

IGBT или MOSFET?

О выборе и не только...

Нет в силовой электронике элементов, развивающихся столь же быстро и имеющих так много схожих черт, как IGBT и MOSFET. Несмотря на известные преимущества и недостатки каждого из них, выбор силового модуля для конкретного применения не всегда является очевидным. В первую очередь это относится к области напряжений свыше 200–300 В, когда достоинства полевых ключей перестают быть однозначными. Ошибка в выборе приводит к тому, что готовое устройство не может полностью реализовать свои возможности, рассеивает слишком большую мощность и, в конечном итоге, является неконкурентоспособным. Этот вопрос уже неоднократно поднимался в многочисленных публикациях, однако его актуальность не снижается, что связано, в частности, с появлением новых полупроводниковых материалов.

Арендт Винтрич
(Arendt Wintrich)

Ульрих Николаи
(Ulrich Nicolai)

Вернер Турски
(Werner Tursky)

Тобиас Райманн
(Tobias Reimann)

Перевод и комментарии:
Евгений Карташев,
Андрей Колпаков

Andrey.Kolpakov@semikron.com

При выборе силового ключа для конкретного применения необходимо учитывать ряд факторов, которые следует анализировать как для стационарного режима работы, так и для условий кратковременной перегрузки:

- блокирующая способность транзистора;
- нагрузочные токовые характеристики транзистора и антипараллельного диода при определенной частоте коммутации и заданных условиях охлаждения;
- требования по изоляции между базовой платой, силовыми терминалами и встроенными датчиками (в IPM).

Пределы, заданные в технической документации для обратного напряжения, пикового тока и температуры кристаллов, не должны превышать ни при каких статических или динамических условиях эксплуатации. Абсолютные ограничения режимов устанавливаются с помощью так называемой «области безопасной работы» (ОБР, или Safe Operating Area, SOA). То же самое относится к лимитам, оговоренным для конструктива модуля по напряжению изоляции, механическим и климатическим воздействиям, а также монтажным усилиям. Для изделий, работающих в условиях циклических нагрузок или часто меняющихся климатических условий, необходимо анализировать вопрос стойкости к термоциклированию, эта проблема подробно описана в [1, 2].

Таблица 1. Рекомендуемое рабочее напряжение MOSFET/IGBT для разных вариантов питающего напряжения

V_N , В	Схема выпрямления	V_{CC} , V_{DC} , В	V_{DSS} , V_{CES} , В
24	B2	22	50
48	B2	44	100
125	B2	110	200
200–246	B2	180–220	500, 600
400–480	B6	540–648	1200
575–690	B6	777–932	1800

Большинство электрических параметров силовых модулей являются термозависимыми, поэтому их нормирование должно производиться с учетом рабочего прогрева кристаллов и соответствующих кривых. Следует учесть, что для обеспечения показателей надежности температура кристалла в наиболее напряженных перегрузочных режимах не должна превышать $T_{jmax} = +25$ °C.

Рабочее напряжение

Блокирующая способность

Поскольку большинство силовых преобразователей получает питание от однофазных или трехфазных выпрямителей, стандартные нормы блокирующей способности MOSFET и IGBT (600, 1200, 1700 В) выбираются с учетом параметров промышленных сетей. В таблице 1 даны рекомендации по определению рабочего напряжения силовых модулей при работе от неуправляемого выпрямителя (или при нулевом угле отсечки для управляемого выпрямителя) V_N или непосредственно от DC-шины (V_{CC} , V_{DC}).

Кроме того, необходимо оценить предельно возможный уровень перегрузки с учетом следующих факторов:

- максимальное значение выпрямленного напряжения с учетом допусков на сеть или максимально возможное значение выходного сигнала активного выпрямителя или ККМ (корректора коэффициента мощности);
- пиковые всплески питающего сигнала, не подавленные входными фильтрами, конденсаторами звена постоянного тока (ЗПТ), супрессорами (варисторами), снабберами;
- динамические пики напряжения в DC-шине, вызванные осцилляциями между индуктивностями и емкостями источника питания;
- предельное напряжение тормозного каскада (если он имеется);
- коммутационные перенапряжения при выключении IGBT ($V_{CC} + \Delta V$), $\Delta V \approx I_{stray} \times 0,8 I_{Cmax} / t_f$ (при

I_{Cmax}), где I_{stray} — суммарная паразитная индуктивность цепи коммутации, I_{Cmax} — максимальное значение тока выключения (как правило, ток КЗ), t_f (при I_{Cmax}) — время выключения тока I_{Cmax} .

Отметим, что биполярные структуры, в отличие от MOSFET, не обладают стойкостью к лавинному пробую, поэтому перегрузка IGBT по напряжению недопустима даже в кратковременном режиме. Приводимые в документации предельные значения V_{CES} или V_{DES} , как правило, относятся к кристаллам, а не модулю, следовательно, при расчетах следует учитывать динамический перепад сигнала между чипами и силовыми терминалами. Собственная индуктивность выводов L_{CE} или L_{DC} (она находится в пределах 15–30 нГн) является частью L_{stray} . Таким образом, максимальная величина напряжения на терминалах модуля $V_{CEmax,T}$ или $V_{DSmax,T}$ должна быть ограничена в соответствии с формулой:

$$V_{CEmax,T} \leq V_{CES} \times L_{CE} \times 0,8I_{Cmax}/t_f \text{ (при } I_{Cmax}\text{)}.$$

Для ЗПТ с учетом всех возможных видов стационарных или коммутационных перенапряжений справедливо выражение:

$$V_{CCmax} \leq V_{CES} - L_{stray} \times 0,8I_{Cmax}/t_f \text{ (при } I_{Cmax}\text{)}.$$

Данная методика позволяет определить динамический перепад между терминалами и кристаллом и, соответственно, общий уровень перенапряжения на чипе. В некоторых модулях (SEMiX) имеется непосредственный доступ к выводам кристаллов C_x, E_x , что позволяет провести соответствующие измерения. Результаты таких замеров, выполненных при отключении тока КЗ (рис. 1), показывают, что кристаллы 4-го поколения IGBT особенно чувствительны к токовой перегрузке, если напряжение на DC-шине приближается к предельным значениям (что может быть, например, в режиме торможения). Для безопасного блокирования IGBT 4 в аварийном режиме (при $I_C > 2I_{Cном}$) рекомендуется применение режима плавного отключения (STO, SSD) при увеличенном значении R_{Goff} (например, 20 Ом для 300-А модуля). Существуют также различные виды «интеллектуального» запираания, один из которых, названный IntelliOff, реализован в цифровом драйвере модулей SKiP 4-го поколения [3].

