

Trench 4 — универсальная технология IGBT

Стратегия перехода

Использование новых типов кристаллов IGBT в стандартных конструктивах дает возможность увеличить техническую эффективность и мощностные характеристики силовых преобразовательных устройств без изменения их конструкции. Основной задачей, поставленной при разработке 4-го поколения Trench IGBT, стало комплексное улучшение параметров проводимости, динамических характеристик и обеспечение более плавного характера переключения. Статья посвящена особенностям применения данных элементов, особое внимание уделено вопросам, связанным с заменой силовых ключей предыдущих серий на компоненты нового поколения.

Arendt Wintrich
(Арендт Винтрих)

Arendt.Wintrich@semikron.com

Андрей Колпаков

Andrey.Kolpakov@semikron.com

Основные особенности IGBT Trench 4

Улучшение характеристик кристаллов IGBT Trench 4 достигнуто благодаря оптимизации основных элементов вертикальной структуры чипа: n -базы, p -Field Stop слоя, предназначенного для повышения напряжения пробоя, и эмиттера. В результате модернизации Trench-технологии удалось снизить суммарное значение потерь в широком диапазоне частот и обеспечить более плавный характер переключения. Не менее важным достижением является увеличение допустимой рабочей температуры T_{jmax} кристаллов с 150 до 175 °С. Благодаря этому применение нового поколения модулей IGBT позволяет увеличить запас по перегрузке в динамических режимах и повысить надежность работы преобразователей. После многочисленных тестов было принято решение выпускать компоненты 4-го поколения в двух версиях (Т4 и Е4), отличающихся скоростью переключения и динамическими свойствами при параллельной работе.

В таблице 1 приведены основные параметры IGBT различных типов при температуре $T_j = 125$ °С. Для корректности сопоставления для чипов 4-го поколения добавлены соответствующие величины при $T_j = 150$ °С.

Таблица 1. Сравнительные характеристики IGBT (рабочее напряжение 1200 В, номинальный ток кристалла — 100 А)

Параметр, единица измерения	SPT IGBT (серия 128)	Trench IGBT ³ (серия 126)	Trench IGBT ⁴ (серия 12Т4) / 150 °С	Trench IGBT ⁴ (серия 12Е4) / 150 °С
Напряжение насыщения V_{CEsat} , В (@ I_{Cnom} , 25 °С)	1,9	1,7	1,8	1,8
Напряжение насыщения V_{CEsat} , В (@ I_{Cnom} , 125 °С)	2,1	2,0	2,1/2,2	2,1/2,2
Энергия переключения E_{sw} , мДж (@ 125 °С)	22	27	19/21	22/24
Тепловое сопротивление $R_{th(j-c)}$, °С/Вт	0,17	0,22	0,27	0,27
Заряд затвора Q_{GE} , мкКл (@ $V_{GE} = -8/+15$ В)	1,2	0,9	0,57	0,57
Температура кристалла T_{jmax} , °С	150	150	175	175

Для наилучшей адаптации нового поколения силовых ключей к условиям применения было разработано 2-й версии чипов Trench 4, отличающихся динамикой и получивших название Т4 и Е4. Минимальный уровень потерь переключения при наивысшей скорости коммутации di/dt обеспечивает вариант Т4. Однако большее значение di/dt означает и повышенный уровень перенапряжений на DC-шине в соответствии с выражением $dV = L_S \times di/dt$ (L_S — паразитная индуктивность цепи коммутации). Поэтому вариант Т4 было решено использовать для всех модулей с рабочим напряжением 600 В, а также для ключей 12 и 17 класса, номинальный ток коллектора которых не превышает 150 А. Что касается более мощных компонентов, то они будут доступны или в обеих версиях, или только в исполнении Е4, обеспечивающем меньший уровень перенапряжений и лучшее распределение токов при параллельном соединении (табл. 2).

Как уже было отмечено, IGBT новой генерации отличаются пониженным уровнем динамических потерь. Значение параметра E_{off} даже у «медленных» Е4 несколько меньше, чем у наиболее универсальных на данный день модулей SPT, а по сравнению с Trench IGBT третьего поколения этот показатель улучшен на 30%. Причем это сравнение справедливо как для стандартных условий измерения (125 °С), так и для новых (155 °С), оговоренных в спецификации.

В зависимости от температуры кристалла, энергия потерь E_{sw} может быть рассчитана в соответствии

Таблица 2. Семейства IGBT и версии кристаллов Т4

Семейство модулей SEMIKRON	Диапазон токов, А	Версия Trench 4
SEMIP0P	15-100	Т4
MiniSKiP	20-150	Т4
SEMITRANS 2	50-150	Т4
SEMITRANS 3, 4	150-600	Т4/Е4
SEMIX	150-600	Е4
SKiM 63/93	600-900	Е4
SKiP	200-2000	Е4

