

IGBT: инструкция по эксплуатации, или Об уважительном отношении к силовой электронике

Случилось так, что бурное развитие силовой электроники на Западе совпало с социальным и экономическим кризисом в России. Многие наши ведущие специалисты меняли сферу деятельности и быстро теряли квалификацию. Привело это к тому, что специалисты по силовой электронике стали буквально на вес золота. Проектирование мощных конверторов, особенно на основе современных скоростных электронных ключей IGBT и MOSFET, является очень тонким делом. У молодых разработчиков подчас просто опускались руки и пропадало желание работать после многочисленных отказов «на ровном месте». Однако причина зачастую оказывается достаточно простой, например, несоблюдение элементарных правил защиты от статического электричества. Основным принципам проектирования силовых преобразовательных устройств посвящена предлагаемая статья.

Андрей Колпак

Andrey.Kolpakov@semikron.com

Достаточно трудно охватить в одной статье все вопросы, возникающие при разработке импульсных силовых каскадов. Несмотря на то, что рекомендации по конструированию подобных устройств можно найти в многочисленных публикациях (см., например [1–3]) и на сайтах производителей компонентов, нерешенных вопросов остается еще достаточно много. В предлагаемой статье мы постараемся осветить общие проблемы, так или иначе встающие перед разработчиком, независимо от конфигурации и назначения устройства:

- конструкция силовых DC и AC шин;
- ограничение напряжения на затворах;
- оптимизация тепловых характеристик;
- параллельное соединение силовых модулей.

Соединительные шины и звено постоянного тока

Силовые соединительные шины необходимы для распределения энергетических потоков внутри силовых модулей и между компонентами мощных преобразовательных устройств. Наиболее сложные шины используются в импульсных схемах с высокими значениями коммутлируемых токов и напряжений и большими скоростями их изменения. Основными требованиями, предъявляемыми к шинам, являются минимальные значения распределенных индуктивностей и сопротивлений проводников и большая допустимая плотность тока в сочетании с высоким напряжением изоляции.

Реальный проводник, имеющий конечную длину, характеризуется наличием распределенной паразитной индуктивности (примером может служить индуктивность шины питания L_B). При коммутации больших токов с высокой скоростью наличие этой индуктивности приводит к возникновению перенапряжений на силовых ключах. Например, при отключении IGBT напряжение на коллекторе возрастает на величину $\Delta V = L_B \times di_C/dt$ относительно напряжения

шины питания V_{DC} , где di_C/dt — скорость спада тока коллектора. Суммарное напряжение «коллектор–эмиттер» $V_{CE} = V_{DC} + \Delta V$ может превысить значение напряжения пробоя и вывести транзистор из строя.

Аналогичный процесс происходит при открывании транзистора, в этом случае перенапряжение вызывается скачком тока обратного восстановления i_{tr} оппозитного диода. Скорость изменения di_{tr}/dt_{tr} (i_{tr} , t_{tr} — ток и время обратного восстановления) определяется характеристиками обратного восстановления диода. Именно поэтому при разработке новых поколений диодов, предназначенных для применения в частотных преобразователях, специалисты SEMIKRON стремятся не только улучшить их частотные свойства, но и согласовать процессы обратного восстановления с характеристиками IGBT. Технология, разработанная компанией для производства антипараллельных диодов, называется CAL — Controlled Axial Lifetime (управляемое время жизни носителей) [5]. Оптимизация процесса обратного восстановления позволяет не только уменьшить потери проводимости и переключения диодов и транзисторов, но и снизить уровень радиопомех, излучаемых силовым каскадом.

Скомпенсировать распределенную индуктивность можно с помощью применения копланарных (плоско-параллельных) шин, работающих подобно бифилярным проводникам. На рис. 1 показана конструкция выводов силового питания полумостового модуля IGBT семейства SEMITRANS. Применение копланарных терминалов позволяет обеспечить минимальное значение внутренней распределенной индуктивности силовых ключей L_{CE} ; стандартные модули IGBT SEMIKRON в зависимости от типа корпуса имеют следующие значения этого показателя:

- SEMITRANS 2 (34×94 мм): $L_{CE} < 30$ нГн;
- SEMITRANS 2NI (34×94 мм): $L_{CE} < 25$ нГн;
- SEMITRANS 3 (62×107 мм): $L_{CE} < 20$ нГн;
- SEMITRANS 4 (62×107 мм): $L_{CE} < 20$ нГн;
- SEMITRANS 6/7 (45×105 мм): $L_{CE} < 60$ нГн.

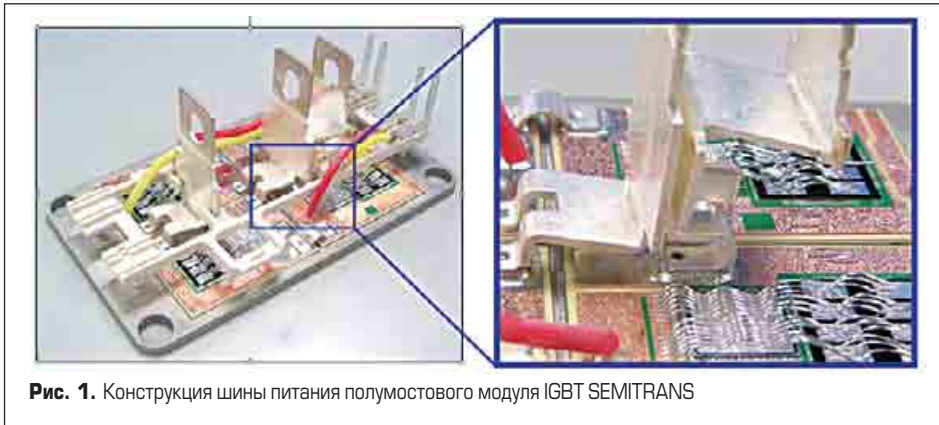


Рис. 1. Конструкция шины питания полумостового модуля IGBT SEMITRANS

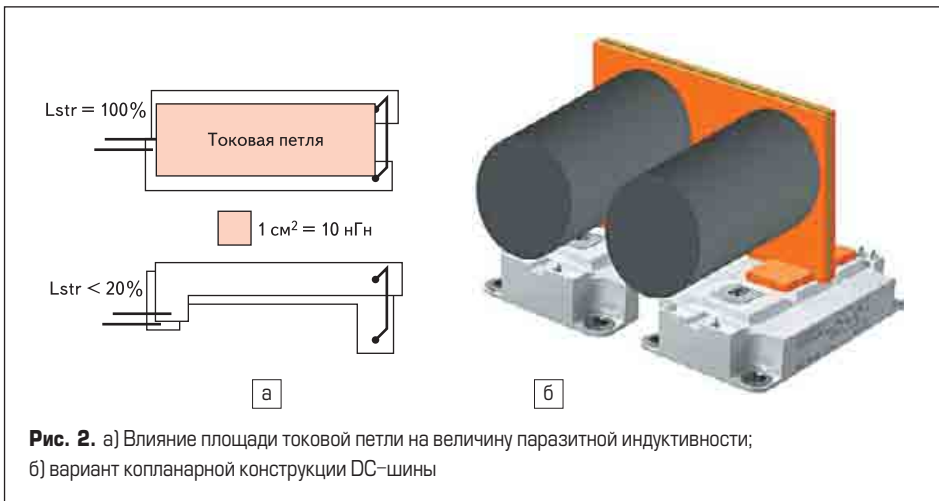


Рис. 2. а) Влияние площади токовой петли на величину паразитной индуктивности; б) вариант копланарной конструкции DC-шины

Существуют достаточно простые правила, соблюдение которых позволяет свести к минимуму величину распределенной индуктивности шин звена постоянного тока, оказывающей наибольшее влияние на уровень перенапряжения при коммутации тока. Как показано на рис. 2а, величина «токовой петли», определяемая несовпадением путей протекания тока по положительному и отрицательному проводникам шины питания, непосредственно связана со значением паразитной индуктивности. Именно поэтому оптимальной считается конструкция шины (в англоязычной литературе она называется sandwich), в которой (+) и (-) терминалы расположены параллельно пути протекания тока питания. Вариант топологии практически идеального

«сэндвича» и его практическая реализация показаны на рис. 2б и 4а.

Из рисунков хорошо видно, что оптимальная с точки зрения распределенных параметров шина имеет существенный недостаток — консольную конструкцию. Для повышения жесткости сборки приходится использовать дополнительное крепление, однако постоянное давление на выводы модуля неизбежно снижает надежность такого типа соединения, особенно в условиях вибрационных воздействий. Эта проблема решается при использовании силовых ключей SEMIKRON нового поколения SEMiX [4], имеющих планарные терминалы по краям модуля. Как показывает рис. 4б, при этом шина имеет простую плоскую конструкцию и крепится на одной несущей

щей поверхности вместе с силовыми ключами. Возможность использования такой архитектуры, позволяющей также устанавливать плату управления на корпусе модуля, обусловила высокую популярность компонентов серии SEMiX, которые становятся новым промышленным стандартом.

На величину распределенной индуктивности также оказывает влияние ориентация компонентов, расположенных по пути протекания тока, например, конденсаторов DC-шины. На рис. 3а показано, как меняется площадь токовой петли при изменении расположения выводов конденсаторов звена постоянного тока: их правильная установка может снизить распределенную индуктивность более чем в 3 раза. В два раза значение L_B может быть уменьшено при использовании параллельного соединения нескольких конденсаторов меньшей емкости вместо одного большого. На рис. 3б и 3в показана возможная реализация 1-фазного инвертора на основе двух полумостовых модулей IGBT со звеном постоянного тока, состоящим из параллельно-последовательного соединения емкостей. Как видно из рисунка, оптимальным является решение, когда группы конденсаторов расположены симметрично относительно соответствующих полумостовых модулей, а выводы последовательно соединенных емкостей (C1.1 и C1.2) установлены по оси силовых модулей. Все сказанное абсолютно справедливо по отношению к наиболее распространенной схеме 3-фазного инвертора, варианты конструкции которого показаны на рис. 4.

