

# Защитные функции драйверов SEMIKRON

**Все компоненты мощных преобразовательных устройств должны быть надежно защищены от любых аварийных режимов. Для кристаллов силовых транзисторов это требование означает, прежде всего, ограничение предельных режимов работы в соответствии с требованиями области безопасной работы — ОБР или SOA (Safe Operating Area). Работа в пределах режимов ОБР гарантирует не только безопасность, но и долговечность изделия. Следовательно, устройство, управляющее силовым транзистором, должно мгновенно распознавать любые отклонения от нормальной работы и осуществлять ограничение режимов или отключение транзистора в течение определенного времени.**

**Андрей Колпаков**

kai@megachip.ru

## Перегрузка по току

Одним из наиболее распространенных и опасных видов перегрузки является перегрузка по току. Причины возникновения токовых перегрузок существует достаточно много, как правило, это повреждение схемы управления или нагрузки. В худшем случае силовой кристалл выходит из строя, и его повреждение может быть вызвано следующими событиями:

- перегрев вследствие высокой рассеиваемой мощности;
- пробой, вызванный переходными процессами;
- статическое или динамическое защелкивание;
- перенапряжение при отключении большого тока.

Следует различать перегрузку, при которой ток несколько превышает допустимое рабочее значение (OC — Over Current), и короткое замыкание нагрузки (КЗ или SC — Short Circuit). Для режима превышения тока характерно невысокое значение  $di/dt$ , определяемое индуктивностью нагрузки и выходным напряжением. Ток перегрузки замыкается через шину питания, выходные транзисторы при этом, как

правило, не выходят из режима насыщения. Этот режим обычно вызывается повреждением нагрузки или ошибками схемы управления.

Режим КЗ отличается высоким значением  $di/dt$ , он сопровождается выходом транзисторов из насыщения (desaturation). Как и в предыдущем случае, ток КЗ замыкается через шину питания. Он может вызываться ошибкой схемы управления (сквозной ток полумоста), пробоем одного из силовых транзисторов, замыканием нагрузки или пробоем выхода устройства на корпус. На рис. 1 показаны контуры тока КЗ при замыкании нагрузки и пробое. Скорость изменения тока  $di/dt$  при КЗ зависит от значения индуктивности силовых шин и величины напряжения питания. В отличие от короткого замыкания нагрузки, ток при пробое на корпус не замыкается в контуре силового питания.

## Перегрузка по напряжению

В данном случае имеется в виду повышение напряжения на транзисторе выше допустимого значения. Такая перегрузка приводит к пробое силового ключа (IGBT, MOSFET) или его антипараллельного диода. Перенапряжения могут возникать на силовых выводах транзистора (коллектор-эмиттер, сток-исток) и управляющих выводах (затвор-эмиттер, затвор-исток).

Перенапряжения (OV — Over Voltage), образующиеся в мощных импульсных схемах, можно разделить на внешние и внутренние, соответственно причинам, вызвавшим их появление. Внешние OV наводятся в шине питания при воздействии внешних источников — это, например, коммутационные перенапряжения, возникающие в шинах постоянного тока питания приводов электротранспорта. Скачки напряжения в шине питания могут также быть вызваны сбоем в управляющих схемах мощных управляемых выпрямителей.

Внутренние OV вызываются переходными процессами, происходящими при переключении силовых транзисторов. Возникающее в результате коммута-