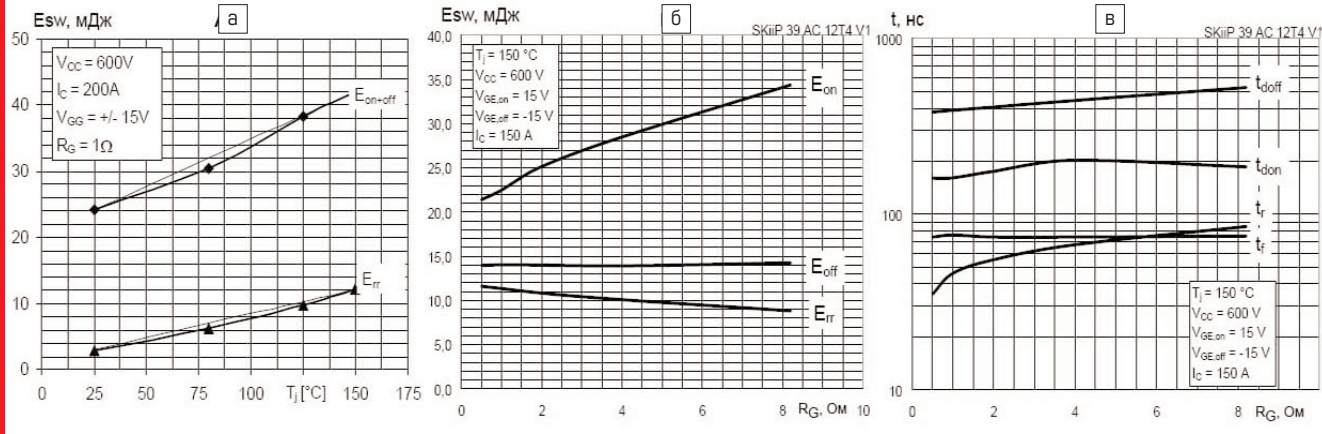


Рис. 1. Графики зависимости: а) энергии потерь модуля SKM 200GB12T4 от температуры кристалла T_j ; б) энергии потерь модуля SKM 200GB12T4 от сопротивления затвора R_G ; в) времени переключения от сопротивления затвора

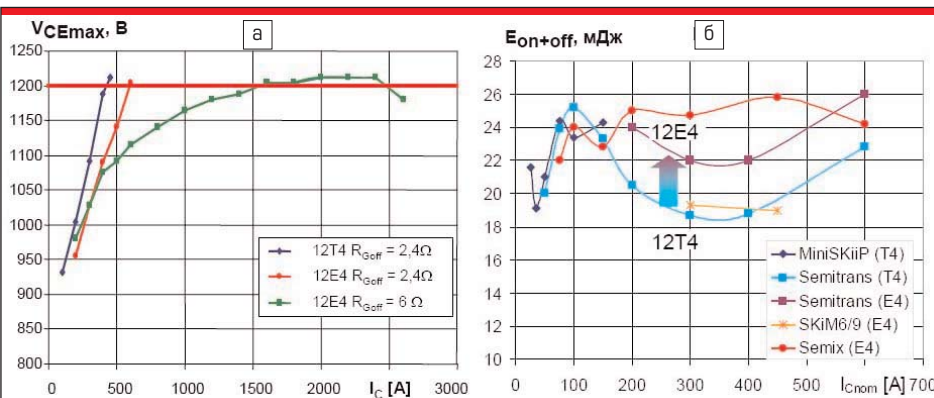


Рис. 2. Графики: а) зависимость суммарного напряжения при выключении IGBT T4/E4 от тока коллектора I_C ($V_{CC} = 800$ В, $T_j = 25$ °С); б) динамических потерь (приведенных к $I_C = 100$ А) для различных типов Trench 4

с выражением, где использован линейный температурный коэффициент TC :

$$E_{sw}(T_j) = E_{sw}(150\text{ °C}) \times (1 - TC_{id} \times (150\text{ °C} - T_j)),$$

где $TC_1 = 0,0034$ для IGBT, $TC_D = 0,006$ для антипараллельного диода.

На графиках (рис. 1а) показаны измеренные и расчетные значения E_{sw} для различных температур T_j .

Время спада t_f и потери выключения E_{off} для компонентов, производимых по Trench-технологии, практически не зависят от величины сопротивления затвора R_G . Это справедливо и для элементов новой генерации, что подтверждается эпорами, приведенными на рис. 1б. Судя по графикам на рис. 1в, время выключения t_f в некоторой зоне даже падает при увеличении R_G . У кристаллов E4 при тех же условиях наблюдается уменьшение di/dt , именно поэтому они выбраны для наиболее мощных версий силовых ключей. Благодаря данным свойствам кристаллов облегчается их надежная работа в рамках RBSOA и SCSOA (область безопасной работы в режиме выключения и КЗ) с учетом переходных перенапряжений (рис. 2а).

Коммутационные перенапряжения

Резкий спад тока при выключении силового модуля вызывает появление всплеска напряжения на его коллекторе. Коммутационные пики добавляются к напряжению питания DC-шины, и образующийся в результате суммарный сигнал $V_{CE} = V_{DC} + dV$ может превысить напряжения пробоя IGBT. Особенно опасным данный эффект становится при отключении тока КЗ, когда значение di/dt максимально.

Необходимо также учесть, что предельное значение V_{CEmax} является характеристикой кристалла, а из-за наличия внутренней индуктивности выводов L_{CE} напряжение на чипах в импульсных режимах всегда выше, чем на DC терминалах модуля на величину $L_{CE} \times di/dt$. В зависимости от конструкции модулей и скорости выключения эта разница может достигать 100 и более вольт.