При выборе конденсаторов звена постоянного тока в первую очередь необходимо определить суммарное значение емкости и рабочего напряжения, обеспечивающее безопасное функционирование преобразователя с учетом нагрузочных и тепловых режимов, а также колебаний напряжения питания. При этом не следует забывать о таких важных параметрах конденсаторов, как ESL (Equivalent Series inductance) — эквивалентная последовательная индуктивность и ESR (Equivalent Series Resistance) — эквивалентное последовательное сопротивление. Распределенная индуктивность ESL оказывает непосредственное влияние на частотные свойства конденсатора

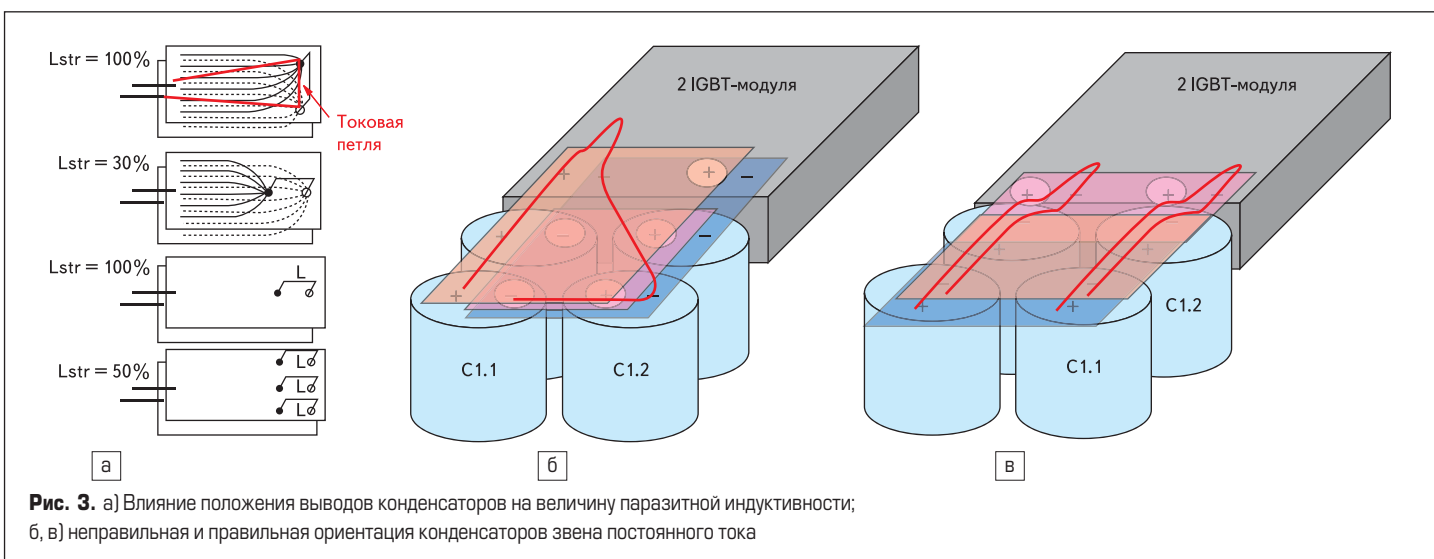


Рис. 3. а) Влияние положения выводов конденсаторов на величину паразитной индуктивности; б, в) неправильная и правильная ориентация конденсаторов звена постоянного тока



Рис. 4. а) Сборка 3-фазного инвертора на модулях SEMITRANS; б) сборка 3-фазного инвертора на модулях SEMiX

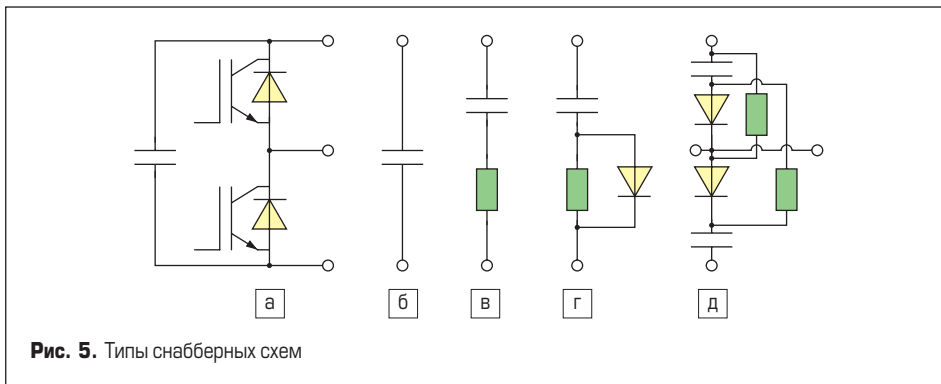


Рис. 5. Типы снабберных схем

и участвует в образовании паразитного контура DC-шины. Распределенное сопротивление является демпфирующим для этого контура. Именно поэтому при использовании очень популярных в настоящее время полипропиленовых конденсаторов, имеющих пониженное значение ESR, проблема ограничения коммутационных перенапряжений стоит более остро, чем для звена постоянного тока с электролитическими конденсаторами.

Простейший вариант копланарной DC-шины с межслойным изолятором (вкладышем из диэлектрика с высоким пробивным напряжением) применен в инверторе на основе стандартных модулей IGBT (рис. 4а). При серийном производстве, как правило, используются многослойные ламинированные шины (рис. 4б). Они представляют собой прессованные плоские сборки, которые состоят из проводников, изолированных друг от друга тонким слоем диэлектрика. Имея симметричную параллельную топологию, такая шина обеспечивает согласованную высокую проводимость слоев, оптимизированное значение распределенной емкости и очень низкую паразитную индуктивность. Один из проводников (например, минус силового питания) может также выполнять функции экрана. Кроме повышения надежности, обусловленного минимальным уровнем перенапряжений, это гарантирует хорошую электромагнитную совместимость изделия. Применение ламинированных шин улучшает отвод тепла от силовых модулей и конденсаторов звена постоянного тока и позволяет создать компактные легкие конструкции.

Как правило, многослойная силовая шина содержит проводники линии питания, в ряде слу-

чаев в ее состав включаются выходные цепи полумостовых каскадов. Слои силового питания должны быть одинаковы по геометрическим размерам и сечению, что обеспечивает симметрию проводимости и минимальное значение распределенной индуктивности. В качестве материала проводников обычно используется медь и медные сплавы, а также латунь, бронза и бериллиево-медные сплавы. В окончательном виде силовая шина, состоящая из набора проводящих и изолирующих слоев, прессуется с использованием эпоксидного наполнителя для получения максимально жесткой конструкции.

Снабберы

Правильно спроектированная шина позволяет снизить требования к снабберным цепям, необходимым для снижения уровня переходных перенапряжений, которые возникают при коммутации токов. Паразитные колебательные процессы наводятся в контурах, образованных распределенными параметрами элементов конструкции и компонентов схемы: индуктивностями и емкостями шин, силовых транзисторов и диодов, конденсаторов.

В общем случае номинал конденсатора снаббера C_s вычисляется исходя из заданного уровня перенапряжения V_{os} и значения энергии, запасенной в паразитной индуктивности шины L_B при коммутации тока I_{peak} :

$$V_{os} = I_{peak} \times \sqrt{\frac{L_B}{C_s}}$$

Снабберы применяются как для ограничения переходных перенапряжений, так и для

снижения динамических потерь в силовых ключах. В последнем случае цепи снабберов используются для формирования траектории переключения силовых транзисторов: емкости, установленные параллельно силовым ключам, снижают скорость нарастания напряжения, индуктивности в цепях коммутации ограничивают скорость нарастания тока.

Конфигурация снабберной схемы зависит от многих параметров — типа силовых модулей, рабочей частоты и параметров нагрузки. Практически все современные транзисторы и модули IGBT имеют прямоугольную область безопасной работы (ОБР, или SOA — Safe Operating Area), то есть допускают работу в режиме «жесткого переключения», когда коммутируется максимальный ток и напряжение. В этом случае главная задача снабберов — ограничение переходных перенапряжений.

Наиболее распространенные типы снабберных цепей приведены на рис. 5. Простейший снаббер (рис. 5а) представляет собой низкоиндуктивный пленочный конденсатор, установленный параллельно шинам питания полумоста. Именно такой вариант рекомендуется для безопасной эксплуатации силовых модулей SEMIKRON. Конструкция снабберного конденсатора должна обеспечивать не только минимальную распределенную индуктивность, но и удобство подключения к терминалам силового модуля. Внешний вид специализированных конденсаторов показан на рис. 6б, в, г. Применение обычной высоковольтной емкости (такой как на рис. 6а) в качестве снаббера недопустимо.

Для снижения добротности паразитного колебательного контура последовательно с конденсатором может быть установлен резистор (рис. 5б). Такая схема, как правило, используется в низковольтных сильноточных преобразователях с MOSFET ключами.

В тех случаях, когда снаббер должен быть установлен на каждом плече полумоста, а также для ограничения скорости коммутации тиристорных ключей рекомендуется цепь, изображенная на рис. 5в. Быстрый диод и резистор, используемые в этой схеме, необходимы для разделения цепей заряда и разряда и ограничения разрядного тока. Постоянная времени такого снаббера должна быть как минимум в 3 раза ниже периода рабочей частоты ($R_s C_s < T_{sw}/3$).

В наиболее мощных схемах паразитная индуктивность, образованная снабберной цепью, может оказаться настолько большой, что это приведет к появлению выбросов напряжения, вызванных коммутацией тока на индуктивности снаббера. В этом случае используется схема, изображенная на рис. 5г: принцип ее работы такой же, как и в предыдущем случае, однако паразитная индуктивность ниже, поскольку снабберы подключены непосредственно к коллектору и эмиттеру каждого транзистора полумоста. Несмотря на очевидные преимущества, последняя схема на практике используется крайне редко из-за своей сложности.