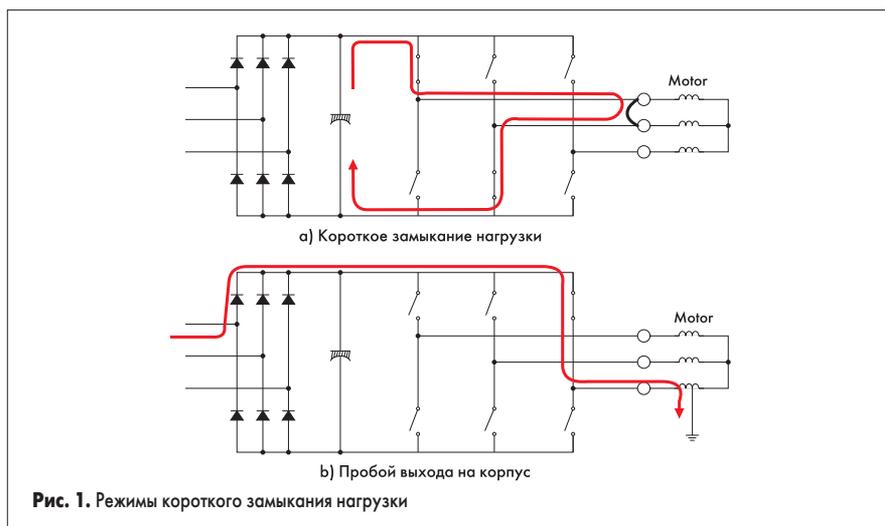
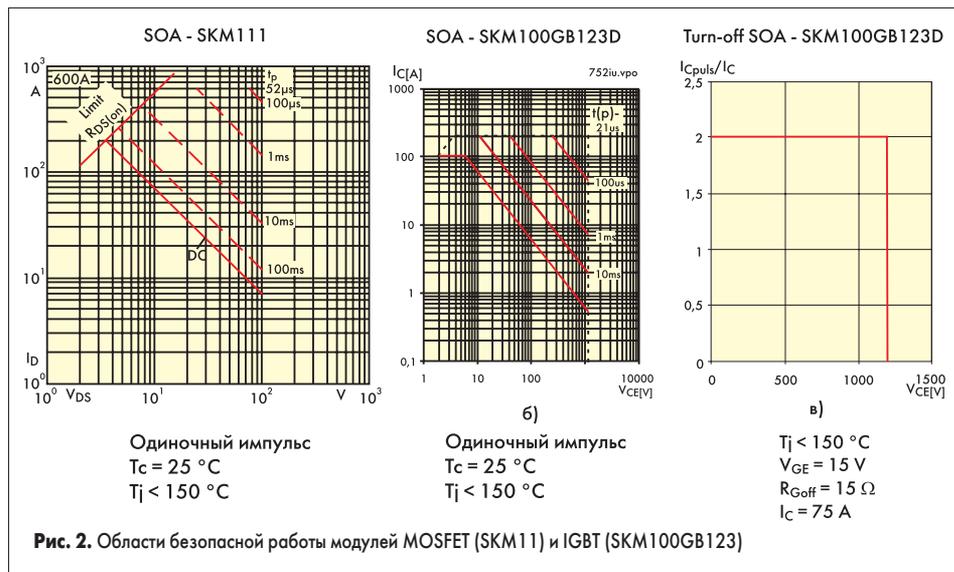


Рис. 1. Режимы короткого замыкания нагрузки



нное напряжение суммируется с напряжением источника питания. Причиной возникновения переходных перенапряжений является прерывание тока в индуктивностях, находящихся в силовых цепях, например индуктивность нагрузки  $L_L$  или паразитная индуктивность силовых шин  $L_K$ . Индуктивность нагрузки обычно зашунтирована антипараллельными диодами, а прерывание тока на индуктивностях шин вызывает возникновение импульсных перенапряжений  $\Delta v$ , определяемых, как  $\Delta v = L_K di_K/dt$ . В импульсных источниках питания SMPS (Switch Mode Power Supply) перенапряжения образуются также на распределенных индуктивностях трансформаторов, значение которых может достигать 10–100 мкГн. Импульсные скачки напряжения на силовых выводах ключей происходят вследствие следующих процессов:

- прерывание тока нагрузки  $i_L$  силовыми транзисторами  $S_1, S_2$  в процессе работы преобразователя;
- процесс обратного восстановления  $di_{rr}/dt$  оппозитных диодов в конверторах, работающих в режиме «жесткого переключения» или режиме коммутации при нулевом токе (ZCS);
- прерывание тока в режиме защиты от короткого замыкания, скорость изменения тока в этом случае может достигать 10 кА/мкс;
- прерывание тока в шине питания коммутационными устройствами;
- статический или динамический небаланс параллельно соединенных силовых транзисторов.