Измерения, проведенные на дополнительных сигнальных выводах коллектора и эмит-

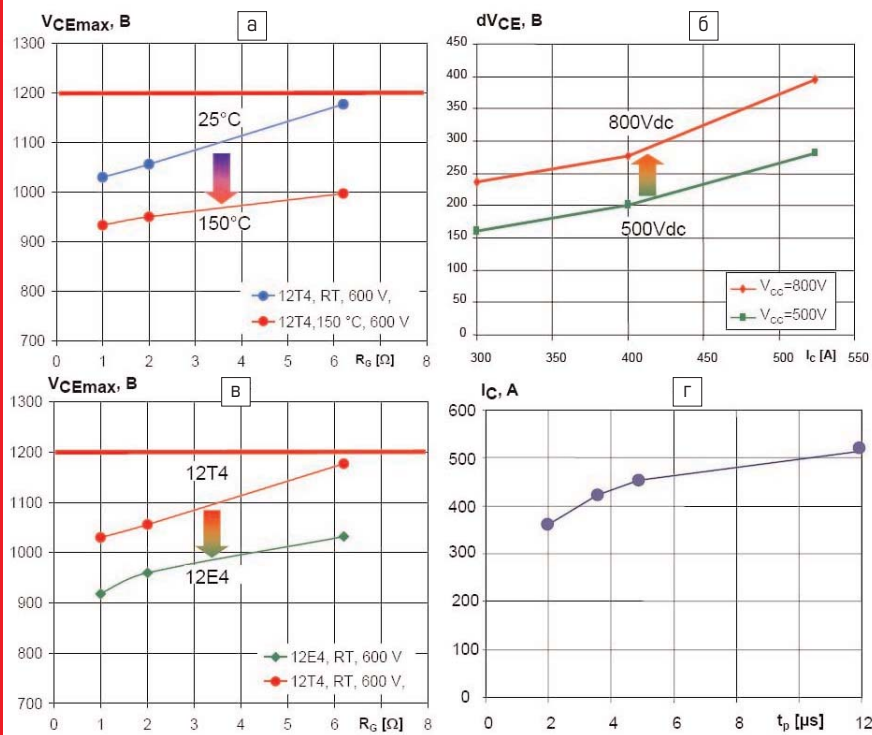


Рис. 3. Кривые зависимостей: а) максимального значения напряжения V_{CE} ($V_{CC} + dV$) при температуре 25 и 150 °С ($V_{CC} = 600$ В, $I_C = 2I_{Cном} = 800$ А) и различных значениях R_G ; б) амплитуды переходных перенапряжений в зависимости от I_C для двух значений V_{DC} ; в) максимального значения напряжения V_{CE} ($V_{CC} + dV$) для версий T4/E4 от резистора затвора ($V_{CC} = 600$ В, $I_C = 2I_{Cном} = 800$ А); г) максимального тока выключения от длительности импульса проводимости t_p ($V_{CC} = 800$ В)

тера (E_x, C_x), расположенных непосредственно рядом с чипом IGBT, показали, что наибольшее значение перенапряжения dV_{CEmax} наблюдается в следующих случаях:

- На «холодном» кристалле (рис. 3а), при этом в зависимости от температуры чипа максимум может регистрироваться при различных значениях резистора затвора R_G .
- При увеличении напряжения питания DC-шины (рис. 3б).
- При увеличении тока коллектора и di/dt (рис. 3в).
- При использовании более быстрых чипов, как показано на рис. 3г, (в нашем случае — T4).
- При уменьшении длительности импульса проводимости t_p (рис. 3в).

Интересной особенностью технологии Trench 4 является аномальная «прямая» зависимость скорости выключения di/dt и, соответственно, коммутационных перенапряжений от сопротивления затворного резистора $R_{G(off)}$. Характеристика возвращается к своему обычному виду только при достаточно больших величинах резистора затвора (> 20 Ом для модуля с номинальным током 300 А). При нормальных условиях эксплуатации это приводит к росту потерь выключения E_{off} , однако столь большие номиналы $R_{G(off)}$ можно использовать только в режиме «плавного» отключения SSD (Soft Shut-Down) при срабатывании защиты от КЗ.

Для обеспечения безопасной работы в предельных динамических режимах (особенно при отключении токов КЗ) общей рекомендацией является установка специального снабберного конденсатора на терминалах питания модуля.

Защита от короткого замыкания

Важнейшим показателем IGBT, характеризующим надежность работы ключа в динамических режимах, является нормированное время короткого замыкания t_{sc} — время, в течение которого модуль способен без повреждения проводить ток самоограничения, определяемый крутизной характеристики $I_C = f(V_{GE})$. До появления тонкопленочных технологий этот показатель обычно равнялся 10 мкс при комнатной температуре. Значение энергии, рассеиваемой в режиме КЗ, ограничивается максимально допустимой температурой кристалла $T_j = 150$ °С и предельным напряжением на шине питания $V_{dc} = 800$ В.

Существует несколько разновидностей состояния короткого замыкания, два из которых показаны на рис. 4:

- «полумягкий» — КЗ на кабель нормированной индуктивности, подключенный между IGBT и соответствующим потенциалом DC-шины;
- «жесткий» — КЗ при одновременном включении обоих ключей полумоста.

