

# Проблемы проектирования IGBT-инверторов: перенапряжения и снабберы

Андрей КОЛПАКОВ  
Andrey.Kolpakov@SEMIKRON.com  
Йохим ЛАМП (Joachim LAMP)

Разработка топологии силовых шин является наиболее ответственным этапом проектирования импульсных преобразовательных устройств. Одна из самых сложных проблем связана с высокими скоростями изменения тока современных электронных ключей и наличием паразитных индуктивностей в цепях коммутации. Конструкция инвертора должна при всех условиях эксплуатации обеспечивать отсутствие опасных перенапряжений, способных вывести силовые модули из строя. Предлагаемая статья посвящена особенностям расчета снабберных конденсаторных цепей, предназначенных для ограничения коммутационных выбросов.

## Соединительные шины и звено постоянного тока

Любой реальный проводник характеризуется наличием распределенной паразитной индуктивности  $L_B$ , особенно важным данный параметр является для силовых цепей импульсных преобразователей. При коммутации больших токов с высокой скоростью это приводит к возникновению перенапряжений на выводах электронных ключей. Например, при отключении IGBT напряжение на коллекторе возрастает на величину  $\Delta V = L_B \times di_C/dt$  относительно потенциала шины питания  $V_{DC}$ , где  $di_C/dt$  — скорость спада тока коллектора. В результате суммарный сигнал «коллектор-эмиттер»  $V_{CE} = V_{DC} + \Delta V$  может превысить допустимое значение и вывести транзистор из строя.

Аналогичный процесс происходит при отключении IGBT, в этом случае перенапряже-

ние вызывается скачком тока  $di_r/dt$  ( $i_r$ ,  $t_r$  — ток и время обратного восстановления) при выключении оппозитного диода. Именно поэтому для диодов, предназначенных для применения в частотных преобразователях, очень важным свойством является плавность характеристики восстановления и согласованность динамических свойств с параметрами IGBT. Всем указанным требованиям отвечают быстрые диоды семейства CAL компании SEMIKRON [1].

Залогом надежного функционирования импульсного преобразовательного устройства является низкоиндуктивный дизайн DC-шины. Существуют достаточно простые правила, соблюдение которых позволяет свести к минимуму распределенные характеристики звена постоянного тока. Как показано на рис. 1а, величина «петли», определяемая несовпадением путей протекания тока по положительному и отрицательному проводни-

кам шины питания, непосредственно связана со значением паразитной индуктивности. Оптимальной считается копланарная структура шины (в англоязычной литературе она называется «sandwich»), в которой терминалы (+) и (-) расположены плоско-параллельно (рис. 1б).

Кроме того, конструкция преобразователя должна обеспечивать кратчайшие связи между источником напряжения (конденсаторами звена постоянного тока) и выводами питания полупроводниковых ключей.

Простейший вариант копланарной DC-шины с межслойным изолятором применен в инверторе мощностью 200 кВА на основе стандартных модулей IGBT (рис. 2а). Эта сборка, выпускаемая компанией SEMIKRON более 20 лет, показала очень высокую надежность во всех режимах эксплуатации. Достоинством показанной конструкции является также простота наращивания мощности за счет параллельного соединения силовых ключей (в данном примере одно плечо инвертора состоит из 2 параллельных модулей).

При серийном производстве, как правило, используются многослойные ламинированные шины. Они представляют собой прессованные плоские сборки, которые состоят из проводников, изолированных друг от друга тонким слоем диэлектрика. Имея симметричную параллельную топологию, такая конструкция 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

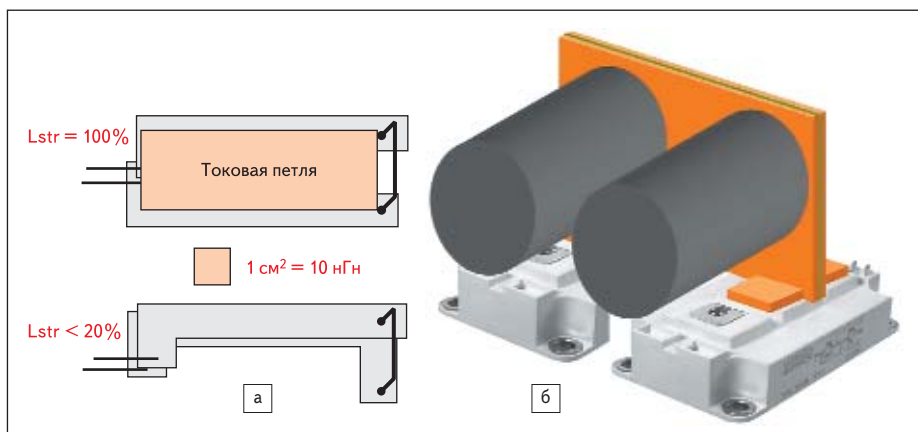


Рис. 1. а) Влияние площади токовой петли на величину паразитной индуктивности; б) вариант копланарной конструкции DC-шины



