

Особенности управления SiC MOSFET

Широкое внедрение SiC-технологии ограничено не только высокой стоимостью, но и рядом технических особенностей. Замена традиционных типов кремниевых транзисторов на карбидокремниевые достаточно сложная задача, поэтому необходим тщательный анализ целесообразности использования SiC-ключей в каждом конкретном устройстве.

По затворным характеристикам SiC MOSFET заметно отличаются от хорошо изученных кремниевых (Si) ключей, а значит, очень важен выбор оптимальных уровней управления карбидокремниевыми модулями. Структурам SiC присущи некоторые специфические особенности, в частности дрейф порогового напряжения затвора $V_{GS(th)}$ при длительной эксплуатации и деградация затвора при использовании отрицательного напряжения выключения.

Проведенные в последние годы исследования позволили достаточно хорошо изучить температурные эффекты нестабильности смещения затвора (BTI — bias temperature instability). Была выявлена динамическая составляющая дрейфа порогового напряжения $V_{GS(th)}$, зависящая от частоты коммутации и напряжения выключения ($V_{GS(off)}$). Выбор рабочей точки напряжения управления V_{GS} должен проводиться с учетом всех этих факторов.

Арендт Винтрич
(Arendt Wintrich)

Андрей Колпаков

Andrey.Kolpakov@semikron.com

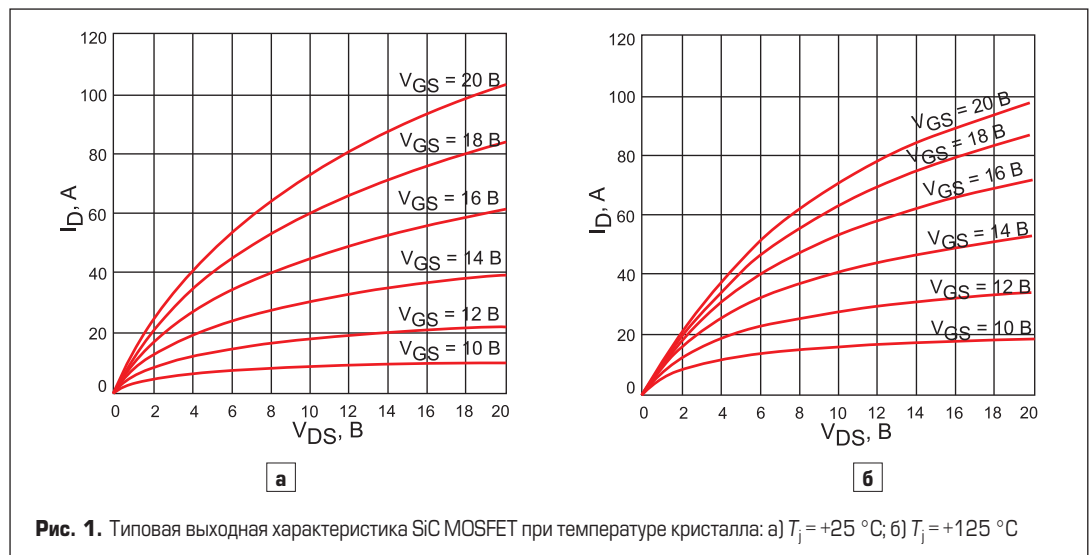
Управление SiC, общие положения

В общем случае оптимальные токовые характеристики карбидокремниевых ключей обеспечиваются при напряжении на затворе $V_{GS} = 18\text{--}20$ В, что подтверждается кривыми, показанными на рис. 1 и 2. Как видно из рисунков, у карбида кремния намного выше модулирующий эффект напряжения управления. Это справедливо для режимов, где SiC-прибор ведет себя как управляемое напряжением сопротив-

ление или как управляемый напряжением источник тока, зависящий от V_{DS} .

В открытом состоянии напряжение «сток-исток» V_{DS} SiC MOSFET, как правило, больше, чем $V_{CE(sat)}$ Si MOSFET и IGBT. Данный факт влияет на работу схем контроля выхода из насыщения, особенно если учесть свойство перехода транзисторов в режим стабилизации тока при перегрузке.

Типичной ошибкой является выбор устройства управления по напряжению на затворе без учета вы-



ходного сопротивления и нагрузочной способности прибора. Очевидно, что кроме соответствующих значений V_{GS_on} и V_{GS_off} драйвер должен иметь высокий пиковый ток, низкое выходное сопротивление и мощность, достаточную для управления затвором на заданной частоте коммутации.