При напряжении питания $V_{CC} \leq 600$ В безопасное отключение IGBT должно происходить при номинальном значении резистора затвора и при условии достаточно быстрой реакции защиты по напряжению насыщения (например, когда она успевает отключить IGBT при токе КЗ $I_{SC} \leq 2I_{Cnom}$). При «жестком»

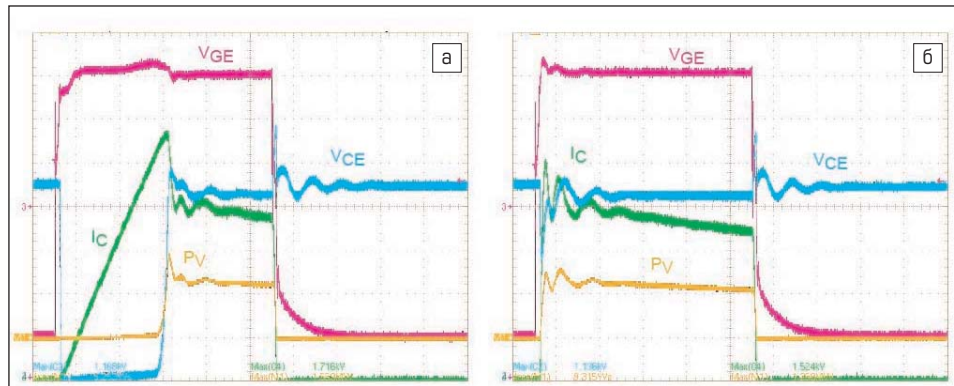


Рис. 4. Состояния короткого замыкания: а) «полумягкий» режим КЗ ($T_j = 150$ °С, $V_{CC} = 800$ В, $V_{CEmax} = 1038$ В, $I_{CM} = 5,2I_{Cnom}$ [МКЗ]=2360 А, $R_G = 15$ Ом); б) жесткий режим КЗ ($T_j = 150$ °С, $V_{CC} = 800$ В, $V_{CEmax} = 1026$ В, $I_{CM} = 4,5I_{Cnom}$ [МК4]=2000 А, $R_G = 15$ Ом)

КЗ пиковое значение тока I_{SC} определяется распределенной индуктивностью цепи L_{SCmin} и напряжением DC-шины. Время нарастания тока до выхода силового ключа из насыщения может быть приблизительно рассчитано по формуле $t_{SC} = (L_{SCmin} \times 3I_{Cnom})/V_{CCmax}$. Схема защиты должна отключить IGBT до наступления этого состояния.

При напряжении на DC-шине, превышающем 600 В, рекомендуется использование режима «плавного» выключения (STO — Soft Turn-Off или SSD — Soft Shut-Down), то есть снизить скорость выключения. Этого можно достичь с помощью увеличения номинала резистора затвора R_{Goff} или за счет использования специальной траектории изменения V_{GE}

например введения промежуточной ступеньки управления $V_{Goff} = 0$.

Точное значение сопротивления затвора для режима SSD определяется экспериментально, оно должно гарантировать отсутствие опасных выбросов напряжения при отключении тока КЗ. В нашем примере при $V_{CC} = 800$ В для выключения модуля SEMiX с номинальным током 450 А используется режим SSD и резистор $R_{Goff} = 15$ Ом (при номинальном значении 2 Ом). Кроме того, для применений высокой мощности рекомендуется установка в цепи затвора стабилитрона с напряжением 15 В. Это позволяет исключить всплеск напряжения на затворе вследствие эффекта Миллера и, соответственно, ограничить дальнейшее возрастание тока I_{SC} .

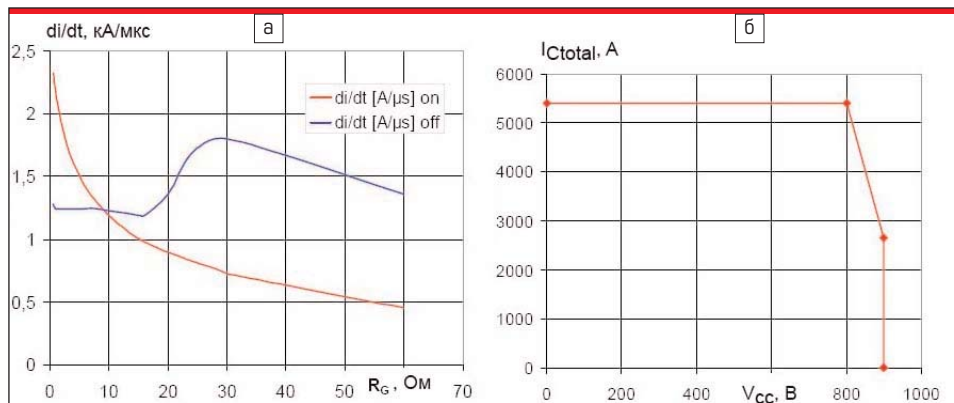


Рис. 5. Вид типовой зависимости: а) $di/dt = f(R_G)$ для IGBT 12T4 ($T_j = 150$ °С, $V_{CC} = 600$ В, $V_{GE} = \pm 15$ В); б) ОБР для параллельного соединения 6*SEMiX 453GB12E3 ($T_j = 25$ °С, $R_{Goff} = 3,9$ Ом)

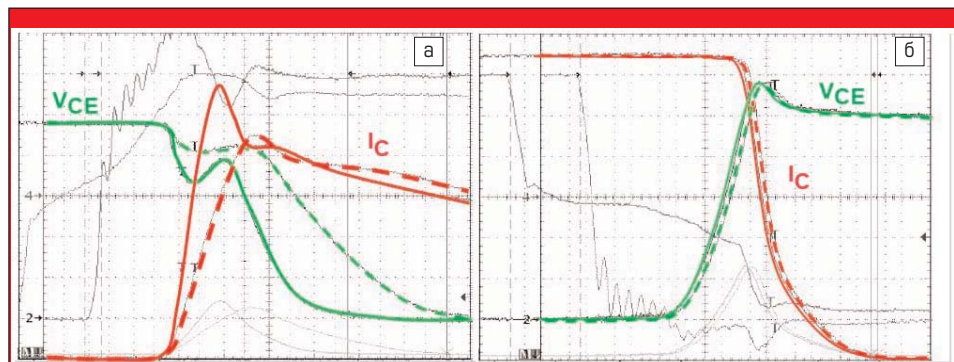


Рис. 6. Зависимость между номиналом резистора затвора и градиентами тока: а) включение и б) выключение IGBT T4 (150 А) при $R_G = 0,5$ и 8 Ом (зеленый — V_{CE} , красный — I_C)