Возникающие в процессе нормальной работы перенапряжения могут быть периодическими (например, на частоте ШИМ) или аperiodическими.

Перегрузки на сигнальных выводах транзисторов могут появиться вследствие следующих причин:

- повышение напряжения питания драйвера;
- появление тока смещения, наводимого через емкость Миллера ( $C_{cg}$ ) вследствие высокой скорости нарастания напряжения на коллекторе  $dv/dt$  или недостаточного тока выключения драйвера;
- обратная связь, вызванная паразитной индуктивностью в цепи эмиттера и высокой скоростью изменения тока  $di/dt$ .

**Перегрев**

Перегревом считается превышение температурой кристалла силового транзистора предельного значения  $T_{jmax}$ . Для кремниевых чипов это, как правило, 150 °C. Перегрев может быть вызван следующими неисправностями схемы:

- увеличение мощности рассеяния при перегрузке по току;
- увеличение мощности рассеяния из-за ошибки схемы управления или повреждения драйвера;
- неисправность системы охлаждения.

**Защита от перегрузки**

Схемы управления затворами модулей MOSFET/IGBT не просто должны отключать силовые транзисторы при возникновении перегрузки, отключение должно быть организовано так, чтобы режимы работы (ток, напряжение, температура кристалла) не выходили бы за пределы, обусловленные областью безопасной работы. Примеры графиков ОБР для модулей MOSFET и IGBT, производимых SEMIKRON, приведены на рис. 2. Обычно в технических характеристиках приводится специальная ОБР для режима КЗ (SCSOA — Short Circuit SOA).

Транзисторы MOSFET и IGBT, имеющие изолированный затвор и управляемые напряжением, принципиально являются прибора-

ми, стойкими к КЗ при соблюдении определенных условий и ограничений. Для лучшего понимания процессов, происходящих при токовой перегрузке, необходимо рассмотреть поведение силовых транзисторов в режиме КЗ.

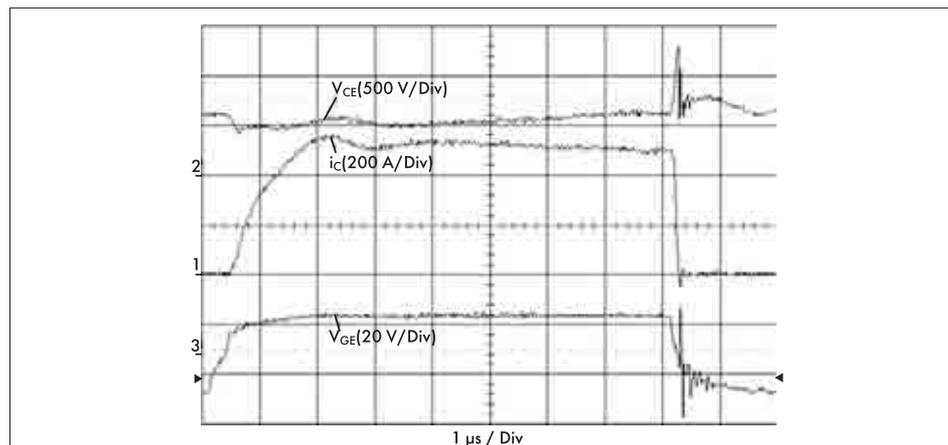
**Включение транзистора при коротком замыкании в цепи нагрузки**