Перепад напряжения управления ΔV_{GS} SiC-ключей — не менее 22 В, при этом рекомендуемые значения V_{GS_on} (+20 В) и V_{GS_off} (от -2 до -5 В) отличаются от величин, традиционно используемых для контроля кремниевых MOSFET и IGBT. Также отметим, что суммарный заряд затвора (Q_{g_tot}) у SiC MOSFET значительно меньше, соответственно, меньше и энергия управления или произведение ΔV_{GS} на заряд Q_g . Однако это трудно назвать преимуществом SiC MOSFET, которые предназначены для работы на повышенных частотах. Импульсы на затворе должны иметь малое время нарастания и спада, что требует низкого импеданса драйвера и минимальной индуктивности его соединения с затвором.

Типовое пороговое напряжение включения SiC MOSFET составляет 2,5 В, но карбидокремниевый ключ не может открыться полностью до тех пор, пока V_{GS} не достигнет 18–20 В. Таким образом диапазон изменения напряжения на затворе SiC заметно шире, чем у кремниевых транзисторов MOSFET и IGBT. Высокий «модулирующий эффект» считается одним из недостатков карбида кремния. Следствие этого — меньшая стойкость SiC-модулей к шумовым сигналам. Любой звон, возникающий на управляющем выводе, может привести к ложному включению или частичному выключению устройства.

Одно из основных преимуществ SiC MOSFET — отсутствие «хвостового» тока, присущего IGBT-модулям. Тем не менее этот паразитный эффект биполярных структур обеспечивает определенную степень демпфирования переходных процессов. При замене кремниевых ключей на карбидокремниевые усиливаются переходные процессы, а уровень коммутационных перенапряжений может оказаться достаточным для пробоя полупроводникового прибора. Для решения этих проблем следует оптимизировать схему управления, минимизировать паразитные индуктивности в цепи коммутации и в ряде случаев использовать дополнительные снабберные цепи.

Дрейф порогового напряжения $V_{GS(th)}$

Природа широкозонных материалов и свойства интерфейсного слоя «полупроводник-диэлектрик» SiC обуславливают особенности температурных характеристик порогового напряжения (BTI — Bias Temperature Instability). Были проведены детальные исследования, направленные на изучение данных особенностей, объяснение их связи со свойствами полупроводниковых материалов и влияния на работу в конкретных применениях. Испытания выполнялись на макете инвертора с карбидокремниевым модулем SK200MB120TSCE2

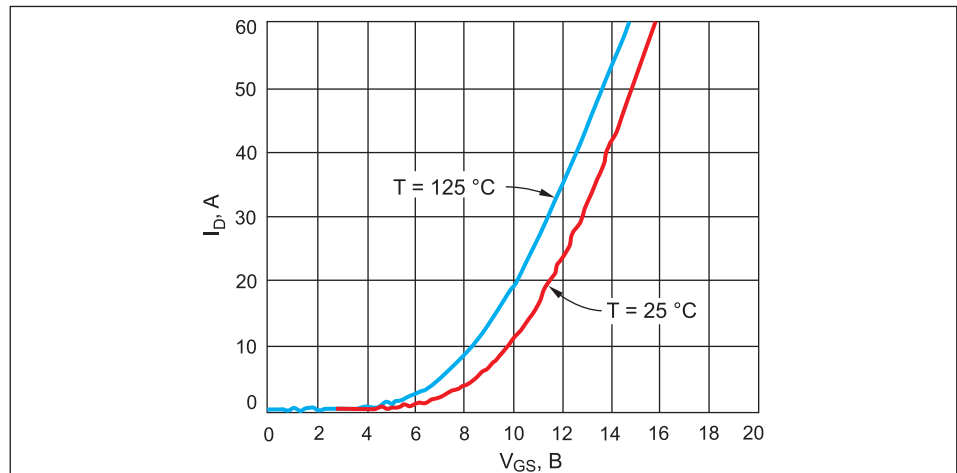


Рис. 2. Типовая передаточная характеристика SiC MOSFET при температуре кристалла $T_j = +25$ и $+125$ °C

(кристаллы Infineon CoolSiC) в корпусе SEMITOP E2 (рис. 3).

Для изучения статических характеристик управления SiC MOSFET необходима адаптация стандартных условий, используемых при тестировании кремниевых ключей. С этой целью разработана новая процедура оценки параметров затвора, позволяющая различать динамический обратимый гистерезис порогового напряжения $V_{GS(th)}$ и его медленные температурные и временные вариации [1].