На рис. 7а показан график изменения напряжения V_{CE} «коллектор–эмиттер» при выключении силового ключа. Пик напряжения ΔV_1 вызывается паразитной индуктивностью



Рис. 6. Конструкции снабберных конденсаторов

цепи снаббера L_S ; амплитуду перенапряжения при известной скорости изменения тока di/dt можно рассчитать по формуле:

$$\Delta V_1 = L_S \times di/dt.$$

После окончания пика ΔV_1 начинается рост переходного напряжения ΔV_2 , вызываемого зарядом емкости снаббера. Амплитуда ΔV_2 зависит от емкости снаббера и энергии, запасенной в паразитной индуктивности DC-шины:

$$\Delta V_2 = L_B \times i_c^2 / C_S.$$

При заданных значениях ΔV_1 и ΔV_2 приведенные выражения можно использовать для вычисления емкости снаббера и его максимально допустимой индуктивности. Обратите внимание на то, что значение C_S оказывается прямо пропорциональным величине паразитной индуктивности шины. Таким образом, правильная топология силового каскада, обеспечивающая минимальные значения паразитных индуктивностей, позволяет снизить требования к снабберным цепям.

К сожалению, характеристики паразитного контура DC-шины плохо поддаются расчету или моделированию, поэтому в процессе разработки часто приходится корректировать параметры снабберной схемы на основании результатов экспериментальной проверки. Основным критерием выбора является минимальное значение перенапряжения и отсутствие опасных осцилляций. На рис. 7б и 7в показано, как изменение типа или номинала снаббера может повлиять на указанные процессы. Кроме того, разработчик должен понимать, что никакой снаббер не спасет силовые ключи от перенапряжения при плохо

спроектированной DC-шине, имеющей большую площадь токовой петли.

Ограничение напряжения на затворе

Выход из строя силового ключа из-за повреждения изолированного затвора является достаточно распространенной неисправностью. Пробой цепи затвора может произойти вследствие банальных нарушений правил защиты от ESD (электростатического разряда), из-за возникновения генераций в контуре, образованном индуктивностью цепи управления и емкостями затвора, а также перенапряжения, наведенного со стороны схемы управления или силовых цепей вследствие емкостной или индуктивной связи. Как и в предыдущих случаях, для исключения повреждения затвора необходимо следовать простым правилам и рекомендациям:

- напряжение управления не должно превышать величин, рекомендованных производителем силового модуля (как правило, $V_{GEmax} = \pm 20$ В);
- напряжение запирания должно обеспечивать гарантированное выключение IGBT/

MOSFET при всех условиях эксплуатации, включая режим защиты от короткого замыкания (КЗ);

- цепь управления должна иметь минимальную длину, индуктивность цепи должна быть скомпенсирована с помощью бифилярных проводников;
- цепи управления должны быть изолированы от возможных источников помех (например, силовых кабелей);
- цепи управления при параллельном соединении силовых ключей должны быть идентичными.

Однако в ряде случаев, особенно когда драйвер не может быть размещен в непосредственной близости от силового ключа или он используется для управления несколькими параллельно соединенными модулями, следует использовать дополнительные средства защиты затвора. Наиболее распространенные и широко применяемые на практике схемы показаны на рис. 8.

Резистор R_{GE} , установленный параллельно цепи «затвор–эмиттер» (см. рис. 8а), конечно, не может ограничить напряжение V_{GE} . Однако установка такого сопротивления рекомендуется рядом производителей (в том числе и SEMIKRON) — его задачей является защита от статического электричества и предотвращение «перезаряда» входной емкости затвора при увеличении импеданса цепи управления.

Классическая схема ограничения напряжения V_{GE} с помощью быстрого стабилитрона или супрессора (в англоязычной литературе TVS — Transient Voltage Suppressor) показана на рис. 8б. Большим достоинством данной схемы является то, что при ее использовании удается снизить ток КЗ и уменьшить колеба-

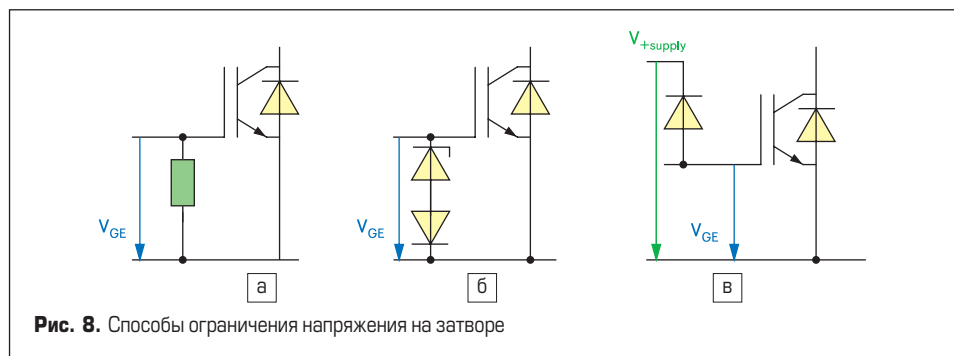


Рис. 8. Способы ограничения напряжения на затворе

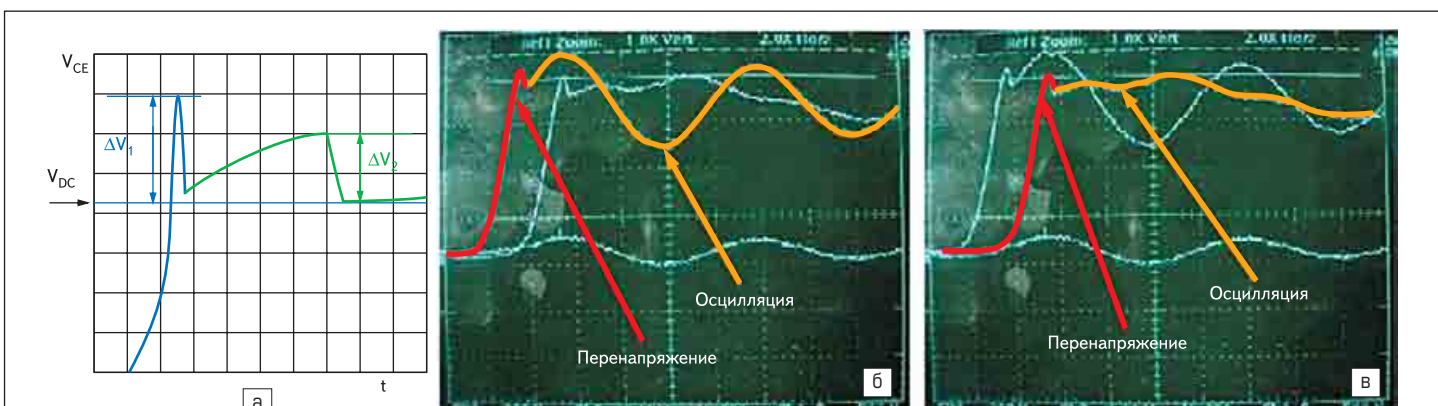


Рис. 7. Влияние снабберных цепей на величину переходного перенапряжения: а) напряжение V_{CE} при отключении транзистора; б, в) неудачный и удачный выбор снаббера

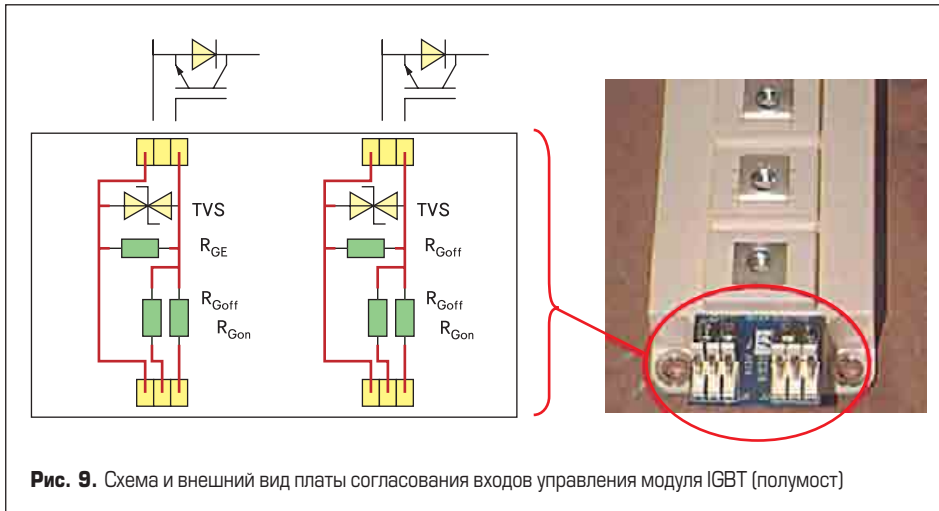


Рис. 9. Схема и внешний вид платы согласования входов управления модуля IGBT (полумост)

тельность в режиме КЗ благодаря ограничению напряжения, наведенного на затвор через емкость Миллера (емкость «коллектор–затвор», C_{cg}).

В ряде случаев хорошим решением является установка диода Шоттки между затвором и низковольтной цепью питания драйвера $V_{+supply}$ (рис. 8в). Использование такого способа ограничения напряжения V_{GE} рекомендуется в том случае, если источник питания расположен в непосредственной близости от входа силового ключа (расстояние не более 5 см).

На рис. 9 показана схема и внешний вид платы, осуществляющей согласование и защиту входов управления полумостового модуля IGBT. Такая схема используется в большинстве конструкций, разработанных и производимых компанией SEMIKRON. На плате расположены отдельные для режимов включения и выключения резисторы затвора (R_{Gon} и R_{Goff}), а также упомянутые выше резистор утечки R_{GE} и диод-супрессор (TVS).