В случае, когда транзистор включается на короткозамкнутую нагрузку, перед включением к нему приложено полное напряжение питания. Максимальный ток в цепи коллектора транзистора, а также скорость его изменения  $di/dt$  определяются напряжением на затворе, импедансом цепи управления и крутизной транзистора. Из-за наличия конденсаторов, установленных параллельно шинам питания, внутреннее сопротивление источника питания практически не влияет на ток КЗ. В момент включения ток в транзисторе нарастает плавно из-за паразитных индуктивностей в цепи коллектора (средний график на рис. 3). По этой же причине напряжение на коллекторе имеет провал (верхний график). После окончания переходного процесса к транзистору приложено полное напряжение питания, что приводит к рассеянию недопустимо большой мощности в кристалле. Режим КЗ нужно прервать через некоторое время, необходимое для исключения ложного срабатывания. Это время обычно составляет 1–10 мкс. Естественно, что транзистор должен выдерживать перегрузку в течение этого времени.

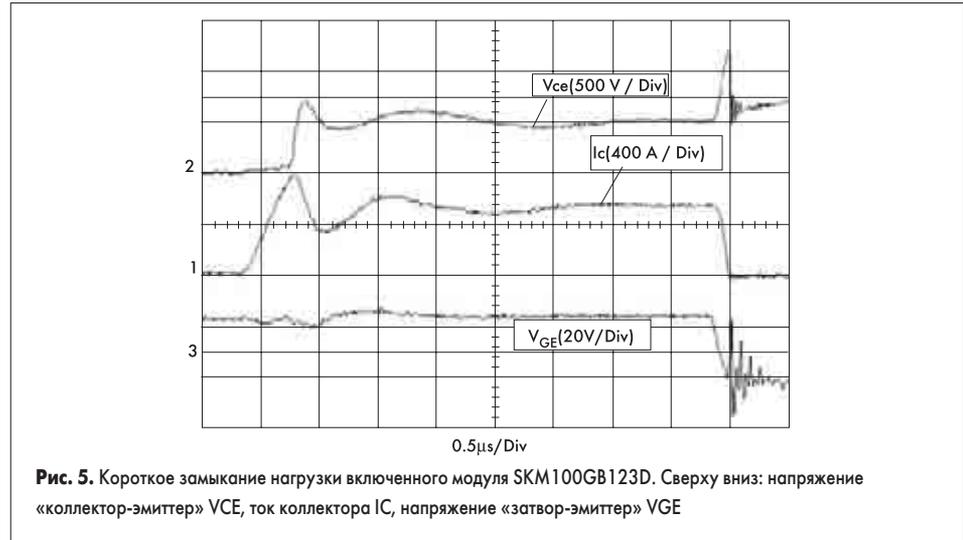
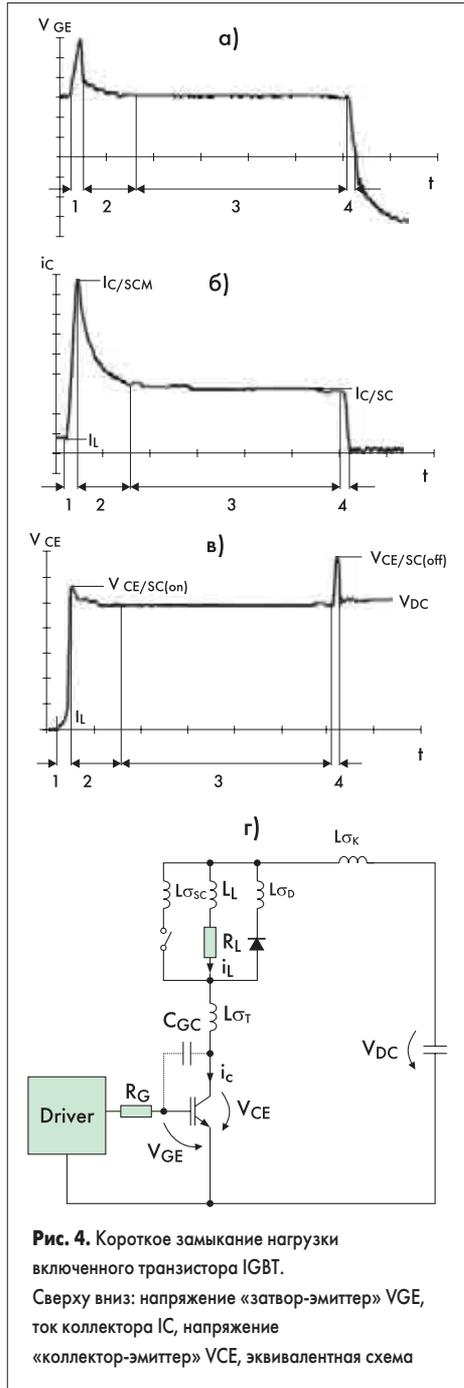
**Короткое замыкание нагрузки у включенного транзистора**