Кроме изменений, связанных со статическими процессами, пороговое напряжение SiC MOSFET имеет дрейф, вызванный включением и выключением прибора. Этот дополнительный компонент может быть идентифицирован только в ходе долговременных импульсных тестов. Современные исследования показывают, что данный эффект связан с динамикой оксидного слоя затвора и он присущ всем существующим технологиям SiC MOSFET. С течением времени коммутация транзистора приводит к медленному увеличению $V_{GS(th)}$. Его величина одинакова у различных приборов, находящихся в одинаковых условиях эксплуатации. Независимо от выбранных параметров отрицательный дрейф порогового напряжения никогда не наблюдался. Изменение порогового напряжения влияет на сопротивление канала $R_{DS(on)}$, таким образом в ходе эксплуатации статические потери увеличиваются.

Основные параметры, подверженные влиянию динамического дрейфа $V_{GS(th)}$:

- общее количество циклов коммутации, трансформируемое в частоту переключения и суммарное время работы;
- напряжение выключения $V_{GS(off)}$;
- напряжение управления на выводах «затвор-исток» чипа (может выйти за границы допустимого диапазона).

Влияние дрейфа V_{GS} на условия применения

Основное влияние динамический дрейф порогового напряжения оказывает на сопротивление канала $R_{DS(on)}$, начальное значение которого определяется в спецификации для заданного напряжения управления. Увеличение $R_{DS(on)}$ приводит к росту потерь проводимости и, соответственно, температуры кристаллов T_j . Этот временной эффект следует учитывать при оценке показателей надежности.

Насколько критичным является увеличение T_j , зависит от конкретного применения и условий эксплуатации. Во многих случаях оно незначительно и не приводит к заметному перегреву кристаллов, даже к концу срока службы. Однако в некоторых приложениях рост температуры чипов может негативно влиять на важные параметры изделия, в частности стойкость к термоциклированию.

Ниже на примере полумостового каскада в DC/DC-конвертере проиллюстрировано

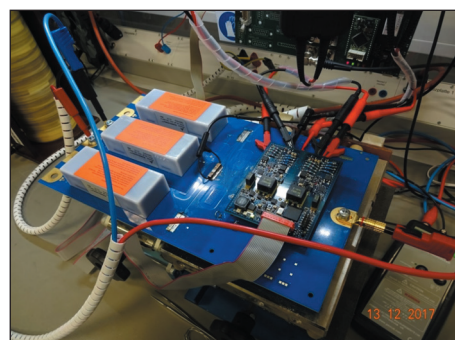


Рис. 3. Тестовый инвертор с модулем SK200MB120TSCE2 и драйвером SKYPER 12, корпус SEMITOP E2

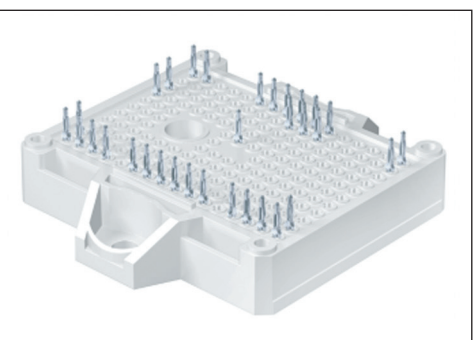


Таблица. Влияние дрейфа порогового напряжения в различных режимах работы

	Пример 1: доминируют потери проводимости	Пример 2: потери проводимости и переключения равны
Частота коммутации, кГц	8	30
Номинальный ток, А	50	38,5
Выходное напряжение, В	400	
Выходная частота, Гц	50	
Напряжение ДС-шины, В	600	
Коэффициент мощности	1	
Тепловое сопротивление, К/Вт	3,6	
Температура окружающей среды, °С	40	