Электромагнитная совместимость

Состав спектра электромагнитных помех инвертора завит в основном от градиентов тока $I_C(t)$ и напряжения $V_{CE}(t)$, образующихся при коммутации силовых ключей. Для современных полупроводниковых модулей средней мощности достижимы скорости изменения напряжения до 10 кВ/мкс и тока — до 10 кА/мкс (при комнатной температуре). Вид типовой зависимости di/dt от резистора затвора для IGBT T4 с номинальным током 100 А показан на рис. 5а. С ростом температуры характер коммутации становится плавным, и указанные значения градиентов снижаются на 50–60%.

Параметры di/dt , dv/dt при включении могут быть определены соответствующим выбором R_G . Зависимость между номиналом резистора затвора и градиентами тока и напряжения, а также потерями включения, является практически линейной.

Довольно неожиданным является тот факт, что скорость выключения Trench 4 почти не снижается с ростом сопротивления затвора, как показано на рис. 6. Параметр di/dt практически линейно зависит от тока коллектора I_C и в очень малой степени — от напряжения DC-шины.

В определенном диапазоне увеличение номинала R_G даже несколько повышает скорость выключения тока, и только при больших величинах сопротивления затвора ($>10 R_{Gnom}$) она снова начинает падать. Этот эффект вызван накоплением носителя заряда в базе транзистора в момент выключения: при малых значениях R_G электроны задерживаются в базовой области IGBT, большой накопленный заряд является причиной достаточно плавного наклона характеристики выключения. При увеличении резистора затвора MOS-канал IGBT-структуры оказывается полностью закрытым в момент, когда ток начинает снижаться. При этом электронов, которые могли бы создать дополнительный ток, уже нет, а оставшееся небольшое количество дырок быстро рассасывается, что приводит к увеличению скорости выключения [3].

Внутренний резистор затвора R_{Gint}

В зависимости от номинального тока кристалла I_{Cnom} SEMIKRON использует следующие номиналы затворных резисторов:

$$R_{Gint} = 10 \text{ Ом} (I_{Cnom} = 75 \text{ А});$$

$$R_{Gint} = 7,5 \text{ Ом} (I_{Cnom} = 100 \text{ А});$$

$$R_{Gint} = 5 \text{ Ом} (I_{Cnom} = 75 \text{ А});$$

$$R_{Gint} = 2 \times 5 \text{ Ом} (I_{Cnom} = 300 \text{ А});$$

$$2 \text{ чипа в параллель с } I_{Cnom} = 150 \text{ А};$$

$$R_{Gint} = 4 \times 7,5 \text{ Ом} (I_{Cnom} = 400 \text{ А});$$

$$4 \text{ чипа в параллель с } I_{Cnom} = 100 \text{ А}.$$

Отметим, что при нормировании динамических свойств IGBT внутренний резистор затвора не включается в справочное значение R_G , под которым подразумевается только внешнее сопротивление. Тем не менее, величину R_{Gint} необходимо учитывать при расчетах нагрузочных характеристик драйвера: предельного тока управления I_{GM} или минимального резистора затвора R_{Gmin} .

Антипараллельные диоды

Для того чтобы модернизированные кристаллы IGBT T4 наиболее полно проявили свои преимущества, они должны использоваться с антипараллельными диодами, согласованными с ними по плотности мощности, статическим и динамическим характеристикам. Для решения этой задачи фирма SEMIKRON создала четвертое поколение быстрых диодов на основе собственной технологии CAL (Controlled Axial Lifetime), главными особенностями которой являются плавный характер переключения во всем диапазоне рабочих токов, высокий иммунитет к di/dt и малый ток обратного восстановления.

При разработке диодов CAL4 основное внимание уделялось обеспечению плавной кривой обратного восстановления dI_r/dt и согласованию характеристик восстановления с динамическими свойствами Trench 4 IGBT. Усовершенствование структуры кристаллов позволило на 30% повысить допустимое значение плотности тока, при этом потери переключения остались на уровне, достигнутом в диодах предыдущей генерации — CAL3. Использование нового способа пассивации DLC (Diamond Like Carbon) дало возможность увеличить значение предельной рабочей температуры чипов до 175 °С.

Взаимозаменяемость

Для большинства применений замена модулей IGBT предыдущих серий на компоненты 4-го поколения дает очевидные преимущества: снижение уровня потерь, уменьшение коммутационных перенапряжений, улучшение электромагнитной совместимости. Существенно меньше оказывается потребляемая от драйвера мощность, так как величина заряда затвора Q_G для силовых ключей Trench 4 снижена более чем на 30%.

Однако для получения максимального эффекта от применения модулей новой генерации требуется некоторая адаптация схемы управления. В первую очередь рекомендуется изменить соответствующим образом резистор затвора R_G . Если, например, SKM200GB12T4 установить вместо SKM200GB128D (SPT-IGBT), то величина R_G должна быть уменьшена с 7 до 1 Ом. Использование номинала, рекомен-

дованного для SPT, приведет к увеличению потерь включения с $E_{on}(1 \text{ Ом}) = 21 \text{ мДж}$ до $E_{on}(7 \text{ Ом}) = 44 \text{ мДж}$ (рис. 2).