Параллельное соединение

Параллельное соединение чипов и силовых ключей является основным способом наращивания мощности электронных модулей и преобразователей. В современной силовой электронике это в первую очередь относится к транзисторам с изолированным управляющим затвором — MOSFET и IGBT. Даже одиночный кристалл содержит множество параллельно соединенных ячеек затворов. Практически любой модуль с изолированным затвором и с достаточно высоким током коллектора представ-

ляет собой параллельное включение силовых чипов, выполненное внутри корпуса модуля. Дальнейшее наращивание мощности достигается с помощью соединения силовых модулей. В последнее время достаточно широкое распространение получили так называемые многоуровневые высоковольтные конверторы, в которых модули или ячейки соединяются последовательно. (Особенностям многоуровневой топологии построения преобразователей будет посвящена статья в одном из ближайших номеров журнала.)

Невозможно до бесконечности увеличивать площадь кристалла или повышать плотность тока — при этом неизбежно сокращается выход годных при производстве и становится невозможным эффективный отвод тепла с единицы площади. Разработчики силовых кристаллов постоянно совершенствуют технологии, стремясь к снижению потерь и увеличению допустимой токовой нагрузки. Однако все имеет свои физические ограничения, и сегодня классические технологии производства MOSFET/IGBT близки к пределу возможностей по уменьшению потерь проводимости и переключения.

Параллельная работа ключей в импульсных режимах создает ряд проблем, главной из которых является необходимость статической и динамической токовой балансировки. К счастью, задачу выравнивания токов в состоянии проводимости можно считать решенной благодаря тому, что современные технологии производства кристаллов IGBT обеспечивают положительный температурный коэффициент напряжения насыщения V_{CEsat} . Намного слож-

нее дело обстоит с антипараллельными диодами: только новейшие кристаллы серии CAL HD [5] производства SEMIKRON имеют положительный тепловой коэффициент прямого напряжения V_F при номинальных токах.

Основной трудностью параллельного соединения является невозможность производства чипов и модулей с полностью идентичными характеристиками. Источником проблем в динамических режимах является также неизбежная асимметрия линий подключения, приводящая к тому, что распределенные паразитные индуктивности в цепях коммутации тока параллельных модулей существенно отличаются. Такая разница в худшем случае может привести к критической перегрузке одного из кристаллов, что особенно сильно проявляется в наиболее напряженном динамическом режиме — коротком замыкании (КЗ).

В аварийных режимах схема защиты производит отключение силовых транзисторов при токах, в 5–10 раз превышающих номинальные значения. Суммарное напряжение $V_{ov} = V_{DC} + \Delta V = V_{DC} + L_B \times di_{sc}/dt$ (скорость отключения тока КЗ), воздействующее при этом на кристалл, может превысить напряжение пробоя. При параллельном включении топология силовых шин должна не только обеспечивать минимальное значение распределенных индуктивностей, но и их идентичность во всех параллельных цепях.

Требование симметрии подключения касается и цепей управления затворами, где разность в значении индуктивности приводит к различным задержкам момента включения или выключения транзистора. Параметры, непосредственно влияющие на динамические характеристики силовых ключей, также имеют разброс:

- пороговое напряжение отпираия $V_{GE(th)}$;
- задержка времени включения–выключения t_{don}/t_{doff} и скорость включения–выключения t_r/t_f ;
- заряд затвора Q_g и характеристика затвора $V_{GE} = f(Q_g)$;
- переходная характеристика $I_C = f(V_{GE})$.

На разброс значения $V_{GE(th)}$ следует обратить особое внимание: достаточно распространенной ошибкой является непосредственное соединение затворов параллельных модулей. Разница в пороговом напряжении отпираия ключей $\Delta V_{GE(th)}$ (рис. 11б) приводит к тому, что модуль с минимальным значением $V_{GE(th)}$ откроется первым и примет на себя всю токовую нагрузку. Этот эффект усугубляется тем,

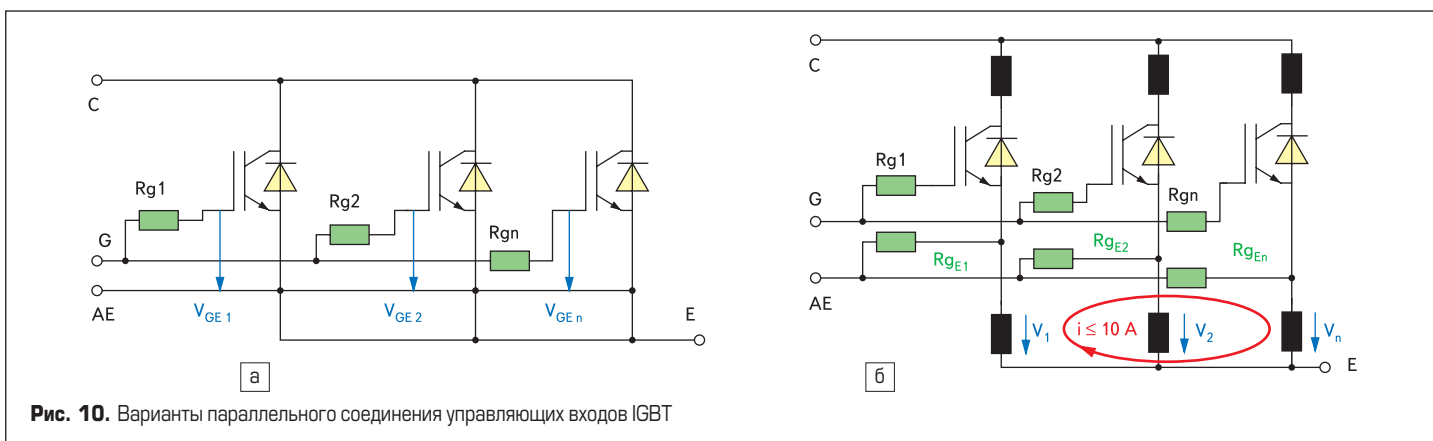
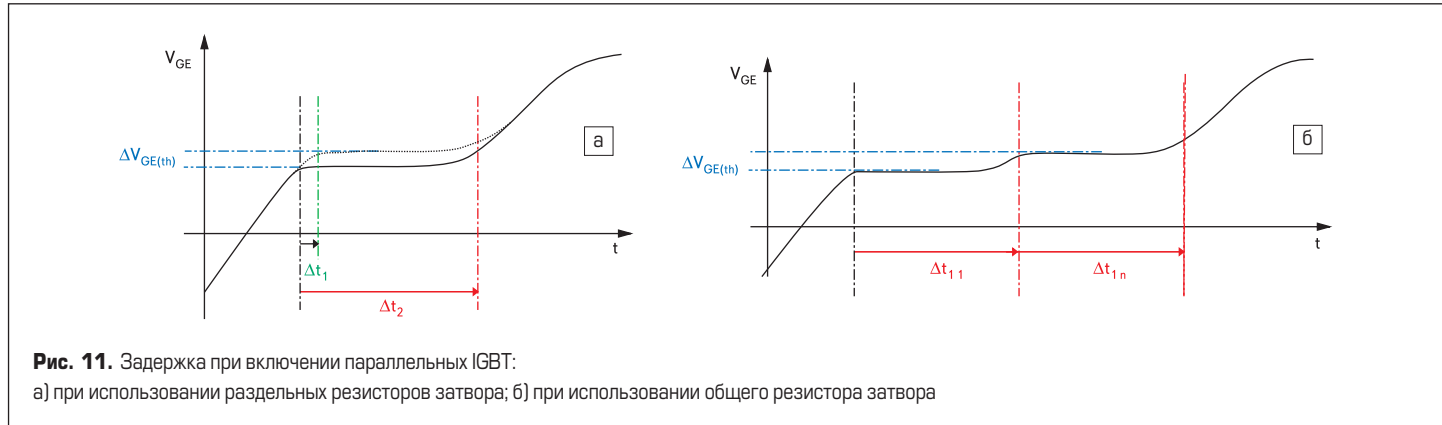


Рис. 10. Варианты параллельного соединения управляющих входов IGBT



что напряжение отпирания затвора имеет отрицательный температурный коэффициент. IGBT с большим пороговым напряжением откроется с задержкой Δt_{11} , определяемой временем включения модуля с меньшим $V_{GE(th)}$. Напомним, что длина горизонтального участка характеристики затвора зависит от значения емкости Миллера «коллектор-затвор» C_{cg} . Спадающее напряжение на коллекторе дифференцируется этой емкостью и создает ток, компенсирующий ток включения.

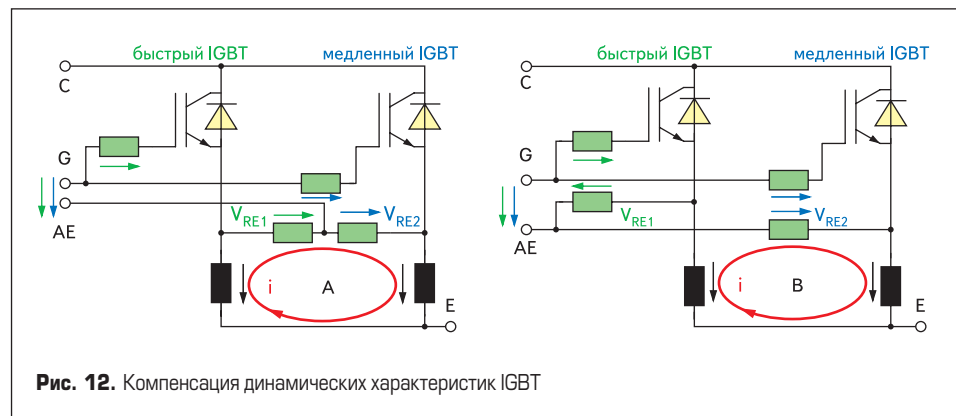
Для этой проблемы существует простое и хорошо известное решение: все параллельно соединенные ключи должны иметь индивидуальные и одинаковые резисторы затвора R_G (рис. 10). В этом случае напряжение на каждом затворе будет нарастать независимо и разница времени задержки включения не превысит Δt_1 , как показано на рис. 11а.