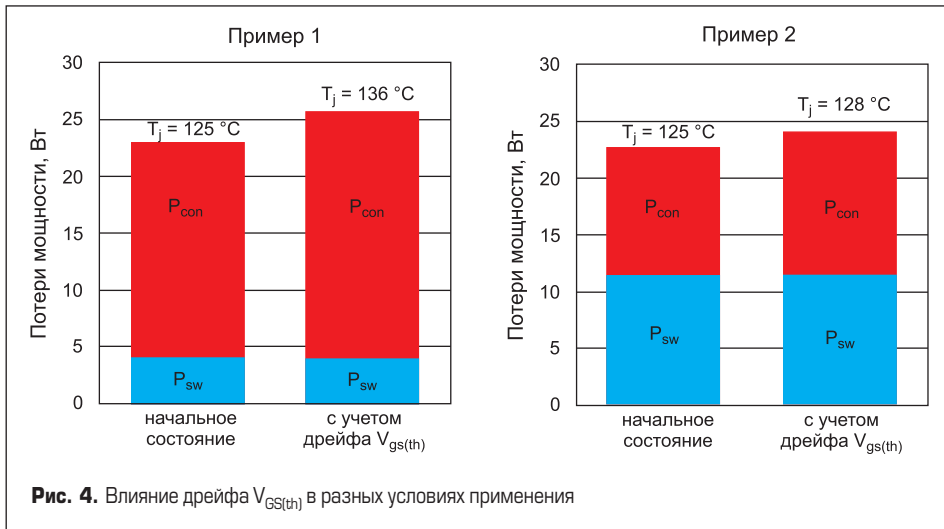


Рис. 4. Влияние дрейфа $V_{GS(th)}$ в разных условиях применения

воздействие дрейфа $V_{GS(th)}$ в различных условиях (табл.). В первом случае доминируют потери проводимости (P_{con}), во втором — коммутационные потери (P_{sw}) и потери проводимости вносят одинаковый вклад в общий баланс.

Влияние изменения $V_{GS(th)}$ на распределение потерь и температуру кристаллов для примеров 1 и 2 показано на рис. 4. В обоих случаях ожидается изменение напряжения управления одинаково к концу срока службы и составляет 1 В.

Как видно из примера 1, в котором преобладают потери проводимости, дрейф $V_{GS(th)}$ приводит к заметно большему росту потерь и, следовательно, большему перегреву кристаллов. Этот факт необходимо учитывать при проектировании и соблюдать рекомендации, подробно описанные далее. Для режимов со сбалансированными потерями переключения и проводимости вариации напряжения управления имеют гораздо меньшее влияние на общие потери и температуру чипов.

Практические рекомендации

Уменьшить дрейф $V_{GS(th)}$ до приемлемого уровня позволяет ограничение напряжения выключения $V_{GS(off)}$. Верхний предел $V_{GS(off)}$ не может превышать 0 В при всех условиях эксплуатации, при этом нижний предел следует выбирать в зависимости от напряжения включения, частоты коммутации и времени наработки, чтобы сохранить $R_{DS(on)}$ в допустимом диапазоне.

Динамический дрейф порогового напряжения затвора увеличивается с ростом количества циклов коммутации. Для упрощения расчетов эта величина трансформируется в нормированную частоту переключения с учетом 10 лет непрерывной эксплуатации (24 часа×7 дней). При известном фактическом значении f_{sw} заданном сроке службы (LT — Life Time) и времени работы в процентах от общего ресурса системы нормированная частота коммутации F_{sw_norm} определяется по следующей формуле:

$$F_{sw_norm} = f_{sw} (\text{кГц}) \times \text{LT} (\text{лет}) \times \text{время работы в процентах (\%)} / 10 (\text{лет})$$

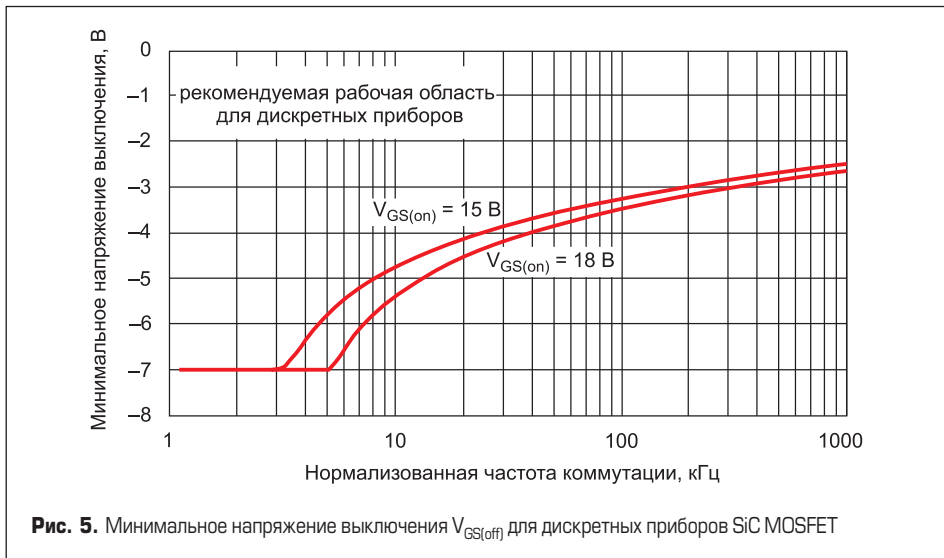


Рис. 5. Минимальное напряжение выключения $V_{GS(off)}$ для дискретных приборов SiC MOSFET