Принципиальная схема и эпюры напряжения, соответствующие этому режиму, приведены на рис. 4 и 5. Как видно из графиков, процессы в этом случае происходят несколько иначе. Ток, как и в предыдущем случае, ограниченный параметрами транзистора, нарастает со скоростью, определяемой паразитной индуктивностью (средний график на рис. 5) и напряжением питания  $V_{DC}$ .

В течение интервала времени 1 транзистор выходит из режима насыщения. Рост напряжения VCE, происходящий с высокой скоростью, вызывает появления тока смещения через ем-



**Рис. 3.** Включение модуля SKM100GB123D в режиме КЗ. Сверху вниз: напряжение «коллектор-эмиттер» VCE, ток коллектора IC, напряжение «затвор-эмиттер» VGE



кость Миллера и, следовательно, увеличение напряжения на затворе. Это вызывает дополнительный бросок тока коллектора до пикового значения  $I_{C/SCM}$ , после чего он снижается до установившегося значения  $I_{C/SC}$ . Это происходит в течение интервала времени 2, когда транзистор уже полностью вышел из насыщения. Пик тока также создает падение напряжения на паразитных индуктивностях шин, в результате чего транзистор оказывается перегружен и по напряжению ( $V_{CE/SC(on)}$ ).

После установившейся фазы КЗ (интервал времени 3) следует отключение транзистора и появление перенапряжения  $V_{CE/SC(off)}$ , вызванного высокой скоростью спада тока (интервал времени 4). Это перенапряжение является наиболее опасным, оно может привести к отказу силового кристалла, если не будут приняты специальные меры по ограничению  $di/dt$  при отключении транзистора. Графики реальных процессов, происходящих при отключении модуля IGBT SKM100GB123D, показаны на рис. 5.

На рис. 6 показаны графики, определяющие область безопасной работы режима КЗ для SKM100GB123. Для безопасной работы модуля в аварийном режиме должны выполняться следующие условия:

- режим КЗ должен быть распознан и отключен в течение не более 10 мкс;

- время между повторными включениями в режиме КЗ должно быть не менее 1 с;
- за все время работы модуля количество КЗ не должно превышать 1000.

Отметим, что в документации на большинство мощных модулей указано, что количество срабатываний защиты от короткого замыкания не должно превышать 100. Десятикратного увеличения этого параметра удалось достичь за счет применения оптимальной траектории плавного отключения транзисторов в аварийном режиме.