При соединении затворов прежде всего необходимо убедиться в том, что нагрузочные характеристики платы управления позволяют обеспечивать заряд и разряд n параллельно соединенных затворных емкостей. Максимальное значение суммарного заряда затвора нагрузки ($n \times Q_g$) должно быть меньше, а эквивалентного резистора затвора (R_g/n) — больше величин, допустимых для драйвера. Среднее значение выходного тока источника питания драйвера I_{av} должно удовлетворять соотношению:

$$I_{av} > n \times Q_g \times f_{sw}$$

где f_{sw} — максимальная частота коммутации.

На поведение параллельно включенных модулей в динамических режимах существенное влияние оказывают паразитные индуктивности линий связи и их отличие, вызываемое недостаточной симметрией топологии подключения. Разница напряжений, наводимых на индуктивностях шин ($V_1 \dots V_n$ на рис. 10б), приводит к возникновению выравнивающих токов, величина которых практически ничем не ограничена. Одновременно в контурах, образованных индуктивностями шин и емкостями транзисторов, могут возбуждаться паразитные генерации. Для борьбы с этим опасным явлением в сигнальных цепях эмиттеров рекомендуется устанавливать резисторы R_E (рис. 10б) номиналом от 0,5 Ом до $0,1 R_g$. Наличие этих сопротивлений позволяет ограничить выравнивающие токи на уровне, не превышающем 10 А, и демпфировать паразитные контуры.

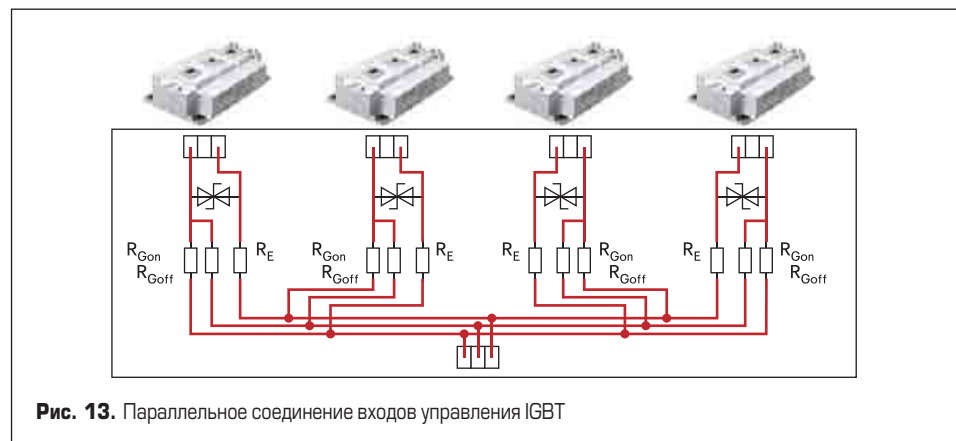


Кроме того, добавление в схему эмиттерных резисторов приводит к образованию отрицательной обратной связи по току, позволяющей нивелировать разницу динамических характеристик силовых ключей. Как показано на рис. 12, уравнивающий ток i создает падение напряжения V_{RE} на сопротивлении в сигнальных цепях эмиттеров. За счет этого происходит частичная компенсация напряжения V_{GE} на затворе «быстрого» IGBT и скорость его включения снижается. Напряжение управления «медленного» транзистора соответственно возрастает, что ускоряет его открывание. При выключении наблюдается обратный эффект, таким образом, применение схемы, показанной на рис. 10б, позволяет выровнять скорость переключения параллельно соединенных модулей IGBT и их динамические потери.

На рис. 13 приведена схема объединительной печатной платы, устанавливаемой SEMIKRON в большинстве практических реализаций, где используется параллельное соединение модулей. На схеме условно показано, что геометрия цепей подключения затворов выполнена сим-

метричной относительно входа. В универсальную инверторную платформу SEMIKUBE [6] компании SEMIKRON для наращивания мощности в параллель входит до 8 силовых ключей, объединяемых по затвору с помощью аналогичной схемы. На плате размещаются резисторы затворов R_G (раздельные для режимов включения и выключения), эмиттерные сопротивления и диоды-супрессоры. Как было показано выше, такая схема позволяет уравнивать динамические характеристики параллельных ключей, а также предотвратить пробой затвора и ограничить ток КЗ. Объединительная плата устанавливается непосредственно на сигнальные выводы модулей, соединение ее входа с выходом драйвера осуществляется бифилярным экранированным кабелем.

Объединение АС выходов при параллельном соединении полумостовых каскадов также представляет известную проблему. Прежде всего, это связано с тем, что при наличии достаточно большой разницы во времени задержки переключения один из параллельных ключей может оказаться перегруженным по выходно-



му току. Такая ситуация наблюдается, например, если в каждом из параллельно включенных модулей используется отдельный драйвер. В этом случае для равномерного распределения токов необходимо использовать симметрирующие индуктивности, как показано на рис. 14. Они также предотвращают возникновение уравнивающих токов. Если разница времени включения двух полумостовых модулей 1.1 и 1.2 составляет dt , а допустимое отклонение от среднего значения тока — ΔI_{out} , то необходимое значение индуктивности L_{min} может быть рассчитано по формуле:

$$L_{min} = V_{cc} \times dt_{max} / \Delta I_{out}$$

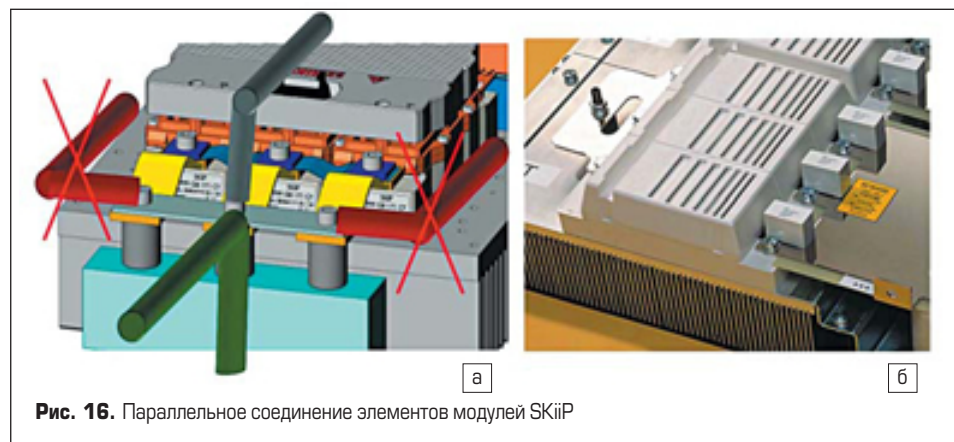
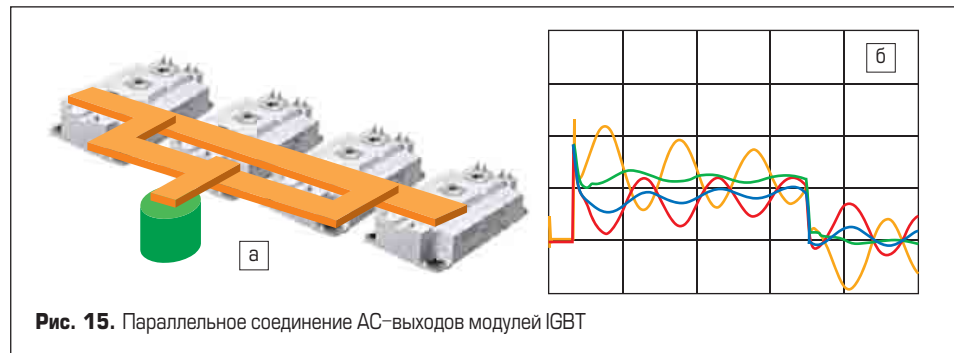
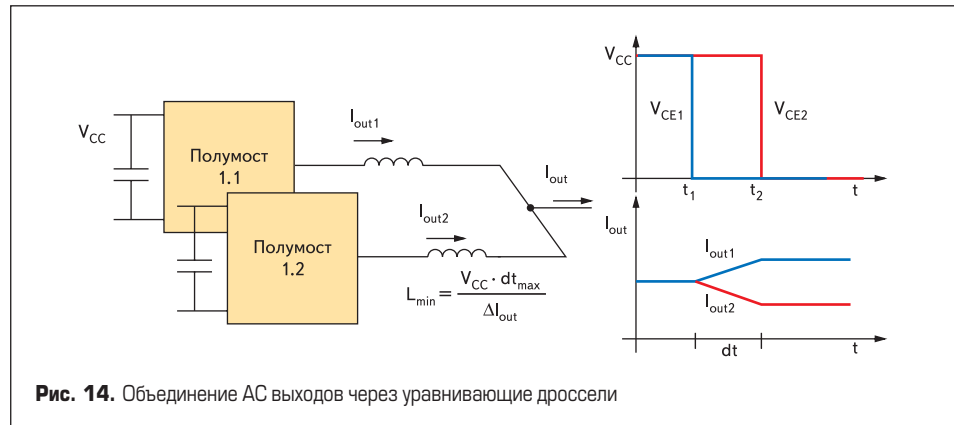
где V_{cc} — напряжение на шине питания.