Важно отметить, что у IGBT 4 зависимость di/dt (а соответственно, и коммутационного перенапряжения ΔV) от R_{Goff} при его изменении в пределах справочных значений оказалась не обратной, а прямой (в отличие от транзисторов предыдущих поколений). Время выключения t_f при этом практически не меняется, а уровень ΔV начинает падать только при существенном увеличении резистора затвора. На рис. 2 показано, как меняется величина максимального напряжения V_{CEmax} на уровне чипа при отключении двойного номинального тока для 400-А модуля 12 класса с ростом сопротивления R_{Goff} . Как показывают приведенные графики, «холодный» модуль в аварийном режиме испытывает наиболее высокий стресс.

Время коммутации транзисторов и диодов при нагреве растет, поэтому скорость выключения di/dt и, соответственно, уровень перенапряжения dV падают. Кроме того, блокирующая способность IGBT, MOSFET и диодов увеличивается пропорционально температуре из-за прямой тепловой зависимости напряжения лавинного пробоя. Поскольку величина V_{CES} и V_{DSS} определяется в спецификациях при $T_C = +25^\circ C$, рекомендуется обеспечивать некоторый запас с учетом возможности работы при более низких температурах.

Еще одной интересной особенностью Trench IGBT является зависимость уровня коммутационных всплесков от напряжения DC-шины. Как показано на рис. 3, величина dV_{CE} растет вместе с V_{CC} поэтому испытания стойкости к КЗ рекомендуется проводить при максимально возможном напряжении питания.

Если IGBT выключается до достижения установившегося статического состояния, то коллекторный ток падает очень резко, поскольку неосновные носители не успевают рекомбинировать. Соответствующий рост скорости di/dt приводит к повышению уровня перенапряжения, особенно ярко этот процесс выражен для Trench IGBT. Рис. 4 демонстрирует на примере модуля 12 класса V-IGBT 4, что при малом времени включения ($t_p < 5$ мкс) требуется корректировка предельно до-

пустимого значения I_C особенно в критических режимах (высокое напряжение DC-шины, низкая температура).

Для обеспечения безопасной работы преобразователя требуется внимательный анализ всех возможных режимов работы и проведение соответствующих измерений. В первую очередь это справедливо в отношении новейших поколений IGBT, отличающихся не только низким уровнем потерь и улучшенными тепловыми характеристиками, но и высокой чувствительностью к динамическим перегрузкам.

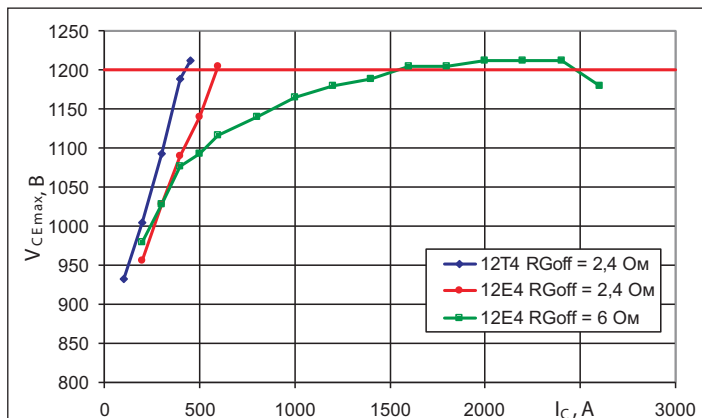


Рис. 1. Напряжение на кристаллах 450-А модуля 4-го поколения при отключении тока КЗ ($V_{CC} = 800 \text{ В}$, $T_C = +25^\circ C$)

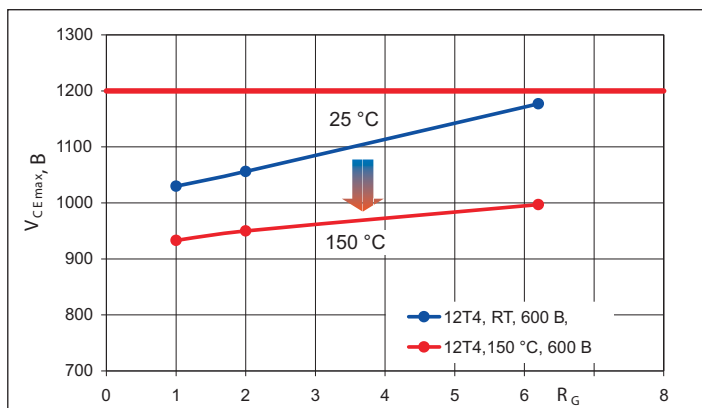


Рис. 2. Напряжение V_{CEmax} на кристаллах 400-А модуля 12 класса 4-го поколения при отключении двойного номинального тока ($2I_{Cном} = 800 \text{ А}$) при увеличении резистора затвора ($V_{CC} = 600 \text{ В}$, $T_C = +25$ и $+150^\circ C$)

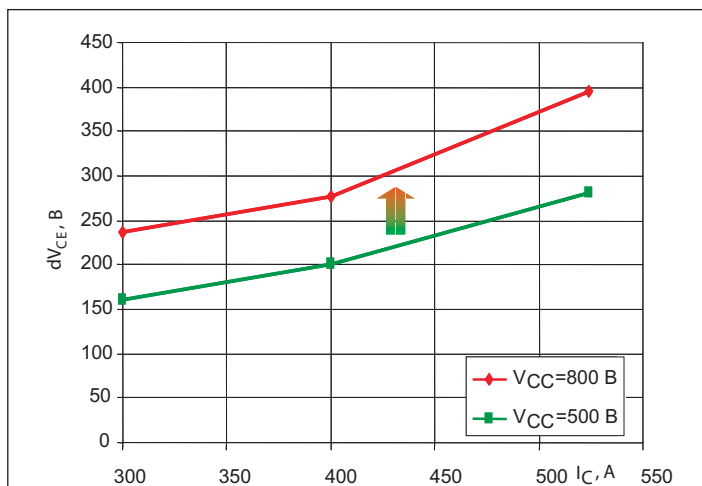


Рис. 3. Влияние напряжения DC-шины V_{CC} на уровень коммутационного перенапряжения 450-А модуля Trench 4 (1200 В) в зависимости от тока коллектора I_C ($V_{CC} = 500$ и 800 В , $T_C = +25^\circ C$)