Рис. 2. а) Сборка 3-фазного инвертора на модулях SEMITRANS; б) сборка 3-фазного инвертора на модулях SEMiX

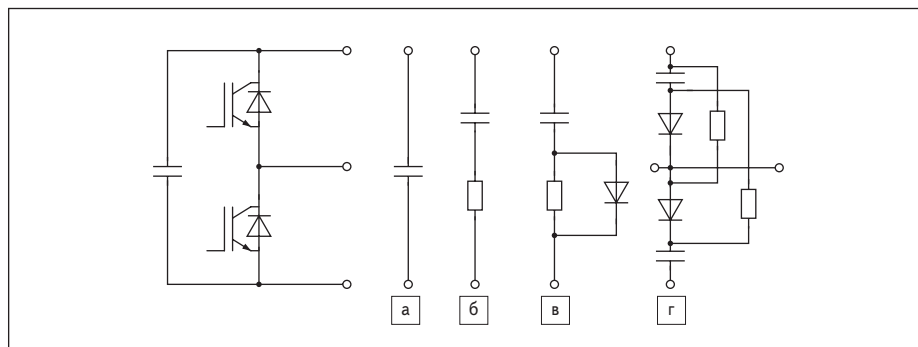


Рис. 3. Типы снабберных схем

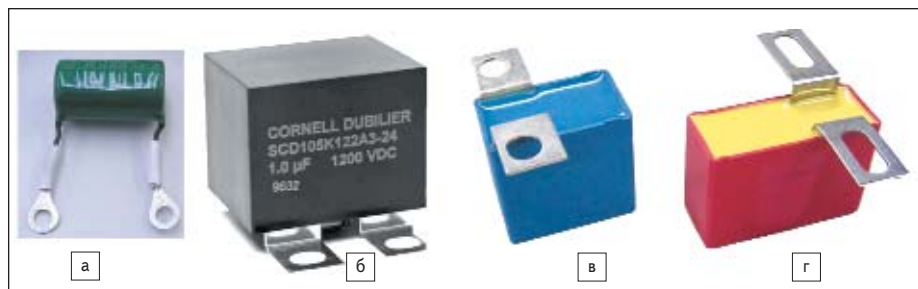


Рис. 4. Конструкции снабберных конденсаторов

хорошую электромагнитную совместимость изделия. В качестве материала проводников обычно используется алюминий, медь и медные сплавы. В окончательном виде набор проводящих и изолирующих слоев прессуется с использованием эпоксидного наполнителя для повышения механической прочности.

Применение ламинированных шин улучшает отвод тепла от силовых модулей и конденсаторов звена постоянного тока и позволяет создать компактные легкие конструкции (например, как на рис. 2б).

### Снабберы

Для ограничения переходных перенапряжений в большинстве случаев применяются специальные снабберные конденсаторы, раз-

мещаемые непосредственно на DC-терминалах модулей IGBT. В самом общем смысле снаббер работает как фильтр низких частот, замыкающий через себя ток переходного процесса.

Номинал конденсатора  $C_s$  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 с их помощью

формируется траектория переключения: параллельные емкости снижают скорость нарастания напряжения, индуктивности в цепях коммутации ограничивают скорость нарастания тока. Наиболее распространенные виды снабберных цепей приведены на рис. 3, а их выбор зависит от многих параметров — типа силовых модулей (IGBT, MOSFET, тиристор), рабочей частоты, 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, как правило, рекомендуется простейший снаббер, представляющий собой низкоиндуктивный пленочный конденсатор, установленный параллельно шинам питания полумоста.

Конструкция снабберной емкости должна обеспечивать не только минимальную распределенную индуктивность, но и удобство подключения к терминалам силового модуля. Внешний вид подобных специализированных элементов показан на рис. 4б–г. Применение обычных высоковольтных конденсаторов (например, как на рис. 4а) в качестве снабберов недопустимо.

Для снижения добротности паразитного колебательного контура последовательно с конденсатором может быть установлен резистор (рис. 3б). Такая схема обычно используется в низковольтных сильноточных преобразователях с MOSFET-ключами.