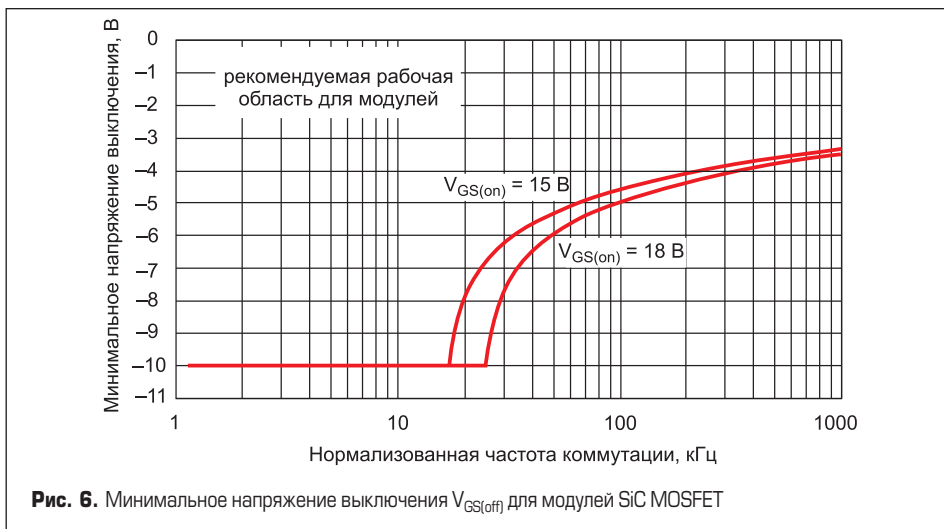


Рис. 6. Минимальное напряжение выключения $V_{GS(off)}$ для модулей SiC MOSFET

Рекомендуемая рабочая область (ROA) различается для транзисторов в модульном исполнении и в дискретных корпусах, несмотря на то, что базовая технология чипов одинакова. Это связано с тем, что область допустимых значений напряжения управления затвором сильно зависит от условий работы, используемой схемы и паразитных параметров цепей коммутации. При расчетной нормированной частоте коммутации, основанной на фактическом режиме работы, минимальное напряжение выключения с учетом динамического эффекта может быть определено с помощью кривых на рис. 5 и 6 соответственно для дискретных транзисторов и модулей.

Сказанное выше поясняется на примере инвертора солнечной станции, работающего в следующих режимах:

- фактическая частота коммутации: 20 кГц;
- целевой срок службы: 0 лет;
- фактическое время работы: 50%;
- нормированная частота переключения: 20 кГц × 20 лет × 50% / 10 лет = 20 кГц.

При величине $V_{GS(on)} = 18$ В (SiC MOSFET в дискретном корпусе) напряжение выключения $V_{GS(off)}$ с учетом динамического эффекта снижения должно находиться в диапазоне от -4,6 до 0 В, как показано на рис. 5. При $V_{GS(on)} = 15$ В (SiC MOSFET в модульном исполнении) диапазон $V_{GS(off)}$ от -7,7 до 0 В (рис. 6).

Минимальное напряжение выключения, соответствующее рекомендуемой рабочей зоне, определяется исходя из увеличения $R_{DS(on)}$ (при I_{nom} и $T_j = +125$ °С) не более 15% от исходного значения в течение всего срока службы прибора. Относительный рост $R_{DS(on)}$ зависит от рабочего тока I_d и температуры кристаллов T_j (рис. 7).

Независимо от определения ROA минимальное значение напряжения на затворе никогда не должно выходить за пределы, оговоренные в технической спецификации. Дрейф $V_{GS(th)}$ происходит в течение длительного времени, поэтому следует учитывать только повторяющиеся выходы напряжения управления из рекомендуемой рабочей области. Повышение и понижение ниже нормы напряжения затвора, вызванное нестандартными условиями эксплуатации, например нестабильностью электросети, условиями перегрузки и т. д., не следует принимать во внимание.

Выходы за границы ROA критичны для оценки дрейфа $V_{GS(th)}$ только в том случае, если недопустимое пиковое повышение/понижение сигнала управления достигает кристалла. Таким образом, для количественной оценки в идеале необходимо измерение выбросов напряжения непосредственно на выводах чипа. Это не всегда возможно, однако для получения приемлемых результатов следует придерживаться следующих рекомендаций:

- если не требуется гальваническая изоляция, используйте пробник напряжения с широкой полосой пропускания (100 МГц);
- если необходима гальваническая изоляция, то можно применить дифференциальный пробник с широкой полосой пропускания и высоким коэффициентом подавления синфазного сигнала;
- пробник должен подключаться как можно ближе к чипу, например непосредственно к сигнальным выводам модуля.