Требования к дизайну DC-шины остаются прежними, главным из них является необходимость обеспечения минимального значения распределенной индуктивности. Для реализации этой задачи конструкция шины должна быть симметричной и копланарной, снабберные емкости должны быть установлены на терминалы питания каждого IGBT-модуля. Цепи управления IGBT должны быть максимально симметричными, соединение драйвера с индивидуальными резисторами затвора следует выполнять витой парой.

Параллельное соединение

Параллельное соединение модулей IGBT — обычный способ повышения выходного тока преобразователей. Основной проблемой при этом является выравнивание токов в статическом и динамическом режимах, а также обеспечение минимального и равного уровня коммутационных перенапряжений.

Версия чипов E4 с меньшей скоростью переключения и лучшими характеристиками выключения была разработана именно для обеспечения безопасной работы IGBT при их параллельном соединении. В ходе испытаний инвертора, состоящего из 6 модулей SEMiX 453GB12E4 ($I_{Cnom} = 450 \text{ А}$), было доказано, что такая сборка способна надежно работать при напряжении DC-шины $V_{dc} = 800 \text{ В}$ и токе, равном двойному номинальному значению ($6 \times 2 \times I_{Cnom} = 5400 \text{ А}$). Очевидно, что дизайн силовых соединений сборки был выполнен в соответствии со всеми стандартными требованиями (рис. 7а):

- низкоиндуктивная копланарная DC-шина;
- снабберный конденсатор на терминалах питания каждого IGBT;
- индивидуальная плата адаптера на управляющих выводах модулей;
- соединение драйвера с адаптерными платами с помощью витых пар одинаковой длины.

При расчете максимального тока группы параллельных ключей необходимо учитывать принятый для такого случая коэффициент снижения тока, составляющий 10–20%. Необходимость этого обусловлена неравномерностью распределения тока в ключах в динами-

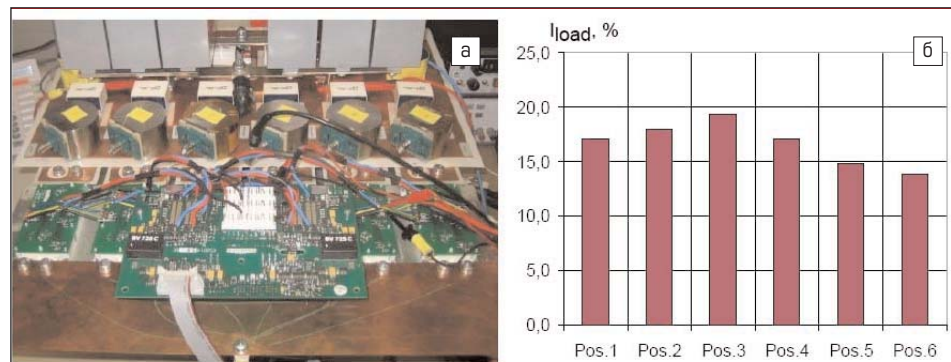


Рис. 7. а) Стенд для проверки работы параллельного соединения 6* SEMiX 453GB12E4 (обратите внимание на расположение плат с резисторами затвора и платы драйвера); б) динамическое распределение токов параллельных модулей

ческом режиме, которая в свою очередь вызвана асимметрией подключения АС-выводов шести элементов сборки. Цепь подключения ближайшего к точке объединения (в центре) модуля имеет минимальный импеданс цепи. Соответственно, ток выключения для этого IGBT будет наибольшим, что вызывает и соответствующее воздействие на динамические свойства схемы. Как показано на рис. 7б, токи параллельных модулей в процентном соотношении распределяются от 13,6 до 19% от суммарного значения (среднее значение — 16,6%). Распределение токов между верхним и нижним ключами полумоста, а также между модулями в режиме включения практически равномерное.

Стойкость к термоциклированию

Как уже было сказано, кристаллы T4/CAL4 могут надежно функционировать и при постоянной температуре чипов 150 °С, и ее повышении до 175 °С в режиме кратковременной перегрузки. Расширения диапазона рабочих температур при сохранении показателей надежности и стойкости к термоциклированию удалось добиться благодаря кардинальному усовершенствованию ряда технологических процессов, в первую очередь технологии ультразвуковой сварки выводов.

Ожидаемый ресурс для модулей серии 12T4 составляет 20 000 циклов при градиенте температуры $\Delta T_j = 125$ К, что превышает значение, полученное по программе LESIT для модулей IGBT предыдущих поколений в стандартных конструктивах (рис. 8). Данные о надежности были использованы для составления таблиц соответствия компонентов различных серий, приведенных далее.

Для определения срока службы силовых ключей в реальных условиях эксплуатации проводятся различные виды ускоренных испытаний, к которым относятся и тесты на термоциклирование. Они проводятся при повышенных градиентах температуры (например, $\Delta T_j = 100$ К или $\Delta T_j = 125$ К), которые в несколько раз превышают величины, наблюдаемые, например, в циклическом режиме работы транспортных приводов. Соответствующее значение ресурса для реальных условий работы ($\Delta T_j = 30 \dots 60$) вычисляются на основании аппроксимированных кривых, постро-