В случае, когда снаббер должен быть установлен на каждом плече полумоста, или для ограничения скорости коммутации тиристорных ключей рекомендуется цепь, представленная на рис. 3в. Быстрый диод и резистор, используемые в этой схеме, необходимы для разделения цепей заряда и разряда и ограничения разрядного тока. Постоянная времени снаббера — 5 с — 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 (рис. 3г): принцип ее работы такой же, как 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. 5а показан график изменения напряжения  $V_{CE}$  «коллектор–эмиттер» при выключении IGBT со скоростью  $di_c/dt$  при наличии и отсутствии снабберного конденсатора. Для анализа использована эквивалентная схема, приведенная на рис. 5б.

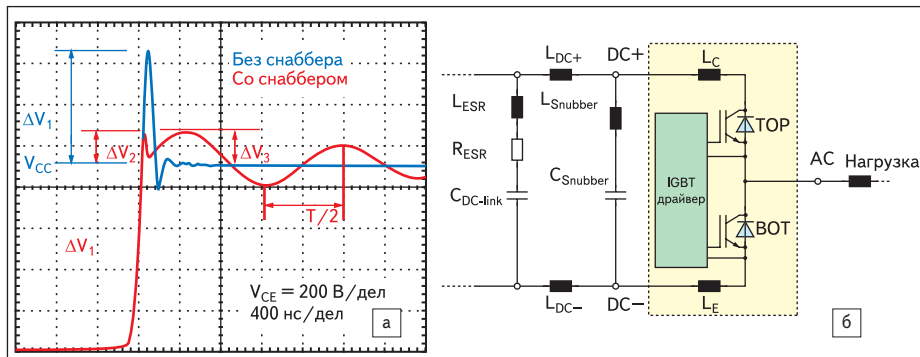


Рис. 5. а) Переходное перенапряжение при выключении IGBT при отсутствии и наличии снаббера; б) эквивалентная схема

Амплитуду пика перенапряжения  $\Delta V_1$ , вызванного наличием паразитной индуктивности цепей коммутации  $L_S$ , можно рассчитать по формуле:

$$\Delta V_1 = \sum L_S \times di_c / dt.$$

Суммарная величина  $\sum L_S$  включает в себя индуктивность выводов IGBT  $L_{CE} = L_C + L_E$  и DC-шины  $L_{DC} = L_{DC+} + L_{DC-}$ .

При использовании снаббера величины  $\Delta V_2$  и  $\Delta V_3$  зависят от распределенных характеристик терминалов IGBT, паразитной индуктивности снабберного конденсатора  $L_S$ , его емкости  $C_S$  и запасенной в  $L_{DC}$  энергии:

$$\Delta V_2 = (L_C + L_E + L_S) \times di_c / dt,$$

$$\Delta V_3 < \sqrt{\frac{L_{DC} \times I_c^2}{C_S}}.$$

Приведенные выражения можно использовать для вычисления емкости снаббера и его максимально допустимой индуктивности при заданных  $\Delta V_2$  и  $\Delta V_3$ . Значение  $C_S$  оказывает прямо пропорциональное влияние паразитной индуктивности. Таким образом, корректная топология силового каскада, обеспе-

чивающая минимальное значение  $L_{DC}$ , 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. Кроме того, разработчик должен понимать, что никакой снаббер не спасет силовые ключи от перенапряжения при плохо спроектированной DC-шине, имеющей большую площадь токовой петли. Классический пример приведен на рис. 6: применение параллельных проводников звена постоянного тока (вместо копланарных) приводит к тому, что в режиме короткого замыкания уровень перенапряжения может превысить 1000 В, несмотря на наличие снаббера!

При выборе конденсатора необходимо учитывать следующие его характеристики:

- допустимое напряжение постоянного тока  $V_{Rmax}$ ;
- максимальную величину напряжения или тока пульсаций  $V_{rms}$  или  $I_{rms}$ ;