Форма напряжения затвора варьируется в зависимости от типа корпуса модуля и конструкции инвертора, типовая кривая V_{GS} показана на рис. 8.

Для большинства современных SiC MOSFET рекомендуемое напряжение включения составляет 18 В, это обеспечивает устойчивую работу в соответствующем диапазоне токов. Отметим, что с увеличением $V_{GS(on)}$ (> 15 В) наблюдаются два противоположных эффекта:

- снижается номинальное значение сопротивления канала $R_{DS(on)}$ и его чувствительность к дрейфу $V_{GS(th)}$;
- дрейф $V_{GS(th)}$ в конце срока службы может быть выше 15 В, однако рост $R_{DS(on)}$ будет

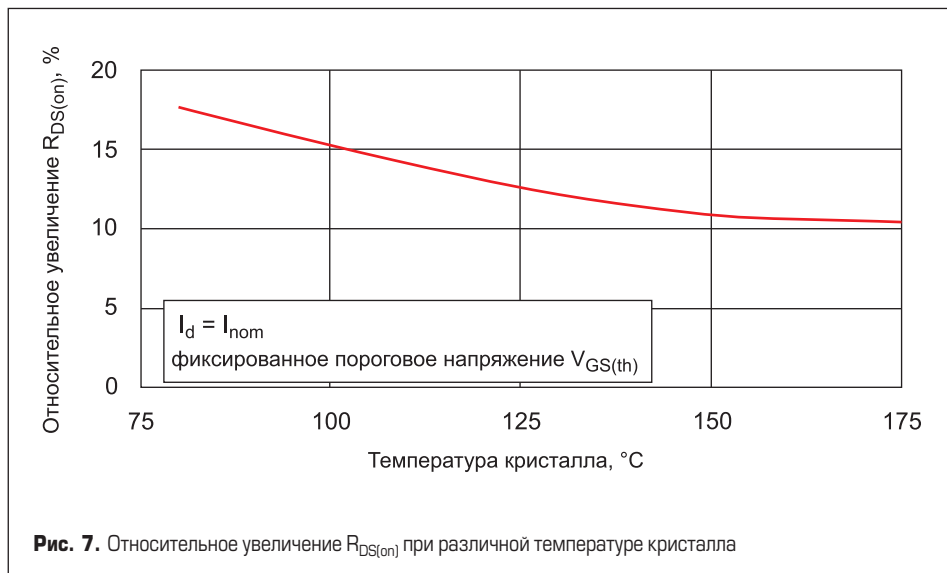


Рис. 7. Относительное увеличение $R_{DS(on)}$ при различной температуре кристалла

ограничен из-за большего влияния динамического эффекта.

Следует учитывать, что пиковый ток короткого замыкания повышается с ростом напряжения на затворе. Поэтому если устойчивость к режиму КЗ в технической спецификации оговорена при $V_{GS(on)} = 15$ В, то есть риск, что способность выдерживать ток КЗ будет утрачена при $V_{GS(on)} = 18$ В.

При выборе напряжения выключения $V_{GS(off)}$ нужно учитывать следующие характеристики SiC MOSFET:

- энергия включения/выключения E_{on} и E_{off} ;
- прямое напряжение тельного диода SiC MOSFET;
- если $V_{GS(off)}$ приближается к нулю, повышается риск ложного срабатывания, особенно в сочетании с большим сопротивлением затвора $R_{G(off)}$ и высокой паразитной индуктивностью цепи «затвор-исток»;
- при снижении $V_{GS(off)}$ ускоряются процессы деградации изолирующего слоя затвора.

Для одиночных модулей SiC MOSFET допустимо использование $V_{GS(off)} = 0$ В, однако в полумостовых каскадах отрицательное напряжение выключения обязательно из-за высокого риска пассивных (ложных) срабатываний.

В отличие от Si IGBT карбидокремниевые транзисторы очень хорошо управляются по затвору. Как видно на рис. 9, временные

характеристики SiC MOSFET мало изменяются с ростом нагрузки, но имеют почти линейную зависимость от R_G . Это частично позволяет регулировать скорость изменения тока di/dt и уровень коммутационных перенапряжений ценой увеличения динамических потерь.