В тех случаях, когда динамические характеристики параллельных модулей достаточно хорошо согласованы, удастся обойтись без использования выходных дросселей. Однако при этом особое внимание необходимо уделить топологии объединительной шины. Асимметрия подключения выходов силовых ключей может привести к возникновению паразитных генераций, выравнивающих токов и перегрузке одного из модулей. На рис. 15 показаны эпюры выходных токов при несимметричном соединении в параллель 4 полумостовых модулей. Пример хорошей конструкции шины, обеспечивающей одинаковость токовых путей в выходных цепях, приведен на рис. 15а.

Интеллектуальные силовые модули IGBT SKiiP являются типичным примером конструкции, в которой увеличение тока достигается за счет параллельного соединения полумостовых базовых элементов. В зависимости от типа ключа на одном радиаторе размещается 2, 3 или 4 полумоста с током до 600 А. Соответственно, один модуль SKiiP может работать как 600-амперный 3-фазный инвертор (SKiiP 603GD122-3DL) или как полумост с током до 2400 А (SKiiP 2403GB122-4DL). В последнем случае все четыре базовых элемента соединяются параллельно.

На рис. 16 показан модуль SKiiP с 3 объединенными полумостами. На фотографии (рис. 16б) справа хорошо видна DC шина со снабберными конденсаторами, установленными на выводах питания каждого базового элемента, а слева — объединительная AC шина, соединяющая 3 выхода. Более сложный вариант AC соединения, рекомендуемый для транспортных применений, приведен на рис. 16а. Силовые терминалы подключены к общему выводу с помощью гибких шин, зафиксированных на крепежных втулках, что необходимо для развязки выводов модуля от вибрационных и ударных воздействий. Рисунок демонстрирует, что AC отвод должен быть сделан от центра объединительной шины, подключение к крайним точкам (выделено красным) нарушает симметрию, а это может привести к динамическим перегрузкам одного из силовых ключей.

Интеллектуальный модуль SKiiP содержит плату управления, расположенную в верхней части корпуса. Для исключения наводок со стороны силового кабеля, которые могут приве-



сти к сбоям в работе драйвера, расстояние между ним и кабелем должно быть не менее 10 см.

Оптимизация тепловых характеристик

Тепловой расчет силового каскада является одним из важнейших этапов процесса разработки. Он позволяет подтвердить правильность выбора и применения электронного компонента и во многом определяет надежность работы устройства. Сложность выбора компонента заключается и в том, что желательно максимально использовать его нагрузочные характеристики и не переплачивать за неоправданный запас по мощности.

Давно прошли времена, когда выбор силового ключа осуществлялся только на основании нормированных характеристик, а для повышения надежности рекомендовалось использовать двойной запас по мощности. Цель современного разработчика — обеспечение высокой надежности при использовании предельных режимов работы компонентов плюс минимальные сроки проектирования. Решение этой задачи немыслимо без специализированного програм-

многo обеспечения, призванного максимально упростить и автоматизировать процесс проектирования, устранить возможные ошибки, оптимизировать выбор элементной базы.

Одним из самых интересных средств расчета тепловых режимов компонентов силовой преобразовательной техники является программа SemiSel, разработанная специалистами компании SEMIKRON. Среди аналогичных продуктов SemiSel является наиболее автоматизированной, точной и простой в использовании программой. Она пригодна для анализа большинства существующих практических схем, позволяет оптимально выбрать режимы работы и условия охлаждения и требует от пользователя ввода только числовых исходных данных. Возможностям SEMISEL и особенностям работы с ней посвящено достаточно много публикаций [7]. На рис. 17 показаны основные рабочие окна программы: ввод исходных данных, выбор типа элемента и результаты расчетов.

С лета 2005 года на сайте SEMIKRON доступна новая версия программы V3.0, предоставляющая пользователям ряд интересных дополнительных возможностей (рис. 18).

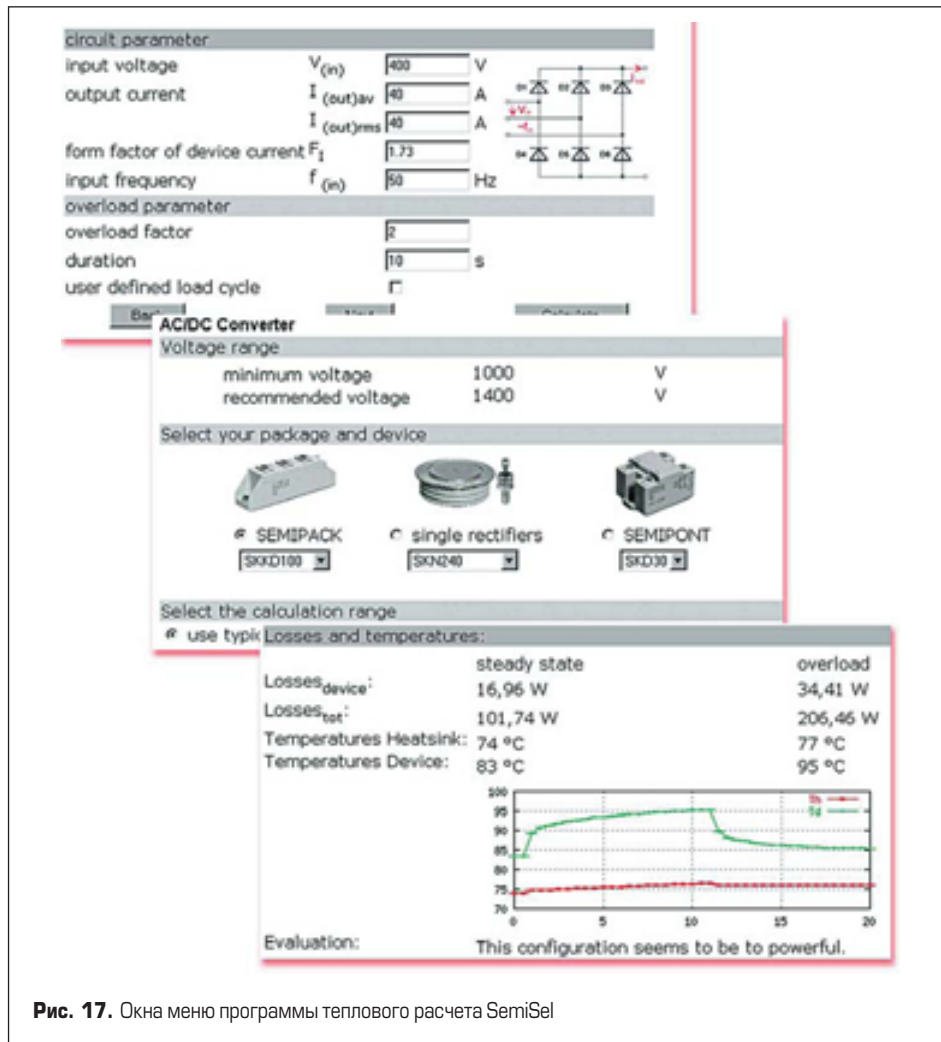


Рис. 17. Окна меню программы теплового расчета SemiSel

Сама программа SemiSel усовершенствована, а точность анализа повышена за счет следующих доработок:

- в режиме расчета перегрузки при низких частотах огибающей (пуск привода) коэффициент коррекции вычисляется для каждого типа модуля в зависимости от его теплового сопротивления;
- частота коммутации для модулей SKiP ограничена на уровне справочных значений;
- при использовании опции **user defined load cycle** (рабочий цикл, определенный пользователем) на порядок повышено количество итераций;
- программа обслуживается новым скоростным сервером.

Ранние версии программы позиционировались как средство расчета тепловых режимов и **выбора компонентов** (Sel — от select). Это действительно можно было сделать путем проб и ошибок. В новой версии задача выбора силового модуля решена непосредственно:

пользуясь режимом **Device Proposal**, вы задаете конфигурацию схемы и режимы работы, после этого программа предложит все возможные типы модулей SEMIKRON, пригодные для решения задачи. Описанная возможность расширена за счет режима **StackSel**. В данном случае после выбора конфигурации и ввода рабочих режимов вы получите ссылки на технические характеристики готовых сборок серии SEMISTACK. Самой интересной из новых опций является возможность расчета режимов и выбора типа драйвера **Driver Select Tool**.

Программа SemiSel позволяет достаточно достоверно определить перегрев кристаллов и температуру в различных точках конструкции на основании заданных рабочих режимов. Тепловой расчет проводится в статических и динамических режимах, что дает возможность анализировать предельные режимы работы на основании коэффициента и длительности перегрузки. В процессе работы с программой пользователь может оптимизировать

рабочие режимы, выбрать тип модуля и необходимое их количество при параллельном соединении, оптимизировать режим охлаждения.

Однако существует ряд факторов, которые не могут быть учтены ни одним программным средством расчета. Успех проекта, как и раньше, во многом зависит от знаний, опыта и даже интуиции разработчика. Отметим некоторые основные моменты, на которые необходимо обратить внимание при анализе тепловых свойств конструкции силового преобразователя.

Тепловое сопротивление радиатора R_{thsa} приводится в документации для случая, когда источник тепла равномерно распределен по поверхности радиатора. На практике площадь теплоотводящего основания силового модуля (или группы модулей), как правило, меньше площади установочной поверхности теплоотвода. В ряде случаев для обеспечения равномерного распределения тепла в теле радиатора применяются тепловые трубы, что особенно эффективно в режиме естественного охлаждения.

Именно поэтому в документации ведущих производителей (SEMIKRON в том числе) приводится семейство графиков зависимости R_{thsa} от длины радиатора или скорости потока охлаждающего воздуха для различного количества установленных на радиаторе модулей. Естественно, что чем больше силовых ключей размещается на одном теплоотводе и чем более равномерно они распределены по поверхности, тем меньше его тепловое сопротивление. При пользовании SemiSel эту особенность можно учесть с помощью поправочных коэффициентов (Correction factors) в режиме ввода тепловых характеристик и выбора типа радиатора (меню Cooling).