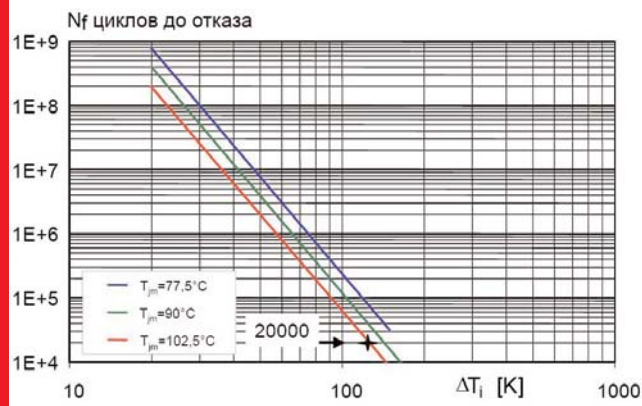


Рис. 8. Зависимость количества термоциклов до отказа от средней температуры T_{jm} и ее градиента ΔT_j

Таблица 3. Соответствие модулей семейства SEMITRANS серий 126, 128, T4

Технология IGBT			Схема	Тип корпуса
Trench 3 (126)	SPT (128)	Trench 4 (T4)		
	SKM75GB128D	SKM50GB12T4		
	SKM100GB128D	SKM75GB12T4		2
SKM195GB126D	SKM145GB128D	SKM100GB12T4		2
		SKM150GB12T4		2
SKM200GB126D	SKM150GB128D	SKM100GB12T4G		3
SKM300GB126D	SKM200GB128D	SKM150GB12T4G		3
SKM400GB126D	SKM300GB128D	SKM200GB12T/E4		3
SKM600GB126D	SKM400GB128D	SKM300GB12T/E4		3
		SKM400GB12T/E4		3
SKM195GAL126D	SKM145GAL128D	SKM150GAL12T4		
SKM200GAL126D		SKM150GAL12T4	3	
SKM400GAL126D	SKM300GAL128D	SKM200GAL12T/E4	3	
SKM600GAL126D	SKM400GAL128D	SKM300GAL12T/E4	3	
		SKM400GAL12T/E4	3	
		SKM400GAL12T/E4	3	
	SKM145GAR128D	SKM150GAR12T4		3
	SKM400GAR128D	SKM300GAR12T/E4		
		SKM400GAR12T/E4		2
		SKM400GAR12T/E4		
	SKM300GA128D	SKM300GA12T/E4		4
SKM600GA126D	SKM400GA128D	SKM300GA12T/E4		4
SKM800GA126D	SKM500GA128D	SKM400GA12T/E4		4
		SKM600GA12T/E4		4

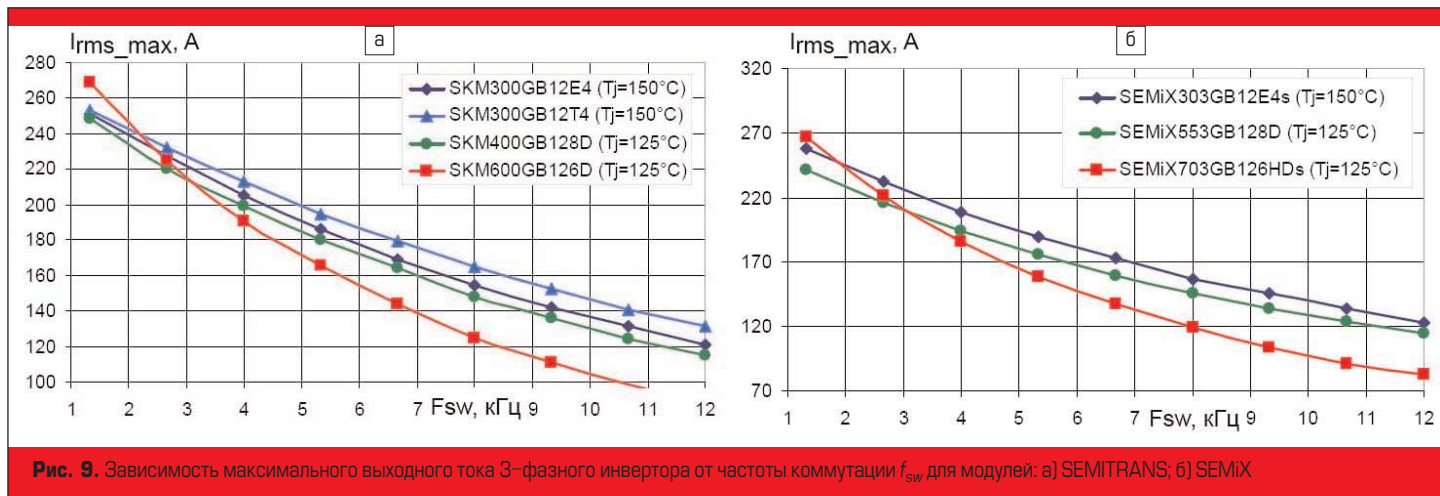
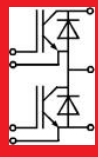
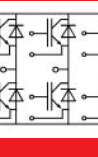


Рис. 9. Зависимость максимального выходного тока 3-фазного инвертора от частоты коммутации f_{sw} для модулей: а) SEMITRANS; б) SEMiX