Амплитуда перенапряжения «сток-исток» при выключении MOSFET определяется напряжением питания V_{DC} , величиной di/dt и паразитной индуктивностью L_s цепи коммутации:

$$V_{DS} = V_{DC} + L_s \times di/dt$$

Например, при $V_{DC} = 800$ В для приборов 12-го класса перенапряжение dV не должно превышать 400 В. Если распределенная индуктивность цепи коммутации L_s составляет 30 нГн, то максимальная величина $di/dt_{max} = 13$ кА/мкс, а при $L_s = 16$ нГн $di/dt_{max} = 25$ кА/мкс. Резистор затвора выбирают из расчета безопасного отключения тока перегрузки, например $2 \times I_{D(nom)} = 400$ А. Динамические характеристики модуля нормированы для $R_{G,off} = 0,5$ Ом. Однако при этом скорость коммутации (40 кА/мкс) намного превышает допустимое значение, а приемлемая величина dV обеспечивается при сопротивлении затвора 5 Ом.



Рис. 8. Пиковые всплески сигнала управления затвором

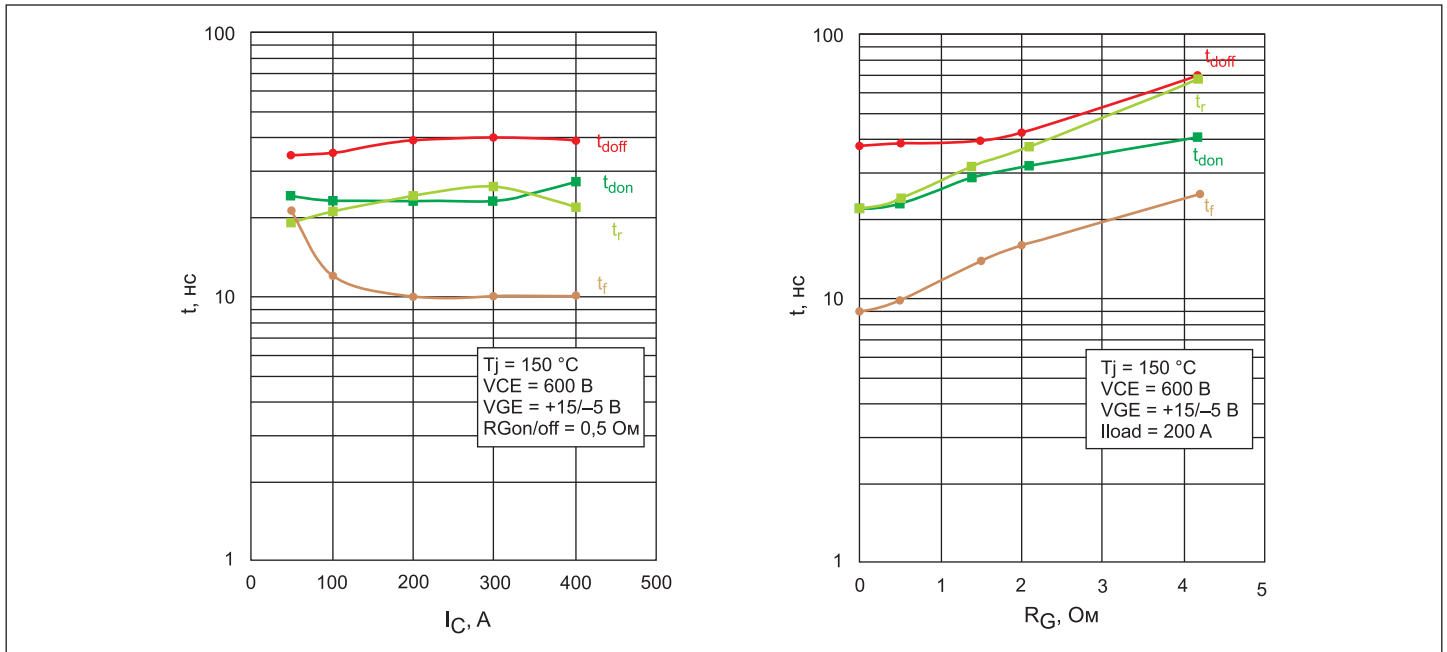


Рис. 9. Зависимость временных характеристик модуля SK200MB120TSCE2 от тока стока и сопротивления затвора

Выводы

Замена кремниевых ключей на SiC в большинстве приложений требует не только доработки конструкции силового каскада, но и адаптации схемы управления затвором с учетом особенностей карбидокремниевых структур. Они перечислены ниже:

- более высокое напряжение включения $V_{GS(on)}$ (18–20 В) требуется из-за сильного модулирующего эффекта $R_{DS(on)}$;
- более высокое напряжение включения $V_{GS(on)}$ (18–20 В) требуется из-за большой зависимости уровня «плато Миллера» от тока и температуры;
- увеличение $V_{GS(on)}$ ведет к повышению тока КЗ (как правило, $10 \times I_{D,nom}$) и усложнению схемы защиты;
- отрицательное напряжение выключения $V_{GS(off)}$ необходимо из-за возможности пассивного включения (эффект Миллера) и снижения порога включения $V_{GS(th)}$ с ростом температуры. Однако величина $V_{GS(off)}$ должна быть ограничена на уровне не ниже –5 В из-за деградации оксидного слоя затвора.