Несмотря на то, что SEMIKRON производит широкую гамму 3-фазных модулей IGBT в конструктивах SEMiX 13, SEMiX 33, SEMITRANS 6, в своих разработках компания старается использовать только полумостовые модули. Причиной этого является взаимная тепловая связь близко расположенных элементов 3-фазного моста. На рис. 19 показано, как разнесение полумостовых стоек улучшает картину распределения тепла на поверхности радиатора. Этот эффект эквивалентен уменьшению теплового сопротивления для кристаллов центрального полумоста. В примере, показанном на рисунке, мощность, рассеиваемая инвертором, составляет $P_d = 1500$ Вт. При этом температура чипов T_j в центральной области достигает 103 °C при использовании 3-фазного модуля и 93 °C, если инвертор выполнен на 3 разнесенных полумостах (в обоих случаях температура окружающей среды $T_a = 40$ °C). Тепловое сопротивление «кристалл–окружающая среда» R_{thja} , определяемое по формуле $R_{th} = (T_j - T_a) / P_d$, в первом случае равняется $0,042$ °C/Вт, а во втором — $0,035$ °C/Вт.

Выигрыш по тепловому сопротивлению и температуре перегрева означает соответствующее увеличение запаса по перегрузке и повышение надежности изделия. Полученный эффект наблюдается при разнесении корпусов модулей даже на 3–5 мм, рост паразитной индуктивности линий связи при этом незна-

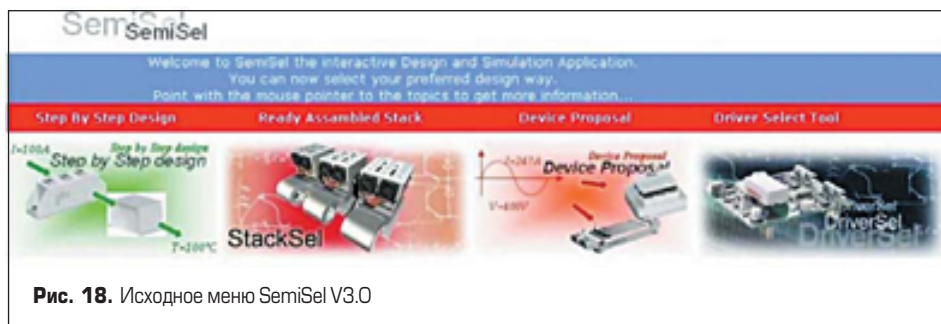


Рис. 18. Исходное меню SemiSel V3.0

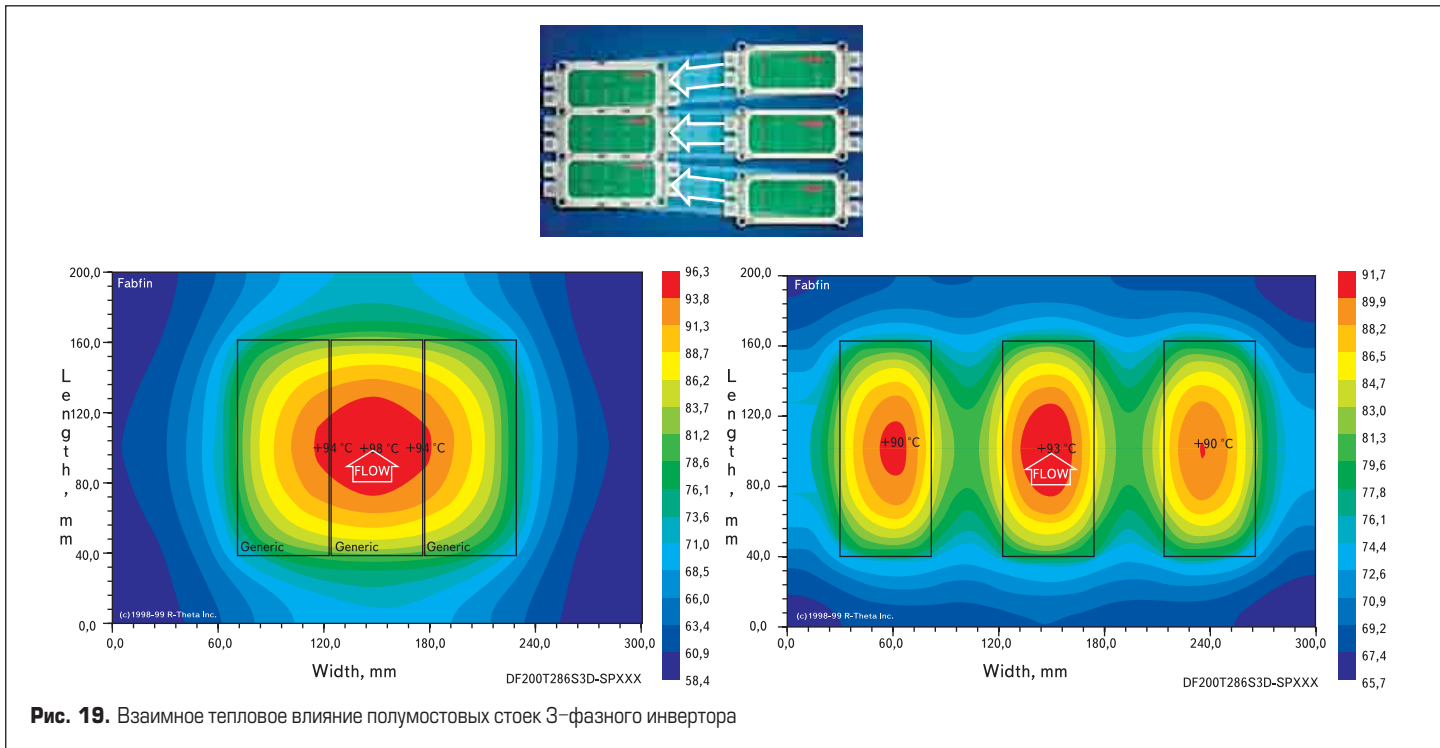


Рис. 19. Взаимное тепловое влияние полумостовых стоек 3-фазного инвертора

чителен. Внешний вид инверторов, выполненных в соответствии с описанными правилами на полумостовых модулях SEMITRANS и SEMiX, показан на рис. 4.

Существенное влияние на эффективность отвода тепла оказывает конструкция радиатора, при этом суммарная площадь поверхности теплоотвода не всегда имеет решающее значение. На рис. 20 показано распределение тепла на поверхности радиатора 3-фазного инвертора, состоящего из трех полумостовых модулей. Естественно, что у радиатора с большим количеством ребер и большей эффективной площадью тепловое сопротивление должно быть меньше. Как показывает рисунок, при одинаковом уровне рассеиваемой мощности температура теплоотвода в районе центрального модуля в первом случае (рис. 20а) ниже примерно на 10 °С благодаря меньшему значению $R_{th(s-a)}$.

Однако в ряде случаев применение массивного теплоотвода с большей площадью поперечного сечения основания и ребер оказывается более целесообразным. Такой радиатор (тип В), имеющий большую тепловую инерцию, обеспечивает высокую стойкость к пиковым перегрузкам, что важно, например, для лифтовых приводов, постоянно работающих в условиях разгонно-тормозных циклов. Теплоотвод А с меньшей тепловой постоянной времени лучше подходит для применения в устройствах, работающих с постоянной нагрузкой, например приводах насосов.

Тепловое сопротивление зависит от материала радиатора, типа покрытия, скорости потока охлаждающего воздуха и ряда других факторов. При использовании жидкостного охлаждения на величину $R_{th(s-a)}$ оказывают влияние состав жидкости и качество турбулентного потока. Для улучшения последнего

показателя компания SEMIKRON в каналах охлаждения жидкостных радиаторов устанавливает тонкую спираль, создающую турбулентные вихри и препятствующую застою теплоносителя на стенках каналов.

Радиатор типа В, имеющий большой зазор между ребрами, обеспечивает меньший перепад давления, что снижает требования к мощности вентилятора. Тепловое сопротивление радиатора зависит от объема воздуха, проходящего через него в единицу времени V_{air}/t , который определяется средней скоростью воздуха v_{air} и эффективным поперечным сечением радиатора А: $V_{air}/t = v_{air} \times A$. Эффективное сечение радиатора в свою очередь зависит от его профиля, длины ребер L и перепада давления ΔP , создаваемого вентилятором.

Естественно, что при возрастании объема охлаждающего воздуха (или жидкости), прокачиваемого за единицу времени, тепловое сопротивление падает (график зависимости $R_{th(s-a)}$ от V_{air}/t для радиатора P16 приведен на рис. 21а). Соотношение тепловых сопротивлений для разных значений скорости потока может быть описано выражением $R_{th2} = R_{th1} \times (V_{air1}/V_{air2})^{0,8}$. Эта зависимость справедлива только в узкой рабочей зоне, при дальнейшем увеличении V_{air}/t эффективность охлаждения резко снижается.

Аэродинамические свойства вентилятора характеризуются параметром, называемым статическим давлением. Эта величина показывает разность между давлением воздушного потока, формируемого вентилятором, и давлением в окружающей среде (атмосферным давлением).