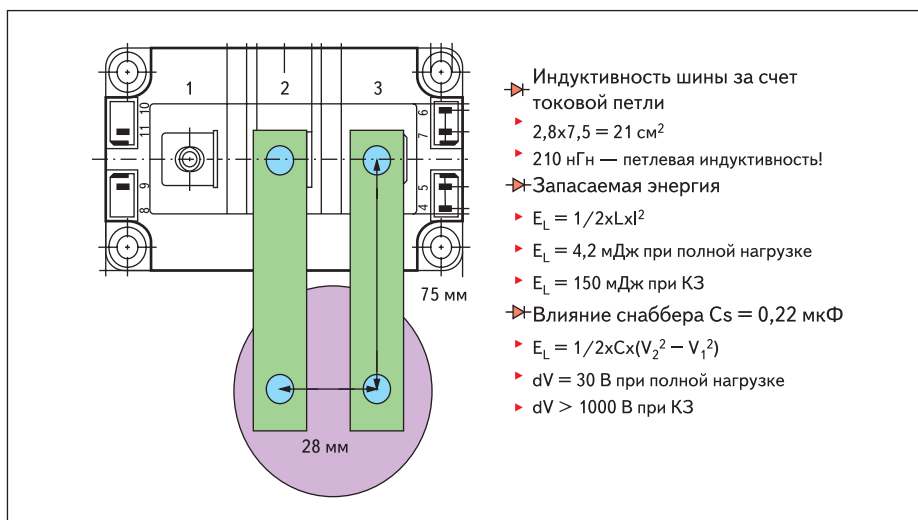


Рис. 6. Характеристики конструкции с высокоиндуктивной шиной

- величину емкости и эквивалентной последовательной индуктивности (ESL — Equivalent Series Inductance);
- срок службы.

Следует учесть, что у модулей IGBT 12-го класса напряжение DC-шины не должно превышать 850–900 В; в этом случае рекомендуется применение снабберов с  $V_{Rmax} = 1000$  В. Соответственно, для 1700-вольтовых IGBT (допустимое значение  $V_{DC} < 1200$  В) минимальное рабочее напряжение конденсатора составляет 1250 В.

Значение емкости снаббера должно быть достаточным для подавления пиковых сигналов, образующихся при отключении IGBT — в реальных схемах обычно используются конденсаторы емкостью 0,1–1 мкФ. Как показывает практика, при некорректной топологии DC-шины увеличивать емкость снаббера бесполезно — это приводит только к повышению колебательности паразитного контура звена постоянного тока. Именно поэтому одним из важнейших параметров снабберного конденсатора является ESL — собственная распределенная индуктивность  $L_S$ , непосредственно влияющая на величину выброса  $\Delta V_2$  (рис. 5). Наименьшей величиной ESL обладают специализированные конденсаторы с широкими плоскими выводами (рис. 4), которые могут крепиться непосредственно к силовым терминалам модуля.

Снаббер, как и любой импульсный конденсатор, способен выдерживать ограниченную величину энергии за период коммутации, в спецификациях данные ограничения задаются в виде параметров  $I^2t$  или  $v^2t$ . Токи и напряжения пульсаций можно достаточно просто измерить с помощью современных цифровых осциллографов. Следует учесть, что высокий пиковый ток перегрузки способен вывести из строя конденсатор, даже если уровень напряжения при этом ниже справочных значений. Критическим параметром в этом случае является уровень запасенной энергии, избыток которой способен привести к частичному разрушению (испарению) металлизации пленки в зоне ее контакта с выводами. Как правило, при этом резко возрастает тангенс угла потерь или уменьшается емкость.

Каждое переключение IGBT вызывает появление затухающих колебаний, возникающих в контуре между снабберным конденсатором и емкостью DC-шины. Максимальная амплитуда и частота этих осцилляций (рис. 5) могут быть определены с помощью приведенных ниже формул:

$$\Delta V_3 < \sqrt{\frac{L_{DC} \times I_c^2}{C_S}},$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{DC} \times C_S}}.$$

Установившееся значение температуры перегрева снаббера определяется среднеквадра-



тичным значением тока  $I_{rms}$ , условиями охлаждения и способом монтажа (например, при стандартной установке снаббера на выводы силового модуля их температура является начальной при расчете). Величина  $I_{rms}$  зависит от частоты колебаний, которая в свою очередь определяется паразитной индуктивностью шины  $L_{DC}$  и номиналом конденсатора  $C_S$ . С ростом частоты пульсаций допустимое значение тока снижается из-за роста потерь, практические рекомендации по измерению значения  $I_{rms}$  даны ниже.

### Методы измерения

В отличие от тока коллектора, который в режиме КЗ может в 6–10 раз превышать номинальное значение, перегрузка IGBT по пиковому напряжению  $V_{CES}$  недопустима и практически всегда ведет к отказу. В связи с этим особенно важно проводить измерения максимально возможного перенапряжения ( $V_{CEpeak}$ ) конкретной схемы в предельных режимах работы. Отсутствие опасных перегрузок свидетельствует о том, что сам модуль, устройство управления (резистор затвора), дизайн DC-шины, а также тип и номинал снаббера выбраны корректно.

