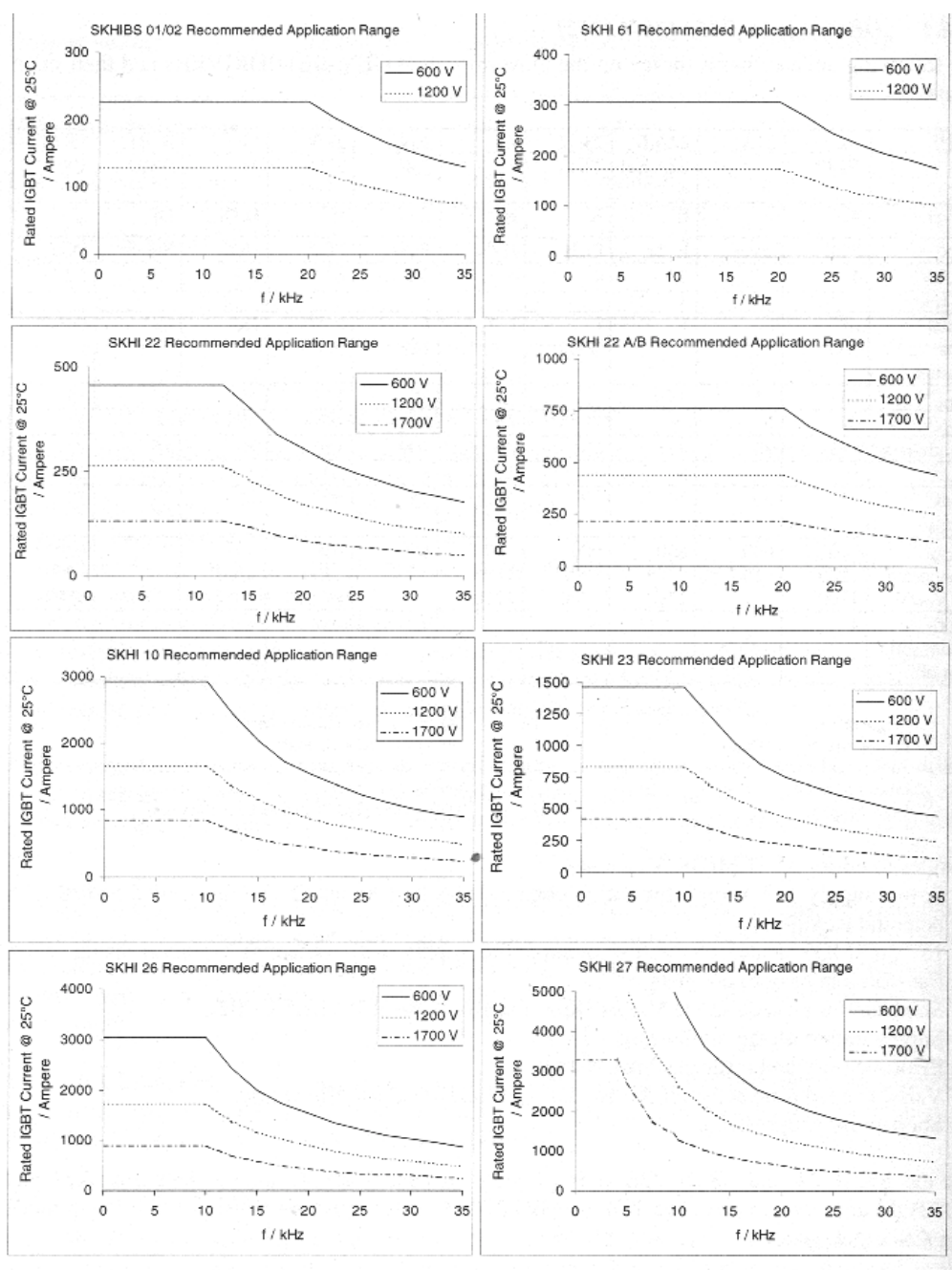
*: верхний ключ (нижний ключ: 10 кВ/мкс)

Все SEMIDRIVER содержат:

- источник питания +15 В с информационным потенциалом (SKAI 100 также 24 В); встроенный ИБП с изоляцией потенциалов,
- 15 В CMOS и/или 5 В TTL – совместимые входы с гальванической развязкой на импульсных трансформаторах или оптопарах,
- защита при коротких замыканиях через V_{CE} или входные датчики тока (SKHIBS 01/02),
- контроль снижения напряжения источника питания < 13 В,
- память ошибок и выход обратной связи ошибок,
- изменяемое время мертвой зоны для драйверов верхнего и нижнего плеч моста,
- подавление коротких импульсов.

Для SKHI 24 и SKHI 22В можно не использовать мертвую зону между верхним и нижним и, таким образом управлять верхним и нижним ключами синхронно или в режиме перекрытия (напр. CSI топологии).

Рис.3.45 показывает, в каких случаях IGBT SEMITRANS могут управляться и на каких частотах с драйверами, написанными сверху каждой диаграммы. Для этого по ординатам показан номинальный ток IGBT $I_C@25^0C$. Диаграммы справедливы для SEMIKRON модулей с обозначениями напряжений и серийными номерами 063 (600В), 123 (1200В), и 173 (1700В). Для остальных IGBT модулей значения нужно адаптировать к входным емкостям IGBT, которые могут отличаться в зависимости от их поколения.



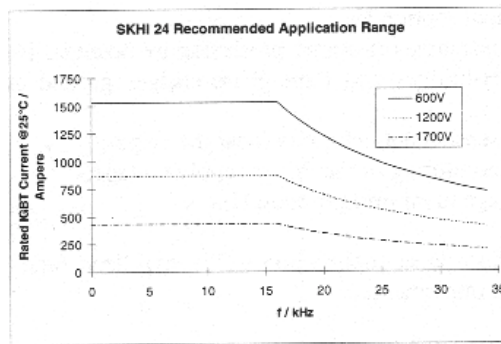


Рис.3.45 Токи и частоты коммутации IGBT SEMITRANS

3.5.8.2 SKiiPPACK драйверы [112], [264]

Все SKiiPPACK драйверы, упомянутые в п.1.5.1 и 1.6 оптимизированы для IGBT кристаллов и индуктивностей внутри SKiiPPACK, что гарантирует оптимальное использование кристаллов, высокую помехозащищенность и высокую степень защиты от сбоев. Как пример, показана на рис.3.46 блок-схема SKiiPPACK двоянного модуля GB драйвера.

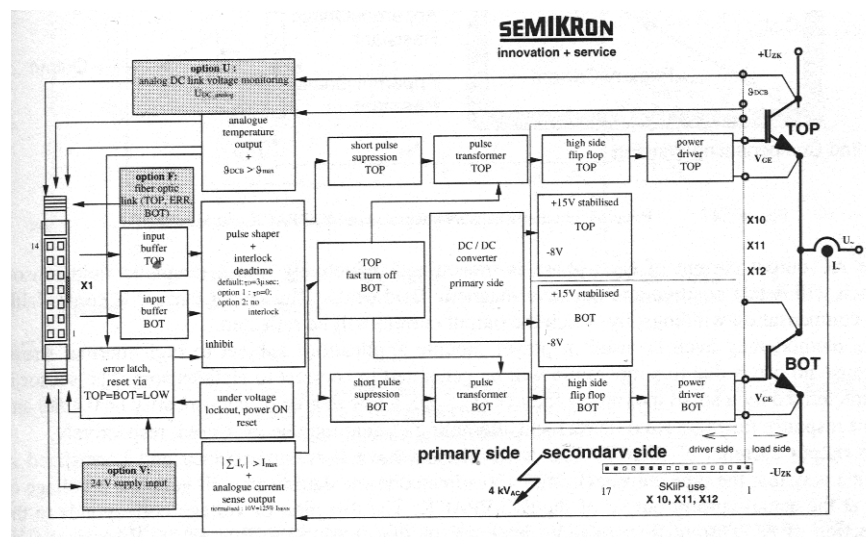


Рис.3.46

Основные особенности SKiiPPACK драйверов:

- +24 В неуправляемый источник питания или +15 В $\pm 4\%$ от потенциала информационного сигнала; встроенный ИБП с гальванической развязкой;
- 15 В CMOS уровень входного сигнала; импульсные трансформаторы
- напряжение изоляции (переменное, 1 мин) первичное/вторичное 3 кВэфф для SKiiPPACK 600 В, 1200 В, 4 кВэфф для SKiiPPACK 1700 В, (3.5 кВэфф для GDL-brake ключа);
- dv/dt – выносливость мин. 75 кВ/мкс (50 кВ/мкс для GDL-brake ключа)
- память ошибок и выход обратной связи ошибок (выход с открытым коллектором)
- по выбору, волоконно-оптический вход (опция F);

- датчики тока, защита на выходе при перегрузках по току / коротких замыканиях при помощи потенциально-изолированных датчиков тока (для H-мостов и 3-фазных мостов в то же время контролируется ток земли);
- датчики температуры радиатора (возле кристаллов);
- контроль за снижением напряжения питания драйвера;
- по выбору, контроль напряжения питания силовой части (опция U).

Для взаимной блокировки реализуется подавление коротких импульсов (< 750 нс), создание мертвой зоны и блокирование верхних/нижних ключей.

Измерение тока и защита при перегрузках по току

Рис.3.47 поясняет принцип измерения аналогового тока при помощи датчиков тока, встроенных в выводы SKiiPPACK.

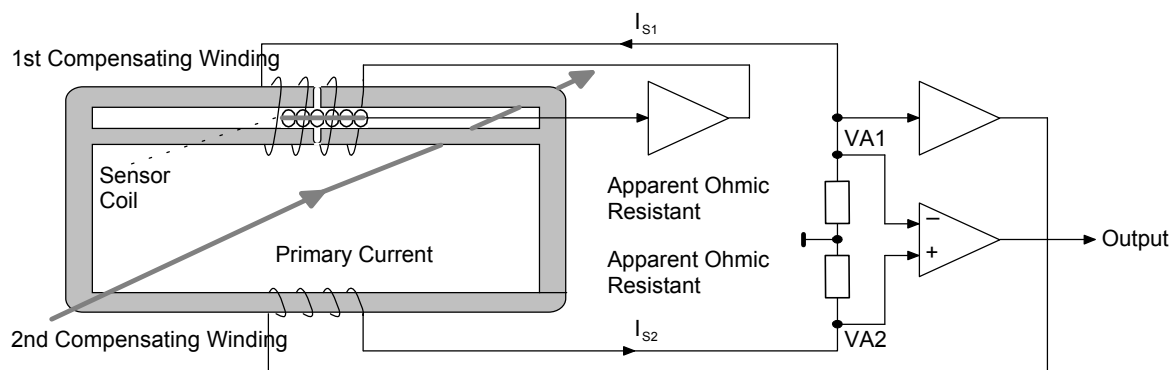


Рис.3.47 Принцип измерения тока в SKiiPPACK и MiniSKiiP 8...I

Выход переменного тока каждой фазы индуктивно передается в магнитное поле датчика, который будет воспринимать импульсы положительного и отрицательного магнитного поля. Датчик тока управляется через компенсирующие обмотки, с помощью которых выходной ток будет отклоняться.

Этот метод может быть также использован в силовых модулях, подвергающихся большим температурным перепадам, поскольку не возникнет никаких сдвигов из-за температуры, в отличие от датчиков Холла. Датчик характеризуется малой погрешностью (< 0.25 %), низкой нелинейностью (< 0.1 %) и высоким быстродействием (< 1 мкс). Можно также измерять постоянный и переменный ток.

Выходные токи датчиков SKiiPPACK драйвера суммируются и нормализуются таким образом, что нормальный ток ($I_{C@25^0C}$), приведенный в справочных данных, будет давать напряжение 8 В на рабочем выходе тока SKiiPPACK. Направление напряжения соответствует направлению переменного тока (> 0 В: ток из SKiiPPACK, < 0 В: ток в SKiiPPACK).

Как только достигается 125 % от $I_C@25^0C$, это напряжение будет возрастать до своего максимального значения 10 В, и ОСР внутри SKiiPACK будет выключено (ОСР: защита от перегрузок по току). IGBT закроются в течение 1 мкс и установится память ошибок.

Рис.3.48 поясняет преимущества ОСР по сравнению с защитой от перегрузок по току с помощью контроля V_{CE} .

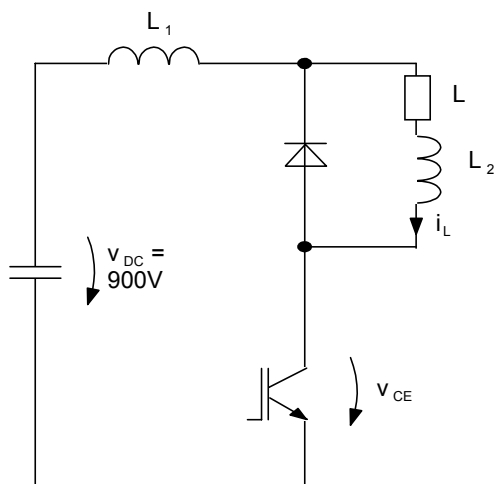


Рис.3.48 Характеристики тока и напряжения при перегрузках по току I для контроля V_{CE} и ОСР

- 1) v_{CE} - характеристика при выключении с перегрузкой и контролем V_{CE}
- 2) i_L - характеристика (инверсная) при выключении с перегрузкой и контролем V_{CE}
- 3) v_{CE} - характеристика при выключении с перегрузкой и ОСР
- 4) i_L - характеристика (инверсная) при выключении с перегрузкой и ОСР

С ОСР перегрузка по току обнаружится раньше, чем с контролем V_{CE} , поскольку не требуется времени для пропускания сигнала. Кроме того, пороговый уровень выключения не зависит от температуры, как с V_{CE} контролем, где, например, $I_{CEERROR} = 1.25 I_C@25^0C$ устанавливается для $V_{CEERROR}@125^0C$. Благодаря положительному температурному коэффициенту напряжения насыщения в NPT-IGBT, может протекать значительно больший ток коллектора при достижении порога переключения $V_{CEERROR}@125^0C$ в холодном IGBT (примерно в два раза при 25^0C / три раза при -25^0C).

Большие токи коллектора могут быть в результате большого превышения напряжения при выключении.

Возможности современных IGBT очень быстро выключаться при разном управлении затвора (сопротивление затвора R_{Goff}), однако может вызвать большие перенапряжения при выключении даже при короткозамкнутом мягком выключении, что в большинстве случаев требует отклонение от нормы I_C .

Измерение температуры и защита при перегревах

Измерение температуры производится РТС-резистором с почти линейной характеристикой, он располагается на DCB-подложке одной фазы. Выходной сигнал усиливается и нормализуется как аналоговый сигнал с максимальной ошибкой 5 % в диапазоне 40...125 °C и используется для выключения при перегревах 115 °C ± 3 К.

Нормализованный аналоговый сигнал составляет 2 В при 41.5 °С и 10 В при 117.5 °С.

Контроль напряжения питания силовой части (опция U)

Напряжение питания силовой части контролируется с помощью дифференциального усилителя с высоким входным сопротивлением, который отвечает требованиям стандарта VDE 0160/EN 50178 (безопасная электрическая изоляция).

Нормализованный выходной сигнал 9 В соответствует напряжению V_{dmax} (ошибка измерения 2 %).

Получение аналоговых сигналов

Благодаря основательной ЭМП-согласованной концепции драйвера, часто конструкция выполняется без экранирования проводов, даже при большой их длине.

Для гарантирования безукоризненной обработки аналоговых сигналов в SKiiPPACK, однако, важно избегать петель на общем проводе и падений напряжения на измерительных проводах, которые не вызваны измерительными сигналами. Поэтому, измеряемые токи должны проходить со стороны общей шины через AUX-GND- контакты, а не через общие провода источника питания (см.рис.3.49).

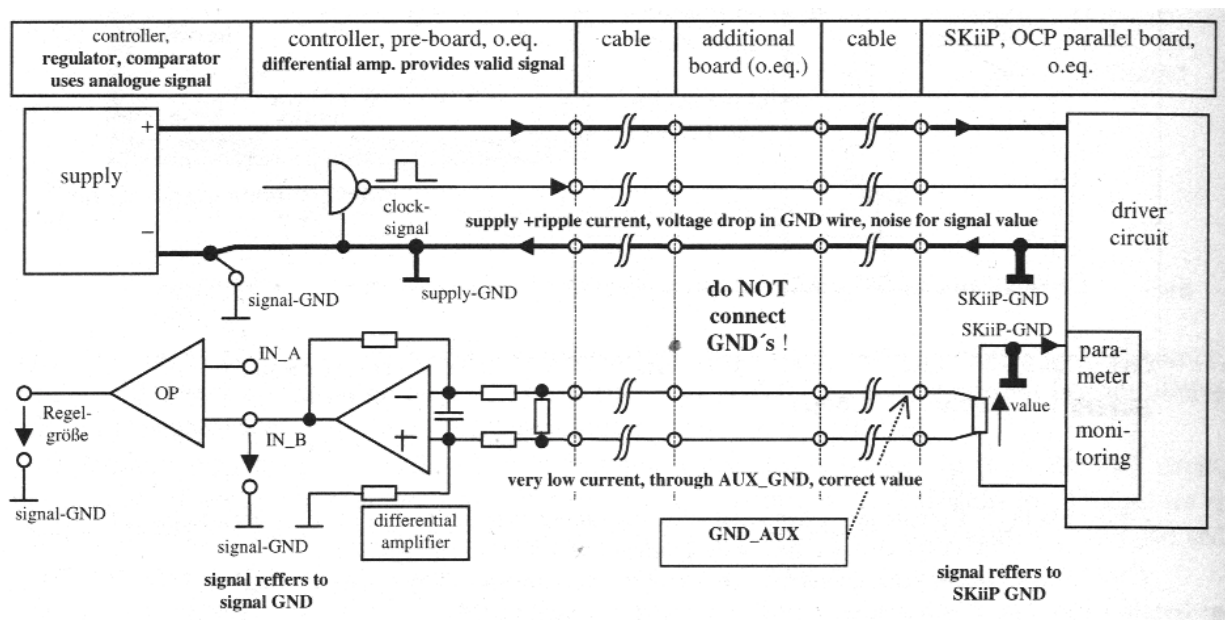


Рис.3.49 Обработка выходных аналоговых сигналов в SKiiPPACK

При сильных помехах в окружающей среде мы рекомендуем получать все аналоговые сигналы через дифференциальный усилитель относительно вспомогательной земли (SEMIKRON: AUX-GND). Оставшиеся помехи должны фильтроваться НЧ фильтрами.

Другие рекомендации к применению SKiiPPACK драйверов даны в справочных данных SEMIKRON [264].

3.6 Режимы неисправностей и защита

3.6.1 Типы неисправностей

Компоненты, используемые в силовой технике, должны быть защищены от перегрузок в любом рабочем состоянии – т.е. они должны быть защищены от выхода из области безопасной работы (SOA), приведенной в справочных данных. Выход из SOA вызовет повреждение и, следовательно, уменьшит срок службы компонента. В худшем случае, компонент мгновенно выйдет из строя. Поэтому очень важно первоначально определить критические состояния и неисправности, и впоследствии на них соответствующим образом реагировать.

Пояснения в этом разделе относятся в основном к IGBT, но также могут применяться и к силовым MOSFET по аналогии. Специальные замечания к MOSFET приводятся отдельно.

Неисправности, связанные с токами

Такие неисправности происходят из-за токов коллектора-/стока, которые превышают стандартные рабочие значения в определенных устройствах из-за ошибок в управлении или нагрузке.

Они могут привести к повреждению силовых полупроводников следующим образом:

- температурное разрушение при высоких рассеиваемых мощностях,
- динамический пробой,
- статическое или динамическое запираение,
- перенапряжения из-за перегрузок по току.

Различаются по следующим токовым неисправностям:

Перегрузка по току

Особенности:

- низкая di/dt тока коллектора (в зависимости от индуктивности нагрузки и управляющего напряжения),
- ток перегрузки проходит через источник питания,
- транзистор переходит в режим насыщения,

Причины:

- уменьшенный импеданс нагрузки,
- ошибка в управлении инвертором,

Ток при коротком замыкании

Особенности:

- очень резкий ток коллектора di/dt ,
- ток перегрузки проходит через источник питания,
- транзистор не переходит в режим насыщения,

Причины:

- замыкание плеча (case 1 на рис.3.50)
 - + испорчен ключ
 - + неверные импульсы драйвера для ключей моста
- замыкание в нагрузке (case 2 на рис.3.50)
 - + испорчена изоляция
 - + ошибки оператора (неправильное подключение проводов и т.д.)

Перегрузка по току через общий провод (case 3 на рис.3.50)

Особенности:

- ток коллектора di/dt зависит от индуктивности земли и управляющего напряжения
- неисправная цепь земли не закрывается через источник питания
- насыщение транзистора зависит от значения сбойного тока

Причины:

- соединение между проводником под напряжением и потенциалом земли (пробой изоляции или ошибки оператора)

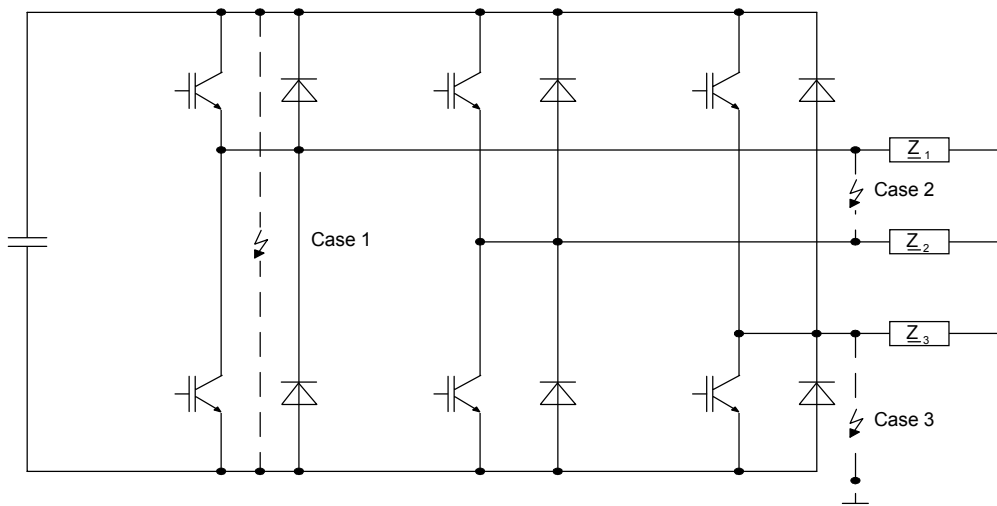


Рис.3.50 Неисправности, связанные с токами

Перенапряжения

Мы говорим об опасных перенапряжениях, вызванных превышением напряжений пробоя силовых полупроводников. Это относится к транзисторам, а также к диодам.

По отношению к IGBT и MOSFET перенапряжения могут произойти между коллектором и эмиттером (или стоком и истоком) – т.е. между основными выводами – а также между затвором и эмиттером (или затвором и истоком) - т.е. между выводами управления.

Причины перенапряжений между основными выводами:

На рис.3.51 показаны различные типы перенапряжений между основными выводами силовых полупроводников на примере цепи коммутации

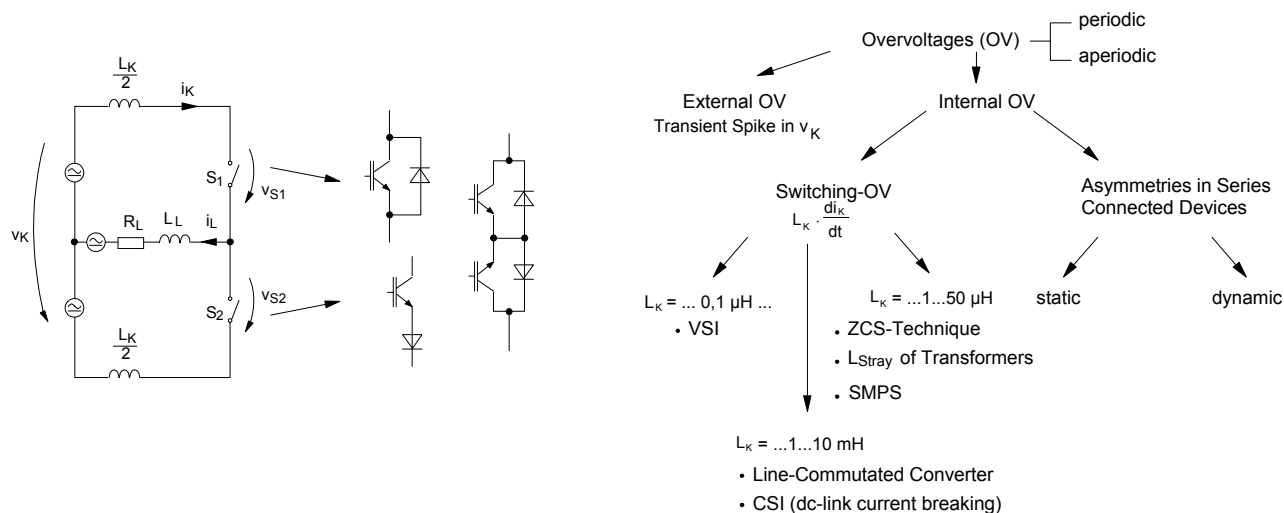


Рис.3.51 Типы перенапряжений

Перенапряжения в цепи коммутации можно по принципу разделить на внешние и внутренние.

В этом отношении внешние перенапряжения можно понимать как переходное возрастание подаваемого коммутационного напряжения v_K . Это может произойти, например, в сети постоянного напряжения электрического сцепления. Возросшие постоянные напряжения силовой части рассматриваются таким же образом (вызванные напр. активной обратной связью нагрузки или ошибками управления импульсными выпрямителями).

Следующие процессы типичны для возникновения перенапряжений при коммутации:

- активное выключение тока нагрузки i_L активными элементами ключей S_1 и S_2 при нормальной работе преобразователя:

В большинстве применений SMPS (ИБП) индуктивность L_K из-за паразитной индуктивности трансформаторов может составлять 10 – 100 мкГн.

- di/dt обратного восстановления при пассивном выключении (обратное восстановление) быстрых диодов в преобразователях с жесткой коммутацией или с ZCS:

по принципу работы, в ZCS-преобразователях может возрасти индуктивность коммутации в пределах 10 мкГн (см.п.3.8)

- высокое di/dt (...10 кА/мкс...) в случае коротких замыканий и при выключении токов короткого замыкания в преобразователях с постоянным напряжением питания силовой части,
- активное прерывание токов источника питания в CGI-топологии (большие индуктивности).

Кроме того, перенапряжения в силовых электронных устройствах могут быть вызваны статической или динамической асимметрией последовательно соединенных ключей (см.п.3.7).

Перенапряжения при нормальной работе преобразователя и при неисправностях могут появляться периодически (...Гц...кГц...) или аperiodически.

Причины перенапряжений между управляющими выводами:

- неисправность источника питания драйвера,
- dv/dt – обратная связь (ток смещения затвора) через емкость Миллера (напр. короткое замыкание II, см.п.3.6.2),
- эмиттер/исток - di/dt – обратная связь (см.п.3.4.1),
- возросшее напряжение затвора при активной фиксации уровня (см.п.3.6.3.2).

Перегрев

Опасным становится перегрев, если превышает максимальная температура перехода, данная производителем (напр. 150 °С для кремниевых устройств).

При работе инвертора перегрев может произойти по причине:

- возросшей рассеиваемой энергии из-за перегрузок по току,
- возросшей рассеиваемой энергии из-за неисправных драйверов,
- неисправность системы охлаждения.

3.6.2 Поведение IGBT и MOSFET при перегрузках и коротких замыканиях

Перегрузка:

В основном, при перегрузках параметры коммутации и в открытом состоянии не отличаются от «стандартной работы» с номинальными условиями. Для того, чтобы не превышалась максимальная температура перехода, нужно ограничивать пределы перегрузки, поскольку возросший ток нагрузки повлечет за собой возрастание рассеиваемой мощности в устройстве. Поэтому установлены предельное значение температуры перехода и число циклов температурной перегрузки, которые приводятся в справочных данных на SOA-диаграммах.

На рис.3.52 показан выбранный пример для MOSFET и IGBT.

Короткое замыкание:

В принципе MOSFET и IGBT стойки к коротким замыканиям, т.е. они могут подвергаться коротким замыканиям при определенных данных условиях, и затем выключаться без повреждения силового полупроводника.

При рассмотрении коротких замыканий (с помощью IGBT), различат два разных случая.

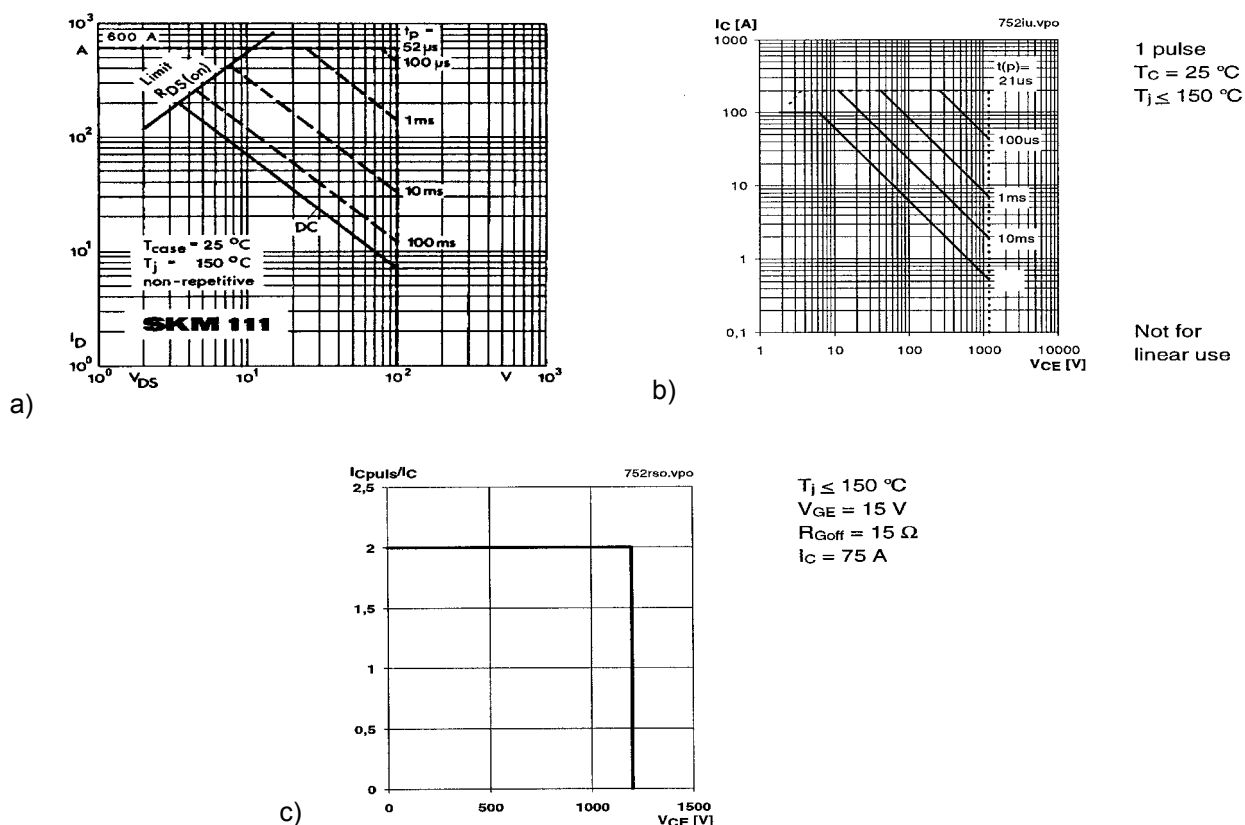


Рис.3.52 SOA-диаграммы для MOSFET и IGBT

- a) макс. безопасная область работы MOSFET SKM111
- b) макс. безопасная область работы IGBT SKM100GB123D
- c) безопасная область работы при выключении (!периодическом!) IGBT SKM100GB123D

Короткое замыкание I (SC I)

В случае SC I транзистор включается на имеющееся короткое замыкание нагрузки, т.е. все напряжение питания приложено к транзистору до короткого замыкания. di/dt короткого замыкания определено параметрами драйвера (напряжение драйвера, резистор затвора). Этот возросший ток транзистора вызовет падение напряжения на паразитной индуктивности короткого замыкания, которое показано как рост характеристики напряжения коллектор-эмиттер (рис.3.53).