Существует четкая взаимосвязь между производительностью вентилятора и статическим давлением воздушного потока. Она экспериментально определяется в лабораторных условиях в специализированной барокамере и носит название «характеристическая кривая» вентилятора. Подобные графики для вентилятора GD133-2k при напряжении питания 207, 230

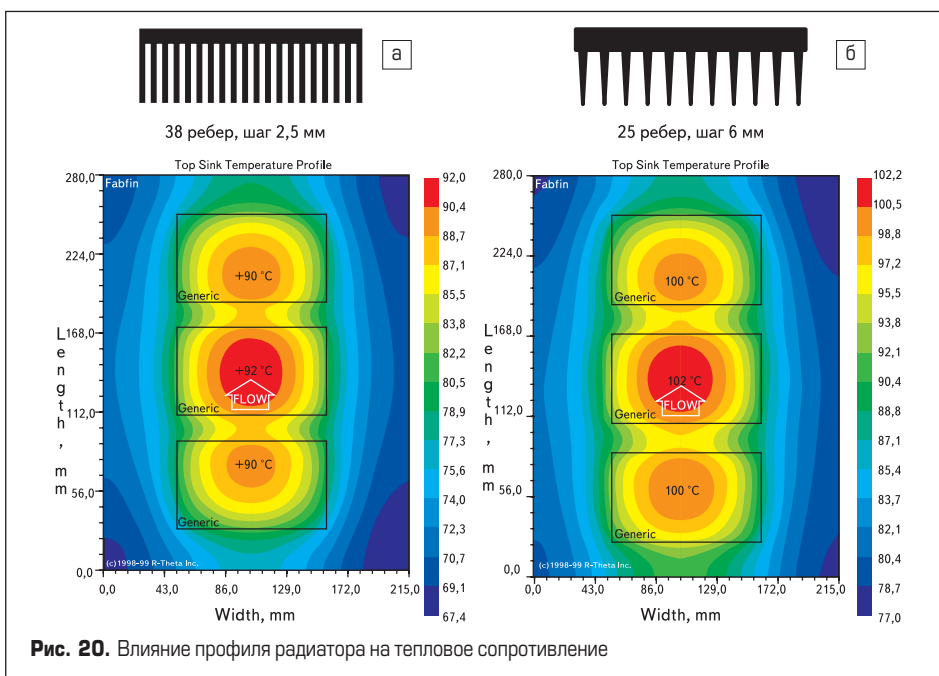


Рис. 20. Влияние профиля радиатора на тепловое сопротивление

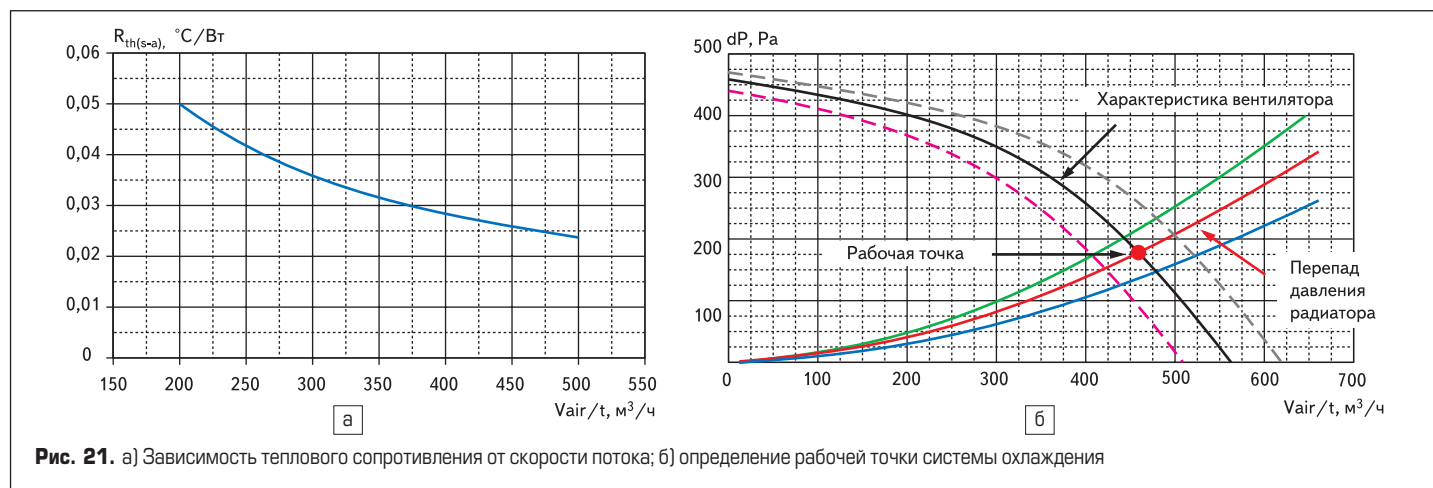


Рис. 21. а) Зависимость теплового сопротивления от скорости потока; б) определение рабочей точки системы охлаждения

и 253 В приведены на рис. 21б (сплошная черная и пунктирные линии). Две крайние точки характеристической кривой обычно фигурируют в технических документах, публикуемых производителями. В качестве «статического давления» берется давление воздушного потока при его нулевой объемной скорости (нулевой производительности), то есть когда вентилятор работает «вхолостую». Такой режим наблюдается в случае, когда резистивное действие (гидравлическое сопротивление) среды настолько велико, что вентилятор не может создать в ней движение воздуха, например в замкнутом объеме.

В качестве «максимальной производительности» берется объемная скорость потока при нулевом статическом давлении (когда вентилятор работает в полную силу и не испытывает никаких затруднений со стороны рабочего тракта). На практике такая ситуация принципиально неосуществима и может быть смоделирована только в специализированной барокамере.

При расчете эффективности системы охлаждения программа SemiSel предлагает для каждого типа силового модуля соответствующий радиатор, вентилятор и скорость потока охлаждающего воздуха (или жидкости). Выбор рабочей точки системы охлаждения производится с помощью характеристической кривой вентилятора и графика зависимости перепада давления от скорости потока воздуха $\Delta P = f(V_{air}/t)$ для радиатора. Пересечение кривых позволяет определить рабочую точку (семейство графиков для радиатора P16 длиной 200, 280 и 360 мм и вентилятора GD133-2k показано на рис. 21б).

Заключение

Проектирование преобразователей высокой мощности является сложнейшей задачей, требующей внимательного подхода на всех этапах проектирования. Успешная разработка подобных изделий немислима без учета распределенных параметров конструкции и проведения многоступенчатого теплового расчета. Только анализ тепловых режимов, включающий расчет пиковых перегрузочных состояний, может дать однозначный ответ о правильности выбора элементной базы.

Автоматизация процесса разработки силовых каскадов и выбора компонентов давно

стала насущной потребностью специалистов, работающих в области силовой электроники. Специализированные программные продукты, предлагаемые компанией SEMIKRON, призваны максимально облегчить труд разработчика и исключить возможные ошибки проектирования. Наиболее интересной из них является программа теплового расчета SemiSel. Удобный интерфейс, а также пояснения, данные для всех режимов работы, позволяют использовать программу разработчикам средней квалификации.

В предлагаемой статье приведены основные рекомендации по проектированию силовых преобразователей. Без соблюдения этих, на первый взгляд, простых и очевидных требований невозможно обеспечить надежную работу изделия. В ряде случаев, особенно когда изделие достаточно сложное, разработчик не уверен в своих силах и нет времени на эксперименты, разумнее всего поручить работу специалистам, имеющим большой опыт в проектировании подобных устройств.

В предлагаемой статье приведены основные рекомендации по проектированию силовых преобразователей. Без соблюдения этих, на первый взгляд, простых и очевидных требований невозможно обеспечить надежную работу изделия. В ряде случаев, особенно когда изделие достаточно сложное, разработчик не уверен в своих силах и нет времени на эксперименты, разумнее всего поручить работу специалистам, имеющим большой опыт в проектировании подобных устройств.

За прошедшие годы инженерами и конструкторами SEMIKRON накоплен уникальный опыт разработок мощных конвертеров, ярким примером этому служит то, что более 15 000 типов таких изделий успешно эксплуатируются в различных отраслях промышленности. Диапазон выпущенных сборок SEMISTACK очень широк: от простейших выпрямителей зарядных устройств до блоков, работающих в лифтах, ветроэлектростанциях, гелиоустановках, электромобилях, на полводных лодках.

В первую очередь инженеры компании специализируются на проектировании сложных изделий, главным требованием к которым является надежная работа в тяжелых условиях эксплуатации (например, преобразователи для

ветроэнергетических установок). В настоящее время SEMIKRON является мировым лидером в области производства подобных изделий, а ярким примером лидерства является то, что в 57% ветрогенераторов мощностью от 500 кВт до 1,5 МВт, работающих в энергосистемах по всему миру, используются конвертеры, производимые компанией.

В апреле 2006 года в Москве прошел очередной семинар компании SEMIKRON для российских специалистов. Половина докладов на нем была посвящена проблемам проектирования, поднятым в настоящей статье. Эти сообщения были сделаны одним из ведущих конструкторов и главным «патентодержателем» SEMIKRON — Деяном Шрайбером. В этом году на семинар, который также состоится в апреле, вновь собирается приехать г-н Шрайбер и, как и в прошлом году, он будет говорить о самых сложных и интересных проблемах разработки мощных преобразовательных устройств.

Литература

1. Dimino C. A., Dodballapur R. A low inductance, simplified snubber, power inverter implementation. MagneteTek Drives and Systems Division. New Berlin WI, 53151 USA.
2. Schreiber D. High Power IGBT STACKS Produced by SEMIKRON. Presentation materials.
3. Колпаков А. И. Особенности проектирования частотных преобразователей средней и большой мощности // Электронные компоненты. 2003. № 6.
4. Колпаков А. SEMIX + SKYPER = адаптивный интеллектуальный модуль IGBT // Силовая электроника. 2005. № 1.
5. Колпаков А. И. Антипараллельные диоды SEMIKRON для новых полений IGBT. Электронные компоненты. 2005. № 2.
6. Колпаков А. Инверторная платформа SEMIKUBE — quadratisch, praktisch, gut! // Компоненты и технологии. 2005. № 6.
7. Колпаков А. И. Принципы работы и особенности программы теплового расчета SemiSel // Электронные компоненты. 2004. № 6.
8. Колпаков А. И. Исследовательская сеть SEMIKRON — глобальное решение локальных задач // Электронные компоненты. 2005. № 5.