Таблица 4. Соответствие модулей семейства SEMiX серий 126, 128, T4

Технология IGBT			Схема	Тип корпуса
Trench 3 (126)	SPT (128)	Trench 4 (T4)		
SEMiX252GB126HDs	SEMiX202GB128Ds	SEMiX151GB12E4s		2s
SEMiX302GB126HDs	SEMiX302GB128Ds	SEMiX202GB12E4s		2s
SEMiX452GB126HDs	SEMiX352GB128Ds	SEMiX302GB12E4s		3s
		SEMiX303GB12E4s		3s
SEMiX353GB126HDs		SEMiX303GB12E4s		3s
SEMiX503GB126HDs	SEMiX403GB128Ds	SEMiX303GB12E4s		3s
SEMiX703GB126HDs	SEMiX553GB128Ds	SEMiX453GB12E4s		3s
SEMiX604GB126HDs		SEMiX404GB12E4s		4s
SEMiX904GB126HDs	SEMiX754GB128Ds	SEMiX604GB12E4s		4s
		SEMiX604GB12E4s		4s
SEMiX101GD126HDs	SEMiX101GD128Ds	SEMiX71GD12E4s		13
SEMiX151GD126HDs	SEMiX151GD128Ds	SEMiX101GD12E4s		13
SEMiX251GD126HDs	SEMiX201GD128Ds	SEMiX151GD12E4s		13
		SEMiX151GD12E4s		13
SEMiX353GD126HDc		SEMiX303GD12E4c		33c
SEMiX503GD126HDc	SEMiX403GD128Dc	SEMiX303GD12E4c		33c
SEMiX703GD126HDc	SEMiX553GD128Dc	SEMiX453GD12E4c		33c
		SEMiX453GD12E4c		33c
		SEMiX151GAL12E4s		1s
SEMiX452GAL126HDs	SEMiX352GAL128Ds	SEMiX302GAL12E4s		2s
SEMiX703GAL126HDs	SEMiX553GAL128Ds	SEMiX453GAL12E4s	3s	
		SEMiX151GAR12E4s	1s	
SEMiX452GAR126HDs	SEMiX352GAR128Ds	SEMiX302GAR12E4s	2s	
SEMiX703GAR126HDs	SEMiX553GAR128Ds	SEMiX453GAR12E4s	3s	

енных на основе результатов ускоренных тестов [5]. Графики, представленные на рис. 8, показывают зависимость вероятного количества циклов N_f до отказа 1% модулей от средней температуры кристалла T_{jm} и ее градиента ΔT_j .

Таблица соответствия

Информация, приведенная в таблицах 3 и 4, определяет в первом приближении соответствие компонентов серий 126, 128 и T4/E4 в схеме 3-фазного инвертора с воздушным охлаждением при частоте переключений $f_{sw} = 4 \dots 8$ кГц. Расчеты основаны на условии, что номинальная температура кристаллов T_j для 126-й и 128-й серий составляет 125 °C, в то время как чипы IGBT Trench 4 рассчитаны на более высокую рабочую температуру ($T_{jnom} = 150$ °C, $T_{jovl} = 175$ °C). Это означает, что модули новой генерации обеспечивают в инверторных при-

менениях соответствующий запас, как по номинальному току, так и по току перегрузки. Обратите также внимание на широкую номенклатуру новых компонентов, позволяющую осуществить оптимальный выбор.

Сказанное подтверждается графиками, приведенными на рис. 9, где показана зависимость максимального выходного тока 3-фазного инвертора от частоты коммутации для трех типов IGBT: Trench 3 (126-я серия), SPT (128-я серия) и Trench 4 (серия T4/E4). Расчеты выполнены для следующих условий эксплуатации:

- напряжение DC-шины $V_{cc} = 650$ В;
- выходное напряжение $V_{out} = 400$ В;
- частота выходного сигнала $f_{out} = 50$ Гц;
- температура окружающей среды $T_a = 40$ °C;
- тепловое сопротивление радиатора $R_{th(s-a)} = 0,031$ °C/Вт.

Следует отметить, что показанные варианты замены справедливы не для всех примене-

ний и режимов эксплуатации. Предельный ток преобразователя зависит от ряда параметров, важнейшими из которых являются статические и динамические потери, а также их соотношение, все эти показатели достаточно корректно можно определить только для конкретных условий применения. Однозначный ответ на вопрос, какой силовой ключ оптимален для заданных условий работы, может дать только тщательный тепловой расчет. Наиболее удобным и простым средством проведения анализа тепловых режимов является программа теплового расчета Semisel, интерактивная версия которой доступна на сайте компании SEMIKRON.

Заключение

Усовершенствованная технология Trench 4 позволяет расширить область рабочих частот, увеличить плотность мощности, обеспечить больший запас по перегрузкам. Для получения максимальной отдачи от использования 4-го поколения чипов IGBT компания SEMIKRON разработала новую серию антипараллельных диодов CAL 4, наилучшим образом согласованных с транзисторами по температурным и динамическим параметрам.

В ближайшее время технология Trench 4 должна быть внедрена во все семейства силовых ключей, выпускаемых SEMIKRON. Наиболее интересные результаты ожидаются от использования IGBT T4 в самой популярной и мощной серии модулей SEMIKRON — SKiP. Мы обязательно расскажем об этом в одном из ближайших выпусков журнала.

За более подробной информацией можно обратиться в офис технической поддержки компании SEMIKRON в Санкт-Петербурге.

Литература

1. Wintrich A. IGBT4 and free wheeling diode CAL4 in IGBT modules. AN-9001, SEMIKRON International, 2009.
2. Annacker R., Herzer R. IGBT4 Technology Improves Application Performance. SEMIKRON International, 2007.
3. Hüsken H., Frank W. Balancing losses and noise considerations for choosing the gate resistor. Nuremberg: PCIM, 2006.
4. M. Freyberg, U. Scheuermann. Measuring Thermal Resistance Of Power Modules. PCIM. 2003. No 5.
5. Колпаков А. О термоциклах и термоциклировании // Силовая электроника. 2006. № 2.