Стационарные токи короткого замыкания подстраиваются под значение, которое определено выходной характеристикой транзистора. Типичные значения для IGBT составляют 8-10 номинальных токов (см.рис.3.56b).

Короткое замыкание II (SC II)

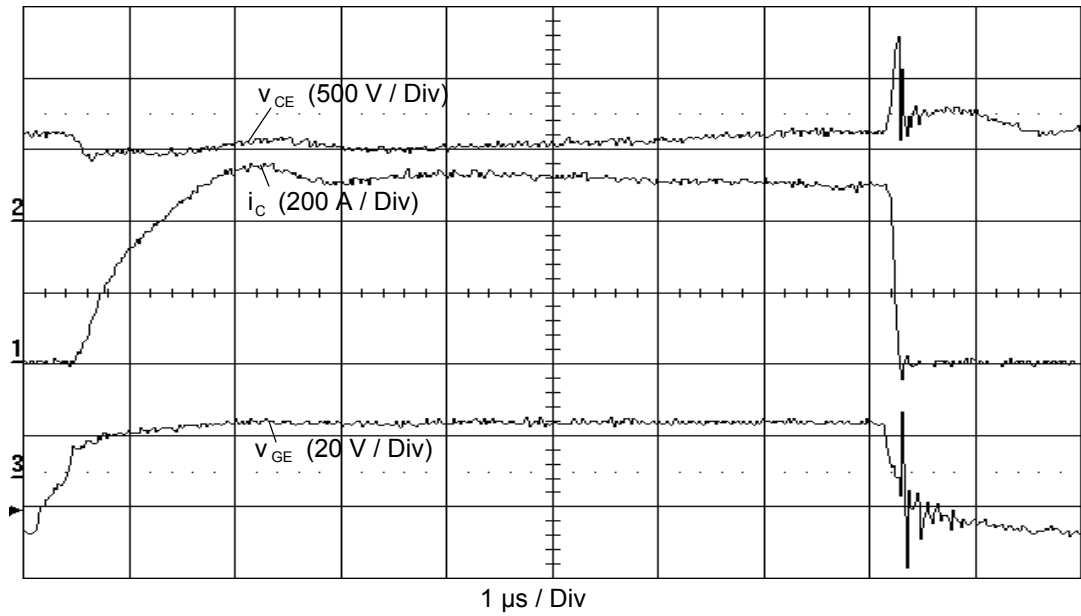
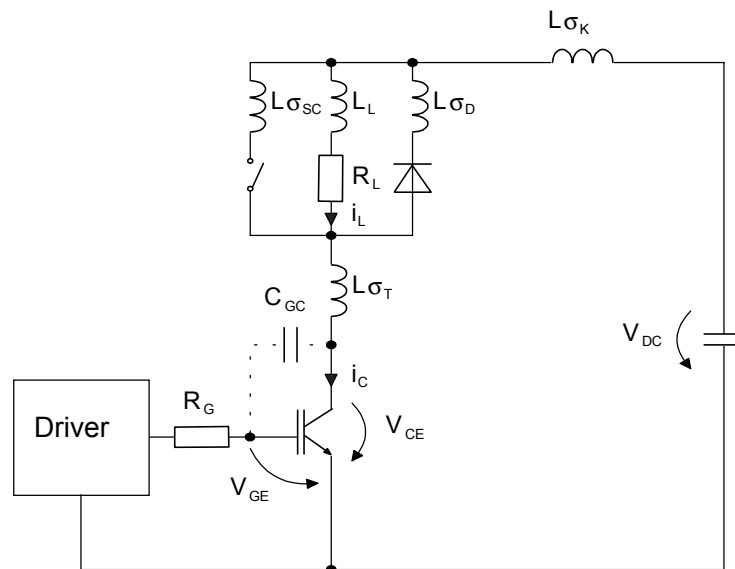


Рис.3.53 SC I характеристики IGBT (SKM100GB123D)



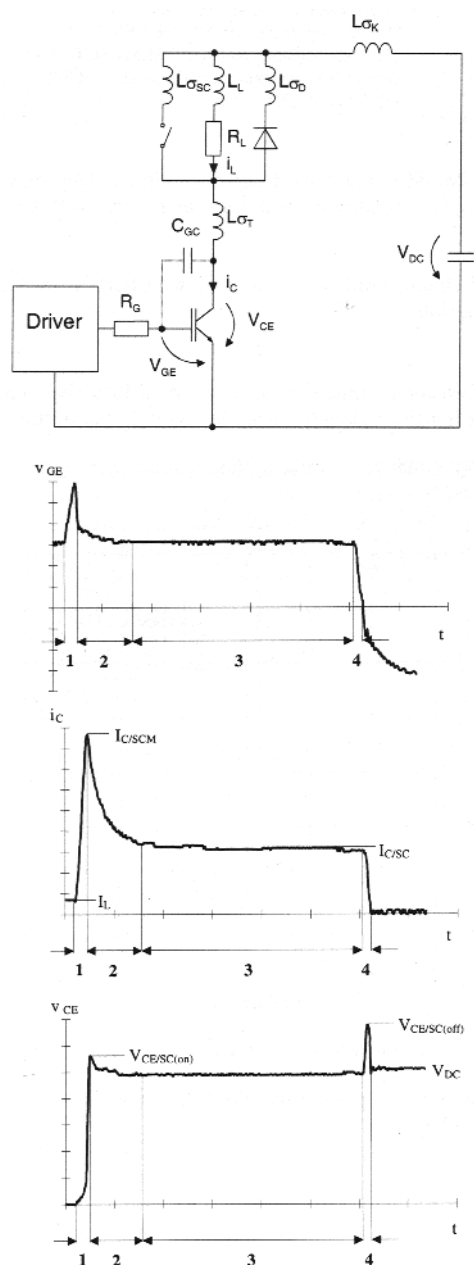


Рис.3.54 Эквивалентная схема и характеристики SC II [194]

В этом случае транзистор уже включен до того, как произошло короткое замыкание. По сравнению с SC I, в этом случае транзистор подвергается большим перегрузкам.

На рис.3.54 показана эквивалентная схема и характеристики для пояснения SC II. Как только происходит короткое замыкание, очень резко начнет увеличиваться ток коллектора. di/dt определяется напряжением питания V_{DC} и индуктивностью петли короткого замыкания.

В течение интервала времени 1 IGBT обедняется. В результате высокое dv/dt напряжения коллектор-эмиттер вызовет ток смещения через емкость затвор-коллектор, из-за чего возрастет напряжения затвор-эмиттер. Это в свою очередь создаст динамический выброс тока короткого замыкания $I_{C/SCM}$.

После прохождения фазы обеднения, ток короткого замыкания упадет до своего постоянного значения $I_{C/SC}$ (интервал 2). В течение этого процесса напряжение будет индуцироваться на паразитной индуктивности, что вызовет перенапряжение на IGBT.

За стационарной фазой короткого замыкания (интервал 3) следует прекращение протекания тока короткого замыкания по направлению к коммутационной индуктивности цепи L_K , что опять будет причиной перенапряжения на IGBT (интервал 4).

Перенапряжения в транзисторе при коротком замыкании могут превысить рабочие значения в несколько раз.

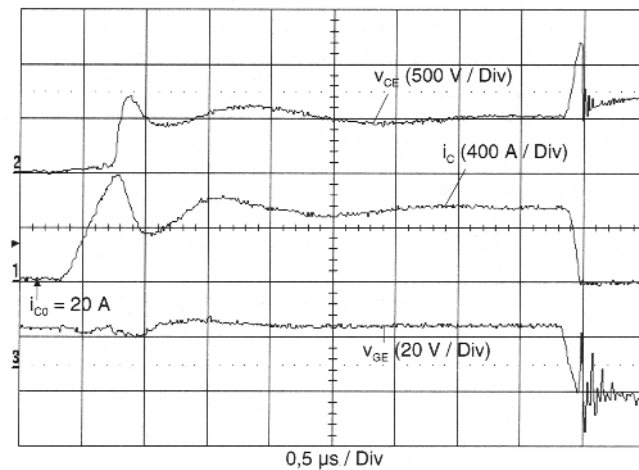


Рис.3.55 SC II характеристики IGBT (SKM100GB123D с ограничением уровня затвора)

SOA диаграмма при коротком замыкании из справочных данных на IGBT показывает пределы безопасного управления при этом (рис.3.56a).

Для гарантии безопасной работы должны удовлетворяться следующие важные граничные условия:

- короткое замыкание должно быть обнаружено и устранено в течение времени до 10 мкс,
- время между двумя короткими замыканиями должно быть не более 1 с,
- IGBT не должен подвергаться более чем 1000 коротких замыканий за весь его срок службы.

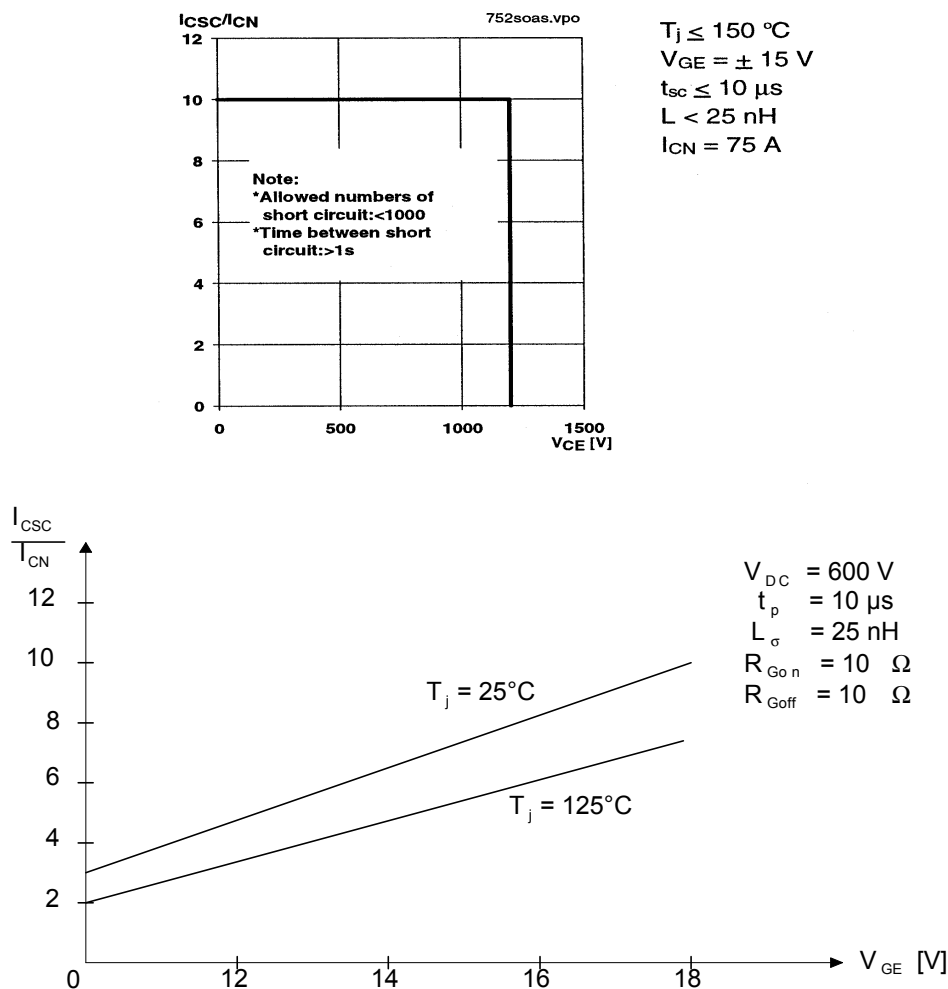


Рис.3.56 SOA при коротком замыкании NPT-IGBT (SC SOA)

- зависимость нормализованного тока короткого замыкания от напряжения коллектор-эмиттер (SKM100GB123D)
- зависимость нормализованного тока короткого замыкания от напряжения затвор-эмиттер (основная)

На рис.3.56 показано влияние напряжения затвор-эмиттер и температуры перехода на стационарный ток короткого замыкания. Замыкания I и II будут причиной высокой рассеиваемой мощности в транзисторе, из-за чего вырастет температура перехода. Здесь положительный температурный коэффициент напряжения коллектор-эмиттер имеет благоприятное воздействие (это также относится к напряжению сток-исток), поскольку уменьшит ток коллектора при стационарном коротком замыкании (см. ри.3.56b).

Возможности надежного определения предельных токов и ограничения при перенапряжениях изложены в п.3.6.3.

3.6.3 Обнаружение перегрузок и защита

Неполадки в инверторах можно определить разными способами и реакция на обнаруженные сбои может очень отличаться.

Мы говорим о быстрой защите, когда неполадка обнаружена внутри ключа и ключи непосредственно закрываются драйвером. Общее время реагирования ключа может составлять какие-то 10 наносекунд.

Если сбой обнаружен не в ключах, сигнал ошибки передается на плату управления, которая уже на него реагирует. Это называется медленной защитой. Протекающие процессы одинаково относятся и к управлению преобразователем (напр. система реакции на перегрузку). Современные преобразователи часто комбинируют медленную и быструю защиту в зависимости от специфики применения.

Сравнительный анализ концепций защиты изложен в [194].

3.6.3.1 Обнаружение и снижение токов перегрузки

Обнаружение токов перегрузки

На рис.3.57 показана цепь источника напряжения инвертора. Здесь точки измерения обозначены в тех местах, где обнаружены перегрузки по току.

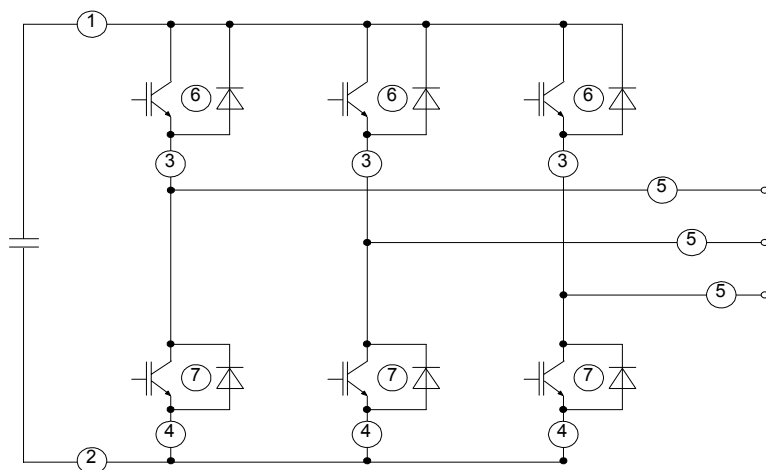


Рис.3.57

Токи перегрузок можно разделить на:

Перегрузка по току: обнаруживается в точках 1-7

Замыкание плеча: обнаруживается в точках 1-4 и 6-7

Замыкание в нагрузке: обнаруживается в точках 1-7

Замыкание земли: обнаруживается в точках 1, 3, 5, 6 или вычислением разности между точками 1 и 2

Принципиально, контролируемые токи коротких замыканий требуют быстрой реакции на управление выходным состоянием драйвера, поскольку транзистор закроется в течение 10 мкс после замыкания. Для этого токи перегрузки можно контролировать в точках 3, 4, 6 и 7 (с ОСР-драйверами также в точке 5, см.п.3.5.8).

Измерения в точках 1-5 можно выполнять при помощи шунтов (напр. интегрированных в MiniSKiiP) или индуктивных измерительных трансформаторов тока (напр. в OCP-SKiiP и MiniSKiiP).

Измерительные шунты:

- простой способ измерения,
- требует силовой шунт с малым сопротивлением (10...100 мОм) и малой индуктивностью,
- измерительный сигнал высоко чувствительный к помехам,
- измеряемые значения без изоляции потенциалов.

Измерительные трансформаторы тока

- более сложная конструкция по сравнению с измерительным шунтом,
- восприимчивость к помехам измерительного сигнала меньше, чем с измерительным шунтом,
- имеются измеряемые значения с изоляцией потенциалов.

В контролируемых точках 6 и 7 токи перегрузки обнаруживаются прямо на выводах IGBT/MOSFET. Здесь методами защиты являются контроль V_{CEsat} или $V_{DS(on)}$ (непрямой метод измерения) и измерение тока, если используется sense-IGBT (прямой метод измерения). На рис.3.58 показаны принципиальные схемы.

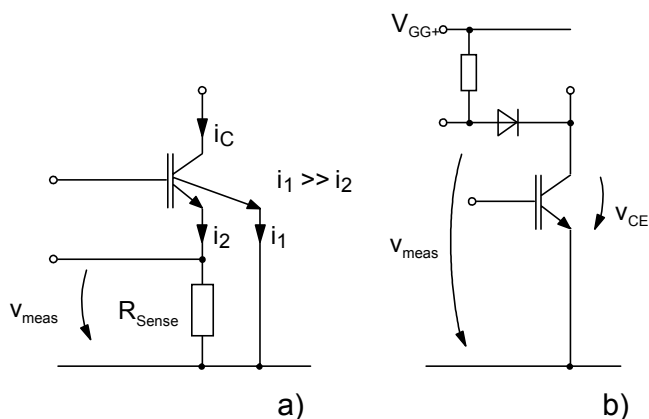


Рис.3.58 Обнаружение токов перегрузки а) измерение тока б) контроль V_{CEsat}

Измерение тока при помощи sense-IGBT

В sense-IGBT sense-эмиттер состоит из нескольких ячеек, через которые протекает два параллельных тока плеча. Информация поступает при протекании коллекторного тока через измерительный резистор. При $R_{Sense} = 0$ коэффициент разделения тока между двумя эмиттерами идеальный, соответствующий соотношению числа чувствительных ячеек к общему числу ячеек. Если R_{Sense} возрастает, проходящий через измерительную цепь ток будет уменьшаться при помощи обратной связи измерительного сигнала. Поэтому

сопротивление R_{Sense} должно быть в пределах 1-5 Ом для получения предельно точного измерения тока коллектора.

Если пороговое значение тока выключения только немного больше номинального тока транзистора, контроль тока не должен влиять на включение IGBT, из-за значительного импульса тока обратного восстановления диода (при жесткой коммутации).

Для очень высоких sense-сопротивлений ($R_{\text{Sense}} \rightarrow \infty$) измеряемое напряжение соответствует напряжению насыщения коллектор-эмиттер, и измерение тока работает как контроль V_{CEsat} .

Контроль V_{CEsat} :

Контроль V_{CEsat} использует соотношение между током коллектора и прямым напряжением, которое приводится в справочных данных транзистора (выходная характеристика).

Напряжение коллектор-эмиттер контролируется при помощи быстрых высоковольтных диодов и сравнивается с номинальным значением. Быстрый процесс обеднения транзистора благоприятствует ускорению обнаружения короткого замыкания. Если транзистор не обедняется по причине повреждения (напр. если есть перегрузка по току и немного возросший ток повреждения земли), применение контроля V_{CEsat} для обнаружения сбоев будет ограничиваться.

Для гарантированного мягкого включения IGBT при нормальной работе, контроль V_{CEsat} должен задерживаться до того времени, как напряжение коллектор-эмиттер упадет ниже номинального значения (см. п.3.5.4). Поскольку в течение этого периода нет защиты от короткого замыкания, время задержки не должно превышать 10 мкс.

Температурная зависимость выходной характеристики, а также параметра распределения негативно влияет на V_{CEsat} контроль. Однако существенное преимущество по сравнению с измерением тока sense-IGBT в том, что эта концепция защиты применима к любому стандартному IGBT/MOSFET.

Уменьшение токов перегрузки

Улучшенную защиту транзисторного ключа можно получить при уменьшении или ограничении высоких токов перегрузки, особенно по отношению к коротким замыканиям и низкоимпедансным токам перегрузки в цепях общего провода.

Как изложено в п.3.6.2, короткое замыкание типа II вызовет динамическую перегрузку по току из-за возрастания напряжения затвор-эмиттер по причине высокого dv_{CE}/dt . Амплитуду тока короткого замыкания можно снизить ограничением напряжения затвор-эмиттер. Варианты схем даны в п.3.6.3.2.

Кроме ограничения динамических токов короткого замыкания, стационарные токи коротких замыканий также можно снизить ограничением напряжения затвор-эмиттер (см.рис.3.56b в п.3.6.2). Это уменьшит потери мощности транзистора на время короткого замыкания. В то же время уменьшится перенапряжение с выключением меньшего тока короткого замыкания. Принцип показан на рис.3.59.

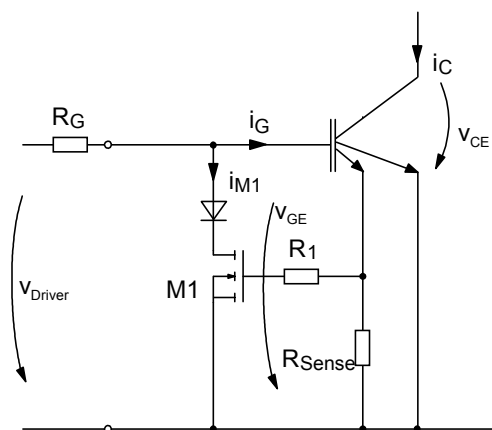


Рис.3.59 Снижение токов короткого замыкания путем ограничения напряжения затвор-эмиттер

Эта схема защиты ограничивает стационарные токи короткого замыкания до значения примерно трех номинальных токов в модулях, описанных в [281].

3.6.3.2 Ограничение перенапряжений

Ограничение перенапряжений между основными выводами

Мероприятия по ограничению перенапряжений между основными выводами (напряжение коллектор-эмиттер, напряжение питания) можно разделить на пассивные цепи снабберов, активное ограничение и динамическое управление затвором.

Независимо от типа ограничения, можно использовать лавинный режим работы MOSFET (см.рис.3.2). Пожалуйста, придерживайтесь предельных значений из справочных данных или спросите производителя о соответствующих предельных значениях.

Пассивные цепи снабберов

Пассивные цепи (снабберы) состоят из пассивных элементов, таких как R, L, C, ограничительные диоды, диоды, варисторы, и т.д.

В дополнение к разделу 3.8.2, последующие пояснения будут рассматривать варианты, которые не отвечают за уменьшение потерь при коммутации.

На рис.3.60 представлены примеры простых схем.

Принцип пассивных цепей-снабберов заключается в предотвращении наведения опасного напряжения из-за индуктивностей коммутационной цепи L_K путем включения конденсаторов, которые поглощают энергию, сохраненную в L_K ($E = L_K/2 \cdot i^2$). Конденсатор

будет заряжен разностью напряжений $\Delta V^2 = L_K/2 \cdot i^2/C$ и установит предел перенапряжения. Поглощенная энергия должна разрядиться между двумя процессами заряда для сохранения работоспособности схемы. С простыми снабберами эта задача выполняется путем преобразования в тепло в резисторах снаббера или обратной связью в конденсаторы питания.

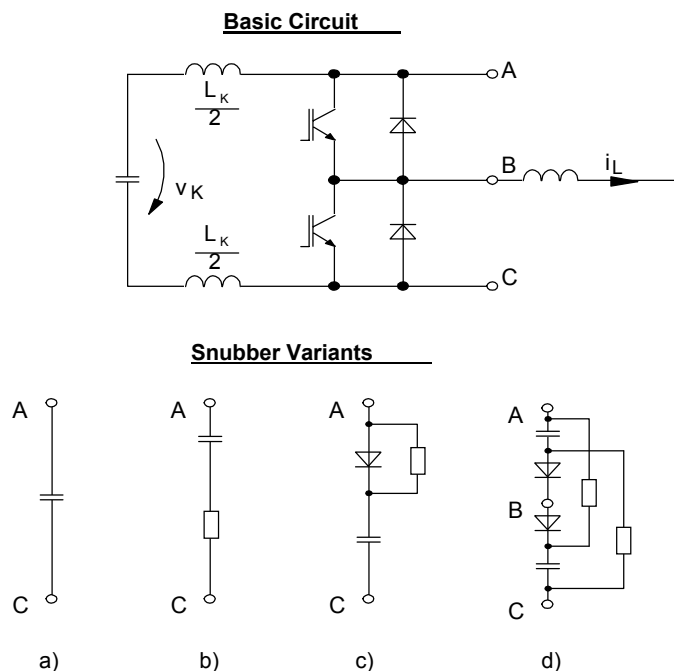


Рис.3.60 Пассивные цепи ограничения напряжения

Простым методом является фиксация напряжения питания прямо на выводах питания силового модуля при помощи конденсатора (пленочный конденсатор и т.п.). Такой способ пригоден для большинства VSI – применений. В этом случае значения емкостей составляют 0.1...2 мкФ (рис.3.60а).

Для поглощения паразитных колебаний между С и L_K , фиксацию напряжения можно получить с помощью RC – цепи (рис.3.60b). Этот способ рекомендуется для низковольтных/сильноточных устройств (напр. MOSFET-преобразователи), во избежание паразитного изменения полярности питающего напряжения на выводах модуля.

Рис.3.60с и d представляют RCD-схемы. Включенные быстрые диоды позволяют снизить перенапряжение при включении и получить параметры мягкого обратного восстановления. Пассивные цепи не требуют активных компонентов, что является дополнительным преимуществом к их простой схеме. С другой стороны, значение предела перенапряжения может сильно зависеть от рабочей точки. Поэтому схему нужно рассчитывать для худшего случая.

Активное ограничение [161], [261], [301]

Активное ограничение MOS-управляемыми транзисторами определяет прямую обратную связь потенциала коллектора/стока к затвору через элемент Зенера. На рис.3.61 показаны основные принципы и варианты на примере IGBT ключа.

Цепь обратной связи состоит из элемента Зенера Z и дополнительного диода D_s , который не дает протекать току драйвера к коллектору, когда IGBT включен. Если напряжение коллектор-эмиттер достигает напряжения лавинного пробоя элемента Зенера, через обратную связь начнет протекать ток в затвор IGBT, что увеличит потенциал затвора до значения, взятого из переходной и выходной характеристики IGBT ($i_c = f(v_{CE}, v_{GE})$) (рис.3.62). Процесс ограничения будет все время, пока подается ток через последовательную индуктивность. Приложенное к транзистору напряжение будет определяться вольтамперной характеристикой элемента Зенера. Транзистор работает в активной зоне своей выходной характеристики (!!безопасная область работы!!) и преобразовывает энергию, сохраненную в L_K , в тепло (рис.3.62.). Рис.3.62 поясняет эти корреляции при помощи типичных характеристик.

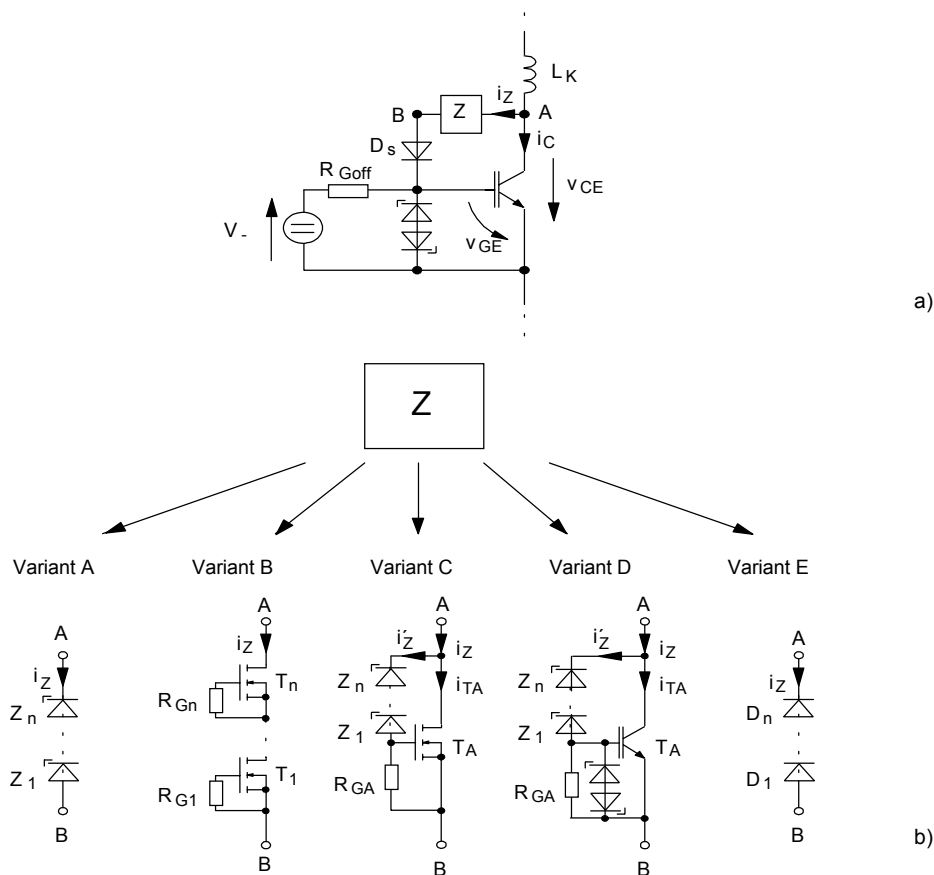


Рис.3.61 Основной принцип (a) активного ограничения и варианты (b)

Импульс тока заряда затвора необходим для повышения напряжения на затворе в начале процесса ограничения, что хорошо видно на рис.3.62.