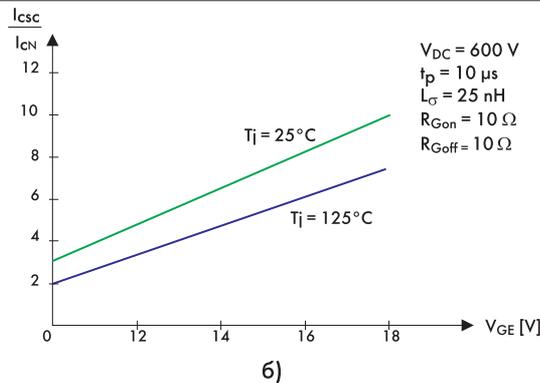
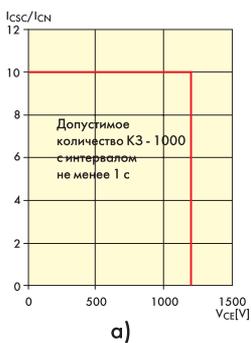
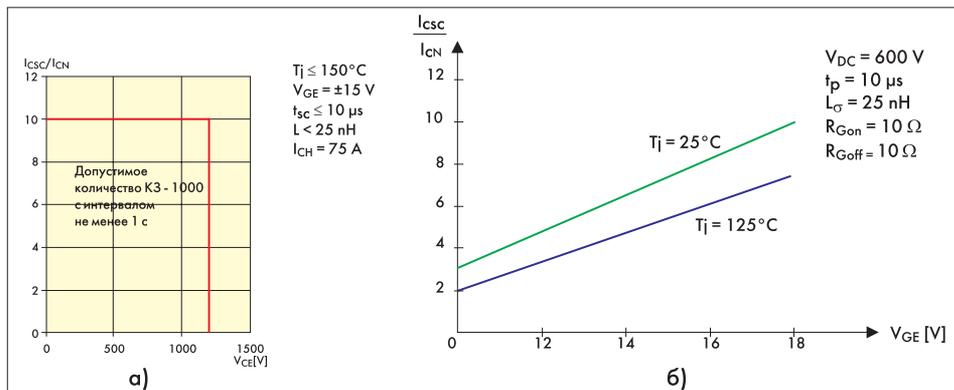
**Анализ режима перегрузки и защита**

Для быстрой реакции на аварийное состояние необходимо анализировать непосредственно ток силового кристалла, и это является одной из главных задач управляющего драйвера. Время анализа режима перегрузки силового транзистора при прямом измерении может составлять единицы наносекунд. Мониторинг тока вне кристалла, например, на выходе силового преобразователя, значительно увеличивает время реакции. В современных интеллектуальных силовых модулях, например модулях SKiP SEMIKRON, применяется сочетание «быстрого» и «медленного» мониторинга режима перегрузки, что позволяет обеспечить наиболее безопасные режимы работы для конкретного применения.

Ток силового транзистора может измеряться с помощью токоизмерительного шунта, трансформатора тока или посредством измерения напряжения насыщения «коллектор-эмиттер»  $V_{CE(on)}$ .

Резистивные шунты используются в мало-мощных преобразователях, поскольку ток нагрузки создает на них значительные потери мощности. Эта проблема частично решается при применении транзисторов, имеющих специальные токоизмерительные выводы. Кроме того, большим недостатком шунтов является неизбежное наличие у них распределенной индуктивности, что искажает результаты измерения, особенно при больших скоростях изменения тока.

Применение трансформаторов тока позволяет получить более высокую помехозащищенность, чем при использовании шунтов, и, кроме того, обеспечивает гальваническую изоляцию измерительного сигнала.



Дополнительный токоизмерительный эмиттер в IGBT формирует так называемое «токовое зеркало» и позволяет осуществлять измерение тока с помощью маломощных измерительных резисторов. При нулевом сопротивлении шунта, то есть когда эмиттеры соединены между собой, соотношение токов в силовом и измерительном эмиттере определяется отношением объемных сопротивлений эмиттеров. При увеличении номинала шунта происходит пропорциональное падение измеряемого тока за счет отрицательной обратной связи. Измерительный резистор с номиналом 1–5 Ом обеспечивает достаточную точность и линейность измерения и не создает дополнительных потерь мощности. Этот метод измерения имеет невысокую практическую ценность, так как у подавляющего большинства выпускаемых IGBT-транзисторов токоизмерительный вывод отсутствует.