Рекомендуется проводить анализ работы схемы в 4 режимах:

1. Максимальный ток нагрузки.
2. Короткое замыкание нагрузки при максимальной и минимальной индуктивности цепи КЗ.

**Примечание:** существует несколько разновидностей короткого замыкания, например, КЗ нагрузки, КЗ кабеля на стороне нагрузки или на стороне преобразователя рядом с выходными каскадами. Индуктивность цепи замыкания  $L_{SC}$  в зависимости от режима может превышать 10 мкГн или быть менее 1 мкГн при аварии непосредственно на выходе инвертора (наихудший случай). Тесты должны предусматривать анализ всех возможных состояний при минимальной и максимальной температуре кристаллов  $T_j$ . Наибольшее значение перенапряжения наблюдается при наименьшем значении  $L_{SC}$ , когда схема защиты выключает IGBT непосредственно перед выходом из насыщения.

3. Сквозной пробой при одновременном открывании обоих транзисторов полумоста (эта ситуация исключается при использовании драйверов с функцией Interlock).

**Примечание:** необходимо проанализировать 2 возможных состояния — одновременное включение верхнего и нижнего плеча полумоста, а также включение IGBT при открытом оппозитном транзисторе.

4. Запирание оппозитных диодов.

**Примечание:** выключение диода может сопровождаться появлением пикового выброса напряжения, воздействующего как на сам диод, так и на параллельный IGBT. Наиболее тяжелый режим наблюдается при низком токе ( $<10\% I_C$ ) и низкой температуре. В некоторых случаях снаббер оказывается более

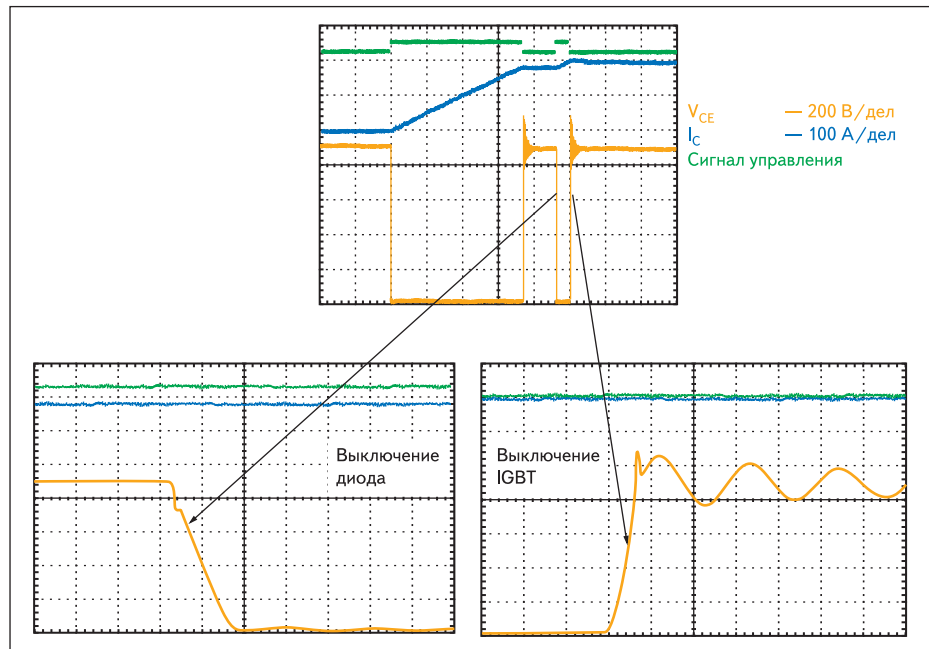


Рис. 7. Типовые эпюры переключений для тестового режима «двойного импульса»

необходимым именно для ограничения перенапряжения при запираии диода.

Измерение  $V_{CE}$  следует производить максимально близко к чипу IGBT. Для интеллектуальных модулей SKiP ближайшими к кристаллам точками являются DC-терминалы. У модулей IGBT семейства SEMiX можно использовать дополнительные сигнальные выводы эмиттеров, расположенные непосредственно рядом с чипами. При использовании DC-выводов в качестве контрольных точек к измеренным значениям необходимо добавлять разницу потенциалов, образующуюся на внутренней индуктивности модуля  $L_{CE}$ , определяемую как  $L_{CE} \times di/dt$ .

Самым распространенным на практике способом измерения является так называемый метод «двойного импульса» (рис. 7). Для различных значений индуктивности нагрузки и длительности импульса управления этот метод позволяет имитировать практически любые условия работы от минимального тока нагрузки до режима КЗ. Одиночный импульс переменной длительности используется для анализа режима КЗ, при этом он вырабатывается обычным генератором, в то время как для формирования «двойного импульса» необходим контроллер.