Выбор подходящего варианта зависит от средней рассеиваемой мощности в элементе Зенера. Это основано на следующем принципе: чем выше разность напряжений между коммутационным напряжением и напряжением ограничения, тем ниже рассеиваемая мощность в ограничивающей схеме. Другим критерием выбора может быть скорость нарастания характеристики Зенера (рис.3.63).

Вариант А на рис.3.61 можно очень легко реализовать и можно использовать в схемах с малой энергией ограничения (напр. в импульсных преобразователях напряжения).

MOSFET и диоды в вариантах В и Е работают в режиме лавинного пробоя. В вариантах С и D MOSFET/IGBT служат усилителем тока Зенера, вариант D характеризуется очень высокой выносливостью.

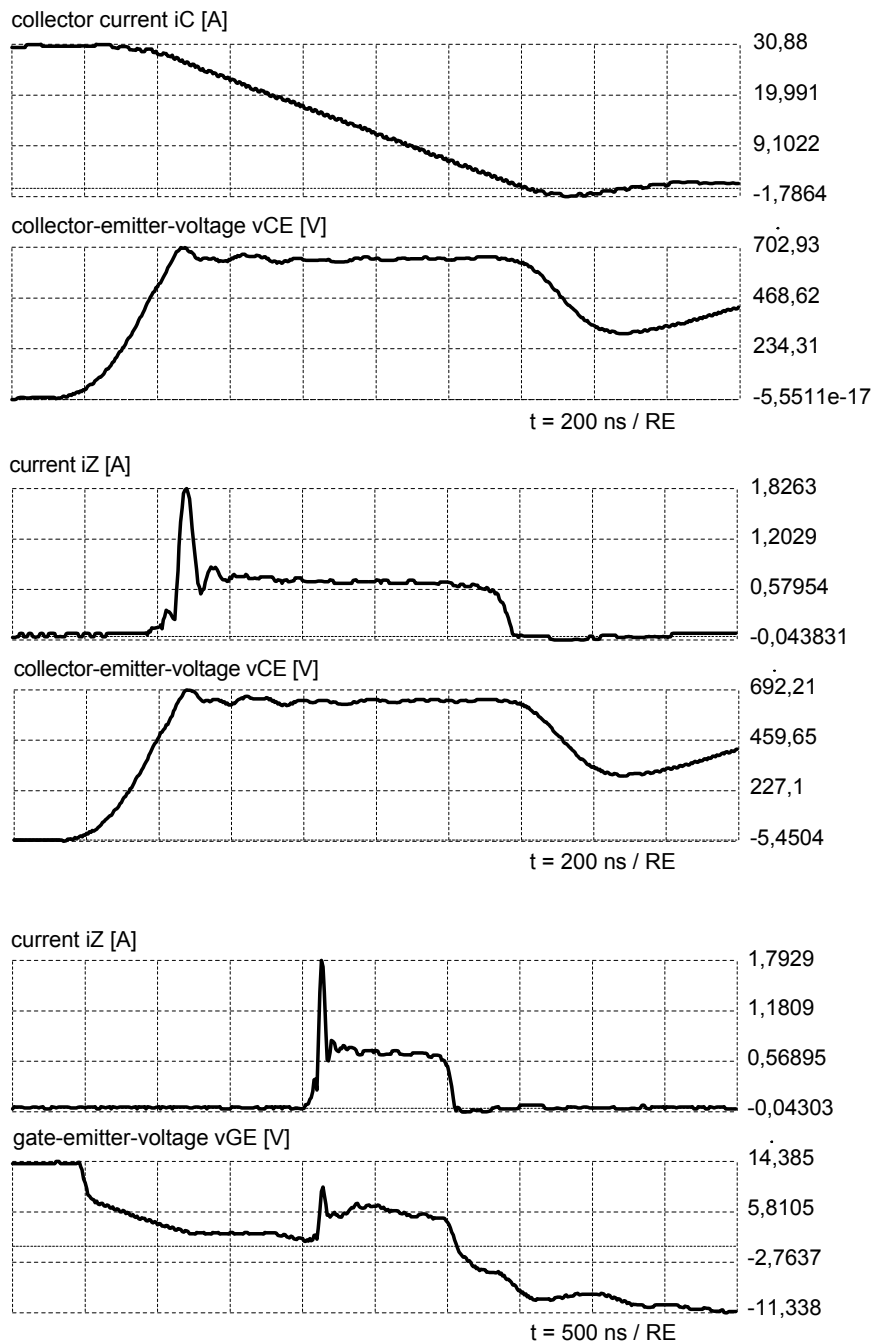


Рис.3.62 Типичные характеристики напряжения и тока при активном ограничении (вариант А), ($v_K = 400$ В, $v_{cl} = 640$ В, $i_{c0} = 30$ А, $L_K = 10$ мГн, $T_j = 30$ °С, $V_- = -15$ В, SKM100GB123D)

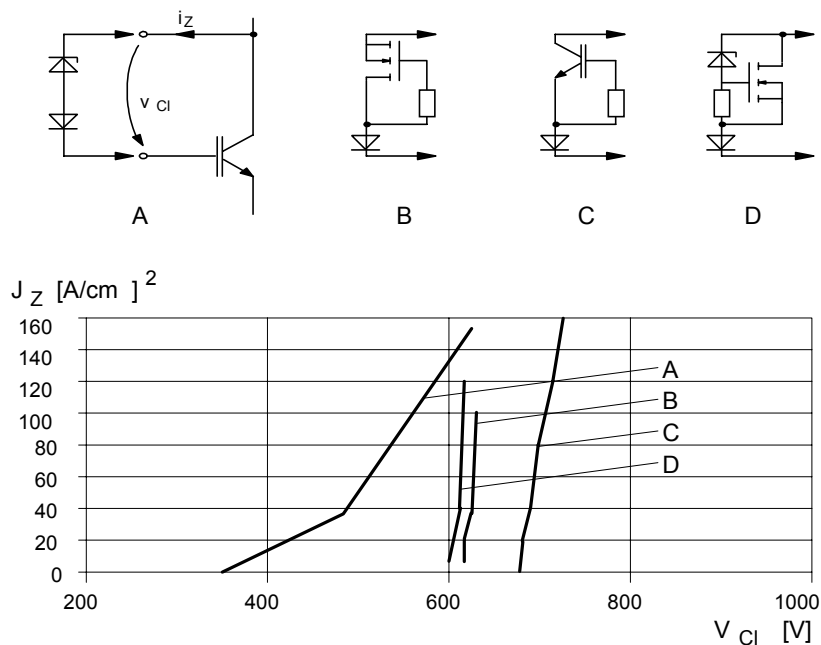


Рис.3.63 Статические характеристики выбранных элементов Зенера [194]

A: Ограничительный диод 06KE350, B: BUZ90 при лавинном пробое
C: BUP400 при лавинном пробое, D: BUZ78 в качестве усилителя

Особенности активного ограничения суммируются в следующем:

- простая схема,
- защищаемый транзистор является частью схемы защиты и преобразует основную часть сохраненной в L_K энергии при ограничении,
- не требуется мощных резисторов и снабберных конденсаторов,
- резкая характеристика ограничения,
- напряжение коммутации ограничивается независимо от рабочей точки преобразователя,
- принцип не требует отдельного мощного источника,
- можно использовать обычные драйверы,
- точно также ограничиваются перенапряжения при обратном восстановлении di/dt в диодах,
- есть возможность дополнить каждый отдельный транзисторный ключ схемой ограничения или одним главным ограничителем для одной или нескольких пар ключей.

Принцип активного ограничения использовался в промышленности до настоящего времени, только для защиты от коротких замыканий в преобразователях с постоянным напряжением питания, где ограничение работает только в случае неисправности преобразователя при сравнительно низкой энергии.

Исследования, описанные в [161], показывают, однако, что процесс активного ограничения может также иметь преимущества при периодической работе ZCS-ключа и высокой энергии.

(частота ограничения 15...30 кГц). В итоге возможности и ограничения этой концепции защиты все еще проходят расширенные исследования и доработки. Это особенно относится для IGBT с короткой периодической работой и MOSFET на активном участке выходной характеристики.

Динамическое управление затвором

В процессе динамического управления затвором, di/dt , dv/dt и следовательно вызванные перенапряжения непосредственно определяются драйвером.

Другой, более простой защитой с динамическим управлением затвором является замедление выключения IGBT и MOSFET в случае перегрузок по току или коротких замыканий применением последовательных резисторов затвора с большим сопротивлением (напр. часть драйвера SEMIKRON SKHI 23) или выключение определенным током (управление источником тока) (рис.3.64).

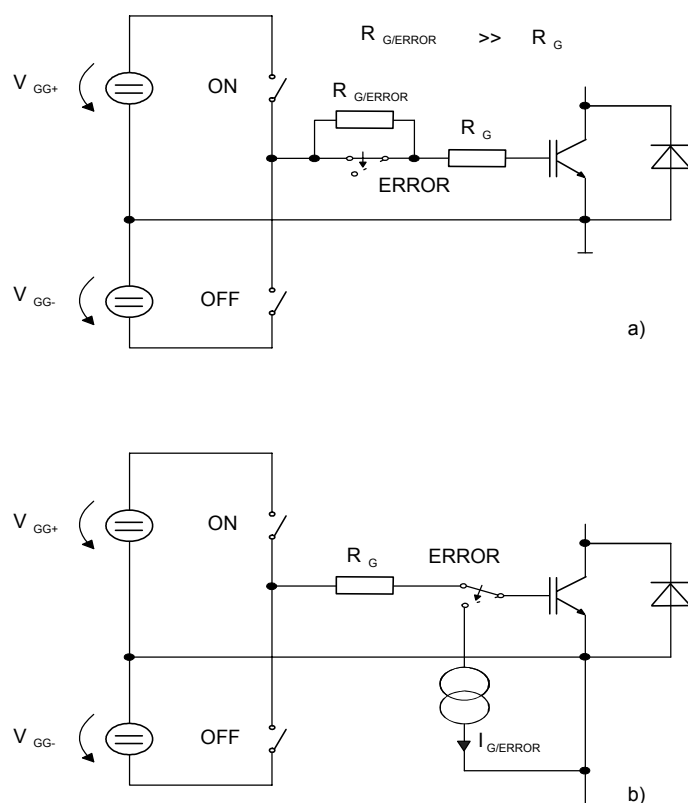


Рис.3.64 Процесс возможного замедления выключения при неполадках в работе инвертора: возросшее R_{Goff} (a); управление источником тока (b)

В драйверах [9], [47], и [61] контролируется dv/dt и di/dt IGBT/MOSFET и поступает в обратную связь драйвера (рис.3.65).

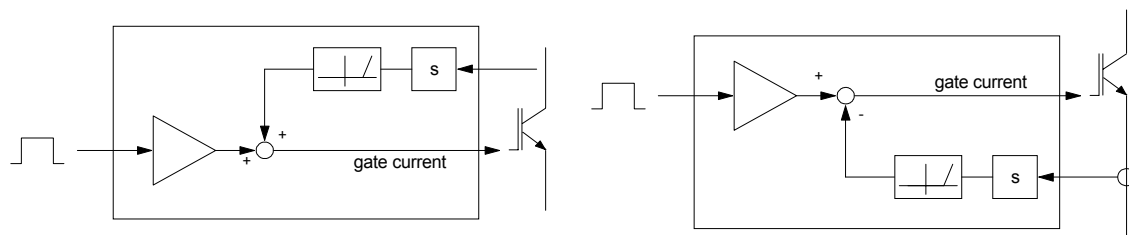


Рис.3.65 Прямой контроль dv/dt и di/dt

Здесь информация о dv/dt или di/dt берется при помощи индуктивности в цепи эмиттера или емкости в цепи коллектора соответственно.

Ограничение перенапряжений между управляющими выводами

Ограничение перенапряжений между управляющими выводами требуется для поддержания максимального напряжения затвор-эмиттер/затвор-исток с одной стороны, и для ограничения амплитуды динамического короткого замыкания с другой.

На рис.3.66 показаны варианты простых схем. Для оптимизации эффективности ограничивающие цепи должны скручиваться для низкой индуктивности и располагаться как можно ближе к затвору.

3.6.3.3 Определение перегрева

Прямое измерение температуры перехода возможно только в случае, если датчик температуры очень близко расположен к полупроводниковому компоненту (напр. монолитная интеграция или при соединении кристаллов датчика температуры и силового полупроводника). Информацию о температуре затем можно получить при оценке запирающих токов диода или тиристора. Однако технологии такого рода до сих пор применялись только в smart-power компонентах.

Passive Gate Clamping

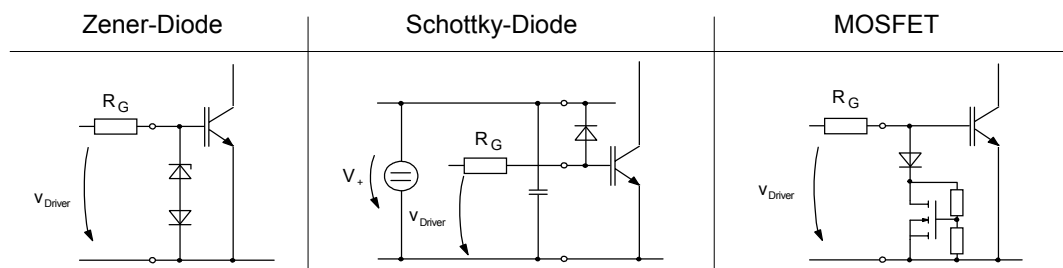


Рис.3.66 Простые цепи ограничения напряжения на затворе [194]

В устройствах с транзисторными силовыми модулями температура измеряется снаружи модуля, с радиатора, или внутри модуля с помощью терморезисторов, находящихся рядом с силовым полупроводниковым кристаллом (напр. SEMIKRON SKiiP/MiniSKiiP).

3.7 Параллельное и последовательное включение MOSFET, IGBT и SKiPPACK модулей

3.7.1 Параллельное включение

3.7.1.1 Сложности с разделением тока

Для улучшения способности пропускать ток силовыми электронными ключами, IGBT и MOSFET могут быть подключены параллельно.

При параллельном включении силовых модулей, транзисторы и необходимые обратные диоды также параллельны. Так как параллельное включение быстрых диодов уже изложено в п.1.3.5.2, далее будут рассматриваться только специальные характеристики IGBT/MOSFET.

Максимальное использование ключа в параллельном соединении может быть получено в случае идеальной статической (напр. в открытом состоянии) и динамической (напр. в момент коммутации) симметрии одиночных ключей (разделение тока).

Поэтому, оптимальные условия симметрии играют главную роль для параллельного соединения на практике.

На разделение тока в основном влияют следующие факторы:

Фактор	Влияет на	
	Статическую симметрию	Динамическую симметрию
<u>IGBT/MOSFET параметры</u>		
$V_{CEsat} = f(i_C, V_{GE}, T_j)$ или $R_{DSon} = f(V_{GS}, T_j)$	x	
$i_C = f(V_{GE}, T_j)$ или $i_D = f(V_{GS}, T_j)$		x
$V_{GE(th)}$ или $V_{GS(th)}$		x
$t_{d(on)}$, $t_{d(off)}$, t_r , t_f (вместе с параметрами драйвера)		x
<u>Цепь коммутации</u>		
Общая индуктивность (внутри модуля + снаружи модуля)	(x)	x
<u>Цепь драйвера</u>		
Выходной импеданс драйвера (включая последовательные сопротивления затвора)		x
Общая индуктивность (внутри модуля + снаружи модуля)		x
Индуктивность цепи драйвера, через которую проходит ток коллектора/стока		x

Влияние напряжения насыщения и $R_{DS(on)}$ соответственно

Падение напряжения в открытом состоянии одинаково для обоих параллельных транзисторов. Распределение тока зависит от отклонений выходных характеристик. На

рис.3.67 показано, как распределен ток нагрузки между двумя параллельными IGBT с разными выходными характеристиками.

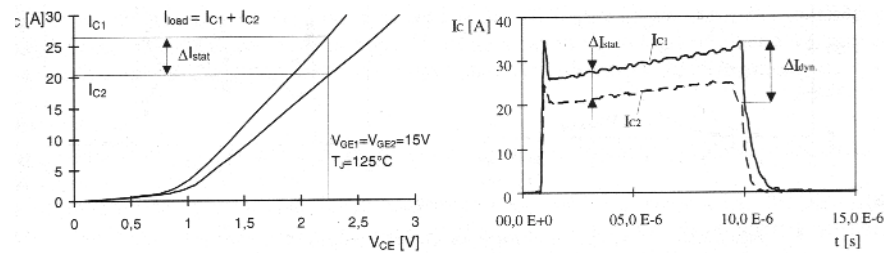


Рис.3.67

В начале, основная часть тока проводится транзистором с меньшей характеристикой насыщения, у которого поэтому большие потери при коммутации и в открытом состоянии, и, следовательно, быстрее будет расти температура перехода.

Поэтому, температурный коэффициент (ТС) напряжения насыщения играет решающее значение. Если ТС положительный, т.е. если напряжение насыщения растет вместе с температурой, ток будет сдвинут к транзистору, который пропускал меньший ток в начале. В результате ток будет (идеально) ровно распределен между двумя транзисторами. Поэтому силовые полупроводники с положительным ТС предпочтительней для параллельного включения.

ТС NPT IGBT положителен почти во всем диапазоне номинальных токов. Это относится и к R_{DSon} MOSFET, которые имеют положительный ТС по принципу действия. В отличие от них, ТС PT IGBT отрицателен почти во всем диапазоне номинальных токов. Здесь немаловажна хорошая температурная связь между двумя модулями.

Влияние переходной характеристики $i_C = f(v_{GE}, T_j)$ и $i_D = f(v_{GS}, T_j)$ соответственно

Отклонения переходных характеристик, пороговых напряжений и времени задержки переключения приведут к динамической асимметрии в момент коммутации и, следовательно, к разным коммутационным потерям, особенно при выключении. На рис.3.68 показан пример отклонения переходных характеристик параллельных NPT IGBT и вызванная этим динамическая асимметрия тока при выключении.

Благодаря общему напряжению затвора в течение процесса Миллера, IGBT с более крутой переходной характеристикой будет проводить основную долю тока при динамическом распределении тока и, следовательно, рассеивать большую мощность при выключении.

Пока положителен ТС в открытом состоянии, IGBT можно включать параллельно, резкая переходная характеристика и высокая скорость переключения будут негативно влиять на динамическую симметрию.

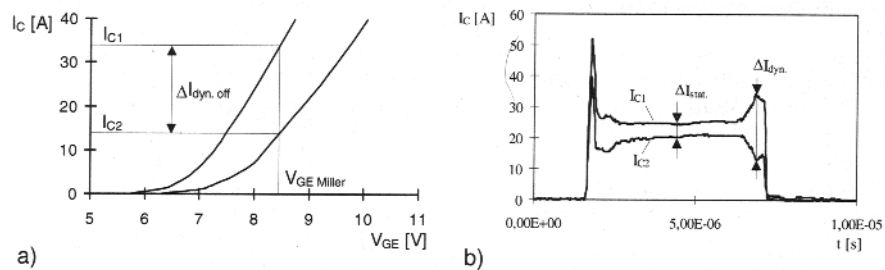


Рис.3.68 а) переходная характеристика двух параллельных NPT IGBT
 б) динамическое распределение тока при коммутации

Кроме того, по рис.3.68 видно, что в дополнение к переходным характеристикам, различные потери при включении в IGBT/MOSFET в основном определяются параметрами выключения обратных диодов.

Влияние общей индуктивности в цепи коммутации

Следуя пояснениям в п.3.4.1, рассеиваемые мощности включения и выключения в силовых полупроводниках определяются индуктивностью L_K в цепи коммутации (эффект уменьшения потерь при включении, возникновение коммутационных перенапряжений при выключении).

Параллельное соединение ключей всегда эквивалентно параллельному соединению коммутационных схем. Если эти схемы имеют разные индуктивности, скорость коммутации быстрых силовых полупроводников может отличаться, что может быть причиной динамической асимметрии. Следовательно, должна выполняться строгая симметричная схема цепи коммутации.

Влияние выходного импеданса драйвера (включая последовательные сопротивления затвора)

Различие импедансов цепей драйверов параллельных транзисторов должно быть минимизировано. Существующие отклонения приведут к неодновременной коммутации, и будут вносить несоответствие в распределении коммутационных потерь.

Влияние общей индуктивности цепи драйвера

Вместе с входными емкостями транзисторов, индуктивность драйвера может вызвать генерацию, которая может равномерно распределяться между параллельными транзисторами (см.п.3.7.1.2 и 3.4.1). Во избежание этого любые индуктивности в цепи драйвера должны быть минимальными.

Влияние индуктивности цепи драйвера, через которую проходит ток коллектора/стока

Быстрые изменения тока коллектора/стока при коммутации индуцируют напряжение на индуктивности в цепи драйвера, где протекает основной ток; эти напряжения противодействуют заряду затвора или его разряду, соответственно (отрицательная обратная связь эмиттер/исток). В результате замедления процесса коммутации возрастут потери.

Что касается параллельного включения транзисторов, разные значения этих индуктивностей могут способствовать асимметричному распределению потерь при коммутации.

3.7.1.2 Выбор модуля, схемы драйвера, компоновка

Следующие рекомендации по выбору модуля, схемы драйвера, компоновки для параллельного включения IGBT и MOSFET могут быть заключением п.3.7.1.1.

Выбор модуля

Для правильного управления динамической симметрией, наиболее пригодны для параллельного соединения NPT IGBT, потому что имеют положительный ТС напряжения насыщения. Кроме того, у них очень низкие отклонения меньшей температурной зависимости параметров.

Выбор схемы драйвера

На рис.3.69 показан пример схемы драйвера для параллельных IGBT. Схема управляется одним общим драйвером. Дополнительно к последовательным резисторам затвора R_{Gon} и R_{Goff} , интегрированным в драйвер, резисторы R_{Gonx} и R_{Goffx} гасят паразитные колебания между цепями затвор-эмиттер/ затвор-исток. Кроме того, они уменьшают отрицательные эффекты разных переходных характеристик. R_{Gonx} и R_{Goffx} должны составлять около 0.5...2 Ом. Резисторы R_{Ex} подавляют компенсационные токи между вспомогательными эмиттерами. Они должны составлять около 0.5 Ом. Резисторы R_{Cx} служат для определения реального среднего значения V_{CE}/V_{DS} . при защите от перегрузок по току и коротких замыканий, основанных на получении V_{CE}/V_{DS} . Они должны составлять около 47 Ом.

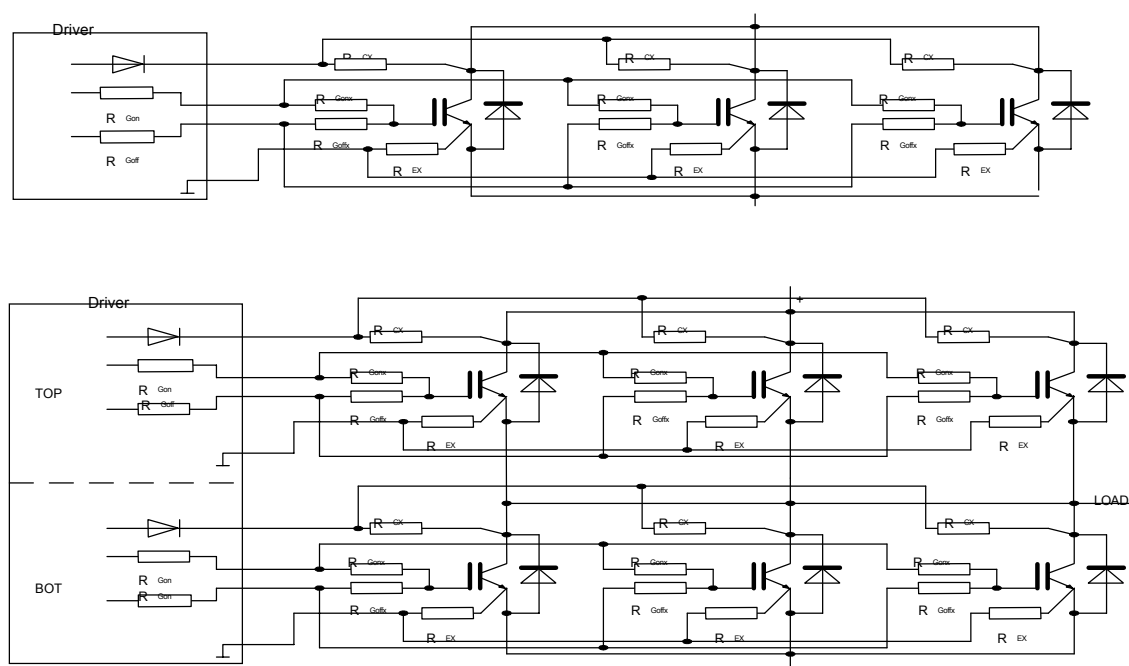


Рис.3.69 Параллельное включение одиночных и двойных IGBT модулей

Если параллельные транзисторы будут управляться отдельными драйверами, то эти драйверы должны иметь одинаковое время распространения сигнала и выходные параметры.

Выбор компоновки

Все силовые цепи и цепи драйвера внутри параллельной схемы должны быть разведены с минимальными индуктивностями и строго симметрично.

Модули должны устанавливаться на общий радиатор рядом друг с другом для оптимальной тепловой связи (также по причине симметрии обратных диодов). Современные силовые модули характеризуются минимальными внутренними индуктивностями, около нГн, в силовой цепи и цепи драйвера. Однако, из-за разной конструкции модулей будут также разные значения индуктивностей, только модули с одинаковым типом конструкции можно включать параллельно.

Ухудшение характеристик

Даже при всех условиях, удовлетворяющих оптимальный выбор модуля, схемы драйвера и компоновки, не будет получена идеальная статическая и динамическая симметрия.

Поэтому, нужно учитывать ухудшение характеристик по отношению к общему номинальному току нагрузки ключей. Из практического опыта различных устройств можно советовать учитывать ухудшение характеристик на 15-20 %.

Пример: Параллельных три IGBT модуля с $v_{CE} = 1200 \text{ В}$ / $i_C = 300 \text{ А}$

Номинальный ток параллельной цепи: $i_{Ctot} = (3 \cdot 300 \text{ А}) \cdot (0.8...0.85) = 720...765 \text{ А}$.

3.7.1.3 Параллельное подключение SKiiPPACK модулей

SKiiPPACK модули содержат силовые полупроводники и готовый драйвер в одном корпусе. При прямом параллельном включении модулей симметрия будет определяться только силовой конструкцией (индуктивностями, системой охлаждения). Различия во времени распространения сигнала и в выходных импедансах драйвера одиночных модулей могут вызвать значительную асимметрию.

Сборки “Parallel-Board” SKHBP2 и SKHBP4 SEMIKRON позволяют параллельно включать 2 и 4 SKiiPPACK модуля соответственно.

На рис.3.70 показана блок-схема подключения SKHBP2 с двумя параллельными SKiiPPACK модулями.

SKHBP2 выполняет следующие основные функции:

- формирование и синхронизацию управляющих сигналов для одиночных модулей из одного контрольного сигнала,
- формирование общего времени блокировки плеча,
- подавление коротких импульсов,
- общая память ошибок с функцией RESET,
- накопление сигналов обратной связи от одиночных модулей и передача в контроллер (обнаружение ошибок, аналоговый температурный выход, для OCP-SKiiP: формирование общего реального значения тока нагрузки).