Зависимость напряжения насыщения транзистора  $V_{CEsat}$  от тока коллектора  $I_C$  позволяет использовать этот сигнал для защиты в аварийных режимах. Измерение напряжения насыщения требует минимального количества внешних элементов и не создает потерь мощности. Этот косвенный метод является наиболее используемым на практике для защиты транзисторов от перегрузки по току благодаря своей простоте и надежности. К сожалению, зависимость  $V_{CEsat} = f(I_C)$  для IGBT-транзисторов не является линейной, в отличие от MOSFET, что затрудняет применение данного метода для измерения тока. Для мониторинга напряжения насыщения приходится использовать быстрый высоковольтный диод в цепи коллектора, что вносит некоторые искажения, обусловленные прямым падением напряжения на диоде. Кроме того, напряжение насыщения имеет отрицательный температурный коэффициент и зависит от напряжения на затворе. Однако данная зависимость достаточно четко определяется и всегда приводится в технических характеристиках. Для расчета напряжения насыщения с учетом температурной зависимости служат приведенные ниже выражения:

$$V_{CEsat(t)} = V_{CE(TO)(T_j)} + r_{CE(T_j)} \times I_{C(t)}$$

$$V_{CE(TO)(T_j)} \leq 1,2 - 0,001(T_j - 25)$$

$$r_{CE(T_j)} = 0,009 + 0,00004(T_j - 25)$$

где  $V_{CEsat(t)}$  — напряжение насыщения при температуре  $t$ ,  $T_j$  — температура кристалла,  $r_{CE}$  — объемное сопротивление эмиттера,  $V_{CE(TO)}$  — пороговое напряжения «коллектор-эмиттер» (статическое значение).

Измеренное напряжение насыщения открытого транзистора сравнивается с опорным напряжением с помощью компаратора. Если  $V_{CEsat}$  превышает пороговое значение, начинает работать схема защиты. При коротком замыкании (КЗ) транзистор резко выходит из режима насыщения, это отличает состояние перегрузки по току от КЗ. Оба данных аварийных режима должны распознаваться схемой защиты.

Для надежного включения транзистора необходимо отключать схему защиты на время его открывания. Дело в том, что после подачи отпирающего напряжения на затвор напряже-

ние «коллектор-эмиттер» спадает с некоторой задержкой. Чтобы схема защиты не восприняла это состояние как перегрузку, а также для исключения ложных срабатываний, время анализа состояния неисправности обычно устанавливается в пределах 1–10 мкс.

Схема защиты должна исключать выход параметров силового ключа за ограничения ОБР даже в аварийных режимах работы. Как было указано ранее, КЗ второго типа создает динамическую перегрузку по току из-за увеличения напряжения на затворе, наведенного через емкость Миллера  $C_{CG}$  высоким значением  $dV_{CE}/dt$ . Для снижения броска тока в этом случае необходимо ограничивать напряжение на затворе, непрерывно анализируя ток коллектора. Уменьшение напряжения «затвор-эмиттер» полезно и в случае перегрузки первого рода, поскольку при этом снижаются потери мощности на время анализа режима перегрузки и отключения транзистора.

### Защита от перенапряжения

Ограничение до безопасных пределов напряжения на силовых выводах (коллектор-эмиттер) достигается применением пассивных снабберных цепей, активным ограничением напряжения или регулировкой скорости переключения с помощью схемы управления затвором. В отличие от IGBT MOSFET-транзисторы, особенно последних поколений, способны поглощать без повреждения лавинную энергию высоких значений, что позволяет им безопасно работать на индуктивную нагрузку.