Стандартная процедура измерений, используемая компанией SEMIKRON, включает следующие шаги:

- Напряжение DC-шины задается от изолированного источника напряжения, позволяющего ограничивать величину выходного тока (как правило, 100 мА). Напряжение устанавливается максимальным для конкретной схемы (обычно это уровень срабатывания защиты от перенапряжения).
- Цепь КЗ создается с помощью кабеля большого сечения, соединяющего AC-выход с од-

ним из выводов питания (рис. 8). Длина кабеля определяет его индуктивность (1 м длины соответствует примерно  $L_{SC} = 1$  мкГн). Аварийное состояние может также быть симитировано при соединении двух выходов 3-фазного инвертора. При этом один IGBT (например, верхний в фазе 1) должен быть постоянно открыт, а импульс управления должен воздействовать на нижний ключ в фазе 2 или 3.

- К драйверу IGBT подключается контроллер, формирующий одиночный или двойного импульс управления. Если схема защиты управляется не драйвером затворов, а контроллером, необходимо производить мониторинг сигнала неисправности для определения момента отключения затвора IGBT.
- Измерения начинаются при максимально возможном значении индуктивности  $I_{SC}$  цепи КЗ. Длительность одиночного импульса управления увеличивается (соответственно, увеличивается пиковый ток коллектора IGBT) до момента срабатывания защиты от перегрузки. Производится измерение  $V_{CEpeak}$ .
- Тест повторяется при снижении величины  $I_{SC}$  до минимума.
- Для анализа поведения схемы при включении IGBT и выключении оппозитного диода подается двойной импульс управления. Диод (например, в нижнем плече BOT) выходит из проводящего состояния при открывании оппозитного IGBT в плече TOP.
- Измерения необходимо провести на каждом IGBT, наивысшее значение перенапряжения обычно наблюдается на ключе, наиболее удаленном от конденсаторов DC-шины. Тесты повторяются при низкой и высокой рабочей температуре. Для задания  $T_{jmax}$  достаточно разогреть радиатор

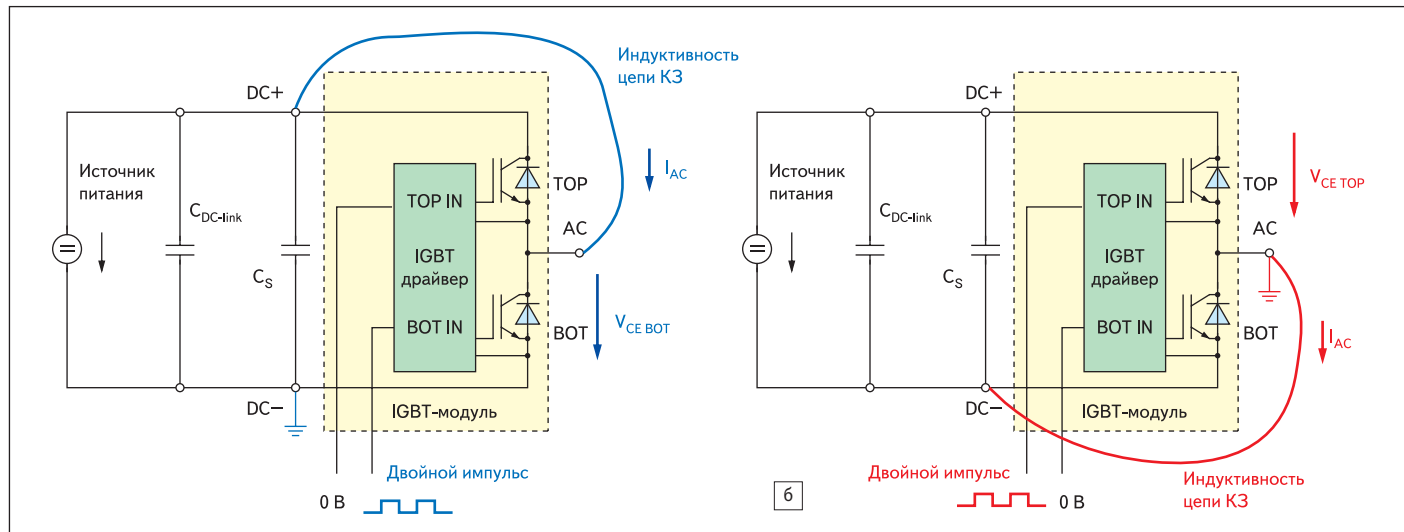


Рис. 8. Измерение пикового значения напряжения  $V_{CE}$  транзисторов нижнего и верхнего плеча полумостового каскада

с помощью внешнего источника тепла, поскольку при управлении от одиночных импульсов разница температур кристаллов и тепловода незначительна.