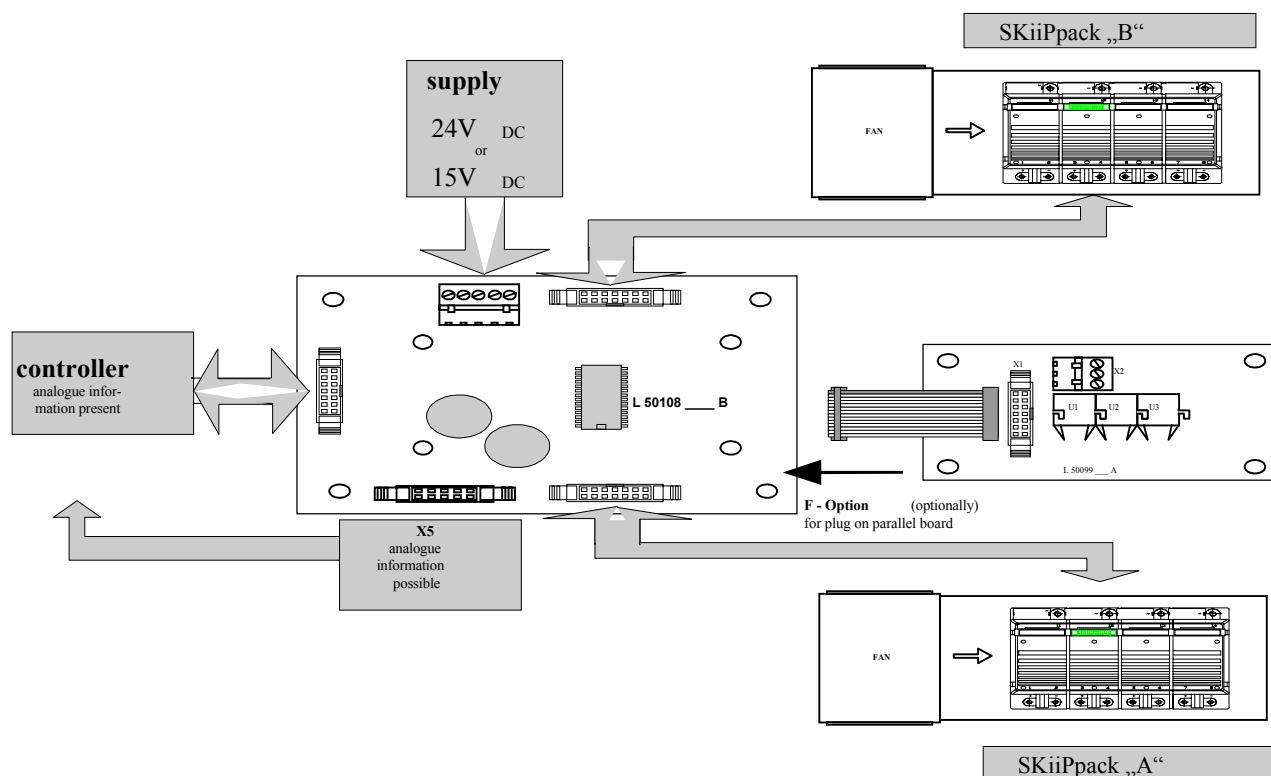


Рис.3.70

Несмотря на такое соединение, могут быть небольшие различия во времени переключения из-за разного времени распространения сигнала внутри одиночных модулей. Результирующую динамическую асимметрию можно минимизировать с помощью последовательного с линией нагрузки включения индуктивностей (динамическая развязка). Эти индуктивности могут составлять до нескольких мкГн, и во многих схемах можно использовать индуктивность соединительных кабелей нагрузки между выходами одиночных модулей и точкой их общего соединения (см.рис.3.71)

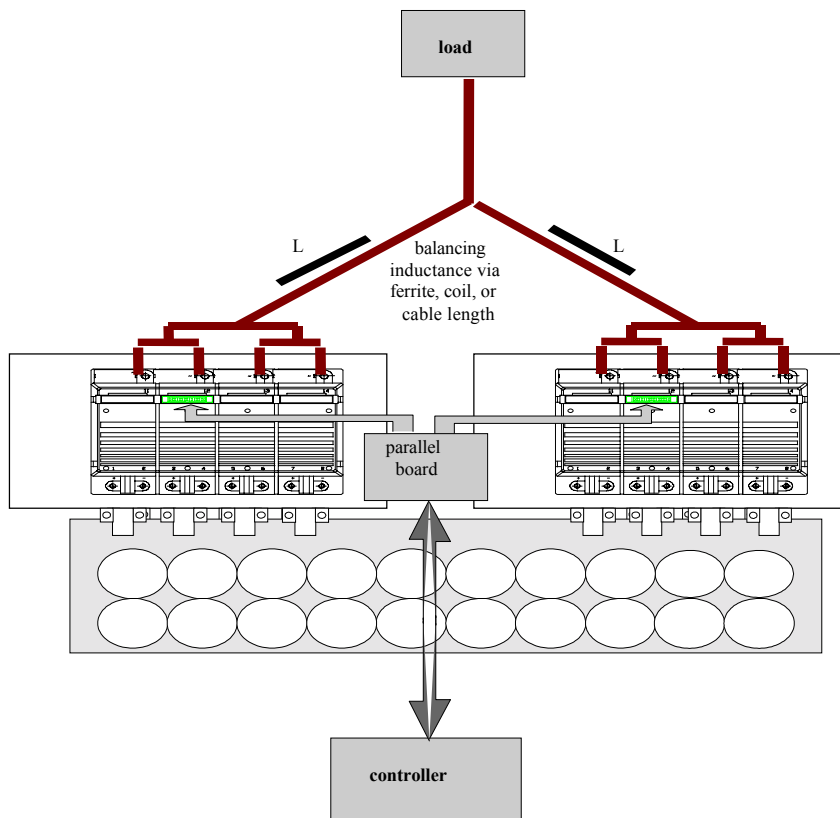


Рис.3.71 Динамическая развязка параллельных одиночных модулей при помощи индуктивностей проводов нагрузки

Что касается общего снижения номинальных значений см.п.3.7.1.2.

3.7.2 Последовательное подключение

3.7.2.1 Проблема разделения напряжения

Для повышения обратного напряжения силовых электронных ключей, IGBT и MOSFET могут быть подключены последовательно.

При последовательном включении силовых модулей, транзисторы и необходимые обратные диоды также последовательны. Так как последовательное включение быстрых диодов уже изложено в п.1.3.5.1, далее будут рассматриваться только сложности включения IGBT/MOSFET.

Максимальное использование ключа в последовательном соединении может быть получено в случае идеальной статической (напр. в закрытом состоянии) и динамической (напр. в момент коммутации) симметрии одиночных ключей.

Поэтому, оптимальные условия симметрии играют главную роль для последовательного соединения на практике.

На симметрию в основном влияют следующие факторы:

Фактор	Влияет на	
	Статическую симметрию	Динамическую симметрию
<u>IGBT/MOSFET параметры</u>		
$i_{CES} = f(v_{CE}, v_{GE}, T_j)$ или $R_{DSS} = f(v_{DS}, v_{GS}, T_j)$	x	
$V_{GE(th)}$ ИЛИ $V_{GS(th)}$		x
$t_{d(on)}$, $t_{d(off)}$, t_r , t_f (вместе с параметрами драйвера)		x
<u>Цепь драйвера</u>		
Выходной импеданс драйвера (включая последовательные сопротивления затвора)		x
Общая индуктивность (внутри модуля + снаружи модуля)		x
Индуктивность цепи драйвера, через которую проходит ток коллектора/стока		x
Время прохождения сигнала в драйвере		x

Причины статической асимметрии

В выключенном состоянии IGBT/MOSFET условия симметрии определены характеристикой запираания транзисторов, подключенных последовательно. Чем больше ток запираания транзистора или, в свою очередь, меньше сопротивление в закрытом состоянии, тем меньше напряжение на транзисторе, если он включен последовательно. Температурный коэффициент тока в закрытом состоянии для IGBT/MOSFET положительный, т.е. ток будет расти линейно с ростом температуры.

Причины динамической асимметрии

Все вышеупомянутые факторы, обуславливающие динамическую асимметрию, в результате приведут к отклонению времен переключения последовательных транзисторов. Транзистор, который выключится первым, и который включится последним, будет подвергаться большему напряжению и, следовательно, с большими потерями при коммутации. Превышение максимально допустимого напряжения транзистора должно предотвращаться способами, изложенными ниже.

3.7.2.2 Выбор модуля, схемы драйвера, конструкции

Выбор модуля и конструкции

Оптимальные условия симметрии всегда основаны на малом отклонении параметров подключенных последовательно модулей. Пожалуйста, избегайте последовательного включения модулей разных типов или разных производителей.

Схемы драйвера и силовой части должны в основном рассчитываться на минимальные паразитные индуктивности и строго симметричное расположение (см. также п.3.7.1).

Статическое симметрирование

Для получения оптимальных условий статической симметрии, нужно уменьшить влияние разных токов запирания при помощи параллельных резисторов.

Следуя указаниям в п.1.3.5.1, проходящий через параллельный резистор ток можно выбрать примерно в 3-5 раз больше, чем ток запирания транзистора.

Пример: Последовательно включены два IGBT модуля SKM400GA173D

$$V_{CES} = 1700 \text{ В}, i_{CES}(V_{CES}, T_j = 125^\circ\text{C}) = 4.5 \text{ мА}$$

В устройстве с напряжением питания 2400 В:

$$R_p = 75 \dots 125 \text{ кОм} \quad P_{Rp} = 19 \dots 11 \text{ Вт}$$

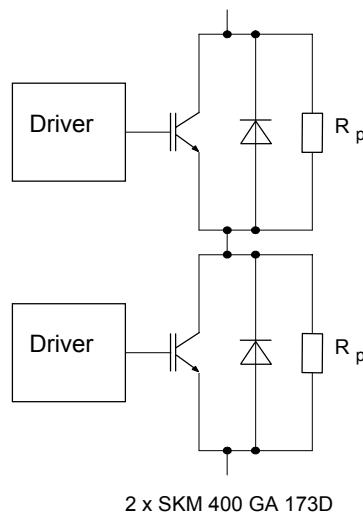


Рис.3.72 Статическое симметрирование при помощи параллельных резисторов

Динамическое симметрирование

Оптимальные условия динамической симметрии всегда основаны на малых отклонениях времени прохождения сигнала в драйвере.

Пассивные цепи снабберов

RC или RCD цепи могут очень эффективно поддерживать динамическую симметрию (см.рис.3.73). Эти цепи уменьшают, а затем балансируют скорость dv/dt при коммутации (компенсацией нелинейности емкостей перехода). Однако, требованием для большинства пассивных силовых компонентов является высокая надежность с RC или RCD цепями,

которые должны выдерживать высокие напряжения. Цепи снабберов отвечают за преобразование значительной части потерь. Другой недостаток в том, что количественная эффективность зависит от реальной рабочей точки схемы. В отличие от этого, не требуется дополнительной схемы управления, и будет достаточно использовать стандартный драйвер.

Пассивные цепи вместе с активными технологиями симметрирования могут использоваться и с худшими параметрами, что выполнено в [45], [236]. Здесь использованы RC цепи с $R = 3.3 \text{ Ом}$ и $C = 15 \text{ нФ}$ при напряжении 2.4 кВ для последовательного соединения четырех 1200 В/600 А IGBT ключей.

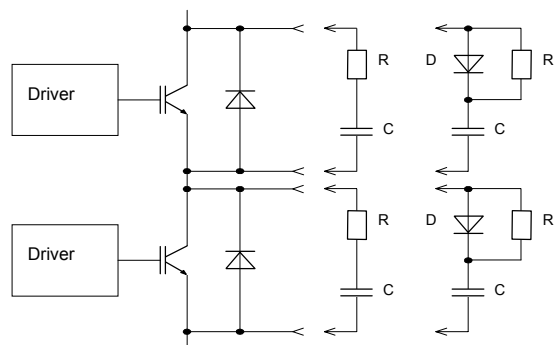


Рис.3.73 Пассивные цепи

Способы активного симметрирования

Коррекция времени коммутации

На рис.3.74 показан один из возможных способов динамического симметрирования напряжения в соответствии с принципом коррекции времени коммутации за счет задержки. Этот метод не требует никаких дополнительных силовых компонентов. И в IGBT/MOSFET не возникает больших потерь. С другой стороны, этот метод предъявляет жесткие требования к драйверу и схеме управления.

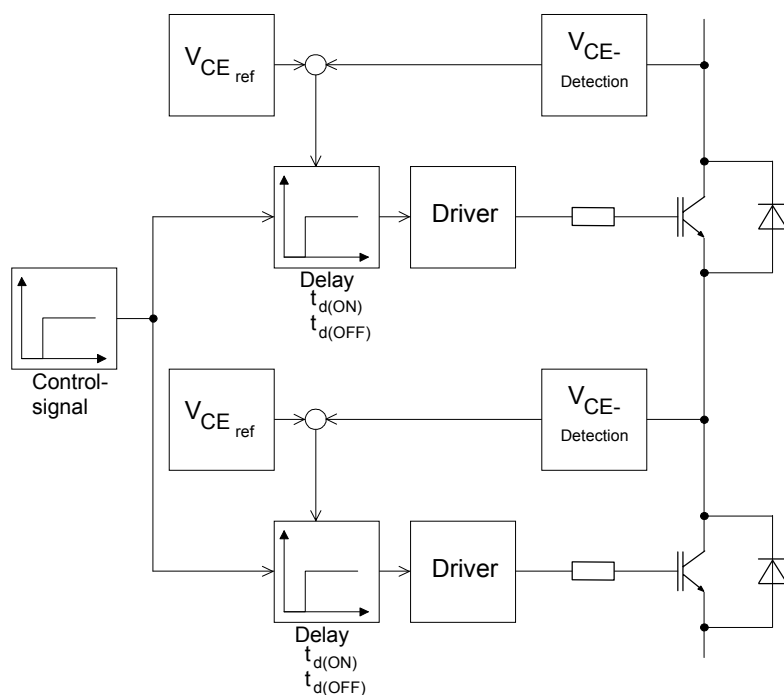


Рис.3.74 Принцип коррекции времени коммутации

Контроль dv/dt

Принцип контроля dv/dt заключается в том, что это опорное значение для скорости dv/dt одиночных модулей при коммутации, по сравнению с реальным значением драйвера; разность между этими значениями передается в выходной каскад драйвера. Поэтому может быть проблематичной точность и способность восстановления взаимосвязи или обратной связи реального значения dv/dt .

Если номинальное значение dv/dt меньше, чем «настоящее» dv/dt при жесткой коммутации, возникнут дополнительные потери в силовых транзисторах. Следовательно, конструкция драйвера должна быть более сложной, стандартные драйверы могут не подойти.

Более просто можно получить контроль di/dt с индуктивной обратной связью по скорости di/dt IGBT/MOSFET [9], [16].

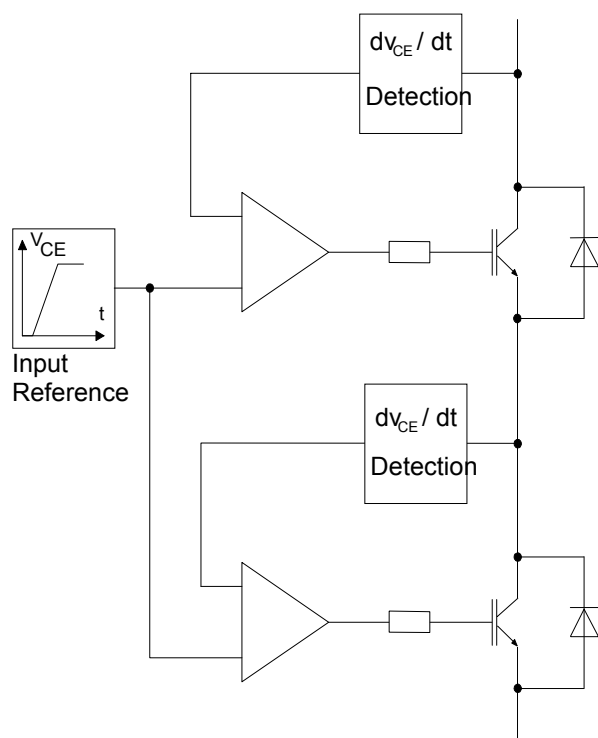


Рис.3.75 Динамическое симметрирование напряжения при помощи контроля dv/dt
Активное ограничение напряжения / активная фиксация [37], [161], [236], [261]

Процесс активного ограничения характеризуется контролем напряжения коллектор-эмиттер или сток-исток, и обратной связью на затвор через элемент Зенера (см.п.3.6.3.2, рис.3.76).

Если напряжение на транзисторе достигает максимума, возрастает напряжение на затворе так, что рабочая точка сдвигается на активный участок выходной характеристики в соответствии с пропускаемым током через коллектор/сток. Дополнительные потери в транзисторе при активном ограничении сравнительно малы. Активное ограничение не влияет на симметрию фронтов коммутации.

Этот метод работает без временных задержек, ограничение напряжения не зависит от рабочей точки инвертора. Кроме того, преимущество в том, что любой стандартный драйвер можно оборудовать устройством фиксации, и будет обеспечиваться ограничение напряжения для выключения непараллельных диодов, и т.п.

Защита гарантирована даже в случае неисправности источника питания драйвера.

Концепция master-slave (ведущий-ведомый) [110]

Модификация широко известного принципа master-slave, который произведен по тиристорной технологии, также применима для динамического симметрирования напряжения (рис.3.77).

Только нижний ключ (master) оснащен полной схемой драйвера с вспомогательным источником питания и потенциально разделенным импульсным входом управления. Это основное преимущество принципа. Схема драйвера верхнего ключа (slave) состоит только из выходного каскада. Развязка между master и slave выполняется на диоде с высоким обратным напряжением. Slave включится как только потенциал его эмиттера упадет до уровня, когда сможет включиться развязывающий диод, т.е. с небольшим сдвигом во времени. Slave выключится как только закроется развязывающий диод. В принципе, можно каскадом подключить несколько slave.

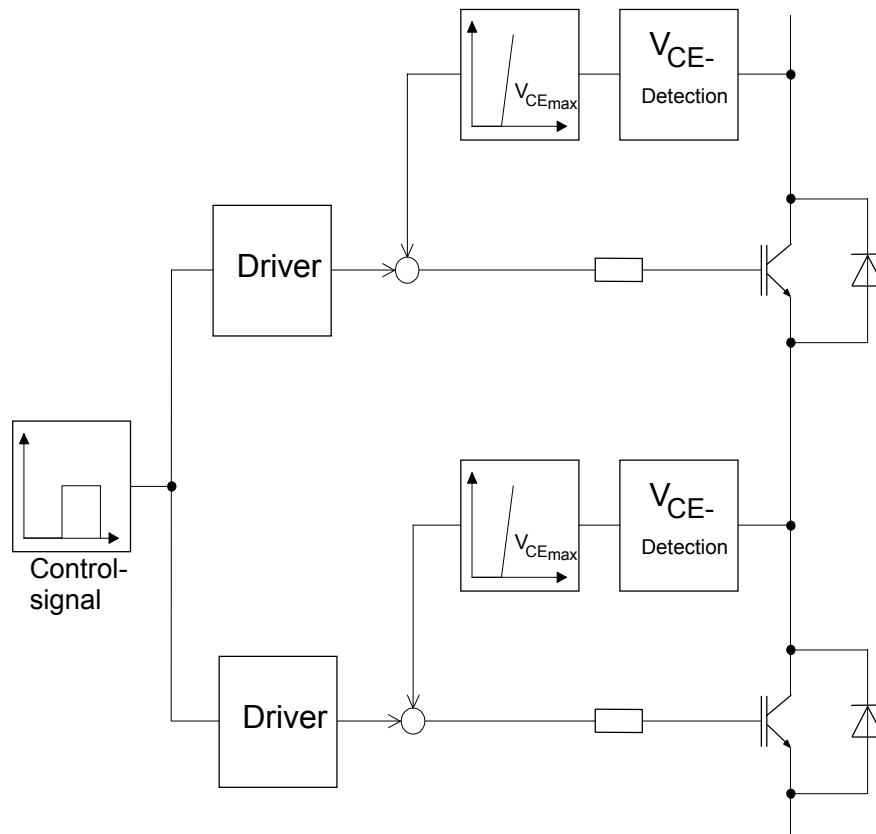


Рис.3.76.Активное ограничение напряжения / активная фиксация

Пока такая концепция способна очень хорошо улучшить симметрирование выключения, симметрирование включения будет строго ограничиваться. Поэтому, рекомендуется комбинировать master/slave и активное ограничение. Недосток плохого симметрирования при включении можно не учитывать в ZVS устройствах [110].

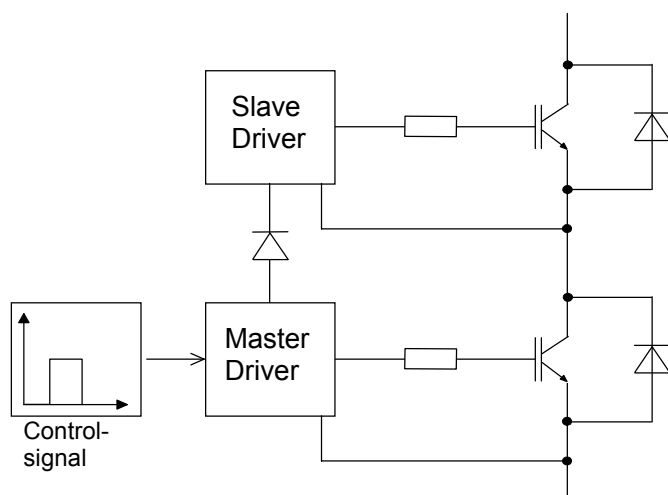


Рис.3.77 Основной принцип концепции master/slave

Выводы

При последовательном включении IGBT или MOSFET модулей необходимо дополнительно включить параллельные резисторы с большим сопротивлением для статического симметрирования, предусмотреть пассивные и/или активные способы для динамического симметрирования.

Кроме активного ограничения, представленные варианты будут защищать только транзистор, так что будут необходимы дополнительные пассивные RC цепи для защиты обратных диодов.

Комбинация активного ограничения и ограничивающих RC цепей для симметрирования фронтов коммутации по отношению к требованиям схемы, надежности и функциональности [236].

3.8 Мягкая коммутация в ZVS или ZCS режиме / схемы уменьшения потерь коммутации.

3.8.1 Требования и области применения

В настоящее время доминирующей технологией в преобразователях является топология на подаваемом постоянном напряжении. IGBT и MOSFET в таких схемах работают почти полностью в режиме жесткой коммутации, т.е. они рассеивают импульсы большой мощности на типичных частотах коммутации между 3 и 20 кГц (IGBT) или 50 кГц (высоковольтные MOSFET), соответственно.

Возрастание частот коммутации принципиально приведет к уменьшению размера и веса пассивных накопителей энергии (дросселей, конденсаторов, трансформаторов, фильтров). Типичные области применения:

- заряд батарей,
- источники бесперебойного питания с потенциально-изолированным преобразователем постоянного напряжения,

- обычные источники питания (импульсные БП),
- PFC-схемы,
- промышленные источники питания.

Если требуемая частота коммутации не может быть получена при жестком переключении, нужно уменьшить результирующую рассеиваемую мощность.

В основном существует два пути уменьшения потерь коммутации:

- дополнительные цепи уменьшения потерь коммутации, с сохранением основной схемы,
- мягкое переключение в ZVS или ZCS режиме.

3.8.2 Цепи уменьшения потерь коммутации

Ключи силовой электроники с обычными тиристорами, GTO или MCT (MOS-управляемые тиристоры) для гарантированной работы в безопасной области требуют наличие цепей для уменьшения потерь, т.е. без таких цепей не обойтись, если компоненты должны выполнять свои основные функции при коммутации. В отличие от этого, SOA-характеристики современных IGBT и MOSFET допускают работу без дополнительных цепей, и такие цепи могут служить только для уменьшения потерь при коммутации или для обеспечения симметрии при каскадировании.

На рис.3.78 показан традиционный понижающий преобразователь с IGBT и простыми цепями для уменьшения потерь.

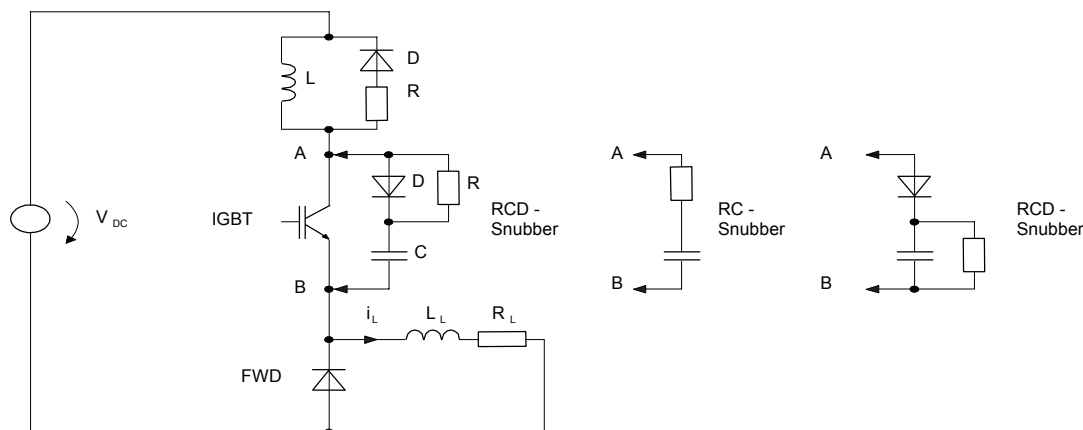


Рис.3.78 Понижающий преобразователь с IGBT и простыми цепями для уменьшения потерь

Уменьшение потерь при включении (RLD-цепи):

В начале IGBT закрыт ($v_{ce} \approx v_{DC}$), и ток нагрузки проходит через обратную цепь. Процесс коммутации от обратного диода к IGBT (индуктивная коммутация) переходит при активном включении IGBT. Как только индуктивность цепи достигла определенного значения, коммутационное напряжение при нарастании тока коллектора будет почти полностью

поглощаться (соответствует напряжению питания преобразователя), так что напряжение коллектор-эмиттер быстро упадет до очень низкого уровня. В то же время индуктивность цепи уменьшит скорость коммутации тока.

При рассмотрении обоих аспектов, можно значительно уменьшить потери при выключении IGBT.

Характеристики тока коллектора и напряжения коллектор-эмиттер соответствуют мягкой коммутации, как показано в п.0. В п.3.8.3 мы продемонстрируем, что при помощи простой катушки в несколько мкГн будет значительно уменьшена рассеиваемая мощность IGBT и MOSFET очень эффективно. Дополнительно к уменьшению потерь IGBT при включении, потери при выключении обратных диодов также снизятся при индуктивной коммутации, поскольку уменьшенная скорость коммутации тока приведет к низкоуровневым обратным выбросам тока.

Комбинация R-D создаст обратную цепь для демпфирующей индуктивности, которая установит предел перенапряжения в IGBT и FWD при выключении.

Рекомендации по применению

1. Не выбирать индуктивность для цепи больше, чем необходимо для уменьшения потерь коммутации (см.п.3.8.3).

2. Минимизировать внутренние индуктивности цепи снаббера.

3. Взаимосвязь R и L для постоянной времени ($\tau = L/R$) необходима для внутреннего разряда энергии индуктивности. Это, в свою очередь, приведет к минимальному статическому времени закрытого состояния IGBT (ограничение рабочего цикла) для получения значительного ограничения рассеиваемых мощностей при включении (нет остаточного тока в L). С одной стороны, при увеличении R будет укорачиваться минимальное статическое время закрытого состояния IGBT, с другой стороны, однако, увеличится напряжение и, соответственно, большие рассеиваемые мощности в выключенных силовых полупроводниках.

Уменьшение потерь при включении (RCD-цепи):

В начале IGBT открыт, и проводит ток нагрузки. Процесс коммутации от IGBT к обратному диоду (емкостная коммутация) переходит при активном выключении IGBT. Ток нагрузки быстро коммутируется от IGBT к параллельному D-C плечу, из-за чего ток коллектора возрастает с одновременным снижением dv/dt коллектор-эмиттер. Таким образом будут уменьшены потери при выключении IGBT. Характеристики тока коллектора и напряжения коллектор-эмиттер соответствуют мягкой коммутации, как показано в п.0. В п.3.8.3 мы покажем, среди остальных вещей, что эффект уменьшения потерь мощности,

который можно получить при определенной емкости, сильно зависит от специфической структуры транзистора (MOSFET, NPT-IGBT, PT-IGBT).

Под конец коммутации напряжения, с малыми потерями включится обратный диод, и через него потечет ток емкостного снаббера. Со следующим включением IGBT, сохраненная энергия в емкостной цепи будет разряжена через резистор R.

Рекомендации по применению

1. Не выбирать емкость для цепи больше, чем необходимо для уменьшения потерь коммутации (см.п.3.8.3).
2. Используйте быстрые снабберные диоды с низкими перенапряжениями включения (прямое восстановление)
3. Используйте импульсные конденсаторы (пленочные и т.п.) с низкой внутренней индуктивностью.
4. Минимизируйте собственную индуктивность IGBT-RCD цепи.
5. Произведение R и C для постоянной времени ($\tau = R \cdot C$) необходимо для внутреннего разряда энергии емкости. Это, в свою очередь, приведет к минимальному времени открытого состояния IGBT (ограничение рабочего цикла) для получения значительного ограничения рассеиваемых мощностей при включении (нет остаточного напряжения на C). С одной стороны, при увеличении R будет укорачиваться минимальное время открытого состояния IGBT, с другой стороны, увеличится ток и, соответственно, больше рассеиваемые мощности во включенном транзисторе.

В любом случае, большие индуктивные и емкостные элементы снабберов всегда приведут к увеличению времени коммутации!

В импульсных схемах, где чередуются процессы индуктивной и емкостной коммутации на одной коммутационной цепи, при разряде энергии в элементах L и C рассеивается мощность в следующих коммутационных процессах. В устройствах с простыми цепями снабберов, как описано до этого, общая сохраненная энергия преобразуется в тепло в основном в цепи резистора, а также частично в транзисторе (рассеивающий снаббер). Несмотря на уменьшенные потери в ключах, общая эффективность схемы не улучшится.

Кроме того, разнообразие схем для снижения потерь хорошо известно из соответствующей литературы (низко- или безпотерьные снабберы), в которых энергия сохраняется в резонансных схемах или возвращается обратно в цепь питания. Однако такие типы схем часто очень сложны в настройке, и для производства платы и схемы потребуются большой объем работ [258], [78].

3.8.3 Мягкая коммутация

3.8.3.1 Типичные характеристики тока и напряжения / нагрузки силового полупроводника

Другой возможностью уменьшить потери в силовых электронных ключах является мягкая коммутация. Реальная работа силовых электронных ключей в ZVS-режиме (ключ с нулевым напряжением) или ZCS-режиме (ключ с нулевым током) называется «мягкая коммутация» (см. п.0).

Разнообразие схем преобразователей, которые работают по такому принципу, основаны в основном на резонансной или квазирезонансной технологии.

ZVS:

- процесс коммутации начался при активном выключении, потери уменьшены параллельным подключением к ключу коммутационной емкости C_K ,
- заканчивается процесс коммутации пассивным включением с малыми потерями и напряжением на ключе $v_s \approx 0$,
- минимизирована коммутационная индуктивность L_K .

ZCS:

- процесс коммутации начался при активном включении, потери уменьшены последовательным подключением коммутационной индуктивности L_K к ключу,
- заканчивается процесс коммутации пассивным выключением с малыми потерями и током через ключ $i_s \approx 0$,
- минимизирована коммутационная емкость C_K .

Соответствующие схемы коммутации смотрите в п.0.

Мягкая коммутация базируется на условии, что только один коммутационный процесс – индуктивная ZCS или емкостная коммутация ZVS – происходит в преобразователе. При таком ограничении нужно допустить потерю одной из возможностей управления, по сравнению с жесткой коммутацией.

Мягкая коммутация может осуществляться, только если полярность управляемого напряжения коммутации v_K или выходной коммутируемый ток i_L противоположны между двумя процессами коммутации одного типа. В случае обратной полярности напряжения коммутации, инверсное напряжение приложено к ключу в закрытом состоянии. В случае обратной полярности тока, инверсный ток протекает через ключ в открытом состоянии.

Выпускаемые IGBT, MOSFET и диоды были разработаны и оптимизированы только для условий жесткой работы, с похожими особенностями характеристик. С другой стороны, всесторонние испытания за последние несколько лет ([433], [44]) показали, что разные структуры и технологии компонентов при мягкой коммутации ведут себя по-разному в

большинстве аспектов (см.п.3.8.3.3). Однако эти отличия не различимы пользователем по обычным справочным данным.

На рис.3.79 представлен пример системы преобразователя с малыми потерями, ZVS и ZCS, включая ВЧ трансформатор, функции которого пригодятся в фотоэлектронике, при заряде аккумуляторов или ИБП-устройствах.