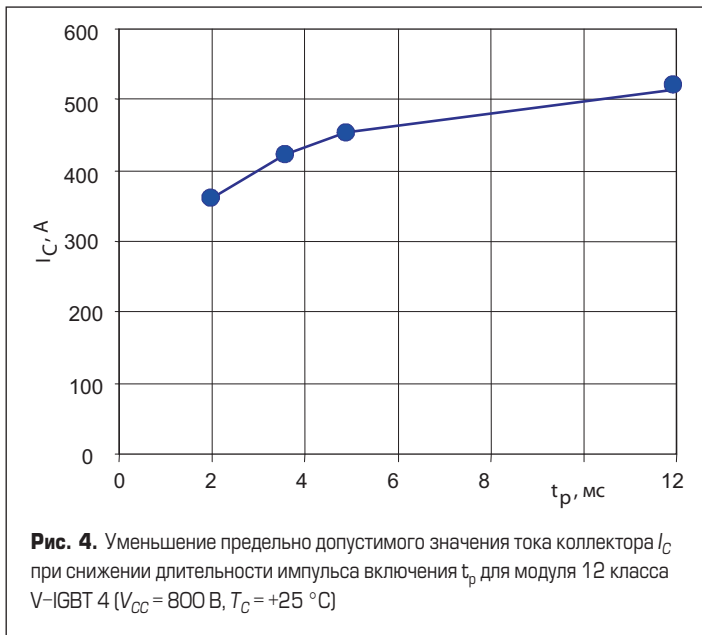


Рис. 4. Уменьшение предельно допустимого значения тока коллектора I_C при снижении длительности импульса включения t_p для модуля 12 класса V-IGBT 4 ($V_{CC} = 800 \text{ В}$, $T_C = +25 \text{ }^\circ\text{C}$)

Применение этих ключей требует детального анализа режимов работы и их влияния на свойства транзисторов.

Традиционной рекомендацией по снижению уровня коммутационных перенапряжений является установка снабберных конденсаторов непосредственно на силовые терминалы модуля [4], что особенно эффективно при повышенном уровне напряжения V_{CC} .

Вопросы изоляции

Требования к изоляции силовых модулей непосредственно связаны с характеристиками промышленных сетей, они основаны на многолетнем опыте и указаны в соответствующих стандартах, которые необходимо изучать при проектировании. Детальная разработка этой проблемы привела к разделению электронных систем на низковольтные (<1000 В) и высоковольтные (>1000 В).

Базовым стандартом, определяющим требования для устройств первой категории, является EN 60664 («Координация изоляции для оборудования низковольтных систем»). Требования, изложенные в этом документе, также отражены в групповых и производственных стандартах, таких как EN 50178 («Электронное оборудование для энергетических установок») и EN 61800-5-1 («Электроприводные системы с регулируемой скоростью. Требования безопасности»). Другие документы, например EN 50124-1 («Оборудование для железной дороги. Координация изоляции. Базовые требования»), задают еще более строгие требования для определенных областей применения.

Приведенные в стандартах EN и UL рекомендации заметно отличаются (например, UL 508C — «Оборудование для преобразования энергии»).

С целью координации вопросов изоляции выделено три иерархических уровня требований:

- Функциональная изоляция разделяет потенциалы внутри схемы, во внимание принимаются только функциональные аспекты и не учитываются вопросы безопасности.
- Базовая изоляция разделяет цепи питания и незащищенные заземленные компоненты; определяются важные требования безопасности.
- Усиленная или двойная (двукратная базовая) изоляция разделяет цепи питания и незащищенные, незаземленные компоненты с одной стороны, а также цепи управления/информационные с другой. Это означает, что для пользователей аппаратуры не обеспечивается дополнительная защита, поэтому в зоне контакта могут предъявляться более строгие требования.

Для силовых модулей указанное выше деление выглядит следующим образом:

- Функциональная изоляция между выводами.
- Базовая изоляция между корпусом (базовой платой), заземленным через радиатор, и выводами.
- Усиленная, или двойная изоляция между выводами и встроенными изолированными датчиками (ток, напряжение, температура), выходы которых могут быть соединены пользователем с низковольтной управляющей электроникой без принятия дополнительных защитных мер.

При выборе силового ключа разработчик должен хорошо представлять себе условия эксплуатации и требования соответствующих стандартов. Ниже приведены рекомендации по выбору класса напряжения транзистора в зависимости от параметров сети.

Уровни перенапряжения питающих сетей по стандарту EN 60664:

- Уровни напряжения для различных областей применения приведены в таблице 2.
 - Стандарты определяют требования для трех основных схем подключения сети.
 - Уровни загрязнения при эксплуатации силовых модулей оговорены стандартами EN 60664 или EN 50178. Они определяются для конкретных условий применения и способа охлаждения, например, уровень 2 допускает конденсацию только в нерабочем состоянии, в противном случае выбирается уровень 3.
- Максимальная высота над уровнем моря:
- Диэлектрическая прочность воздуха снижается пропорционально высоте (падение атмосферного давления), в результате чего ухудшаются изоляционные свойства модулей.
 - Стандарт: до 2000 м.
- Заземление питающей сети:
- Способ заземления питающей сети определяется максимальным значением напряжения между потенциалом заземления и потенциалом выводов подключения.