Рекомендации по подключению измерительных приборов:

- Для обеспечения безопасности и повышения точности измерений осциллограф должен быть заземлен. Для предотвращения короткого замыкания необходимо использовать изолированный источник питания DC-шины.
- Рекомендуется соединять минусовый вывод пробника напряжения к шине DC+ при измерении  $V_{CE}$  IGBT верхнего плеча. Такое подключение позволяет снизить синфазные шумы в измеряемом сигнале. Если же необходимо одновременно контролировать напряжение затвора TOP IGBT, то производится заземление AC выхода полумоста (рис. 8б) и к нему подключается минусовый вывод пробника напряжения.
- Пробник с изолированным дифференциальным входом может быть использован для измерений в случае, если он имеет достаточно широкую полосу пропускания.
- Для уменьшения влияния синфазных шумов рекомендуется использование ферри-

товых колец соответствующего размера на измерительных кабелях пробника и осциллографа.

Коммутация IGBT и диода вызывает появление пульсирующих токов, замыкающихся через основные конденсаторы. При выключении IGBT возникает положительный пик тока шины, соответствующий заряду снаббера, и последующий затухающий колебательный процесс в контуре между емкостями  $C_S$  и  $C_{DC-link}$  (рис. 9а).

При запирании и обратном восстановлении диода снаббер частично разряжается, в результате чего возникает пиковый ток, протекающий в отрицательном направлении. Как и в предыдущем случае, это сопровождается колебаниями, причем их амплитуда может быть даже выше (рис. 9б). Частота осцилляций (как правило, она находится в диапазоне от 100 кГц до нескольких МГц) в обоих случаях определяется паразитной индуктивностью DC-шины и величиной  $C_S$ .

Измерение тока пульсаций может быть проведено с помощью петли Роговского, размещенной на выводе снаббера. Использование вольтметров или функции «RMS», доступной у некоторых современных осциллографов, не дает корректных результатов из-за

очень малой величины усредненного за период сигнала на фоне большого смещения.

Реальный смысл определение среднеквадратичного значения сигнала имеет только в течение переходного процесса, возникающего при выключении диода «BOT» ( $t_1$  на рис. 10) или IGBT «TOP» ( $t_2$  на рис. 10). Оба этих процесса повторяются на каждом периоде коммутации  $T = 1/f_{sw}$ . Анализ должен быть проведен при максимальной рабочей температуре, поскольку при этом ток обратного восстановления диода максимален. Кроме того, предельные режимы работы преобразователя нормируются именно для этого случая. Необходимо также учесть, что допустимые значения  $I_{rms}$  и  $V_{rms}$  зависят от частоты осцилляций, и это должно быть отражено в спецификации снабберного конденсатора.

Все конденсаторы очень чувствительны к величине рабочей температуры, превышение ее предельного значения в результате внешнего нагрева или саморазогрева, как правило, ведет к мгновенному отказу. Перегрев снабберных конденсаторов может быть вызван следующими причинами:

- потери мощности при протекании переменного тока (зависят от тангенса угла потерь и эквивалентного сопротивления  $ESR$ );
- повышение температуры окружающей среды;
- нагрев от внешних элементов конструкции (силовой модуль, DC-шина);

При известном тепловом сопротивлении конденсатора  $R_{th}$ , его рабочая температура определяется как  $T_{op} = T_{body} + R_{th} \times I^2 \times ESR$ , а величина  $T_{body}$  может быть измерена термопарой на корпусе снаббера.

## Заключение

Проектирование преобразователей высокой мощности является сложнейшей задачей, требующей внимательного подхода на всех этапах. Успешная разработка подобных из-