Система состоит из ZVS DC/AC преобразователя, ВЧ ферритного трансформатора и ZCS циклоконвертора, который способен преобразовать ВЧ переменное напряжение трансформатора (напр. 20 кГц, трапециидальное) в низкочастотное напряжение (напр. 50 Гц, синусоидальное). Времясдвигающие переменные ключи ZVS и ZCS гарантируют постоянную мягкую коммутацию в системе.

На рис.3.80 показаны типичные характеристики тока и напряжения а также нагрузка ZVS и ZCS на этом примере преобразователя.

ZVS (ключ S1), 1 направление напряжения, 2 направления тока:

1. Пассивное включение ZVS (диод) всегда без потерь при условии $v_s \approx 0$ в момент t_2 (конец емкостного процесса коммутации из S2 к S1),

2. Обратное направление тока в ZVS между t_3 и t_4 , из-за процесса коммутации в циклоконвертере. Ток ключа, который поступает из диода, подается в непараллельные IGBT, которые уже готовы его принимать – т.е. затвор включен – с di/dt , определенной внешними цепями. Потери мощности в IGBT вызваны процессом модуляции проводимости.

3. Активное выключение ZVS (IGBT) в момент t_6 : при этом потери мощности уменьшены эффективностью параллельной коммутационной емкостью C_K (быстрая коммутация тока к C_K и ограничение dv_{CE}/dt).

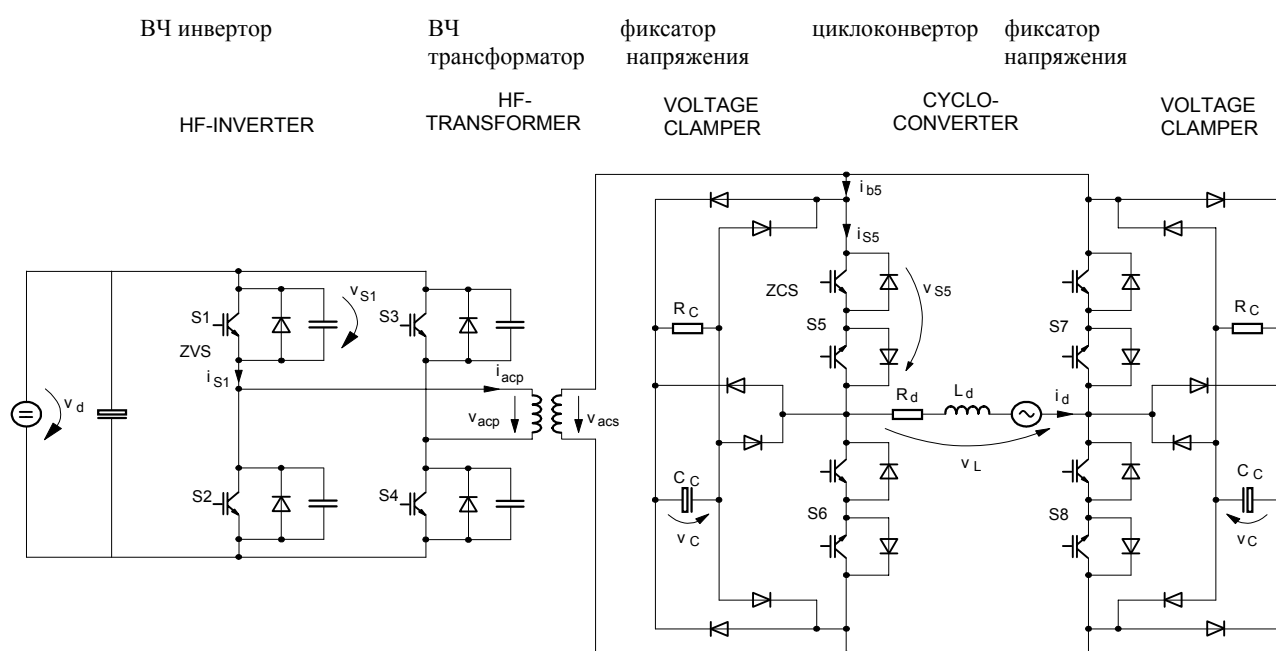


Рис.3.79 Система преобразователя с ZVS и ZCS [49]

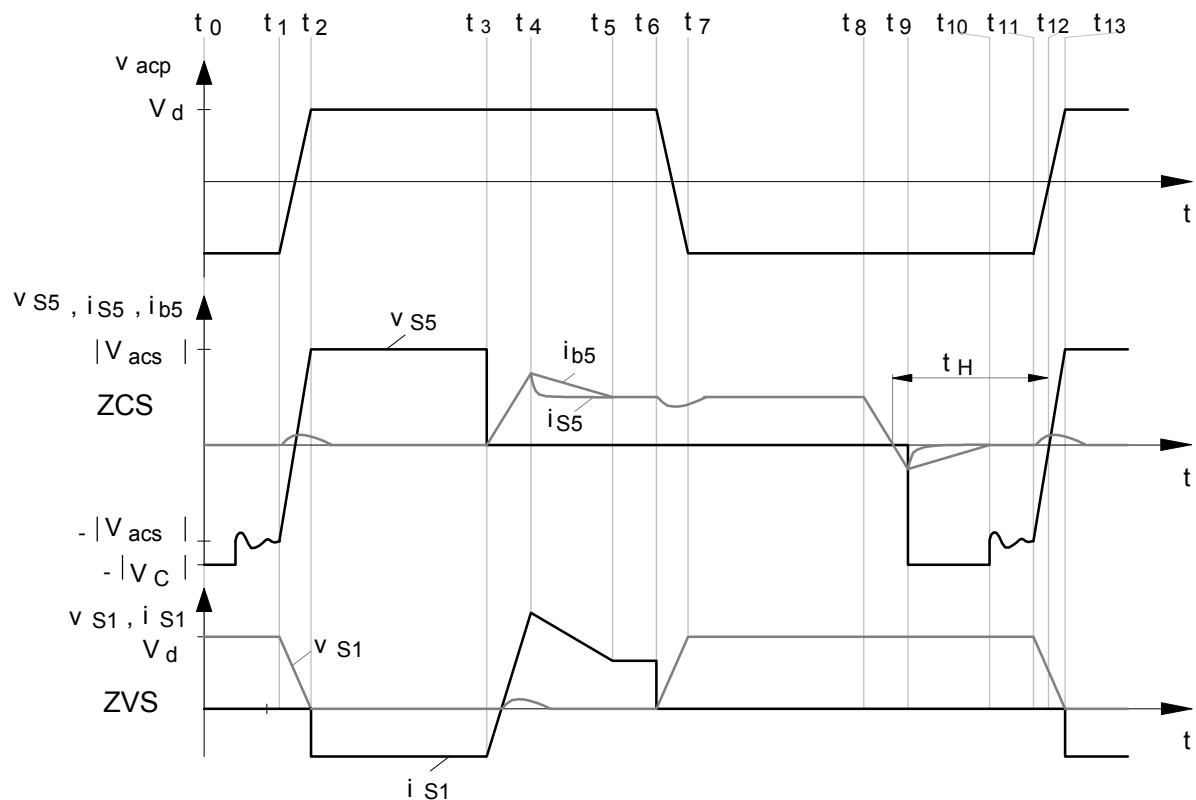


Рис.3.80 Типичные характеристики для схемы на рис.3.79 [49]

ZCS (ключ S5), 2 направления напряжения, 1 направление тока:

1. Активное включение ZCS (IGBT) в момент t_3 : при этом потери мощности уменьшены эффективностью последовательной коммутационной индуктивностью L_K (в этом случае внутренняя индуктивность трансформатора; быстрая коммутация напряжения к L_K и ограничение di/dt).

2. Пассивное выключение ZCS сопровождается коммутационными потерями при обратном восстановлении di/dt последовательного диода в момент t_9 . Ток в связанном IGBT падает до нуля. В этот момент потерь при коммутации в IGBT не происходит.

3. Обратное направление напряжения в ZCS между t_{11} и t_{13} , из-за процесса коммутации в DC/AC преобразователе: напряжение на ключе, которое поступает из последовательно включенного с IGBT диода, подается с dv/dt , определенной преобразователем. Потери мощности в IGBT вызваны процессом разряда сохраненного в p^- -ячейке заряда. Потери в основном определены разностью времени t_H (вызванное время выхода из синхронизма) а также временем жизни носителей заряда. Если время выхода из синхронизма очень мало, возникновение потерь можно сравнить с мощностями, рассеиваемыми при хвостовом токе и жесткой коммутации.

3.8.3.2 Требования к полупроводниковым ключам и их драйверам

ZVS:

Силовые полупроводниковые приборы:

- иметь возможность активного выключения и хорошего уменьшения мощности при выключении,
- для IGBT:
 - короткое время жизни носителей заряда,
 - минимальное влияние температуры перехода на хвостовой заряд и время жизни носителей заряда,
- малые выбросы напряжения во время включения при модуляции проводимостью с нулевым напряжением включения и подаваемым di/dt ,
- поскольку ZVS-диоды не выключаются с обратным восстановлением di/dt и в то же время принимают обратное напряжение, то требования к их параметрам обратного восстановления малы, по сравнению с жесткой коммутацией.

Схема драйвера:

Схема драйвера должна отвечать следующим минимальным требованиям:

- активное выключение IGBT/MOSFET и
- контроль напряжения на ключе и пассивное включение ZVS с $v_s \approx 0$ В.

Улучшенный ZVS режим:

Продолжительность процесса емкостной коммутации можно выразить так:

$$t_{kc} \approx (C_K \cdot v_K)/i_L$$

где: C_K : коммутационная емкость (емкость уменьшения мощности),
 v_K : коммутационное напряжение,
 i_L : ток нагрузки, который будет коммутироваться.

С малыми токами нагрузки процесс коммутации в мощных преобразователях может длиться слишком долго, что может подвергнуть опасности работу схемы. Этого можно избежать с применением улучшенных ZVS ключей, которые прекратят процесс коммутации после установленного максимального времени коммутации путем активного включения к не полностью разряженной коммутационной емкости, что приведет, однако, к возросшим потерям при коммутации.

На рис.3.81 показан принцип работы улучшенного ZVS.

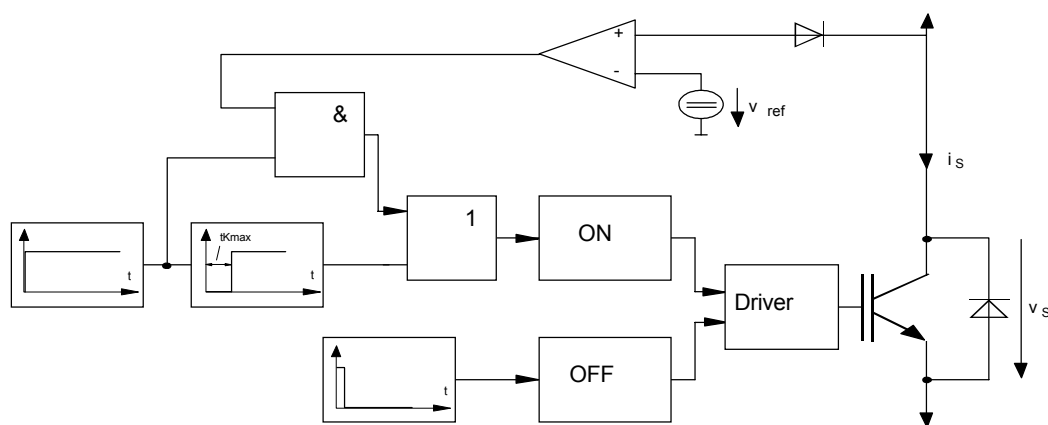


Рис.3.81 Принцип улучшенного ZVS

ZVS:

Силовые полупроводниковые приборы:

- имеют возможность активного включения и хорошего уменьшения мощности при включении,
- малую емкость силового полупроводника
- для IGBT:
 - короткое время жизни носителей заряда,
 - минимальное влияние температуры перехода на хвостовой заряд и время жизни носителей заряда,
- короткий период динамического насыщения при включении
- для диодов: малый заряд обратного восстановления.

Схема драйвера:

Схема драйвера должна отвечать следующим минимальным требованиям:

- активное включение IGBT/MOSFET и
- контроль тока через ключ и пассивное выключение ZCS с $i_s \approx 0$ А.

Улучшенный ZCS режим:

Продолжительность процесса индуктивной коммутации можно выразить так:

$$t_{Ki} \approx (L_K \cdot i_L) / v_K$$

где: L_K : коммутационная индуктивность (индуктивность уменьшения мощности),
 v_K : коммутационное напряжение,
 i_L : ток нагрузки, который будет коммутироваться.

С малыми коммутационными напряжениями или большими токами нагрузки процесс коммутации в мощных преобразователях может длиться слишком долго, что может подвергнуть опасности работу схемы. Этого можно избежать с применением улучшенных ZCS ключей, которые прекратят процесс коммутации после установленного максимального времени коммутации путем активного выключения к не полностью разряженной

коммутационной индуктивности, что приведет, однако, к возросшим потерям при коммутации. Кроме того, ZCS ключи можно оснастить защитой от перенапряжений почти в любом устройстве (см также рис.3.79 и п.3.6.3).

На рис.3.82 показан принцип работы улучшенного ZCS.

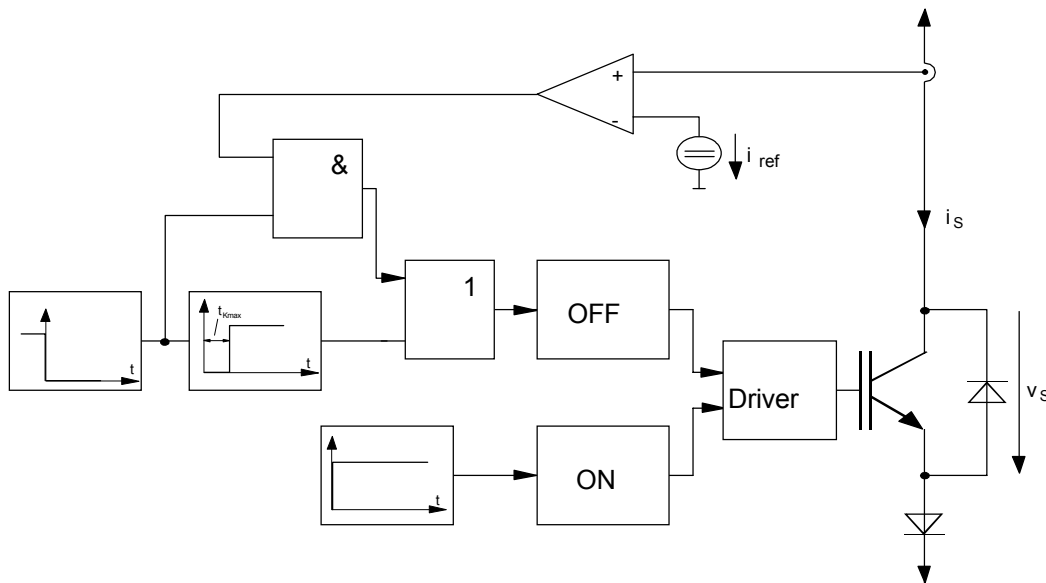


Рис.3.82 Принцип улучшенного ZVS

3.8.3.3 Особенности ключей

ZVS с PT- и NPT-IGBT [43], [49]

Включение с нулевым напряжением и подаваемым di/dt

До того, как IGBT сможет пропускать ток, он должен быть включен драйвером. Поскольку модуляция проводимости в n^- -ячейке не происходит до протекания тока, IGBT реагирует на подачу di/dt временным возрастанием падения напряжения в открытом состоянии и, таким образом, возросшими потерями в этот временной интервал (прямое восстановление). Динамическое перенапряжение, продолжительность модуляции проводимостью и, следовательно, потери мощности зависят в основном от основной примеси n^- -ячейки, эффективности эмиттера, времени жизни носителей заряда, di/dt , окончательного тока ключа (ток нагрузки) и температуры.

NPT-IGBT, которые характеризуются низкой эффективностью эмиттера и большим временем жизни носителей заряда, будут работать с сравнительно низкими значениями выбросов прямого напряжения (рис.3.83). Однако процесс может длиться более чем 10 мкс.

Наоборот, переходные выбросы прямого напряжения в PT-структурах превышают постоянное прямое напряжение в 30...40 раз (высокая эффективность эмиттера и малое время жизни носителей заряда). Однако этот процесс может длиться только около 100 нс (рис.3.83b). Противоположная тенденция выбросов напряжения и продолжительности

процесса будет при определенной корректировке рассеиваемой мощности NPT и PT-IGBT-ZVS, что может значительно влиять на общую рассеиваемую мощность в устройствах с высокими частотами коммутации (рис.3.84а и б).

Если защита от коротких замыканий в ZVS основана на измерении v_{CE} , то это должно стробироваться при подаче di/dt во избежание пробоя преобразователя.

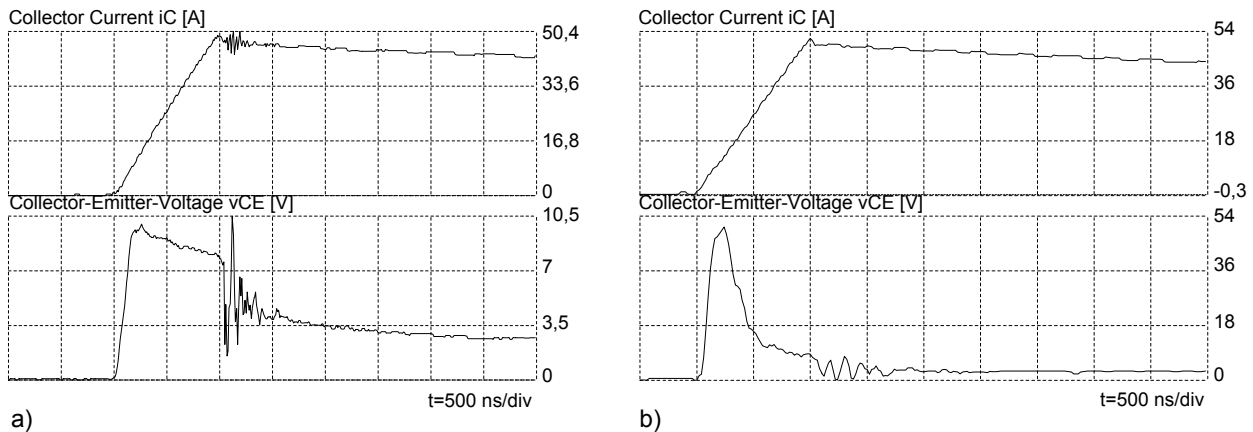


Рис.3.83 а) подача di/dt в 1200В/500А NPT-IGBT ($di/dt = 50$ А/мкс, $i_L = 50$ А)

б) подача di/dt в 1200В/500А PT-IGBT ($di/dt = 50$ А/мкс, $i_L = 50$ А)

А)

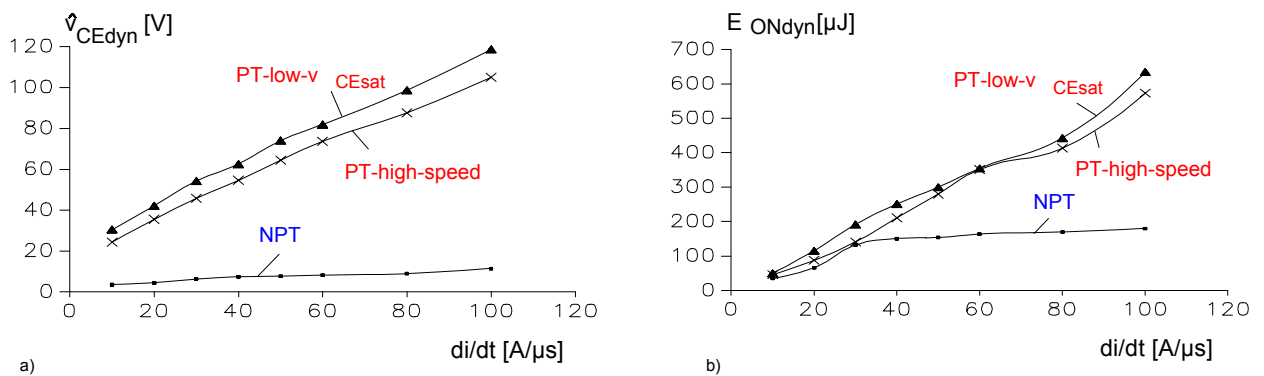


Рис.3.84 а) зависимость динамической амплитуды прямого напряжения 1200В/500А NPT-IGBT и PT-IGBT от подаваемого di/dt ($i_L = 30$ А, $T_j = 30^\circ\text{C}$)

б) зависимость рассеиваемой мощности при подаче di/dt в 1200В/500А NPT-IGBT и PT-IGBT от подаваемого di/dt ($i_L = 30$ А, $T_j = 30^\circ\text{C}$)

Активное выключение с малыми потерями

При активном выключении с малыми потерями ток IGBT может коммутироваться прямо к параллельной емкости C_K с уменьшением dv/dt коллектор-эмиттер, что обеспечит уменьшенные потери коммутации. Характеристика хвостового тока, т.е. разряд сохраненного в IGBT заряда после блокировки MOSFET-канала, значительно определяется dv/dt

коллектор-эмиттер. Чем больше коммутационная емкость, тем меньше первоначальное значение хвостового тока (по сравнению с емкостным током, который делится между IGBT и конденсатора снаббера). В то же время, хвостовой ток будет удлиняться, что уменьшит ограничение потерь выключения. Для NPT-структур с большим временем жизни носителей заряда это может быть причиной неудовлетворительного уменьшения коммутационных потерь (рис.3.85а, рис.3.86). С другой стороны, осциллограмма на рис.3.85b показывает, что с PT-структурами хвостовой ток может уже упасть до нуля до того, как напряжение коллектор-эмиттер достигнет уровня выходного коммутационного напряжения. В результате испытания с 1200В/500А А-PT-IGBT модулями при коммутационной емкости $C_K = 30$ нФ, коммутационные потери при выключении могут быть уменьшены на 50 % по сравнению с жесткой коммутацией (рис.3.86). С NPT-IGBT коммутационные потери могут быть уменьшены только на 20 %.

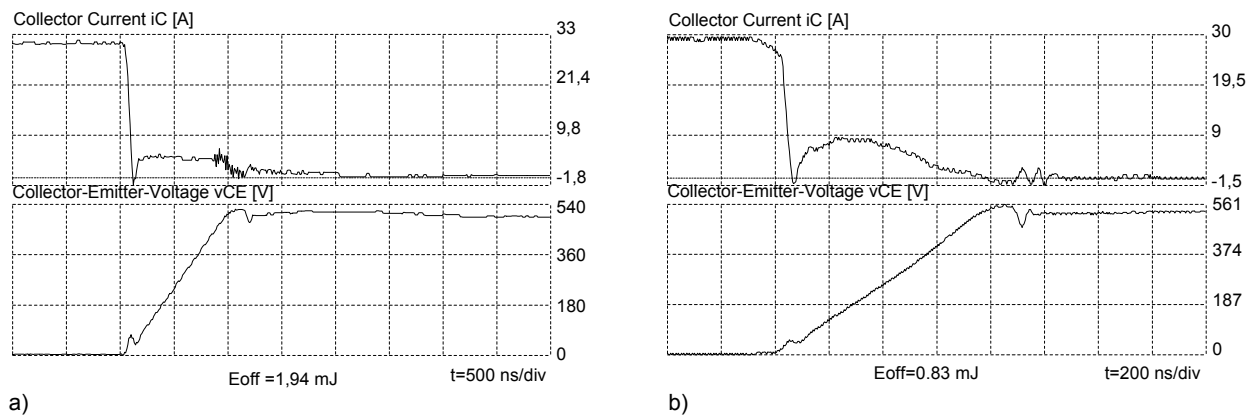


Рис.3.85 а) выключение с малыми потерями 1200В/500А NPT-IGBT при $C_K = 47$ нФ
 б) выключение с малыми потерями 1200В/500А PT-IGBT при $C_K = 30$ нФ

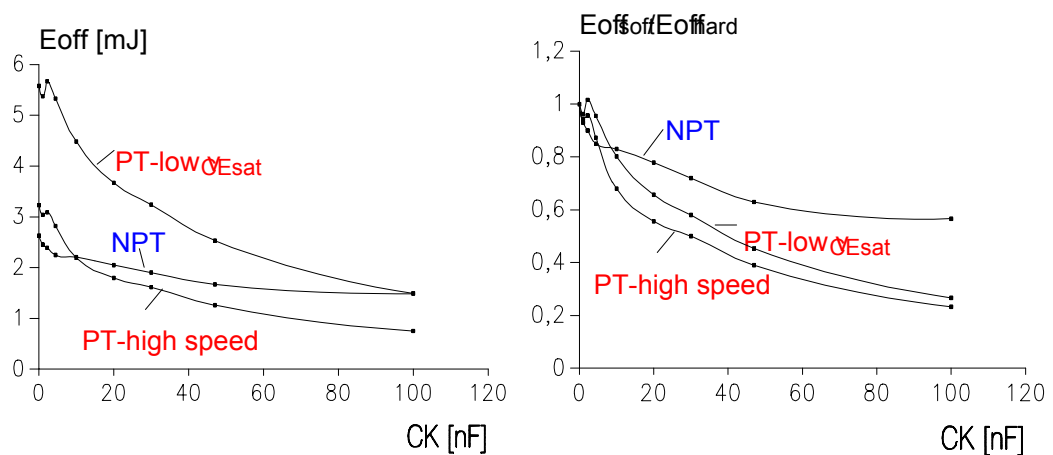


Рис.3.86 а) зависимость рассеиваемой мощности при выключении 1200В/500А IGBT от коммутационной емкости C_K ($v_K = 500$ В; $i_L = 50$ А, $T_C = 80^0$ С)

b) зависимость рассеиваемой мощности относительно жесткой коммутации при выключении 1200В/500А IGBT от коммутационной емкости C_K ($V_K = 500$ В; $i_L = 50$ А, $T_C = 80^\circ\text{C}$)

ZVS с MOSFET, [43]

MOSFET является униполярным устройством, которое не должно заряжаться и разряжаться любым сохраненным зарядом. Поэтому для использования в ZVS есть следующие особенности:

- нет динамических перенапряжений при включении с нулевым напряжением и подаваемым di/dt .
- в пределах одного класса устройств, сравнение с IGBT показывает, что потери коммутации в MOSFET с коммутационными емкостями в несколько нФ можно почти полностью исключить при выключении. Это также возможно со сравнительно высокими выходными емкостями MOSFET в цепи коммутации,
- процесс, при котором выключенный транзистор подвергается высоким dv_{DS}/dt , что важно для MOSFET (см.п.3.5), не существует в ZVS режиме.

Поэтому MOSFET в принципе может управляться отрицательным напряжением затвористок.

Быстрые диоды в ZVS

Особенности быстрых диодов в ZVS:

- в ZVS быстрые диоды не будут выключаться с обратным восстановлением di/dt при одновременном принятии на себя обратного запирающего напряжения. Параметрами обратного восстановления быстрых диодов, поэтому можно пренебречь по сравнению с жесткой коммутацией.

Однако в ZVS-устройствах все равно требуется оптимизация динамического включения.

Поэтому использование CAL-диодов представляет особое преимущество (см.п.1.3).

ZCS с PT- и NPT-IGBT [44],[49], [146]

Активное включение с малыми потерями

На рис.3.87 показана осциллограмма включения 1200 В/50 А NPT-IGBT с малыми потерями а также зависимость потерь при включении разных полупроводниковых устройств от коммутационной индуктивности L_K . Становится ясно, что у IGBT и МСТ, соответственно, можно оптимизировать уменьшение коммутационных потерь. Потери мощности в IGBT и МСТ почти идентичны при коммутационной индуктивности только 3 мкГн и, что касается IGBT, то потери составляют только около 15 % по сравнению с жесткой коммутацией.

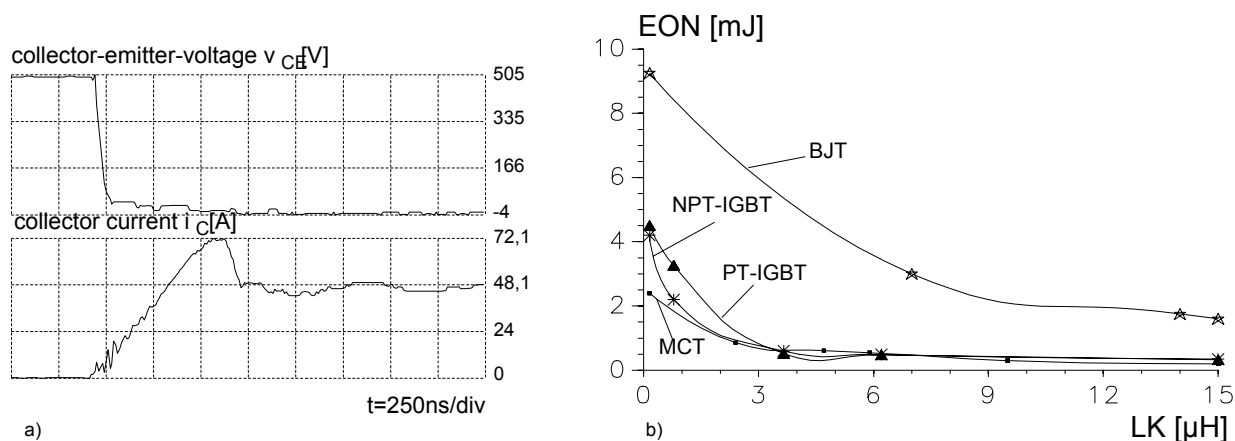


Рис.3.87 а) включение NPT-IGBT с малыми потерями ($L_K = 3.6 \text{ мкГн}$)

б) рассеиваемая мощность при включении в ZCS-режиме в зависимости от коммутационной индуктивности L_K ($v_K = 500 \text{ В}$, $i_L = 30 \text{ А}$, $T_j = 30^\circ\text{C}$)

BJT = биполярный плоскостной транзистор, MCT = MOS-управляемый тиристор

В отличие от выключения в ZVS режиме, PT- и NPT-IGBT могут быть включены с похожим оптимальным уменьшением потерь. Рассеиваемая мощность при включении IGBT в ZCS-режиме вызваны процессами во время динамического насыщения.

Инверсия напряжения в выключенном ZCS с разрядом остаточного сохраненного заряда в IGBT

На рис.3.38 показаны процессы, протекающие при пассивном выключении IGBT-ZCS (IGBT с последовательным и встречно-параллельным диодом) с последующими изменениями полярности напряжения на ключе. Становится ясно, что с PT-структурами остаточный заряд расходуется медленнее (короче время жизни носителей заряда), когда IGBT запирается после задержки выключения, что уменьшит рассеивание мощности во время этого процесса.