Таким образом, в отличие от кремниевых ключей SiC MOSFET работают вблизи критических напряжений на затворе, что требует ответственного отношения к выбору коридора напряжения управления.

Высокая скорость коммутации SiC MOSFET (время нарастания t_r и спада t_f выходного сигнала составляет единицы нс) формирует особые требования к динамическим характеристикам схемы управления:

- на переходе между $+V_{GS(on)}$ и $+V_{GS(off)}$ не должно быть «ступеньки», что требует разделения выходов ON и OFF для предотвращения сквозного тока в выходном каскаде драйвера;
- подавление динамических всплесков напряжения в цепи затвора;
- время реакции на состояние перегрузки (КЗ) — не более 3 мкс;

- регулировка «мертвого времени» T_{dt} и возможность отключения функции Interlock. Оптимизация T_{dt} нужна для снижения уровня потерь и ЕМИ, генерируемых «тельным» диодом;
- сверхмалый уровень джиттера и разброса временных параметров;
- высокая помехозащищенность ($dv/dt > 100\text{ кВ/мкс}$). Несмотря на меньшую емкость «Миллера» по сравнению с кремниевыми ключами, у SiC MOSFET велик риск ложных срабатываний, что обусловлено высокой скоростью коммутации и большой температурной зависимостью порогового напряжения;
- в существующих модулях SiC-MOSFET вероятность пассивного включения при высоких напряжениях ($> 600\text{ В}$) и токах ($> 200\text{ А}$) можно снизить, уменьшая di/dt , но при этом растут динамические потери;
- скорость коммутации di/dt у SiC-ключей в 5–10 раз выше, чем у IGBT, таким образом даже незначительная паразитная индуктивность в цепи затвора может генерировать всплески напряжения, превышающие предельные значения $V_{GS(th)}$;
- у SiC dv/dt в 5–10 раз выше, чем у IGBT, что создает высокий ток смещения через емкость Миллера. Большой собственный резистор $R_{g(int)}$ ограничивает возможности подавления эффекта Миллера за счет отрицательного напряжения $-V_{GS(off)}$, которое не должно быть ниже –5 В.

Поскольку изоляция обмоток моторов требует ограничения dv/dt , на рынке приводов SiC-модули используются только в специальных приложениях. Важно понимать, что снижение потерь за счет применения SiC достигается только при высоких скоростях коммутации (30–50 кВ/мкс). Во многих случаях применение IGBT в моторных приводах более оправдано и по экономическим, и по техническим соображениям.

Использование SiC-чипов в стандартных корпусах не позволяет реализовать все воз-

можности этой технологии. Для получения максимальной выгоды от применения карбида кремния необходима разработка новых конструктивов с уменьшенной индуктивностью DC-терминалов и цепей управления. Кроме того, они должны быть изготовлены из термостойких материалов, в противном случае расширение температурного диапазона будет сокращать ресурс модулей.

Параллельное включение SiC MOSFET представляет серьезную проблему из-за большого разброса динамических характеристик, что препятствует применению карбидокремниевых модулей в мощных преобразователях.

До сих пор не выработаны единые нормы по напряжению на затворе SiC MOSFET, для управления которыми зачастую используются стандартные драйверы IGBT с адаптацией уровней V_G . Выбор оптимального резистора R_G также требует тщательного подхода, поскольку структура SiC имеет большое собственное сопротивление R_{gint} .

Литература

1. Häuser S. Is Only Full SiC the „Real“ SiC? // Bodo’s Power Systems. April 2016.
2. Guidelines for CoolSiC MOSFET gate drive voltage window. Infineon AN2018-09.
3. Aichinger T., Rescher G., Pobegen G. Threshold voltage peculiarities and bias temperature instabilities of SiC MOSFETs // Microelectronics Reliability. 2018. Vol. 80.
4. Demuth V. Silicon Carbide Boost Power Module Performance // Power Electronics EUROPE. June 2013. Iss. 4.
5. Majumdar G., Oomori T. Some key researches on SiC device technologies and their predicted advantages. Conference Proceedings EPE, 2009.
6. The Next Generation of Power Conversion Systems Enabled by SiC Power Devices. SiC Power Devices White Paper. www.rohm.com