Таблица 2. Испытательное напряжение изоляции для различных видов сетей, уровней напряжения и категорий перенапряжения

Максимальное значение номинального рабочего напряжения относительно заземления ACrms или DC, В	Номинальное напряжение источника питания (< номинального напряжения изоляции оборудования), В				Предпочтительные номинальные значения импульсных испытательных напряжений, кВ							
					Категория перенапряжения							
					IV	III	II	I				
	Уровень размещения оборудования	Уровень распределительных цепей	Уровень нагрузки	Специально защищенный уровень								
50	–	–	12,5, 24, 25, 30, 42, 48	60–30	1,5	0,8	0,5	0,33				
100	66/115	66	60	–	2,5	1,5	0,8	0,5				
150	120/208, 127/220	115, 120, 127	110, 120	220–110, 240–120	4	2,5	1,5	0,8				
300	220/380, 230/400, 240/415, 260/440, 277/480	220, 230, 240, 260, 277	220	440–220	6	4	2,5	1,5				
600	347/600, 380/660, 400/690, 415/720, 480/830	347, 380, 400, 415, 440, 480, 500, 577, 600	480	960–480	8	6	4	2,5				
1000	–	660, 690, 720, 830, 1000	1000	–	12	8	6	4				

Таблица 3. Влияние высоты на изоляционные свойства

Высота над уровнем моря, м	Барометрическое давление, кПа	Коэффициент коррекции
2000	82	1,00
2500	76	1,075
3000	70	1,14
4000	62	1,29
5000	50	1,48

- Стандарт: сеть с заземленной нейтралью.
Максимальное напряжение «проводник–проводник» или максимальное напряжение питания постоянного тока:
 - Критично для выбора рабочего напряжения (рис. 5).
Максимальное напряжение шины постоянного тока:
 - Должно быть определено, если напряжение DC-шины может превысить выпрямленное напряжение или напряжение питания сети постоянного тока, например при рекуперации энергии или 4Q-режиме работы инвертора.
- Требования по изоляции сенсоров и цепей развязки сигналов управления:
- Зависят от требований к цепям, к которым подключены сенсоры.
 - Если датчик подключен к питающей сети, функциональной изоляции достаточно.
 - При подключении к цепям SELV (Safe Extra Low Voltage — безопасное сверхмалое напряжение) или PELV (Protective Extra Low Voltage — защищенное сверхмалое напряжение) изоляция между выходными терминалами модуля и датчиками должна быть усиленной или двойной. Максимальное напряжение управления:
 - Максимальное напряжение схемы контроля относительно потенциала заземления.
 - Стандарт: <50 В.
- Требования изоляции должны определяться отдельно для путей токов утечки по воздуху, внутреннему объему модуля и по твердой изоляции. Длина пути тока утечки должна исключать возможность искрового перекрытия и возникновения дуги при всех условиях работы. Определяющим фактором является максимально возможная/пиковая величина рабочего напряжения, особое внимание следует уделять категории перенапряжения схемы и высоте установки оборудования над уровнем моря. Если она превышает 2000 м, зазоры для токов утечки должны быть увеличены с помощью поправочных коэффициентов, приведенных в таблице 3. Для обеспечения усиленной или двойной изоляции следует переходить на следующий класс напряжения.

Данные об уровне загрязнения и свойствах используемых материалов применяются для определения величины поверхностных токов утечки и соответствующих изоляционных зазоров. Стойкость изоляционных материалов к электрическому пробоему описывается с помощью параметра СТИ (Comparative Tracking Index). Термин «Трекинг» в данном случае означает электрический пробой по поверхности изоляционного материала. Для измерения СТИ индекса 52 капли 0,1% раствора хлористого аммония внедряются в исследуемый материал, после чего производится измерение напряжения пробоя слоя материала толщиной 3 мм. Также используется индекс РТИ (Proof Tracking Index), определяющий максимальную величину испытательного напряжения, которое без повреждения выдерживает выборка из пяти модулей. При увеличении перепада напряжения образуются проводящие пути утечки по поверхности материала в виде углеродистых дорожек (треков). Методика испытаний изложена в стандарте IEC 60112.

Чем выше резистентность материала к пробоему, тем короче могут быть изоляционные зазоры. Решающим фактором в данном случае является не пиковая, а эффективная величина рабочего напряжения. Длина пути тока утечки в любом случае должна быть не менее воздушного изоляционного промежутка, его минимальная величина, как правило, определяется в стандартах эмпирически, на основе данных по пробойной стойкости печатной платы (PCB) при напряжении до 1000 В и уровне загрязнения 1 и 2. Полученные результаты адаптируются для конкретных условий применения, поэтому требуемые величины изоляционных промежутков гораздо меньше, чем показатель СТИ для материалов, реально применяемых для производства PCB. Для достижения усиленной или двойной изоляции, соответственно, длина пути тока утечки должна быть увеличена в два раза.

Твердая изоляция используется в тех случаях, когда зазора по воздуху (или газу) оказывается недостаточно. Чтобы убедиться в том, что она обеспечивает необходимые характеристики, проводятся тесты на устойчивость к импульсному напряжению и измерение частичных разрядов. В идеале испытательное напряжение частичных разрядов больше, чем максимальное ожидаемое значение пикового сигнала (поскольку при этом частичный разряд не происходит) и максимальное рабочее напряжение. Если даже пиковая величина превышена, то в случае возникновения частичного разряда он должен быть прерван в безопасном для ключа режиме. Некоторые стандарты требуют проведения теста на частичный разряд только для усиленной или двойной изоляции.

Чтобы обеспечить отсутствие повреждений при сборке модуля или готового изделия, в ряде случаев проводятся испытания электрической прочности изоляции в процессе производства. Задачей таких тестов не является проверка качества проектирования опытных образцов.

Упомянутые выше документы устанавливают различные рекомендации по необходимой величине тестового напряжения (табл. 4).

Таблица 4. Испытательное напряжение для базовой изоляции при напряжении сети 690 В для AC- и DC-тестов в соответствии с различными стандартами

Стандарт	Продолжительность теста		Заземленная нейтраль	Заземленный треугольник
	Типовой	Периодический	Напряжение «фаза–земля»	
EN 50178	5 с	1 с	$690 \text{ В} / \sqrt{3} = 398 \text{ В}; V_{\text{isol}} = 398 \times 1,5 + 750 = 1,35 \text{ кВ}_{\text{rms}}$	$690 \text{ В}; V_{\text{isol}} = 690 \times 1,5 + 750 = 1,79 \text{ кВ}_{\text{rms}}$
EN 61800-5-1			$690 \text{ В} / \sqrt{3} = 398 \text{ В}; V_{\text{isol}} = 398 + 1200 = 1,6 \text{ кВ}_{\text{rms}}$	$690 \text{ В}; V_{\text{isol}} = 690 + 1200 = 1,89 \text{ кВ}_{\text{rms}}$
UL 508C	1 мин.		$V_{\text{isol}} = 2V_{\text{ном}} + 1000 = 2 \times 690 + 1000 = 2,38 \text{ кВ}_{\text{rms}}$	