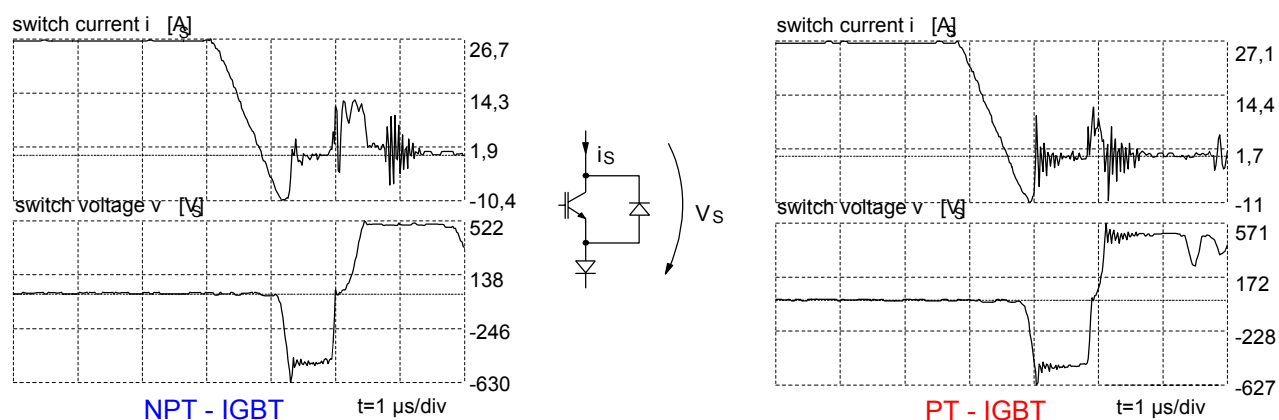


Рис.3.88 Характеристики выключения 1200В/500А NPT-IGBT и PT-IGBT ($t_H = 1.3 \text{ мкс}$, $L_K = 10 \text{ мГн}$)

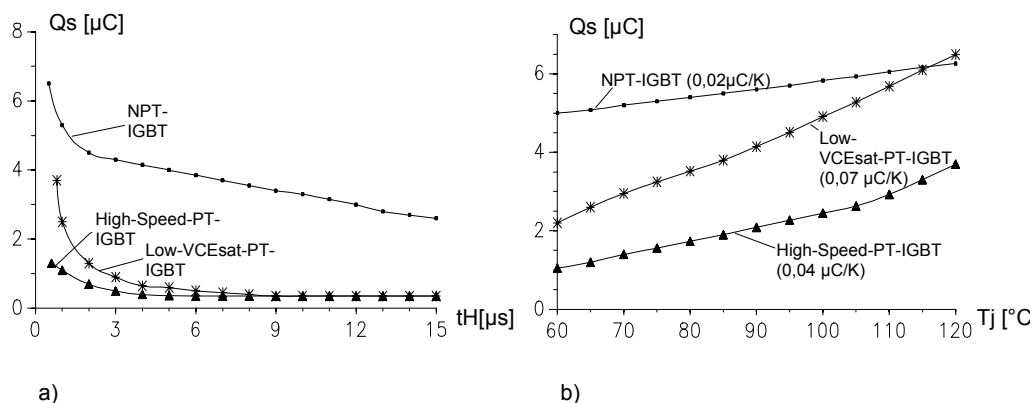


Рис.3.89 а) остаточный сохраненный заряд в PT и NPT-IGBT-ZVS в зависимости от времени задержки выключения ($v_K = 400$ В, $i_L = 30$ А, $L_K = 10$ мГн, $T_j = 60^\circ\text{C}$)
 б) сохраненный заряд в PT и NPT-IGBT-ZVS в зависимости от температуры перехода транзистора ($v_K = 400$ В, $i_L = 30$ А, $L_K = 10$ мГн, $t_H = 1.3$ мкс)

Зависимость остаточного сохраненного заряда от времени задержки выключения показана на рис.3.89а. Показанные здесь преимущества PT-структур очевидны. С другой стороны, сохраненные заряды в PT-структурах больше зависят от температуры, что ограничивает максимальную частоту коммутации из-за возможной температурной нестабильности, особенно при коротком времени задержки выключения (рис.3.89).

В схеме IGBT-ZCS драйвера, описанного в [44], из драйвера в IGBT поступает дополнительный ток коллектора во время выключения, для устранения остаточного заряда. Этот метод проверен и резко снижает рассеиваемые мощности при поступлении запирающего напряжения, особенно для времени задержки выключения $t_H > 2$ мкс.

ZCS с MOSFET

При использовании ZCS с MOSFET нужно учитывать следующие особенности:

- поскольку у MOSFET нет динамического насыщения, MOSFET с очень малыми (...1 мкГн...) последовательными уменьшающими мощность индуктивностями могут почти полностью освободиться от потерь включения. Однако высокая выходная емкость (типично для MOSFET) отрицательно сказывается на рассеивании мощности при включении. На высоких частотах (> 50 кГц) результирующую часть потерь мощности можно рассматривать как часть общей рассеиваемой мощности.
- благодаря униполярности MOSFET, в них не будет остаточного сохраненного заряда при смене полярности напряжения на ключе в конце времени задержки выключения. С другой стороны, будет перезаряжаться сравнительно высокая выходная емкость.

Быстрые диоды в ZCS

Нужно учитывать следующие особенности:

- диоды в ZCS будут выключаться с обратным восстановлением di/dt при одновременном принятии на себя обратного запирающего напряжения. Благодаря наличию коммутационных индуктивностей, ток будет коммутироваться в диодах с меньшей скоростью, по сравнению с жесткой коммутацией (меньший обратный выброс тока, меньше потери при выключении).
- при использовании быстрых последовательных диодов в IGBT или MOSFET в ZCS требуются очень хорошие динамические параметры включения диодов см.п.1.3).

3.8.3.4 Выводы

Поведение IGBT при жесткой коммутации не применимо к мягкой коммутации. В принципе PT-IGBT с меньшим временем жизни носителей заряда более пригодны для устройств с мягкой коммутацией чем NPT-IGBT из-за динамических процессов, изложенных ранее. Это было проверено при испытаниях 1200 В PT-IGBT ключей со значительным уменьшением общей рассеиваемой мощности.

Такое сравнение может не подойти для других классов напряжения. Для новых 600 В приборов результат может быть в пользу NPT структур с тонкопленочной технологией (уменьшенное падение напряжения и время жизни) благодаря улучшенной температурной стабильности параметров приборов.

Для устройств с мягкой коммутацией предпочтительней MOSFET, особенно для ZVS, что обусловлено их униполярностью.

Так как потери в открытом состоянии больше по принципу работы, рекомендуется применение на высоких частотах коммутации (> 50 кГц), а также с низкими напряжениями / высокими токами.

Более широкая область применения новых MOSFET-технологий с уменьшенным значением R_{DSon} (напр. CoolMOS).

Поскольку имеется большое разнообразие преобразователей с малыми потерями и специфическими требованиями к ключам, нельзя ограничиваться стандартным заключением об ограниченных частотах IGBT и MOSFET ключей. В схеме на рис.3.79 были получены следующие максимальные частоты для 1000...1200 В / 20...50 А приборов:

NPT-IGBT:	ZVS: 50 кГц	ZCS: 70...80 кГц
PT-IGBT:	ZVS: 70...80 кГц	ZCS: 80...90 кГц
MOSFET:	ZVS: > 200 кГц	ZCS: > 200 кГц

3.9 Обращение с MOSFET, IGBT, MiniSKiiP и SKiiPPACK модулями

3.9.1 Чувствительность к ESD (электростатическому разряду) и способы защиты

Все MOSFET и IGBT модули чувствительны к ESD, так как толщина изоляции затвора составляет несколько десятков нанометров. Степень чувствительности зависит от значения

входной емкости (MOSFET: емкость C_{GS} затвор-исток / IGBT: емкость C_{GE} затвор-эмиттер). IGBT и силовые MOSFET с большими площадями кристаллов характеризуются большими входными емкостями и относятся к менее чувствительным, по сравнению с маломощными компонентами, в соответствии со стандартом MIL-STD 883C, 3015.6.

В отношении к обращению с IGBT и MOSFET, нужно также придерживаться упомянутого MIL стандарта, а также DIN VDE 0843 TS, который идентичен с IEC 801-2. Исследование и дальнейшая обработка должны проводиться только в специально подготовленных рабочих местах с токопроводящими столами, заземлениями и т.п. персоналом в соответствующей одежде (антистатические халаты, заземление на запястье, если есть). Все оборудование для сборки и транспортировки а также печатные платы должны отвечать требованиям ESD.

Силовые модули поставляются с закороченными выводами затвора и истока (MOSFET) или затвора и эмиттера (IGBT) при помощи проводящего пенопласта или резины, в соответствующей токопроводящей упаковке. Такое короткое замыкание должно оставаться как можно дольше до подключения затвора.

3.9.2 Инструкции по монтажу

Для оптимального температурного соединения между силовым модулем и радиатором, основная пластина модуля и поверхность радиатора должны быть чистыми и обеспыленными. Шероховатость радиатора не должна превышать 10 мкм (MiniSKiiP и SEMITOR: 6.3 мкм), дефекты не должны влиять на неровность более чем 20 мкм для расстояния 10 см.

До того, как силовой модуль установится на радиатор, на обе крепежные поверхности нужно нанести очень тонкий (30...50 мкм) и однородный слой термопасты при помощи резинового ролика, например. Для SEMIKRON силовых модулей рекомендуется использовать термопасту P12 (Wacker Chemie), которая, однако, содержит немного силикона. Другой пригодной пастой без силикона является, например, WLPF5 (Fisher-Electronik).

При выборе соединительных и фиксирующих винтов нужно учитывать:

- сборка с шайбой и стопорной шайбой;
- минимальную и максимальную длину соединительных винтов, соответствующих размерам модуля и расположению шин;
- минимальную силу зажима из справочных данных или для требуемого крутящего момента прижима;
- окончательную поверхность и сопротивление коррозии.

При необходимости на SEMIKRON имеются нужные универсальные винты со стопорными шайбами.

При винтовой сборке нужно учитывать крутящий момент, приведенный в справочных данных. В начале крепежные винты нужно затягивать наполовину крутящего момента, а затем на полный момент с той же последовательностью. Из-за размягчения термопасты, винты должны затягиваться после нескольких часов.

Что касается паяных контактов, смотрите подробное изложение пайки в справочных данных.

Для сборки MiniSKiiP убедитесь, что контактные площадки на печатной плате не содержат тонких вздутий, что может нарушить прижим. Если необходимо, площадки нужно залудить. При использовании очищающего флюса, очистку платы можно исключить.

3.9.3 SKiiPPACK: температурные испытания [265], [93], [233]

SKiiPPACK модули комплектуются радиатором; производитель модуля гарантирует качественную сборку и оптимальные температурные соединения.

Окончательный функциональный тест включает полный процесс нагревания для проверки температурных соединений. Это позволяет избежать проблем при сборке потребителем и гарантирует высокую надежность.

3.10 Программное обеспечение для расчета схем

3.10.1 Уровни математических моделей для описания схемы

На самом деле расчет схем с силовыми полупроводниками идентичен расчету схемы коммутационной цепи. Если параметры подключения коммутационной цепи можно легко найти, рассматривая все возможные пути, схему можно просто построить. Для ограничения системы по параметрам коммутационной цепи, разработка системы должна быть более сложной для получения четких соотношений параметров соединения. Что касается системы преобразования, окончательная схема управления, основные накопители энергии и фильтры должны рассчитываться до определения силовых полупроводников и системы охлаждения. Определенное нисходящее проектирование системы автоматически требует использование моделей разных уровней с противоположными охватами системы и интенсивностью модели (рис.3.90).

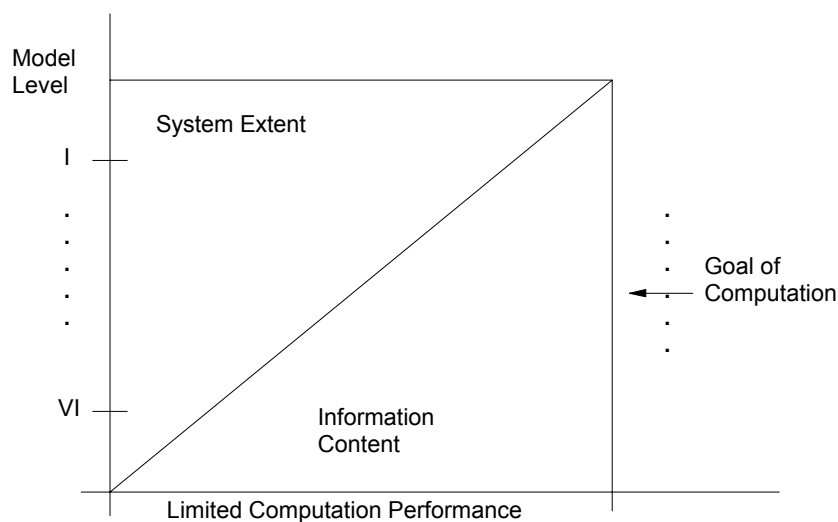


Рис.3.90 Соотношение между уровнем модели, охватом системы и информативностью

Информативность модели определяет, в то же время, возможные цели расчета. На рис.3.91 показаны модели разных уровней расчета схемы. Так как цепь коммутации является основной частью преобразователя, уровни моделей расположены по типу математического анализа процесса коммутации.

Линейная усредненная модель (уровень I)

Линеаризацией в одной рабочей точке, множественные связи между постоянными значениями и нелинейные характеристики устраняются линейными корреляциями. Система затем описывается линейной системой дифференциальных уравнений, которая справедлива только для очень малых отклонений от рабочей точки. Этот уровень аппроксимации годен для испытания стабильности всей системы, включая цепи управления, до предельных значений, и все постоянные значения контролируются и берутся по отношению к отклонениям от рабочей точки. Имеется всестороннее моделирование системы, исходящее из автоматической технологии управления. Поэтому нельзя недооценивать способ линеаризации на основе полиномов Тейлора.

Нелинейная усредненная модель (уровень II)

Если параметры переноса основной силовой схемы описываются преобразованными усредненными постоянными значениями, кроме функций коммутации, в результате получится нелинейная усредненная модель. Средние значения или основные гармоники

относятся к периоду частоты коммутации силовых полупроводниковых приборов.

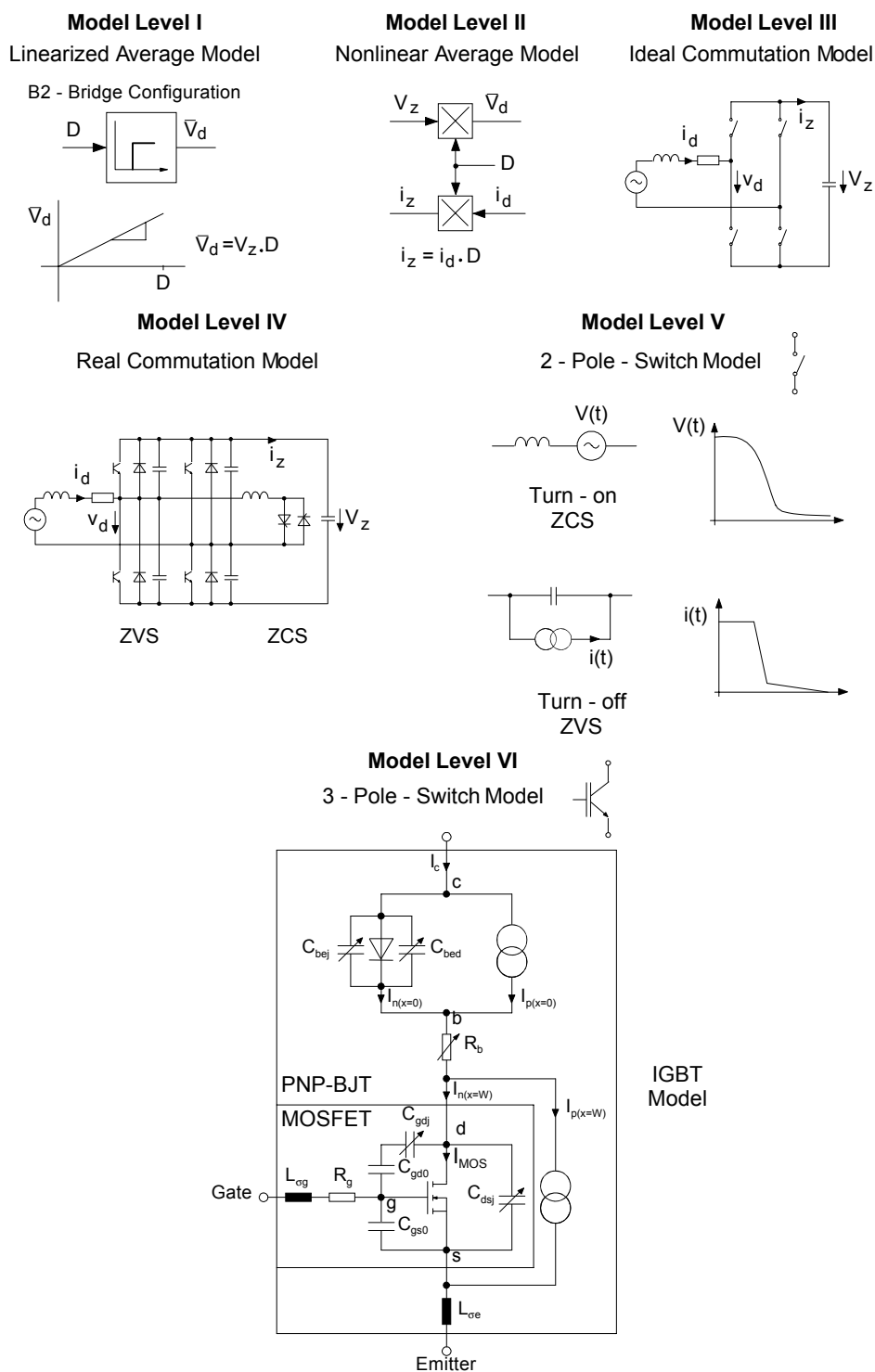


Рис.3.91 Уровни моделей для расчета схем

Продолжительная или дискретная функция управления многосторонне связана с трансформируемыми постоянными значениями. Особенно если определены коэффициенты преобразования (импульсные цепи, продолжительный режим), система может быть описана более эффективно на этом уровне модели, если можно опустить влияние импульсной частоты. Результаты справедливы при условии бесконечно высоких импульсных частот, и

аппроксимация сравнительно точная, если постоянные значения значительно не изменяются за один период импульсной частоты. В этом случае также рекомендуются программы моделирования, ориентированные на автоматическую технологию управления.

Идеальная коммутационная модель (уровень III)

Этот уровень модели основан на идеальной функции ключа. Процессы коммутации тока и напряжения протекают неопределенно короткий период времени. По отношению к эквивалентной схеме коммутации это означает, что пренебрегаются коммутационные индуктивности и емкости. Поскольку время переключения и коммутации мало по сравнению с продолжительностью периода импульса в устройствах с жесткой коммутацией, уровень модели дает довольно точные результаты, особенно для основных схем с жесткой коммутацией. Прямые функции управления теперь переходят в дискретные функции управления, или они должны создаваться схемой управления преобразователя из квазипродолжительных входных управляющих параметров в соответствии с принципом управления цепью коммутации. Непрерывное или дискретное описание системы, которое все еще подходит для усредненных моделей, может использоваться только частично из-за функции переключения. Любое положение ключа, которое зависит от процессов в системе или управления, приведет к последовательности состояний системы, любое из которых должно описываться отдельной системой уравнений. Численно разработаны два разных способа. Первый, ориентированный на состояния, рассчитывает индивидуальную систему уравнений для текущего состояния с минимальным порядковым номером. Второй, схемно-ориентированный, описывает цепь ключа с помощью однородной системы уравнений и с зависящими от работы изменениями параметров. В обоих случаях требуется числовое дискретное во времени управление с контролем событий и функциональным анализом. Оба метода отличаются специфическими преимуществами и недостатками.

Реальная коммутационная модель (уровень IV)

Реальная коммутационная модель основана на анализе элементов в цепи коммутации. В цепях ключей с нулевым напряжением и, особенно с нулевым током, время коммутации можно более не игнорировать по отношению к продолжительности периода частоты коммутации. Временем переключения все еще пренебрегают. В то время как начинается процесс коммутации с активным сигналом управления, он заканчивается пассивными процессами в электрической цепи (нулевой ток или нулевая разность напряжений). Рассмотрение параметров управления в непрерывной или дискретной системе управления, а также системы управления преобразователем и числовое описание целой схемы основывается на тех же методах, что и идеальная модель коммутации.

Модель с 2-полюсным ключом (уровень V)

Этот уровень модели применяется, если нельзя более игнорировать время переключения силовых полупроводников при реальной коммутации. В резонансной или особенно в квазирезонансной схеме это играет большую роль для общих функций для удовлетворения всех условий резонанса. Поскольку ослабление резонансных цепей в основном определяются потерями при коммутации силовых полупроводников, модель с 2-полюсным ключом обобщает ключи с нулевым током или нулевым напряжением при помощи источников тока или напряжения с фиксированными временными функциями при коммутации. Эти временные функции определяются экспериментально для специфической рабочей точки. Для модели с 2-полюсным ключом требуется другое определение времени перехода между переключением и временем коммутации, чем для реальной коммутационной модели.

Модель с 3-полюсным ключом (уровень VI)

На этом уровне модели постоянные параметры описываются непрерывными функциями, так как характеристики силового полупроводника реализованы эквивалентной цепью с анализом управляющего входа. Система может ухудшиться только прерывным управлением драйвера. Поэтому описание модели на этом уровне требует библиотеку моделей, в которую включены все силовые полупроводниковые приборы, использующие активные компоненты выходных цепей драйвера. Полупроводниковые модели состоят из пассивных компонентов и активных источников тока и напряжения. Точные параметры определяются только при всесторонних измерениях и данных от производителя прибора. Благодаря обширности системы, этот уровень модели часто ограничивается расчетом единичных периодов частоты коммутации. Численно мы всегда рекомендуем использовать схемно-ориентированные методы, поскольку они имеют большое число выводов электрической схемы.

При выборе программы для моделирования нужно четко представить цели расчетов и результирующий уровень модели. Средств моделирования, которые одинаково пригодны для всех уровней моделей, не существует. Состояние и управление или единичные параметры в моделях уровней I и II постоянны, что делает их пригодными для описания методов, используемых в управляющей технике. Существует большое разнообразие средств для этого. Модель уровня VI специализированна для расчета электрических схем, и предоставляется многими поставщиками в разных вариантах. Что касается уровней моделей между ними, нужно учитывать особенности разнообразных состояний и управляющих параметров, которые требуют специального числового представления прерывного во времени управления и детектора событий.

3.10.2 Программное обеспечение SEMIKRON

SEMIKRON предоставляет разнообразные возможности расчета и много способов для моделирования различных схем и условий нагрузки для программного обеспечения силовых

модулей, особенно для SKiiPPACK и MiniSKiiP. Наиболее важным средством для потребителя является программа SKiiPsel, которая, однако, ограничена расчетом SKiiPPACK и MiniSKiiP [273], [274], [276]. SKiiPsel имеется на SEMIKRON-CD-ROM [265].

Эта программа предоставляет пользователям SKiiPPACK и MiniSKiiP компонентов возможность расчета потерь мощности IGBT и диодов в схемах при условии синусоидального выходного тока и фиксированных условий управления.

Разработка программы рассчитана на удобство пользования отдельным человеком, использование программы без дополнительного обучения и быструю «оценку» компонентов по их требованиям в устройстве.

Основана на вводе рабочих условий (ток, напряжение, частота, цикл нагрузки, температура), программа способна рассчитать потери мощности в IGBT и обратных диодах, а также окончательные температуры кристалла и радиатора. Программа выберет подходящий прибор по определенному пользователем критерию выбора, и проверит работоспособность предложенной пользователем схемы. Для условий охлаждения пользователь может выбрать специальные функции или выбрать такие из программы (воздушное или водяное охлаждение, скорость потока охладителя).

Результаты расчета представляются графически и как отчет в ACCESS. По результатам о температурных циклах установленных программой при рассчитанных условиях нагрузки будет возможность сделать оценку об ожидаемом сроке службы силового полупроводника.

SKiiPsel работает с отдельными характеристическими моделями, основанными на измеренных и интерполированных зависимостях.

Характеристики, требуемые для кристаллов IGBT и диодов, которые используются в SKiiPPACK и MiniSKiiP показаны ниже:

$$V_{CE} = f(I_C) \text{ (IGBT)} \quad V_F = f(I_F) \text{ (диод)}$$

$$V_{CE} = f(T_j) \quad V_F = f(T_j)$$

И потери мощности в плечах IGBT / обратных диодах

$$E_{on} = f(I_L) \quad E_{off} = f(I_L)$$

$$E_{on} = f(T_j) \quad E_{off} = f(T_j)$$

Полученных при условии

- управления SKiiPPACK интегрированным драйвером
- управления MiniSKiiP в соответствии с рекомендациями из справочных данных.

Они хранятся в программе и доступны пользователю.

Потери мощности в IGBT и обратных диодах рассчитывается итеративно в зависимости от выходного тока, температуры кристалла и условий охлаждения в соответствии с принципом, описанным в п.3.2.

MathCAD

Другая возможная техническая поддержка при расчете схем с несинусоидальными выходными токами и традиционными IGBT или MOSFET модулями, которая не входит в состав SKiiPsel. Для этого SEMIKRON разработал специальную программу на основе MathCAD, которая способна выполнить температурное моделирование любой схемы пользователя, например, вольтодобавочных преобразователей, систем инвертирования источника тока и преобразователей с линейной коммутацией.

Кроме максимальных значений и характеристик силовых полупроводниковых приборов SEMIKRON, встроенная база данных содержит, например, данные о радиаторах и экспериментальные результаты испытаний цикла нагрузки с силовыми модулями.

Поэтому расчеты температурных циклов и срока службы компонентов возможны для любых циклов нагрузки.