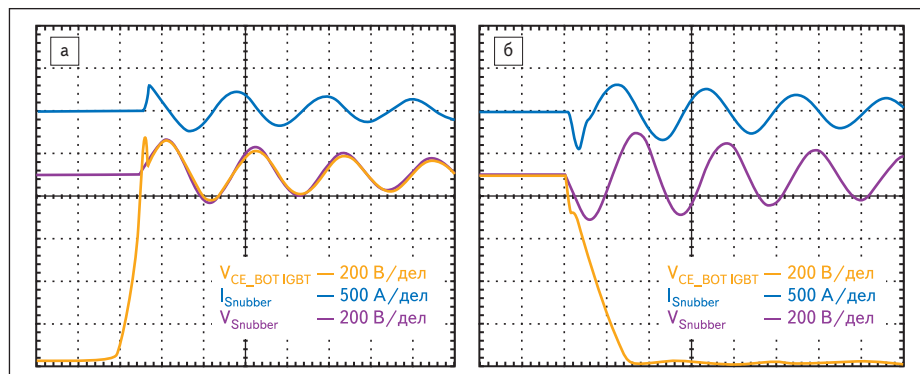


Рис. 9. Процесс выключения: а) IGBT; б) оппозитного диода

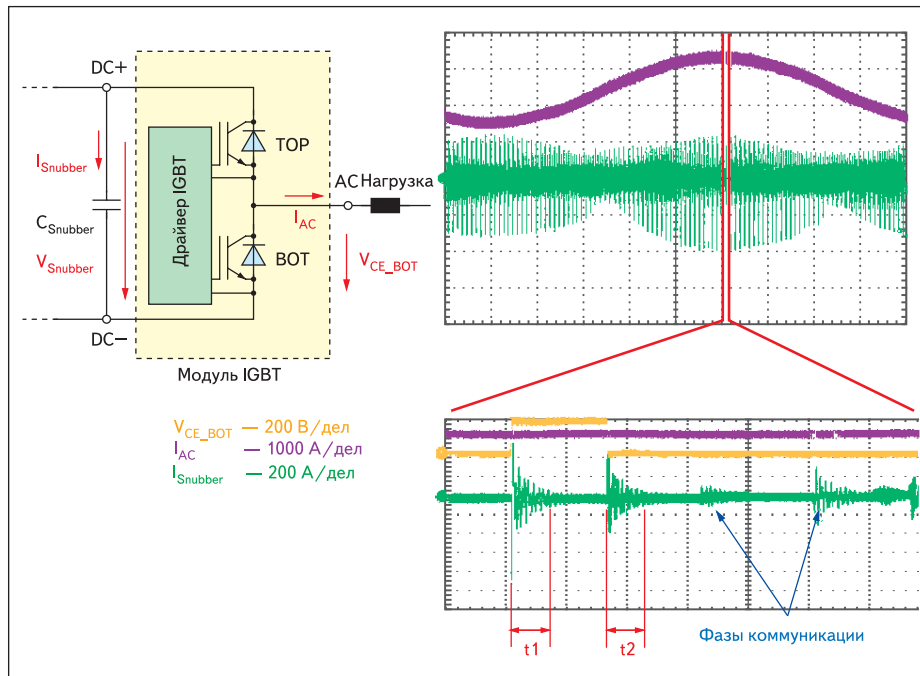


Рис. 10. Измерение тока снабберного конденсатора

делий немислима без учета распределенных параметров конструкции. Одной из главных характеристик конструкции конвертора является распределенная индуктивность звена постоянного тока, определяющая уровень переходных перенапряжений и во многом влияющая на надежность работы изделия.

В предлагаемой статье приведено объяснение процессов, происходящих при коммутации силовых ключей в инверторных схемах, даны рекомендации по проектированию силовых преобразователей в части расчета уровня коммутационных выбросов, а также выбора типа и номинала снабберных конденсаторов.

Все сказанное проверено многолетним опытом работы дизайнерского центра компании SEMIKRON. За прошедшие годы инженерами и конструкторами фирмы накоплен уникальный опыт разработок мощных конверторов, ярким примером этому служит то, что более 15 000 типов таких изделий успешно эксплуатируются в различных отраслях промышленности. Диапазон выпущенных сборок SEMI-STACK простирается от простейших выпрямителей зарядных устройств до блоков, работающих в лифтах, ветроэлектростанциях, гелиоустановках, электромобилях, субмаринах. В первую очередь инженеры компании специализируются на проектировании сложных изделий, главным требованием к которым является надежная работа в тяжелых условиях эксплуатации.

### Литература

1. Колпаков А. И. Антипараллельные диоды SK для новых поколений IGBT // Электронные компоненты. 2005. № 2.
2. Christopher A. Dimino, Ravi Dodbballapur. A low inductance, simplified snubber, power inverter implementation. MagneteTek Drives and Systems Division. New Berlin WI, 53151 USA.
3. Колпаков А. И. IGBT — инструкция по эксплуатации // Силовая электроника. 2007. № 1.
4. IGBT Peak Voltage Measurement and Snubber Capacitor Specification. SEMIKRON Application Notes AN-7006. SEMIKRON INTERNATIONAL GmbH, 2008.