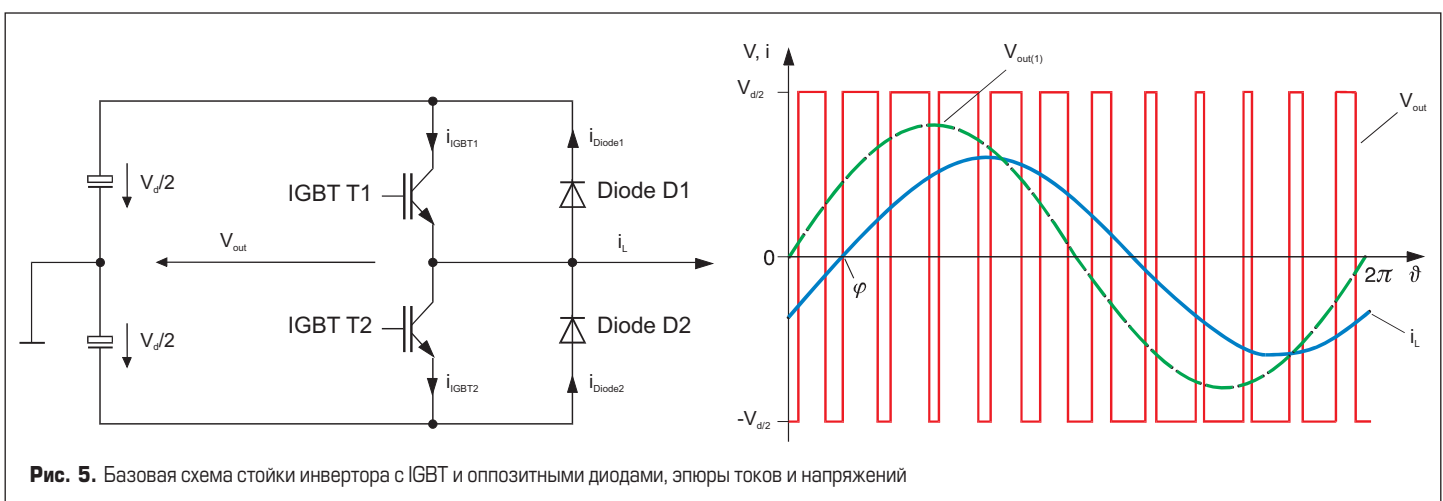


Рис. 5. Базовая схема стойки инвертора с IGBT и оппозитными диодами, эпюры токов и напряжений

В технических характеристиках силовых модулей указывается величина испытательного напряжения изоляции V_{isol} (insulation test voltage). Проверка проводится в ходе периодических производственных тестов подачи сигнала частотой 50 Гц между соединенными между собой выводами и изолированной базовой платой. Длительность испытаний варьируется от 1 с до 1 мин. Кроме того, дополнительно может проводиться DC-тест при $V_{isolDC} = \sqrt{2} \times V_{isolAC}$. Проверка изоляции сенсоров, установленных в интеллектуальных модулях, производится аналогично.

Чтобы силовые модули имели широкий спектр применений, производители стараются указывать максимально возможную величину испытательного напряжения, например 2,5 кВ(AC)/1 мин...4 кВ(AC)/1 мин...4,5 кВ(AC)/1 с для IGBT 12 класса, 4 кВ(AC)/1 мин...5,6 кВ/1 с для IGBT 17 класса, 6 кВ/1 мин. для IGBT 33 класса и 10,2 кВ/1 мин. для IGBT 65 класса. Компания SEMIKRON также проводит тесты IGBT и диодных модулей по специальному требованию заказчиков при 9,5 кВ/1 мин.

Проверка изоляции производится при температуре +15...+35 °C, относительной влажности 45–75% и атмосферном давлении 860–1060 гПа. Испытания считаются успешными, если не выявляется электрический пробой, т. е. токи утечки незначительны. Поскольку тесты могут привести к преждевременному старению модуля вследствие частичного разряда, их количество должно быть минимальным, а величина V_{isol} — на минимально необходимом уровне.

Проверка изоляции по нормативам, указанным в спецификации, является задачей производителя, такие тесты не следует включать в программу входного контроля. Если же это по каким-либо соображениям необходимо, то время между двумя за мерами должно быть не менее 10 мин.

Ток в открытом состоянии

Величина, определяемая в спецификации как максимальный ток коллектора IGBT I_C или стока MOSFET I_D , при котором достигается предельный нагрев кристаллов $T_{j(max)}$ при температуре корпуса $T_c = +25$ и $+80$ °C (для базовых модулей) или $+25$ и $+70$ °C (для безбазовых модулей), рассчитывается следующим образом:

$$I_C = (T_{j(max)} - T_c) / (V_{CE(sat)} \times R_{th(j-c)});$$

$$I_D = \sqrt{(T_{j(max)} - T_c) / (R_{DS(on)} \times R_{th(j-c)})}.$$

Для силовых ключей без базовой платы вместо параметров T_c и $R_{th(j-c)}$ используются T_s (температура радиатора) и $R_{th(j-s)}$ (тепловое сопротивление «кристалл – радиатор»); $R_{DS(on)}$ и $V_{CE(sat)}$ в приведенных выражениях должны соответствовать максимальной температуре кристалла. Отметим, что значения I_C и I_D могут использоваться только для грубой оценки или сравнения, поскольку реальные величины рабочих токов зависят от конкретных условий эксплуатации и должны определяться с помощью теплового расчета.

Величина I_{Cnom} (равная номинальному току кристалла, умноженному на количество параллельных чипов) также необходима для предварительной оценки, поскольку, как и в предыдущем случае, она определяется для DC-режима.