4 References

- [1] Hierholzer, M.; Brunner, H.; Laska, T.; Porst, A.: "Characteristics of High Voltage IGBT Modules" PCIM 1995, Nürnberg; Proc. Power Electronics, pp. 135-139
- [2] Griessel, R.; Tursky, W.: "The Latest Step in Intelligent Integrated Power" PCIM 1995, Nürnberg; Proc. Power Electronics
- [3] Majumdar, G.; Hatae, S.; Fukunaga, M.; Oota, T.; Mori, S.; Thal, E.: "600 V HVIC Incorporated Application Specific IPMs for Low Power Motor Control", PCIM 1995, Nürnberg; Proc. Power Electronics, pp. 155-161
- [4] Hertrich, H.; Reinmuth, K.: "HITFET-A New Generation of Intelligent Low Side Switches" PCIM 1995, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp.9-15
- [5] Konrad, S.; Anger, K.: „Electro-thermal Model for Simulating Chip Temperatures in PWM Inverters" PCIM 1995, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 219-228
- [6] Szeponik, S., Berger, G., Petzoldt, J., Gens, W.: "Correction of the Current-Depending Voltage Fault in PWM-Inverters with Higher Pulse Frequency by a Control-Automat" PCIM 1995, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 289-295
- [7] Soule, C.: "Thermal Management of IGBT Power Modules" PCIM 1995, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp.297-312
- [8] Lindemann, A.: „Investigations on Electromagnetic Compatibility of Power Semiconductor Modules Integrated in a Converter", PCIM 1995, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp.251-262
- [9] Ruedi, H.; Köhli, P.; u.a.: „Dynamic Gate Controller (DGC) – A new IGBT Gate Unit for High Current / High Voltage IGBT Modules", PCIM 1995, Nürnberg, Proc. Power Electronics
- [10] Konrad, S.: "Thermal Behaviour of Power Modules in PWM-Inverter" EPE 1995, Sevilla, Spanien, Proc. Vol. 1, pp. 565-570
- [11] Reimann, T., Petzoldt, J.: "The Dynamic Behaviour of Power Transistors at Impressed di/dt in ZVS Applications", EPE 1995, Sevilla, Spanien, Proc. Vol. 1, pp. 571-576
- [12] Hiyoshi, S.; Yanagisawa, S.; u.a.: "A 1000 A 2500 V Pressure Mount RC-IGBT" EPE 1995, Sevilla, Proc. Vol.1, pp. 51-56
- [13] Brunner, H.; Hierholzer, M.; Spanke, R.; Laska, T.; Porst, A.: "3300 V IGBT-Module for Traction Application", EPE 1995, Sevilla, Proc. Vol. 1, pp. 56-60
- [14] Coquery, G.; Lallemand, R.; Wagner, D.; Gibard, P.: "Reliability of the 400 A IGBT Modules for Traction Converters. Contribution on the Power Thermal Fatigue Influence on Life Expancy" EPE 1995, Sevilla, Proc. Vol. 1, pp. 60-66
- [15] Kraus, R.; Reddig, M.; Hoffmann, K.: „The Short-Circuit Behaviour of IGBTs Based on Different Technologies", EPE 1995, Sevilla, Proc. Vol. 1, pp. 157-161
- [16] Gerstenmaier, Y.C.; Scheller, G.; Hierholzer, M.: "Short Circuit Ruggedness, Switching and Stationary Behaviour of New High Voltage IGBT in Measurement and Simulation" EPE 1995, Sevilla, Proc. Vol.1, pp. 583-588
- [17] Blaabjerg, F.; Pedersen, J.K.; Jaeger, U.: „A Critical Evaluation of Modern IGBT-Modules" EPE 1995, Sevilla, Proc. Vol. 1, pp. 594-601
- [18] Aloisi, P.: "Insulated Gate Bipolar Transistor Family", EPE 1995, Sevilla, Proc. Vol. 1, pp. 608-614

- [19] Steimel, A.; Teigelkötter, J.: „A New Test Bench for High Power Turn-off Semiconductor Devices“ EPE 1995, Sevilla, Proc. Vol. 1, pp. 631-636
- [20] Shen, Z. J.; Robb, S. P.; Taomoto, A.: "Current Sensing Characteristics of IGBTs under Short Circuit Conditions“, EPE 1995, Sevilla, Proc. Vol.2, pp. 202-207
- [21] Eckel, H.-G.; Sack, L.: „Optimization of the Short-Circuit Behaviour of NPT-IGBT by the Gate Drive“ EPE 1995, Sevilla, Proc. Vol. 1, pp. 213-218
- [22] Medaule, D.;Majumdar, G.: "Last Improvements of Intelligent Power Modules for Motor Drive" EPE 1995, Sevilla, Proc. Vol.2, pp. 294-301
- [23] Fragapane, L.; Letor, R.; Saya, F.: "Optimization of 1000 V Epitaxial IGBT Device for 2 kW Zero Current Resonant Converter", EPE 1995, Sevilla, Proc. Vol. 2, pp. 282-287
- [24] Klotz, F., Petzoldt, J.: "Modelling of Conducted EMI", EPE 1995, Sevilla, Spanien, Proc. Vol. 3, pp. 356-361
- [25] Constapel, R.; Korec, J.; Baliga, B.J.: "Trench-IGBTs with Integrated Diverter Structures" ISPSD 1995, Yokohama, Proc.; pp. 201-206
- [26] Dettmer, H.; Fichtner, W.; Bauer, F.; Stockmeier, T.: "Punch-Through IGBTs with Homogeneous N-Base Operating at 4 kV Line Voltage", ISPSD 1995, Yokohama, Proc.; pp. 492-496
- [27] Majumdar, G.; Hatae, S.; Fukunaga, M.; Oota, T.: „Application Specific IPM for Low Power-End Motor Drives", ISPSD 1995, Yokohama, Proc.; pp. 207-211
- [28] Takahashi, Y.; Yoshikawa, K.; Koga, T.; Soutome, M.; Seki, Y.: "Experimental Investigations of 2.5 kV-100 A PT-Type and NPT-Type IGBTs", ISPSD 1995, Yokohama, Proc.; pp. 70-74
- [29] Tanaka, A.; Mori, M.; Saito, R.; Yamada, K.: "2000 V 500 A High Power Module" ISPSD 1995, Yokohama, Proc.; pp. 80-83
- [30] Kudoh, M.; Otsuki, M.; Momota, S.; Yamazaki, T.: "Current Sensing IGBT Structure with Improved Accuracy", ISPSD 1995, Yokohama, Proc.; pp. 119-122
- [31] Hotz, R.; Fichtner, W.; Bauer, F.: "On-state and Short Circuit Behaviour of High Voltage Trench Gate IGBTs in Comparison with Planar IGBTs", ISPSD 1995, Yokohama, Proc.; pp. 224-229
- [32] Fukumochi, Y., Suga, I., Ono, T.: "Synchronous Rectifiers using New Structure MOSFET" ISPSD 1995, Yokohama, Proc. pp. 252-255
- [33] Sunkavalli, R., Baliga, B.J.: "Integral Diodes in Lateral DI Power Devices" ISPSD 1995, Yokohama, Proc. pp. 385-390
- [34] Richard, K.W., u.a.: "The Bidirectional Power NMOS-A New Concept in Battery Disconnect Switching" ISPSD 1995, Yokohama, Proc. pp. 480-485
- [35] Tornblad, O., u.a.: "Simulations and Measurements of Emitter Properties in 5 kV Si PIN Diodes" ISPSD 1995, Yokohama, Proc. pp. 380-384
- [36] Godbold, C.V.; u.a.: „A Comparison of Power Module Transistor Stacks“ PESC 1995, Atlanta, USA, Proc. Vol. I, pp. 3-9
- [37] Palmer, P.R.; Githiari, A.N.: „The Series Connection of IGBTs with Optimized Voltage Sharing in the Switching Transient“, PESC 1995, Atlanta, USA, Proc. Vol. I, pp. 44-49
- [38] Li, H.H.; u.a.: „Performance Comparison of IGBTs and MCTs in Resonant Converters“ PESC 1995, Atlanta, USA, Proc. Vol. I, pp. 50-54

-
- [39] Bernet, S., Petzoldt, J.: "AC-Link Converters with MCTs and Reverse Blocking NPT-IGBTs" PESC 1995, Atlanta, USA, Proc. Vol. II, pp. 1258-1264
- [40] Klotz, F., Petzoldt, J.: "Modell zur Berechnung leitungsgebundener elektromagnetischer Störungen durch leistungselektronische Schalter", 8. Symposium Maritime Elektronik, Universität Rostock, 1995, Band Maritime Energie- und Steuerungstechnik, pp. 89-93
- [41] Bachofner, A., Feldfoß, M., Konrad, S., Laska, Th.: "IGBTs der 2. Generation: Kraftpakete auf kleinstem Raum", SIEMENS Components, 33. Jg. Heft 2/95, pp. 46-48
- [42] Klotz, F.: "Vermeidung von Überspannungen am Ende langer Motorleitungen" Elektrie, Berlin, Jg. 49, 1995, Heft 5, pp. 54-58
- [43] Reimann, T.: "Verhalten abschaltbarer Leistungshalbleiterbauelemente im ZVS-Mode" Dt. Dissertation, TU Ilmenau, 1994, Verlag Shaker, Aachen, 1995, ISBN 3-8265-0538-7
- [44] Bernet, S.: "Leistungshalbleiter als Nullstromschalter in Stromrichtern mit weichen Schaltvorgängen" Dt. Dissertation, TU Ilmenau, 1995, Verlag Shaker, Aachen, 1995, ISBN 3-8265-0762-2
- [45] Bruckmann, M.; Sigg, J.; Türkes, P.: „Reihenschaltung von IGBT's in Experiment und Simulation“ 24. Kolloquium Halbleiter-Leistungsbaulemente und Materialgüte von Silizium, Freiburg, 1995, Tagungsband, Vortrag 6
- [46] Stockmeier, T.; u.a.: „Zuverlässiges Hochleistungs IGBT Modul für Traktionsanwendungen“ 24. Kolloquium Halbleiter-Leistungsbaulemente und Materialgüte von Silizium, Freiburg, 1995, Tagungsband, Vortrag 18
- [47] Hofer, P.; Hugel, J.: „Ansteuerseitige di/dt- und du/dt-Regelung für IGBT-Umrichter“ 24. Kolloquium Halbleiter-Leistungsbaulemente und Materialgüte von Silizium, Freiburg, 1995, Tagungsband, Vortrag 19
- [48] Konrad, S.; Zverev, I.: „Treiber- und Schutzkonzepte für spannungsgesteuerte Leistungshalbleiter“ 24. Kolloquium Halbleiter-Leistungsbaulemente und Materialgüte von Silizium, Freiburg, 1995, Tagungsband, Vortrag 20
- [49] Reimann, T.; Bernet, S.: "Beanspruchung und Verhalten von IGBTs beim weichen Schalten als Nullstrom- und Nullspannungsschalter", 24. Kolloquium Halbleiter-Leistungsbaulemente und Materialgüte von Silizium, Freiburg, 1995, Tagungsband, Vortrag 21
- [50] Lutz, J.; Nagengast, P.: „Die Controlled Axial Lifetime (CAL)-Diode unter sehr hoher dynamischer Belastung“, 24. Kolloquium Halbleiter-Leistungsbaulemente und Materialgüte von Silizium, Freiburg, 1995, Tagungsband, Vortrag 26
- [51] Reinmuth, K.; Lorenz, L.: „Protected IGBTs and Modules“, PCIM Europe, Jan./Feb. 1995, pp. 20-23
- [52] Emerald, P.; Greenland, P.: „Power Multi-Chip Modules“, PCIM Europe, Sep./Oct. 1995, pp. 242-246
- [53] Passerini, B.: „Heat Exchangers in Power Modules“, PCIM Europe, Sep./Oct. 1995, pp. 248-252
- [54] Sperner, A.; Baab, J.: „Super Fast Diodes and their Increasing Demand in Industrial Applications“ PCIM Europe, Nov./Dec. 1995, pp. 308-315
- [55] Iida, T; u.a. „Trench IGBT for Battery-Operated Vehicles“, PCIM Europe, Nov./Dec. 1995, pp. 318-319
- [56] Redl, R.: „Power Electronics and Electromagnetic Compability“, PESC'96, Baveno, Proc. Vol. I, pp. 15-21
- [57] Busatto, G.; Fioretto, O.; Patti, A.: „Non-Destructive Testing of Power MOSFETs Failures during Reverse Recovery of Drain-Source Diode“, PESC'96, Baveno, Proc. Vol. I, pp. 593-599
-

- [58] Elasser, A.; Torrey, D.A.; u.a.: „Switching Losses of IGBTs under Zero-Voltage and Zero-Current Switching“, PESC’96, Baveno, Proc. Vol. I, pp. 600-607
- [59] Reimann, T.; Krümmner, R.; Petzoldt, J.: „Comparison of 1200 V/50 A State-of-the-Art Half-Bridge IGBT-Modules and MCT“, PESC’96, Baveno, Proc. Vol. I, pp. 620-626
- [60] McNeil, N.; Finney, S.J.; Willams, B.W.: „Assesment of Off-State Negative Voltage Requirements for IGBTs“, PESC’96, Baveno, Proc. Vol. I, pp. 627-630
- [61] Gerster, Ch.; Hofer, P.; Karrer, N.: “Gate-control Strategies for Snubberless Operation of Series Connected IGBTs”, PESC’96, Baveno, Proc. Vol. II, pp. 1739-1742
- [62] Merienne, F.; Roudet, J.; Schanen, J.L.: „Switching Disturbance due to Source Inductance for a Power MOSFET: Analysis and Solutions“, PESC’96, Baveno, Proc. Vol. I, pp. 1743-1747
- [63] Brunner, H.; Bruckmann, M.; Hierholzer, M.; Laska, T.; Porst, A.: “Improved 3,5 kV IGBT-Diode Chipset and 800 A Module Applications”, PESC’96, Baveno, Proc. Vol. II, pp. 1748-1753
- [64] Palmer, P.R.; Githiari, A.N.; Leedham, R.J.: „High Performance Gate Drives for Utilizing the IGBT in the Active Region“, PESC’96, Baveno, Proc. Vol. I, pp. 1754-1759
- [65] Sigg, J.; Bruckmann, M.; Türkes, P.: “The Series Connection of IGBTs Investigated by Experiments and Simulation”, PESC’96, Baveno, Proc. Vol. II, pp. 1760-1765
- [66] Mamileti, L.; u.a.: „IGBTs Designed for Automative Ignition Systems“
PESC’96, Baveno, Proc. Vol. II, pp. 1907-1912
- [67] Zhang, D.; Chen, D.Y.; Lee, F.C.: „An Experimental Comparison of Conducted EMI Emissions between a Zero-Voltage Transition Circuit and a Hard Switching Circuit“
PESC’96, Baveno, Proc. Vol. II, pp. 1992-1997
- [68] Julian, A.L.; Lipo, T.A.: „Elimination of Common Mode Voltage in Three Phase Sinussiodal Power Converters“, PESC’96, Baveno, Proc. Vol. II, pp. 1768-1772
- [69] Klotz, F.; Petzoldt, J.; Völker, H.: „Experimental and Simulative Investigations of Conducted EMI Performance of IGBTs for 5-10 kVA Converters“, PESC’96, Baveno, Proc. Vol. II, pp. 1986-1991
- [70] Hierholzer, M.: „Application of High Power IGBT Modules“
PCIM 1996, Nürnberg, Proc. Power Electronics,
- [71] Sassada, Y.; Hideshima, M.; Skinner, A.: “A New 1200 V IGBT Generation”
PCIM 1996, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 27-34
- [72] Arai, K.; Iwasa, T.; Yu, Y.; Thal, E.: “Development of New Concept PKG Third Generation IGBT Module U Series”, PCIM 1996, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 35-45
- [73] Idir, N.; Bausiere, R.: „Comparison of MCT and IGBT Devices Operating in ZCS Mode at Constant Frequency“, PCIM 1996, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 63-68
- [74] She, J.-L.; Heumann, K.; Bober, G.: „Comparison of Semiconductor Device Losses of the 2nd Generation MCT and IGBT in Hard Switched Inverter Systems“
PCIM 1996, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 69-76
- [75] Lindemann, A.: „Temperature Stress and Curent Capability of Power Semiconductors in Converters“
PCIM 1996, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 661-670
- [76] Bauer, F.; Dettmer, H.; Fichtner, W.; et.al.: “Design Considerations and Charcteristics of Rugged Punchthrough (PT) IGBTs with 4.5 kV Blocking Capability”, ISPSD 1996, Maui, Proc. pp. 327-330

-
- [77] Burns, D.; Deram, I.; et.al.: "NPT-IGBT-Optimizing for Manufacturability" ISPSD 1996, Maui, Proc. pp. 331-334
- [78] Teigelkötter, J.: "Schaltverhalten und Schutzbeschaltungen von Hochleistungshalbleitern" Dt. Dissertation, Ruhr-Universität Bochum, 1996, VDI-Verlag, 1996
- [79] Benda, V.: „Reliability of Power Semiconductor Devices - Problems and Trend“ PEMC 1996, Budapest, Proc. Vol. I, pp. 30-35
- [80] Reimann, T.; Krümmer, R.; Petzoldt, J.: „Power Loss Components of 1200 V/50 A State-of-the-Art Half-Bridge IGBT-Modules and MCT“, PEMC 1996, Budapest, Proc. Vol. I, pp. 185-189
- [81] Amimi, A.; Bouchakour, R.; Maurel, T.: „Modeling of Self-Heating and Degradation Effects on the Electrical Behaviour of the IGBT“, PEMC 1996, Budapest, Proc. Vol. I, pp. 146-150
- [82] Spanik, P.; Dobrucky, B.; Hukel, M.; Paska, R.: „A Simulation of Inverse Mode Operation of Power MOSEFET“, PEMC 1996, Budapest, Proc. Vol. I, pp. 156-160
- [83] Boudreaux, R.; Nelms, R.: „A Comparison of MOSFETs, IGBTs and MCTs for Solid State Circuit Breakers“, APEC 1996, San Jose, Proc. Vol. I, pp. 227-233
- [84] Parthasarathy, V.; Torrey, D.: „A Study of the Internal Device Dynamics of Punch-Through and Non-Punch-Through IGBTs under Zero-Current Switching“, APEC 1996, San Jose, Proc. Vol. I, pp. 250-257
- [85] Gerster, Ch.; Hofer, P.: Gate-Controlled dv/dt- and di/dt-Limitations in High Power IGBT Converters“ EPE Journal, Vol.5, No. 3/4, Jan. 1996, pp. 11-16
- [86] Cotorogea, M.; Reimann, T.; Bernet, S.: "The Behaviour of Homogeneous NPT-IGBTs at Hard and Soft Switching", EPE Journal, Vol.5, No. 3/4, Jan. 1996, pp. 23-31
- [87] Konrad, S.; Zverev, I.: "Protection Concepts for Rugged IGBT Modules" EPE Journal, Vol.6, No. 3/4, Dez. 1996, pp. 11-19
- [88] Eckel, H.-G.; Sack, L.: „Optimization of the Short-Circuit Behaviour of NPT-IGBT by the Gate Drive“ EPE Journal, Vol.6, No. 3/4, Dez. 1996, pp. 20-26
- [89] Hanser, Th.: „Adaptable Test Equipment for IGBTs“, PCIM Europe, May/June 1996, pp. 162-166
- [90] Skinner, A.: „IGBT Plus for Motor Drive Applications“, PCIM Europe, July/Aug. 1996, pp. 274-277
- [91] Eschrich, F.: „IGBT-Modules Simplify Inverter Design“, PCIM Europe, July/Aug. 1996, pp. 284-287
- [92] Woodworth, A.; Ambarian, C.: „SMD Power Semiconductors for Drives“ PCIM Europe, Oct. 1996, pp. 322-326
- [93] Tursky, W.: „Power Modules for Compact Inverters“, PCIM Europe, Dec. 1996, pp. 380-384
- [94] Noda, S.; u.a.: „A Novel Super Compact Intelligent Power Module“ PCIM 1997, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 1-9
- [95] Auerbach, F.; Fischer, K.: „A New Generation of 1700 V IGBT Modules Optimizes Power Consumption of High End Inverters“, PCIM 1997, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 11-18
- [96] Göttert, J.; u.a.: „Insulation Voltage Test and Partial Discharge Test of 3,3 kV IGBT-Modules“ PCIM 1997, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 119-122
- [97] Duong, S.; u.a.: „Investigation on Fuses against IGBT Case Explosion“ PCIM 1997, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 123-132
-

- [98] Enck, R.C.: „Aluminium Nitride Solutions in Power Packages and Power Modules“
PCIM 1997, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 133-150
- [99] Premkumar, M.K.: „Al/SiC for Power Electronics Packaging“
PCIM 1997, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 151-161
- [100] Fukuda, M.; u.a.: „A Comparison between Thermal Stresses of an Insulated Metal Substrate and an Alumina DBC“, PCIM 1997, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 177-184
- [101] Ishii, K.; u.a.: „A New High Power, High Voltage IGBT“
PCIM 1997, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 185-190
- [102] Tanaka, A.; u.a.: „3300 V High Power IGBT Modules with High Reliability for Traction Applications“
PCIM 1997, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 191-199
- [103] Hierholzer, M.; u.a.: „Improved Characteristics of 3,3 kV IGBT Modules“
PCIM 1997, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 201-204
- [104] Hiyoshi, M.; Skinner, A.; u.a.: „3,3 kV and 2,5 kV Press Pack IGBT Switching Performance and Mechanical Reliability“, PCIM 1997, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 205-215
- [105] Guttowski, S.; Jörgensen, H.; Heumann, K.: „Influence of the Modulation Method on Conducted Line Emissions of Voltage-Fed Pulsed Inverters“, PCIM 1997, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 243-249
- [106] Lutz, J.: „The Freewheeling Diode - No Longer the Weak Component“
PCIM 1997, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 259-265
- [107] Mauder, A.; Scholz, W.: „Investigation of the Static and Dynamic Current Distribution in Paralleled IGBT Modules“, PCIM 1997, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 275-284
- [108] Nickel, Ch.; Ho, P.; u.a.: „An SO-16 Isolated IGBT Gate Driver with Integrated Desaturation Protection and Fault Feedback“, PCIM 1997, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 285-292
- [109] Bober, G.; Arlt, B.; Lokuta, F.: „Ultrafast IGBTs Beats MOS in Switching Applications“
PCIM 1997, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 319-325
- [110] Eckel, H.G.: „Series Connection of IGBTs in Zero Voltage Switching Inverters“
PCIM 1997, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 327-333
- [111] Krümmer, R.; Konrad, S.; Lorenz, L.: „Investigation and Comparison of the Parallel Connection of Discrete PT- and NPT-IGBTs“, PCIM 1997, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 335-343
- [112] Schimanek, E.; Mackert, G.: „Semikron SKiiPPACK with New Driver Principle „OCP“ - The Next Step in Intelligent Power Electronics (OCP - Over Current Protection)“,
PCIM 1997, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 373-384
- [113] Ferber, G.; u.a.: „Economy Improvement in Inverter-Converter Module Design“
PCIM 1997, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 455-463
- [114] Bhotto, G.; Carpita, M.; u.a.: „Series Connected Soft Switched IGBTs for High Power, High Voltage Drives Applications: Experimental Results“, PESC 1997, St. Louis, Proc. Vol. I, pp. 3-7
- [115] Githiari, A.N.; u.a.: „A Comparison of IGBT Models for Use in Circuit Design“
PESC 1997, St. Louis, Proc. Vol. II, pp. 1554-1560
- [116] Strollo, A.G.M.: „A new IGBT Circuit Model for SPICE Simulation“
PESC 1997, St. Louis, Proc. Vol. I, pp. 133-137
- [117] Beukes, H.J.; u.a.: „Busbar Design Considerations for High Power IGBT Converters“
PESC 1997, St. Louis, Proc. Vol. II, pp. 847-853

-
- [118] Palmer, P.R.: „Some Scaling Issues in the Active Voltage Control of IGBT Modules for High Power Applications“, PESC 1997, St. Louis, Proc. Vol. II, pp. 854-860
- [119] Zverev, I.; Konrad, S.; Völker, H.; Petzoldt, J.; Klotz, F.: „Influence of the Gate Drive Techniques on the EMI-Behaviour of a Power Converter“, PESC'97, St. Louis, Proc. Vol.II, pp. 1522-1528
- [120] Guttowski, S.; Heumann, K.; Jörgensen, H.: „The Possibilities of Reducing Conducted Line Emissions by Modifying the Basic Parameters of Voltage-Fed Pulsed Inverters“, PESC'97, St. Louis, Proc. Vol.II, pp. 1535-1540
- [121] Julian, A.L.; Oriti, G.; Lipo, T.A.: „A New Space Vector Modulation Strategy for Common Mode Voltage Reduction“, PESC'97, St. Louis, Proc. Vol.II, pp. 1541-1546
- [122] Ogasawara, S.; Ayano, H.; Akagi, H.: „An Active Circuit for Cancellation of Common-Mode Voltage Generated by a PWM Inverter“, PESC'97, St. Louis, Proc. Vol.II, pp. 1547-1553
- [123] Matsuda, H.; Hiyoshi, M.; Kawamura, N.: „Pressure Contact Assembly Technology of High Power Devices“, ISPSD 1997, Weimar, Proc. pp. 17-24
- [124] Palmour, J.W.; Singh, R.; u.a.: „Silicon Carbide for Power Devices“, ISPSD 1997, Weimar, Proc. pp. 25-32
- [125] Terashima, T.; Shimizu, K.; Hine, S.: „A New Level-Shifting Technique by Devised RESURF Structure“, ISPSD 1997, Weimar, Proc. pp. 57-60
- [126] Igarashi, S.; u.a.: „An Active Control Gate Drive Circuit for IGBTs to Realize Low-noise and Snubberless System“, ISPSD 1997, Weimar, Proc. pp. 69-72
- [127] Omura, I.; Fichtner, W.: „Numerical Study of Reverse Blocking Switching Devices in Current Source Inverters in Comparison with Normal Devices in Current Source Inverters and Voltage Source Inverters“, ISPSD 1997, Weimar, Proc. pp. 93-96
- [128] Gerstenmaier, Y.C.; Stoisiek, M.: „Switching Behaviour of High Voltage IGBTs and its Dependence on Gate-Drive“, ISPSD 1997, Weimar, Proc. pp. 105-108
- [129] Deram, I.; u.a.: „Power MOSFET Packaged-Induced On-Resistance Reduction“, ISPSD 1997, Weimar, Proc. pp. 113-115
- [130] Mitlehner, H.; u.a.: „The Potential of Fast High Voltage SiC Diodes“, ISPSD 1997, Weimar, Proc. pp. 165-168
- [131] Sakamoto, K.; u.a.: „A Fast-Switching Intelligent Power MOSFET with Thermal Protection and Negative Gate Protection“, ISPSD 1997, Weimar, Proc. pp. 189-192
- [132] Porst, A.; u.a.: „Improvement of the Diode Characteristics using Emitter-Controlled Principles (EMCON-Diode)“, ISPSD 1997, Weimar, Proc. pp. 213-216
- [133] Brunner, H.; u.a. (Siemens): „Progress in Development of the 3,5 kV High Voltage IGBT / Diode Chipset and 1200 A Module Application“, ISPSD 1997, Weimar, Proc. pp. 225-228
- [134] Mori, M.; u.a. (Hitachi): „3,3 kV Punchthrough IGBT with Low Loss and Fast Switching“, ISPSD 1997, Weimar, Proc. pp. 229-232
- [135] Takahashi, Y.; u.a. (Fuji): „Ultra High-Power 2,5 kV-1800 A Power Pack IGBT“, ISPSD 1997, Weimar, Proc. pp. 233-236
- [136] Mochizuki, K.; u.a. (Mitsubishi): „Examination of Punch Through IGBT (PT-IGBT) for High Voltage and High Current Application“, ISPSD 1997, Weimar, Proc. pp. 237-240
-

- [137] Laska, T.; Matschitsch, M.; Scholz, W.: „Ultrathin-Wafer Technology for a New 600 V- NPT-IGBT“
ISPSD 1997, Weimar, Proc. pp. 361-364
- [138] Jaecklin, A.A.: „Integration of Power Components - State of the Art and Trends“
EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. I, pp.1-6
- [139] Lorenz, L.: „System Integration - A New Milestone for Future Power Electronic Systems“
EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. I, pp.10-15
- [140] Hilpert, G.; Züllig, T.: „Integrated Power Module in IGBT Technology for Modular Power Traction Converter“, EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. I, pp.106-111
- [141] Sommer, K.H.; Spanke, R.; u.a.: „Multichip High Power IGBT - Modules for Traction and Industrial Application“, EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. I, pp.112-116
- [142] Jörgensen , H.; Guttowski, S.; Heumann, K.: „Reduction of Conducted Line Emissions in Voltage-Fed Pulsed Inverters by using suppressor capacitors in the Intermediate Circuit“
EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. I, pp.125-129
- [143] Bontemps, S.; Sable, P.; Grafham, D.: „Integral Liquid Cooled High Speed Power Module“
EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. I, pp.200-203
- [144] Majumdar, G.; u.a.: „Evaluation of Application Specific IPM“
EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. I, pp.210-215
- [145] Hollander, M.; Zetterberg, G.: „Evaluation of High Power IGBTs for Traction Application“
EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. I, pp.412-417
- [146] Bernet, S.: „Characterization and Comparison of IGBTs and MCTs in Zero Current Switching Converters“,
EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. I, pp.482-487
- [147] Lutz, J.: „Axial Recombination Center Technology for Freewheeling Diodes“
EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. I, pp.502-506
- [148] Bruckmann, M.; Baudelot, E.; Mitlehner, H.; Weis, B.: „Switching Behaviour of Diodes Based on New Semiconductor Materials and Silicon -a Comparative Study“
EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. I, pp.513-517
- [149] Seki, Y.; u.a.: „Ultra High-Ruggedness of 2,5 kV-1000 A Power Pack IGBT“
EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. II, pp.49-53
- [150] Hofer, P.; Karrer, N.: „Modelling of Power Converter using Paralleled Intelligent IGBT Power Modules“
EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. II, pp.256-261
- [151] Duke, R.M.; Ram, B.: „Comparative Emissions Measurements for Full-Bridge Switching Strategies“
EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. II, pp.800-805
- [152] Palis, F.; Mecke, R.; Mecke, H.: „Influence of System Parameters on EMC-Behaviour of IGBT Inverters“
EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. II, pp.810-814
- [153] Tamba, A.; u.a.: „A Novel Low-Cost and High-Reliability IGBT Module for General Use“
EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. III, pp.92-97
- [154] Herzer, R.; Bokeloh, Ch.; Lehmann, J.: „A Universal Smart Control-IC for High-Power IGBT-Applications“,
EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. III, pp.98-102
- [155] Stengert, K.; Göbl, Ch.: „Intelligent Integrated Power for Low Power Applications“
EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. III, pp.109-112

-
- [156] Hamidi, A.; Coquery, G.; Lallemand, R.: „Reliability of High Power IGBT Modules Testing on Thermal Fatigue Effects due to Traction Cycles“, EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. III, pp.118-123
- [157] Azzopardi, S.; Jamet, C.; u.a.: „Dynamics Behaviour of Punch-Through IGBT in Hard-Switching Converters at High Temperature“, EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. IV, pp.1-6
- [158] Siemienieć, R.; Netzel, M.; Herzer, R.: „Comparison of PT and NPT Cell Concept for 600 V IGBT's“, EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. IV, pp.24-28
- [159] Wheeler, P.W.; Newton, Ch.: „An Investigation of the Turn-Off Characteristics of an IGBT Under Short Circuit Conditions“, EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. IV, pp.29-33
- [160] Melito, M.; Belverde, G.; Galluzzo, A.; Musumeci, S.: „Switching Balancement of Series Connected Insulated Gate Devices by Gate Control Strategy“, EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. IV, pp.34-38
- [161] Reimann, T.; Krümmer, R.; Petzoldt, J.: „Active Voltage Clamping Techniques for Overvoltage Protection of MOS-Controlled Power Transistors“, EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. IV, pp.43-48
- [162] Busatto, G.; u.a.: „PSPICE Model for High Voltage IGBTs“, EPE 1997, Trondheim, Proc. Vol. IV, pp.145-150
- [163] Netzel, M.; Herzer, R.; Resch, U.; Schipanski, D.: „Neue Wege zur optimalen Gestaltung von Trench-IGBTs“, 26. Kolloquium Halbleiter-Leistungsbaulemente und Materialgüte von Silizium, Freiburg, 1997, Tagungsband, Vortrag 2
- [164] Laska, T.; Matschitsch, M.; Scholz, W.; Porst, A.: „Ein neuer 600 V-NPT-IGBT mit 100 µm Chipdicke“, 26. Kolloquium Halbleiter-Leistungsbaulemente und Materialgüte von Silizium, Freiburg, 1997, Tagungsband, Vortrag 3
- [165] Göttert; Thiede; u.a.: „Extremer Frequenztest für IGBT-Module“, 26. Kolloquium Halbleiter-Leistungsbaulemente und Materialgüte von Silizium, Freiburg, 1997, Tagungsband, Vortrag 9
- [166] Hofer, P.; Hugel, J.: „Zustandsüberwachung parallelgeschalteter IGBT/Diodenmodule“, 26. Kolloquium Halbleiter-Leistungsbaulemente und Materialgüte von Silizium, Freiburg, 1997, Tagungsband, Vortrag 10
- [167] Stockmeier, T.; Frey, T.; Herr, E.; et.al.: „Zuverlässiges Hochleistungs-IGBT-Modul für Traktionsanwendungen“, 26. Kolloquium Halbleiter-Leistungsbaulemente und Materialgüte von Silizium, Freiburg, 1997, Tagungsband, Vortrag 18
- [168] Zametzky, K.; Lutz, J.: „Praktische Erfahrungen beim Einsatz von Hybriddioden“, 26. Kolloquium Halbleiter-Leistungsbaulemente und Materialgüte von Silizium, Freiburg, 1997, Tagungsband, Vortrag 22
- [169] Berndes, G.: „Schottky-Dioden, ein wiederentdecktes Bauelement für die Leistungshalbleiterhersteller“, 26. Kolloquium Halbleiter-Leistungsbaulemente und Materialgüte von Silizium, Freiburg, 1997, Tagungsband, Vortrag 25
- [170] Held, R.; Kaminsky, N.; Niemann, E.: „Schottky-Dioden für hohe Sperrspannungen auf der Basis von Siliziumkarbid“, 26. Kolloquium Halbleiter-Leistungsbaulemente und Materialgüte von Silizium, Freiburg, 1997, Tagungsband, Vortrag 26
- [171] Shenai, K.; Trivedi, M.: „Trade-Off in IGBT Safe Operating Area and Performance Parameters“, 32. IAS Annual Meeting, 1997, New Orleans, Proc., Vol. II, pp. 949-954
- [172] Donlon, J.F.; u.a.: „Application Advantages of High Voltage, High Current IGBTs with Punch-Through Technology“, 32. IAS Annual Meeting, 1997, New Orleans, Proc., Vol. II, pp. 955-960
-

- [173] Torrey, D.A.; u.a.: „Series Connection of IGBTs with Active Voltage Balancing“
32. IAS Annual Meeting, 1997, New Orleans, Proc., Vol. II, pp. 961-967
- [174] Galluzzo, A.; u.a.: „Snubberless Balancement of Series Connected Insulated Gate Devices by a Novel Gate Control Strategy“, 32. IAS Annual Meeting, 1997, New Orleans, Proc., Vol. II, pp. 968-974
- [175] Lee, H.-G.; u.a.: „An Improved Gate Control Scheme for Snubberless Operational of High Power IGBTs“
32. IAS Annual Meeting, 1997, New Orleans, Proc., Vol. II, pp. 975-982
- [176] Sankaran, V.A.; u.a.: „Power Cycling Reliability of IGBT Power Modules“
32. IAS Annual Meeting, 1997, New Orleans, Proc., Vol. II, pp. 1222-1227
- [177] Auerbach, F.; Lenniger, A.: „Power Cycling Stability of IGBT Modules“
32. IAS Annual Meeting, 1997, New Orleans, Proc., Vol. II, pp. 1248-1252
- [178] Deuty, S.; Rutter, B.: „Advancements in Motor Drive Modules - Past, Present and Future“
32. IAS Annual Meeting, 1997, New Orleans, Proc., Vol. II, pp. 1282-1292
- [179] Venkataramanan, G.; Chen, Ch.: „An Examination of Radiated Electromagnetic Emission from Hard and soft Switched Power Converters“, 32. IAS Annual Meeting, 1997, New Orleans, Proc., Vol. II, pp. 1558-1563
- [180] Nagel, A.; De Doncker, R.W.: „Analytical Approximations of Interference Spectra Generated by Power Converters“, 32. IAS Annual Meeting, 1997, New Orleans, Proc., Vol. II, pp. 1564-1570
- [181] Skibinski, G.: „Generation Control and Regulation of EMI from AC Drives“
32. IAS Annual Meeting, 1997, New Orleans, Proc., Vol. II, pp. 1571-1583
- [182] Ferreira, J.A.: „Sources, Pathes and Traps of Conducted EMI in Switch Mode Circuits“
32. IAS Annual Meeting, 1997, New Orleans, Proc., Vol. II, pp. 1584-1591
- [183] Krechla, A.; Machost, D.; Petzoldt, J.: „Investigation and Simulation of Low Frequency Conducted EMI in Power Electronic Circuits“, Power Quality, 1997, Nürnberg, Proc., pp. 91-96
- [184] Gretsche, R.; Neubauer, M.: „System Impedances and Background Noise in the Frequency Range 2 to 9 kHz“, Power Quality, 1997, Nürnberg, Proc., pp. 79-89
- [185] Lutz, J.: „Rugged FWD for IGBTs“, PCIM Europe, No. 3/97, pp. 116-120
- [186] Fa. Ferraz: „Protection and Cooling of IGBTs“, PCIM Europe, No. 3/97, pp. 128-130
- [187] Sax, H.; Castagnet, T.C.: „Intelligent Power MOSFETs in Drives“, PCIM Europe, No. 3/97, pp. 142-149
- [188] Noda, S.; u.a.: „Compact Intelligent Power Module for Drives“, PCIM Europe, No. 4/97, pp. 226-227
- [189] Ambatani, C.; Chao, C.: „IGBTs Replace Power MOSFETs in SMPS“, PCIM Europe, No. 4/97, pp. 228-230
- [190] Nickel, C.: „Isolated IGBT Gate Driver with Protection and Fault Feedback“
PCIM Europe, No. 4/97, pp. 232-234
- [191] Clotheir, A.; Moxey, G.: „Trends in Automotive Power Semiconductors“
PCIM Europe, No. 5/97, pp. 292-295
- [192] Schütze, Th.: „Inverters with IGBT High Power Modules“, PCIM Europe, No. 6/97, pp. 344-349
- [193] Klotz, F.: "Leitungsgebundene elektromagnetische Störemissionen von Leistungshalbleitertopologien"
Dt. Dissertation, TU Ilmenau, 1997, Verlag ISLE, Ilmenau, 1997, ISBN 3-932633-00-8
- [194] Konrad, S.: „Ein Beitrag zur Auslegung und Integration spannungsgespeister IGBT-Wechselrichter“
Dt. Dissertation, TU Ilmenau, 1997, Verlag ISLE, Ilmenau, 1997, ISBN 3-932633-09-1

-
- [195] Rischmüller, K.: „Smart Power“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 1-5
- [196] Zeller, H.: „High Power Components“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 7-16
- [197] Ambarian, Ch.: „Trends in Power (Metal-Oxide) Semiconductors“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 359-368
- [198] Aliabadi, T.; Sasada, Y.; Takemoto, H.: „100A 600V New IPM“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 379-386
- [199] Chan, S.S.M.; Waind, P.R.; Thomson, J.; Crees, D.E.; Udrea, F.; Trajkovic, T.; Amaratunga, G.A.: „Development of the Trench Insulated Gate Bipolar Transistor for High Voltage Applications“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 399-408
- [200] Rahimo, M.T.; Findlay, W.J.; Coulbeck, L.: „An Improved Design for Ultra Soft-Fast Recovery Diodes Suitable for (600 - 1200V) IGBT Applications“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 409-418
- [201] Lindemann, A.: „A New Chipset of 300 Volt IGBT and Diodes for Electrical Vehicles“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 427-434
- [202] Krümmner, R.; Konrad, S.; Petzoldt, J.; Lorenz, L.: „Thermal Investigations of the Structure of Power Modules“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 445-454
- [203] Clothier, A.: „The Application of Insulated Substrates in Automotive Systems“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 467-474
- [204] Perruchoud, P.: „A Power Module Family Designed for Versatility“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 485-490
- [205] Göttert, J.; Karl, A.; Mauder, A.; Scholz, W.: „A New Generation of 600 V IGBT Modules“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 23-32
- [206] Dewar, S.; Debled, G.: „A 1200 A, 3300 V IGBT Power Module for Traction Applications“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 33-38
- [207] Sing, K.; Eschrich, F.; Kajiwar, T.: „New Intelligent Power Multi-Chips Module with Junction Temperature Detecting Function“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 39-46
- [208] Schulz, A.; Dittmann, N.; Loddenkötter, M.; Feldvoß, M.: „Power Integration with new ECONO-PIM IGBT Modules“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 339-348
- [209] Zametzky, K.; Lutz, J.: „The Hybrid-Diode - a High Advantage in a MOS Chopper Circuit“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 47-54
- [210] Galster, N.; Vetsch, H.; Roth, M.; Carroll, E.: „The Design, Application and Production-Testing of High-Power Fast Recovery Diodes“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 55-65
- [211] Schilling, O.; Hierholzer, M.; Auerbach, F.: „Technical Improvements in 1700 V High Power Modules with Rated Current up to 2400 A“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 349-357
- [212] Mouries, G.: „Film Capacitors for IGBT Converters“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 771-786
- [213] Lorenz, L.: „System Integration“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 117-128
- [214] Meynard, T.: „High Power Converter Topologies“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 129-139
-

- [215] Rüedi, H.: „The "Scale" IGBT-Driver: a New Scalable Compact, All Purpose, Low Cost And Easy to Use Driver for IGBTs“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics
- [216] Lorenz, L.: „Cool-MOS – an Important Milestone Towards a New Power MOSFET Generation“ PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 151-160
- [217] Jitaru, I.D.: „Power Conversion Technology for Power Levels under 3 kW“ PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 255-264
- [218] Bramoullè, M.: „Film Capacitors for Power Electronics“ PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 265-274
- [219] Idir, N.; Briffaut, A.; Bausiere, R.: „Improved Gate Voltage Control of Isolated Gate Transistors Allowing Safe Operation of Alternative Chopper“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 615-620
- [220] Faulkner, A.: „Reducing the IGBT Turn-Off Transients by Use of Soft-Turn-Off Gate Drive Units“ PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 621-630
- [221] Duong, S.; Schanen, J.L.; Schaeffer, C.; u.a.: „Reduction of the Parasitic Inductance of a Fuse in a Busbar Circuit“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 667-674
- [222] Novelli, A.; Pappalardo, S.; Gariboldi, R.: „A New Family of High Voltage Half Bridge Gate Driver ICs with Fully Integrated Bootstrap Diode“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 735-742
- [223] Jörgensen, H.; Guttowski, S.; Heumann, K.: „Comparison of Methods to Reduce the Common Mode Noise Emission of PWM Voltage-Fed Inverters“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 273-280
- [224] Romestant, C.; Alexander, A.; Bonhomme, C.; Julien, J.N.; u.a.: „IGBT Cooling by Heat Pipe and Air Flow“, PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics,
- [225] Backhaus, K.: „Higher Integration of Driver-Circuits for IGBT/MOSFET“ PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 323-328
- [226] Moxey, G.: „New High Speed IGBTs for Cost Effective High Frequency Power Supplies“ PCIM 1998, Nürnberg, Proc. Power Electronics, pp. 329-338
- [227] Lutz, J.; Nagengast, P.: „Neue Entwicklungen bei schnellen Dioden“ ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, 1998, Proc. pp. 27-42
- [228] Takahashi, Y.; u.a.: „2,5 kV/1,8 kA Power Pack IGBT“ ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, 1998, Proc. pp. 43-54
- [229] Göttert, J.; Karl, A.; u.a.: „Eigenschaften von 600 V NPT-IGBT-Modulen“ ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, 1998, Proc. pp. 55-64
- [230] Schilling, O.; Auerbach, F.: „Performance and Characteristics of 1700 V Low Loss IGBT in High Power Modules“, ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, 1998, Proc. pp. 65-74
- [231] Wolfgang, E.; u.a.: „Zuverlässigkeit von Silicium-Leistungshalbleiterbauelementen“ ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, 1998, Proc. pp. 101-112
- [232] Lorenz, L.: „Systemintegration – Ein neuer Meilenstein für zukünftige leistungselektronische Systeme“ ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, 1998, Proc. pp. 123-134
- [233] Tursky, W.; Schimanek, E.: „Flexible Aufbau- und Verbindungstechnik für Leistungshalbleiter“ ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, 1998, Proc. pp. 135-148
- [234] Braun, M.: „Schaltungstechnik leistungselektronischer Stellglieder mit abschaltbaren Bauelementen“ ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, 1998, Proc. pp. 171-188

- [235] Tietze, U.: „Neue Ansteuerverfahren von MOSFETs und IGBTs“
ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, 1998, Proc. pp. 189-196
- [236] Bruckmann, M.: „Einsatz von IGBT für Hochleistungsstromrichter“
ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, 1998, Proc. pp. 221-234
- [237] Peppel, T.; Heyn, G.; Vökler, D.: „Hybride Integration von Umrichter und ASM (Kompaktantrieb) im Leistungsbereich bis 22 kW“, ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, 1998, Proc. pp. 247-254
- [238] Bernet, S.; Teichmann, R.: „Hart und weich schaltende Matrixstromrichter mit rückwärts sperrfähigen NPT-IGBTs für Drehstromantriebe“, ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, 1998, Proc. pp. 255-272
- [239] Marquardt, R.; u.a.: „Einsatz von hochsperrenden IGBT und GTO in Traktionsstromrichtern“
ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, 1998, Proc. pp. 273-286
- [240] Kamp, P.G.; u.a.: „Höchstsperrende Halbleiterbauelemente in stationären Hochleistungsstromrichtern“
ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, 1998, Proc. pp. 287-300
- [241] Eggert, B.: „Rückwirkungen des idealen Netzpulsstromrichters am realen Netz“
ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, 1998, Proc. pp. 301-314
- [242] Blacha, N.: „Netzfrequenzfreundlicher Pulsstromrichter für USV mit digitaler Regelung“
ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, 1998, Proc. pp. 315-332
- [243] Gretsche, R.; Neubauer, M.; Krechla, A.; Petzoldt, J.: „Netzimpedanzen und Störaussendungen im Frequenzbereich 2 bis 9 kHz“, ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, 1998, Proc. pp. 331-346
- [244] Karl, A.: „IGBT Modules Reach New Levels of Efficiency“, PCIM Europe, 1/1998, pp. 8-12
- [245] Lorenz, L.: „Trends in Power Integration“, PCIM Europe, 1/1998, pp. 14-18
- [246] Bayerer, R.: „State of the Art and Evolution of IGBT Modules“, PCIM Europe, 2/1998, pp. 54-56
- [247] Williams, R.K.; u.a.: „High-Density Trench FET Features Distributed Voltage Clamping“
PCIM Europe, 2/1998, pp. 58-64
- [248] Schulz-Harder, J.; u.a.: „Fluid-Cooled DBC Substrates“, PCIM Europe, 2/1998, pp. 66-71
- [249] Chan, S.S.M.; u.a.: „Trench IGBTs for High Voltage Applications“, PCIM Europe, 3/1998, pp. 128-130
- [250] Parker, Z.; Aliabadi, T.: „IPM Featuring Trench IGBTs“, PCIM Europe, 3/1998, pp. 132-175
- [251] Lindemann, A.: „IGBT and Diode for Electric Vehicles“, PCIM Europe, 3/1998, pp. 150-154
- [252] Trivedi, M.; u.a.: „Turn-Off Failure of IGBTs under Clamped Inductive Load“
Proc. of PESC'98, Fukuoka, Japan
- [253] Kimata, M.; Chikai, S.; Tanaka, T.; Ishii, K.: „High Performance Gate Drive Circuit of High Voltage IPMs (HVIPMs)“, Proc. of PESC'98, Fukuoka, Japan
- [254] Azzopardi, S.; Jamet, C.; Vinassa, J.M.; Zardini, C.: „Switching Performances Comparison of 1200V Punch-Through and Non Punch-Through IGBTs under Hard-Switching at High Temperature“
Proc. of PESC'98, Fukuoka, Japan
- [255] Takizawa, S.; Igarashi, S.; Kuroki, K.: „A New di/dt Control Gate Drive Circuit for IGBTs to Reduce EMI Noise and Switching Losses“, Proc. of PESC'98, Fukuoka, Japan
- [256] Goldberg, G.: „Power Quality“, 14. Intern. EMC Symposium, Wroclaw 1998, Proc. pp. 15-22

- [257] Krechla, A.; Petzoldt, J.: „A new Measuring Method for Low Frequency Conducted EMI in a Frequency Range 2-9 kHz“, 14. Intern. EMC Symposium, Wroclaw 1998, Proc. pp. 138-142
- [258] Schröder, D.: „Emerging Power Electronic Devices, Physical Modelling and CAE“ PEMC'98, Prague, Vol. 1, pp. K1-1 – K1-33
- [259] Benda, S.: „Electromagnetic Compatibility within the Industry in EU and EFTA Countries“ PEMC'98, Prague, Vol. 1, pp. K6-1 – K6-3
- [260] Ferraris, P.; Bellenda, G.; Ferraris, L.; Lentir, L.: „General and Experimental Keynotes on the EMC Problems in the Power Electronics Area“, PEMC'98, Prague, Vol. 1, pp. K7-1 – K7-10
- [261] Reimann, T.; Krümmer, R.; Petzoldt, J.: „Experimental and Simulative Investigations of Power Losses in Active Voltage Clamping Circuits“, PEMC'98, Prague, Vol. 1, pp. 1-1 – 1-6
- [262] Wheeler, P.W.: „The Control and Optimisation of IGBT Turn-Off Characteristics under Short Circuit Conditions“, PEMC'98, Prague, Vol. 1, pp. 1-7 – 1-11
- [263] Jakopovic, Z.; Kolonic, F.; Bencic, Z.: „The Estimation of the Semiconductor's Silicon Temperature in the Real Operation Conditions“, PEMC'98, Prague, Vol. 1, pp. 1-17 – 1-21
- [264] SEMIKRON Partner für Leistungselektronik: „Datenbuch Partners in Power 1999“, Edition 3
- [265] SEMIKRON Partner für Leistungselektronik: „Datenbuch-CD Partners in Power 1999“, Edition 3
- [266] Hempel, H.-P.: „Leistungshalbleiter-Handbuch“, SEMIKRON International, 1978
- [267] Mourick, P.: „SEMITRANS MOSFET- und IGBT-Module“, SEMIKRON International 1991
- [268] Mourick, P.: „IGBT-Module. Anwendung und Ansteuerung“, SEMIKRON International, 1992
- [269] „IGHT: Der homogene IGBT von SEMIKRON“, SEMIKRON International, 1996
- [270] „MiniSKiiP Data sheets“, SEMIKRON International, 1997/98
- [271] „MiniSKiiP: Do it your way“, SEMIKRON International, 1998
- [272] „IGBT and MOSFET SKHI-Drivers“, SEMIKRON International, 1998
- [273] „SEMIKRON SKiiP Selection Program“, Version V 1.3d; SEMIKRON International, 1997
- [274] Srajber, D.; Lukasch, W.: „The Calculation of Power Dissipation for the IGBT and the Inverse Diode in Circuits with Sinusoidal Output Voltage“, Electronica'92, München, Conf.-Proc.
- [275] Scheuermann, U.; Wutz, O. P.: „Teilentladungen-Qualitätskriterium für Leistungsmodule“ 24. Kolloquium Halbleiter-Leistungsbaulemente und Materialgüte von Silizium, Freiburg, 1995, Vortrag 15
- [276] Nicolai, U.; Li, Y.: „Rechnergestützte Dimensionierung leistungselektronischer Schaltungen“ Workshop: „Von der Simulation zum Entwurf, TU Dresden, Juli 1998
- [277] Stengl, J. P.; Tihanyi, J.: „Leistungs-MOS-FET-Praxis“, Pflaum Verlag München. 2. Auflage, 1992
- [278] Schröder, D.: „Elektrische Antriebe: 3. Leistungselektronische Bauelemente“ Springer-Verlag Berlin Heidelberg 1996
- [279] „Power Semiconductors“, Application Notes for Industrial Electronics; Siemens AG 1997
- [280] „3rd Generation IGBT and Intelligent Power Modules“, Application Manual; Mitsubishi 1995

-
- [281] „New 3rd-Generation FUJI IGBT Modules, N Series“, Application Manual; Fuji 1995
- [282] Silber, D.: „Leistungsbaulemente: Funktionsprinzipien und Entwicklungstendenzen“ ETG-Fachtagung, Bad Nauheim 1998, Proc. pp. 9-25
- [283] Sze, S.M.: „Physics of Semiconductor Devices“, New York, 1981
- [284] Dannhäuser, F.; Krausse, J.: "Die Abhängigkeit der Trägerbeweglichkeit in Silizium von der Konzentration der freien Ladungsträger -1,-2", Solid State Electronics Vol. 15, pp 1371- 1381, (1972)
- [285] Baliga, B.J.: „Modern Power Devices“, New York: J. Wiley, 1987
- [286] Pendharkar, S.; Shenai, K.: "Optimization of the Anti-Parallel Diode in an IGBT Module for Hard-Switching Applications", IEEE Trans El. Dev., Vol. 44 No. 5, May 1997
- [287] Wolley, E.D.; Bevaqua, S.F.: "High Speed, Soft Recovery Epitaxial Diodes for Power Inverter Circuits" IEEE IAS Meeting Digest (1981)
- [288] Lutz, J.: "Limitation for the Softness of Fast Rectifier Diodes" PCIM 1991, Nürnberg; Proc. Power Electronics, pp. 208-220
- [289] Schlangenotto, H.; Neubrand, H.: "Dynamischer Avalanche beim Abschalten von GTO-Thyristoren und IGBTs", Archiv für Elektrotechnik 72, (1989)
- [290] Baliga, B.J.: „Analysis of a High Voltage Merged p-i-n/Schottky (MPS) Rectifier" IEEE El. Dev. Letters Vol. Edl.-8, No.9 (1987)
- [291] Rahimo, M.T.; Shammash, N.Y.A.: "Optimisation of the Reverse Recovery Behaviour of Fast Power Diodes Using Injection Efficiency and Lifetime Control Techniques" EPE'97, Trondheim, Proc. Vol. 2, pp. 99-104
- [292] Silber, D.; Novak, W.-D.; Wondrak, W.; Thomas, B.; Berg, H.: "Improved Dynamic Properties of GTO-Thyristors and Diodes by Proton Implantation"
- [293] Lutz, J.; Scheuermann, U.: "Advantages of the New Controlled Axial Lifetime Diode" PCIM 1994, Nürnberg; Proc. Power Electronics, pp. 163-169
- [294] Weber, A.; Galsterer, N.; Tsyplakow, E.: "A New Generation of Asymmetric and Reverse Conducting GTOs and Their Snubber Diodes", PCIM 1997, Nürnberg; Proc. Power Electronics, pp. 475-484
- [295] Tursky, W.; Lutz, J.: Patentschrift DE 41 35 259, 25.10.1991
- [296] Schlangenotto, H.; Sommer, K.H.; Kaußen, F.: Offenlegungsschrift DE 42 01 183, 17.1.1992
- [297] Rivet, B.; Rault, P.: „Series Operation of Fast Rectifiers“ PCIM 1991, Nürnberg; Proc. Power Electronics, pp. 101-115
- [298] Siemens Components, 2/97, pp. 12
- [299] Zverev, I.: „Untersuchung energiearmer Prozesse in Stromrichtern“, Dt. Dissertation, 1998, Universität Rostock (unveröffentlicht)
- [300] Krechla, A.; Machost, D.; Büttner, J.: „Netzrückwirkungen von gepulsten Stromrichtern im Frequenzbereich 2-9 kHz“, 43. IWK, TU Ilmenau, 1998, Proc. Vol. 4, pp. 617-621
- [301] Feuerstack, P.; Orlik, B.: „EMV-Filter für pulswechselrichtergespeiste Drehstromantriebe mit langen Motorzuleitungen“, 43. IWK, TU Ilmenau, 1998, Proc. Vol. 4, pp. 646-651
-

- [302] Reimann, T.; Krümmner, R.: „Überspannungsschutz MOS-gesteuerter Transistorschalter in Stromrichtern mittlerer Leistung“, 43. IWK, TU Ilmenau, 1998, Proc. Vol. 4, pp. 663-668
- [303] Held, M.; Jacob, P.; Nicoletti, G.; Scacco, P.; Poech, M.-H.: „Fast Power Cycling Test for IGBT Modules in Traction Application“, Proc. Power Electronics and Drive Systems, 1997, pp. 425-430
- [304] Scheuermann, U.: „Power Module Design for HV-IGBTs with Extended Reliability“, PCIM'99, Proc. Power Conversion, 1999, pp. 49-54
- [305] K. Sheng, B. W. Williams, X. He, Z. Qian, S. J. Finney: „Measurement of IGBT Switching Frequency Limits“, PESC'99-CD-ROM-Proceedings
- [306] Flannery, J.; et.al.: „State of the art of integrated power modules (IPMs) for 0,75 kW and 2 kW drive applications“, APEC'99, Proc. Vol. 2, pp. 657-663
- [307] Kon, H.; Kitagawa, M.: „The 4500 V Trench Gate IEGT with Current Sense Function“, APEC'99, Proc. Vol. 2, pp. 676-681
- [308] E. Wolfgang: „Reliability of high-power semiconductor devices: from the state of the art to future trends“, PCIM'99-CD-ROM-Proceedings
- [309] A. Laprade, G. Bober, R.H. Randall: „A Numerical Method for Evaluating Current, Voltage and Temperature Dependant IGBT Switching and Conduction Losses“, PCIM'99-CD-ROM-Proceedings
- [310] Dewar, S.; et.al.: „The standard module of the 21th century“, PCIM'99-CD-ROM-Proceedings
- [311] Auerbach, F.; et.al.: „6,5 kV IGBT-Modules“, PCIM'99-CD-ROM-Proceedings
- [312] J. Lutz, J. Nascimento, E. Schimanek: „A 3300V 1200A Integrated Intelligent Power Module with Improved Freewheeling Diode“, PCIM'99-CD-ROM-Proceedings
- [313] M. Hierholzer, et.al.: „3rd Generation of 1200V IGBT Modules“, PCIM'99-CD-ROM-Proceedings
- [314] H. Iwamoto, M. Tabata, et.al.: „Features and Applications of New 1200V Trench Gate IGBT Modules“, PCIM'99-CD-ROM-Proceedings
- [315] M. Matsumoto, M. Takeda, M. Ishii: „2nd Generation of 1200A-3300V HVIGBT Module“, PCIM'99-CD-ROM-Proceedings
- [316] S. Dewar, S. Kaufmann, M. Bayer: „A Liquid-Cooled 1500A, 4500V IGBT Module for Traction Applications“, PCIM'99-CD-ROM-Proceedings
- [317] M.Cotorogea, A.C. Sanchez, J. Aguayo: „Switching Behaviour of the PT- and NPT-IGBT under ZCS Operation in a Special Test Circuit“, PCIM'99-CD-ROM-Proceedings
- [318] D. Westerholt, G. Schmidt, H.-J. Schulze: „Power Capability and Reliability of High Power Semiconductors“, PCIM'99-CD-ROM-Proceedings
- [319] H. Rüedi, P. Köhli: „Scale Driver for High Voltage IGBTs“, PCIM'99-CD-ROM-Proceedings
- [320] Chan-Su Yun, P. Regli, J. Waldmeyer, W. Fichtner: „Static and Dynamic Thermal Characteristics of IGBT Power Modules“, ISPSD'99, Toronto, Proc. pp. 37-40
- [321] R. Saito, Y. Koike, A. Tanaka, T. Kushima, H. Shimizu, S. Nonoyama: „Advanced High Current, High Reliable IGBT Module with Improved Multi-Chip Structure“, ISPSD'99, Toronto, Proc. pp. 109-112
- [322] V. Mehrotra, J.H. Mahyar, S. Dadkhah, K. Rugg, M.C. Shaw: „Wirebond Reliability in IGBT-Power Modules: Application of High Resolution Strain and Temperature Mapping“, ISPSD'99, Toronto, Proc. pp. 113-116

-
- [323] Lorenz, L.; Deboy, G.; Knapp, A.; März, M.: „COOLMOS – a new milestone in high voltage power MOS“, ISPSD’99, Toronto, Proc. pp. 3-10
 - [324] Gekenidis, S.; Ramezani, E.; Zeller, H.: „Explosion Tests on IGBT High Voltage Modules“, ISPSD’99, Toronto, Proc. pp. 129-132
 - [325] T. Schütze, H. Berg, M. Hierholzer: „Further Improvements in the Reliability of IGBT Modules“, IAS’98, St. Louis, Proc. Vol. 2, pp.1022-1025
 - [326] G. Mitic, K.-H. Sommer, D. Dieci, G. Lefranc: „The thermal impedance of new semiconductor modules using AlN substrates“, IAS’98, St. Louis, Proc. Vol. 2, pp.1026-1030
 - [327] T. Kajiwara, A. Yamaguchi, Y. Hoshi, K. Sakurai, J. Gallagher: „New Intelligent Power Multi-Chips Modules with Junction Temperature Detecting Function“, IAS’98, St. Louis, Proc. Vol. 2, pp.1085-1090
 - [328] Belvedre, G.; Galluzzo, A.; Melito, M.; et.al.: „Active voltage sharing of series connected strings of IGBT devices in bridge applications“, IAS’98, St. Louis, Proc. Vol. 2, pp.817-824
 - [329] Busatto, G.; Cascone, B.; Fratelli, L.; Luciano, A.: „Series Connection of IGBTs in hard switching applications“, IAS’98, St. Louis, Proc. Vol. 2, pp.825-830
 - [330] Bruckmann, M.; Sommer, R.; Fasching, M.; Sigg, J.: „Series connection of high voltage IGBT modules“, IAS’98, St. Louis, Proc. Vol. 2, pp.1067-1072
 - [331] Weis, B.; Bruckmann, M.: „A new gate driver circuit for improved turn-off characteristics of high current IGBT modules“, IAS’98, St. Louis, Proc. Vol. 2, pp.1073-1077
 - [332] J. v.Bloh, R.W. De Doncker: „Characterizing Medium-Voltage High-Power Devices under Conventional and Soft-Switching Conditions“, IAS’99-CD-ROM-Proceedings
 - [333] K.-J. Um, B.-S. Suh, D.-S. Hyun: „Switching Performance of 3.3kV HVIGBTs with PT and NPT structures“, IAS’99-CD-ROM-Proceedings
 - [334] M. Trivedi, K. Shenai: „Evaluation of Planar and Trench IGBT for Hard- and Soft-Switching Performance“, IAS’99-CD-ROM-Proceedings
 - [335] G. Mitic, G. Lefranc: „Localisation of electrical-insulation- and partial-discharge failures of IGBT modules“, IAS’99-CD-ROM-Proceedings
 - [336] M. Hierholzer, Th. Laska, M. Lodderrkotter, et.al.: „3rd Generation of 1200V IGBT Modules“, IAS’99-CD-ROM-Proceedings
 - [337] T. Franke, G. Zaiser, J. Otto, M. Honsberg-Riedl, R. Sommer: „Current and Temperature Distribution in Multi-Chip Modules under Inverter Operation“, EPE’99-CD-ROM-Proceedings
 - [338] R.Krümmer, T. Reimann, G. Berger, J. Petzoldt, L.Lorenz: „On-line calculation of the chip temperatur of power modules in voltage source converters using the microcontroller“, EPE’99-CD-ROM-Proceedings
 - [339] U. Scheuermann, J. Lutz: „High Voltage Power Module with Extended Reliability“, EPE’99-CD-ROM-Proceedings
 - [340] L. Lorenz: „COOLMOS – a new approach toward an idealized power switch“, EPE’99-CD-ROM-Proceedings
 - [341] Wheeler, N.; et. al.: „A new 1200 V PT IGBT module using trench gate structure and local life time control“, EPE’99-CD-ROM-Proceedings
 - [342] P.O. Jeannin, M. Akhbari, J.L. Schanen: „Influence of Stray Inductances on Current Sharing during Switching Transitions in Paralleled Semiconductors“, EPE’99-CD-ROM-Proceedings
-

4 References

- [343] V. Pickert: „Comparison of modified Punch-Through and Non-Punch Through IGBTs for Soft Switching Topologies“, EPE'99-CD-ROM-Proceedings
- [344] Papp, G.; Marquardt, R.; Teigelkötter, J.: „Advanced IGBT converters with 4,5 kV and 6,5 kV semiconductor devices“, EPE'99-CD-ROM-Proceedings