Значение повторяющегося пикового тока коллектора I_{CRM} является предельным для состояния периодической длительной коммутации, оно не зависит от температуры и ограничено допустимой плотностью тока кристалла. В большинстве спецификаций величина I_{CRM} ранее определялась как двойной номинал ($2I_{Cnom}$). Для новейших кристаллов Trench 4 производитель указывает $I_{CRM} = 3I_{Cnom}$, но без определения допустимой длительности импульса. Как показывают соответствующие тесты, повторяющееся отключение такого тока может привести к раннему выходу из насыщения наиболее нагретого кристалла и, следовательно, увеличению потерь мощности. Поэтому SEMIKRON рекомендует выходить за определенные ранее пределы области безопасной работы RBSOA ($2I_{Cnom}$) только в исключительных случаях, например при пониженном напряжении DC-шины или плавном отключении (Soft Turn Off).

Еще одним лимитирующим фактором является максимальный эффективный ток модуля $I_{H(RMS)}$, усредненный за период рабочей частоты.

Это ограничение применимо к любой токовой характеристике, углу отсечки, условиям охлаждения. Величина $I_{H(RMS)}$ определяется нагрузочной способностью внутренних шин и внешних терминалов силового ключа.

Характеристики оппозитных/антипараллельных диодов IGBT, такие как прямой ток I_F , ток чипа I_{Fnom} и пиковый прямой ток I_{FRM} , определяются так же, как и для транзисторов. Значение допустимой неперiodической перегрузки I_{FSM} выпрямительных диодов необходимо для выбора параметров соответствующих средств защиты (предохранителей, автоматов). Эта величина соответствует предельному пиковому току импульса 50 Гц полусинусоидальной формы, который диод способен выдержать без повреждения в аварийном режиме (K3) несколько раз в течение срока службы.

Как правило, максимальные нагрузочные характеристики силового преобразователя определяются балансом потерь мощности транзисторов и диодов (статических, динамических, восстановления) и возможностью отвода тепла, генерируемого кристаллами, через корпус модуля и радиатор в охлаждающую среду. При этом:

- Должны быть исключены статические и динамические состояния (кроме случая отключения тока K3 в рамках ограничений области безопасной работы SCSOA), при которых перегрев кристаллов IGBT, MOSFET, диодов превышает установленные лимиты.
- Перепады температуры, обусловленные изменениями нагрузки или окружающей среды, и вызванные ими термомеханические напряжения не должны приводить к сокращению срока службы и преждевременному отказу модулей.

Кроме того, существуют ограничения, обусловленные следующими факторами:

- коммутационная способность силовых ключей в номинальном режиме и при перегрузке, вплоть до максимального тока (т. е. в пределах ОБР);
- возможности активных и пассивных средств защиты от перегрузки по току;
- величина коммутационных перенапряжений.

Предельные режимы диодов в выпрямительном и инверторном режимах

Режим рекуперации энергии в сеть, как правило, обеспечивается с помощью 4-квadrантного (4Q) преобразователя, состоящего из двух идентичных конвертеров — сетевого LSC (Line Side Converter) и выходного MSC (Machine Side Converter). В зависимости от направления потока энергии диоды в схеме работают в выпрямительном или инверторном режиме и, соответственно, испытывают разную нагрузку при передаче одной и той же мощности.

В инверторном режиме энергия из ЗПТ направляется в трехфазную AC-нагрузку, например электродвигатель. В выпрямительном режиме поток энергии из трехфазной питающей сети поступает в ЗПТ. В этом случае конвертер работает как импульсный выпрямитель, подключенный к сети переменного тока или генератору. Хотя средняя передаваемая мощность при этом одна и та же, потери силовых полупроводников будут разными, поскольку отличается фазовый сдвиг между током и напряжением основного сигнала. Сказанное поясняется с помощью базовой схемы, показанной на рис. 5, где возможны следующие состояния:

- при положительном значении V_{out} и $i_L > 0$ ток идет через IGBT T1;
- при отрицательном значении V_{out} и $i_L > 0$ ток идет через диод D2;
- при положительном значении V_{out} и $i_L < 0$ ток идет через диод D1;
- при отрицательном значении V_{out} и $i_L < 0$ ток идет через IGBT T2.

Статические потери IGBT и диода при определенном значении эффективного тока зависят от разницы фаз тока и напряжения ($\cos \phi$) и коэффициента модуляции m , определяемого в свою очередь коэффициентом заполнения импульсов. В инверторном режиме справедливо соотношение $0 \leq m \times \cos \phi \leq 1$, рассеяние мощности в полупроводниках достигает своего предела при $m \times \cos \phi = 1$. В этом случае максимальными оказываются потери проводимости и общие потери в IGBT, а у диодов они минимальны. Для выпрямительного режима $0 \geq m \times \cos \phi \geq -1$, при $m \times \cos \phi = -1$ в дио-

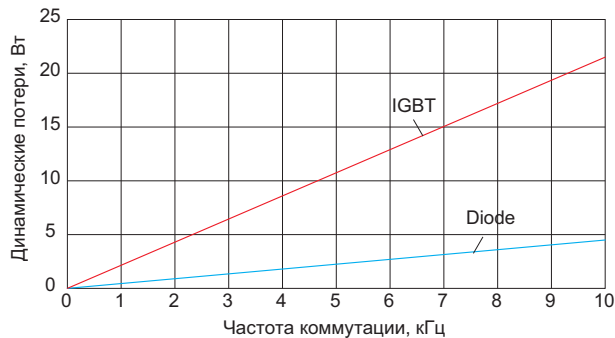
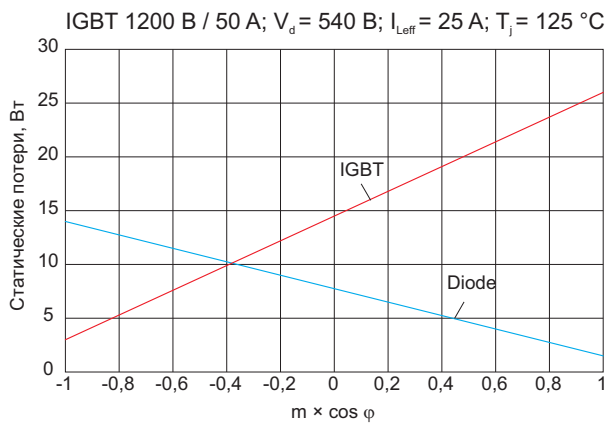


Рис. 6. Статические и динамические потери IGBT и оппозитного диода в преобразователе частоты

дах рассеивается максимальная мощность, а потери IGBT, соответственно, минимальны. Применительно к кривым, показанным на рис. 5, эта ситуация соответствует режиму, когда импульсный выпрямитель преобразует чисто активную мощность сети (на частоте основной гармоники) и нейтраль соединена со средней точкой DC-шины. Все описанные выше соотношения графически проиллюстрированы на рис. 6.

При определенных значениях напряжения DC-шины и выходного тока потери переключения полупроводниковых приборов почти линейно зависят от частоты коммутации (рис. 6). Для IGBT/MOSFET-модулей со встроенными диодами в инверторном режиме работы наиболее важно определить максимальную вели-

чину мощности, которая может быть рассеяна при номинальном токе ($\cos \phi = 0,6 \dots 1$). Поскольку потери проводимости и их общий уровень у диодов меньше, чем у транзисторов, они разрабатываются с учетом соотношения $P_{DIGBT} : P_{DDiode} \approx 2 \dots 3 : 1$. Однако при использовании конвертера в режиме импульсного выпрямителя анализу мощности, рассеиваемой диодами, следует уделить особое внимание.

Частота коммутации

На рис. 7 показаны эпюры процесса включения MOSFET- и IGBT-модуля в конкретной рабочей точке. Не касаясь значений V_{DS}/V_{CE} и I_D/I_C ,

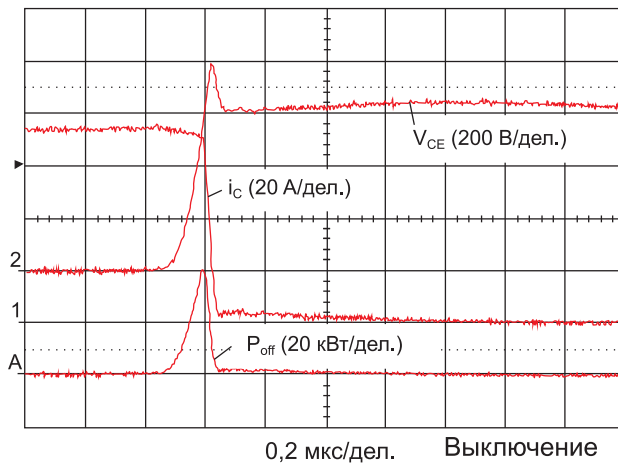
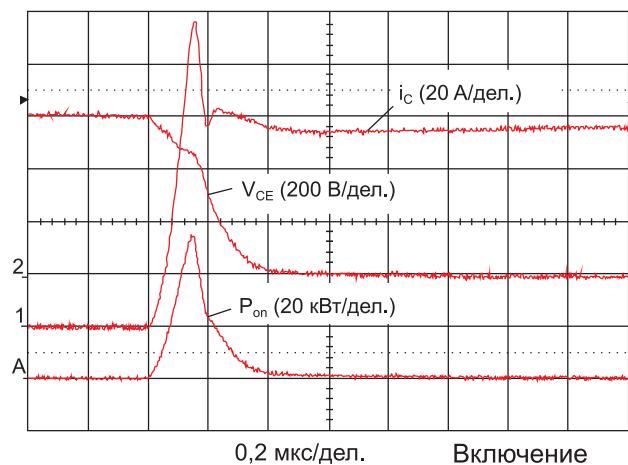
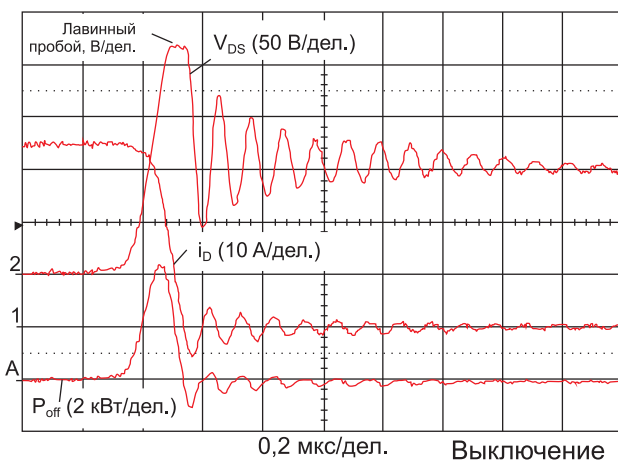
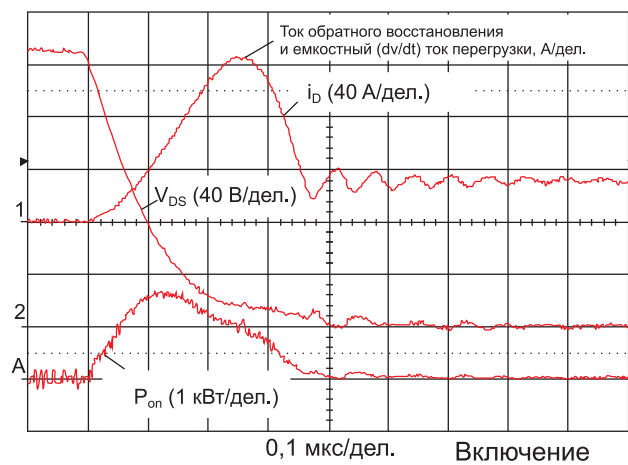


Рис. 7. Процесс «жесткого» включения и выключения на резистивно-индуктивную нагрузку: а) MOSFET; б) IGBT

отметим, что текущая величина рассеиваемой мощности $p(t)$ определяется произведением мгновенных значений тока и напряжения. Интеграл $p(t)$ отражает общую мощность рассеяния ключа за определенный период времени, включающую в себя потери на всех транзисторах и диодах, входящих в состав модуля.

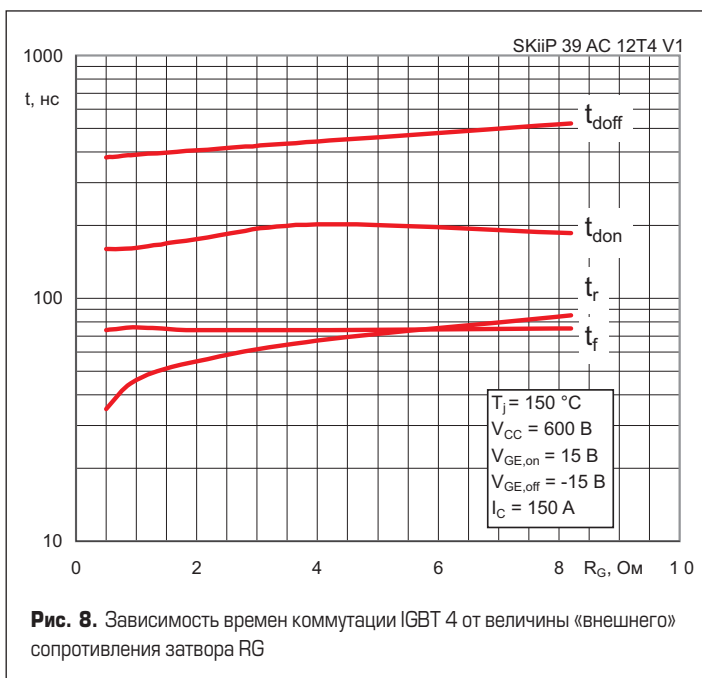
Поскольку потери растут пропорционально частоте коммутации F_{sw} для ее увеличения приходится применять более мощный ключ или модуль с лучшими динамическими характеристиками. Существуют также ограничения, связанные со временем задержки включения и выключения $t_{d(on)}$, $t_{d(off)}$, временем обратного восстановления диодов t_{rr} , мощностью потребления драйвера (растет пропорционально частоте), минимальной величиной «мертвого времени» t_{dp} , а также мониторинговыми и защитными функциями драйвера. При использовании цепей формирования траектории переключения (снабберов) для снижения динамических потерь или ограничения уровня перенапряжения необходимо принимать во внимание рассеиваемую ими мощность и время перезаряда. В ряде случаев период восстановления снаббера надо добавлять к «мертвому» времени.

Время переключения современных силовых транзисторов находится в диапазоне от единиц до сотен наносекунд. Для MOSFET и IGBT прежних поколений величины t_p , t_r во многом определялись импедансом схемы управления, однако у кристаллов Trench 4 зависимость времени включения от R_G выражена менее ярко, а для времени выключения она практически отсутствует (рис. 8).

С каждым новым поколением силовых ключей скорость переключения возрастает, в результате чего основными факторами, ограничивающими расширение частотного диапазона, становятся

Таблица 5. Рекомендуемые значения рабочей частоты кремниевых MOSFET и IGBT

Режим коммутации	Тип ключа	Рабочее напряжение	Частота коммутации, кГц
HS	MOSFET	Низковольтные	до 250
		Высоковольтные	до 100
	IGBT	600 В	до 30
		1200 В	до 20
		1700 В	до 10
		3300 В	до 3
SS	MOSFET	Низковольтные	до 500
		Высоковольтные	до 250
	IGBT		до 150



распределенные индуктивности терминалов модулей и динамические свойства кристаллов диодов (время t_{rr} и заряд Q_{rr} обратного восстановления). В первую очередь сказанное относится к режиму «жесткой» коммутации при высоких уровнях напряжения на DC-шине, поскольку скорость выключения ограничена уровнем коммутационного перенапряжения, а максимальная скорость включения определяется допустимой величиной пикового тока, являющегося суммой тока нагрузки и тока обратного восстановления I_{rr} оппозитного диода (зависящего от di/dt).

Высокие значения dv/dt и di/dt современных инверторов являются причиной генерации мощных электромагнитных помех, кроме того, их воздействие приводит к ухудшению изоляционных свойств определенных видов электрических машин. Особенно сильно эти проблемы проявляются в диапазоне высоких мощностей. Для решения данного вопроса необходим поиск разумного компромисса между техническими требованиями для конкретного применения (например, использование рабочей частоты вне звуковой зоны), скоростью коммутации и уровнем потерь, рассеиваемой мощностью и электромагнитной совместимостью (EMC).

Заключение

До недавнего времени области применения MOSFET и IGBT, где их преимущества проявляются наиболее ярко, были определены достаточно четко (табл. 5). Несмотря на то, что существуют пограничные режимы, требующие более детального анализа, окончательный вывод всегда делается на основании расчета мощности потерь и температуры кристаллов в критических режимах работы. Подробно вопросы анализа импульсных характеристик и тепловых режимов освещены в [5–8].

Достижения микроэлектроники привели к разработке новых, перспективных технологий кристаллов, наиболее интересной из которых, применительно к силовой электронике, является карбид кремния (SiC). Полупроводниковые приборы на основе этого материала демонстрируют уникальные частотные характеристики, связанные в первую очередь с отсутствием заряда обратного восстановления. Диоды SiC начали применяться в качестве оппозитных в серийно выпускаемых модулях IGBT MiniSKiiP компании SEMIKRON. На момент написания статьи уже появились товарные образцы полумостовых карбидокремниевых ключей 12 и 17 класса с токами до сотен ампер, превосходящих MOSFET и IGBT по основным характеристикам. Широкому распространению таких компонентов пока что препятствует низкий процент выхода годных и очень высокая цена. Однако можно ожидать, что, при условии решения технологических проблем и снижения стоимости производства SiC, вопрос выбора оптимального силового ключа для ряда применений будет однозначно решаться в их пользу.

Литература

1. Wintrich A., Nicolai U., Tursky W., Reimann T. Application Notes for IGBT and MOSFET modules. SEMIKRON International. 2010.
2. Винтрич А., Николаи У., Турски В., Райманн Т. Еще раз про надежность // Силовая электроника. 2012. № 4, 5.
3. Колпаков А. SKiiP 4 — новая серия IPM для применений высокой мощности // Силовая электроника. 2009. № 4.
4. AN-7006: IGBT peak Voltage measurements and Snubber Capacitor Specification; www.semikron.com
5. Винтрич А., Николаи У., Турски В., Райманн Т. Малоизвестные факты из жизни MOSFET/IGBT // Силовая электроника. 2012. № 5, 6.
6. Freyberg M., Scheuermann U. Measuring Thermal Resistance of Power Modules // PCIM Europe journal. 2003.
7. Thermal Considerations in the Application of Silicon Rectifier. IR Designer's Manual. 1991.
8. Calculation of the Maximum Virtual Junction Temperature Reached Under Short-time or Intermittent Duty. IEC 60747-6 by SEMIKRON.