Варианты снабберов и механизм их работы были подробно описаны в «КиТ» [3]. Основные схемы снабберных цепей показаны на рис. 7. Пассивные снабберные цепи предназначены для ограничения уровня перенапряжений, вызванных наличием паразитных индуктивностей шин питания. При коммутации тока  $I_K$  в индуктивности шины  $L_K$  запасается энергия  $E = L_K \times I_K^2/2$ . При наличии снабберной емкости эта энергия переходит в конденсатор, номинал которого определяет уровень перенапряжения:  $\Delta V_2 = L_K \times I_K^2/C$ . Накопленная в емкости энергия должна быть сброшена на снабберный резистор или шину питания до следующего цикла коммутации тока.

Простейший способ ограничения выбросов напряжения на силовой шине питания — установка снабберной емкости непосредственно на выводы питания модуля (см. рис. 7, а). Этот метод оказывается вполне пригодным для большинства схем инверторов средней мощности, номинал конденсатора обычно выбирается в диапазоне 0,1–2 мкФ.

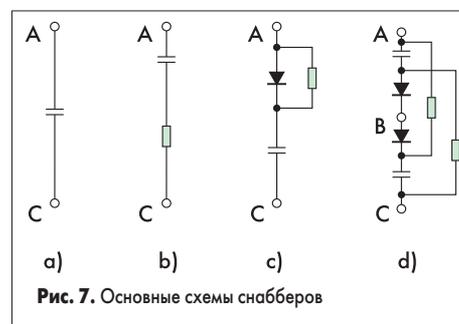


Рис. 7. Основные схемы снабберов

Чтобы подавить паразитные генерации, невозможные в контуре, образованном емкостью снаббера и индуктивностью шины, применяют RC-снабберы. Такие схемы рекомендуются для низковольтных силовых схем, построенных, как правило, на MOSFET-транзисторах.

В мощных высокочастотных преобразователях используются RCD-снабберы, примеры которых приведены на рис. 7, с–d. Основное требование, предъявляемое к диоду снаббера, — минимальная индуктивность выводов. Естественно, что топология снабберной схемы должна обеспечивать низкую распределенную индуктивность связей.

Активный способ ограничения перенапряжения основан на том, что энергия, накопленная в индуктивности шины  $L_K$ , сбрасывается непосредственно в силовой транзистор (см. рис. 8). Для этого в цепи «коллектор-затвор» («сток-затвор») устанавливается пороговый элемент  $Z$ , например, стабилитрон. При достижении напряжением заданного уровня стабилитрон начинает проводить ток  $i_Z$ , в результате чего силовой транзистор открывается. Диод  $D_S$  необходим для того, чтобы предотвратить протекание тока драйвера в цепь коллектора при открывании транзистора. Стабилитроны, установленные в цепи «затвор-эмиттер» предотвращают пробой затвора.

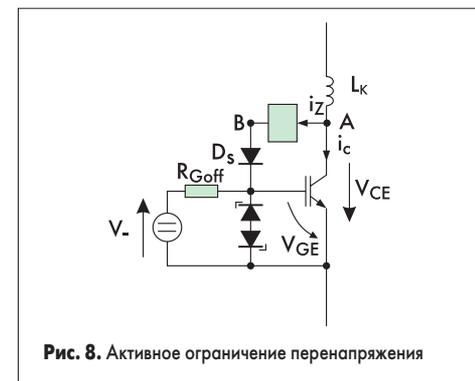


Рис. 8. Активное ограничение перенапряжения

Особенностью данного режима является работа транзистора в линейной зоне. При этом ток, протекающий в цепи коллектора, приводит к дополнительному нагреву транзистора, поскольку он не находится в режиме насыщения. Потери мощности создаются также током, протекающим через пороговый элемент. Естественно, чем выше напряжение ограничения, тем выше мощность, рассеиваемая на нем. Эпюры токов и напряжений, соответствующих данному режиму, приведены на рис. 9.

Выбор типа порогового элемента зависит от режимов работы схемы. Варианты схем, осуществляющих динамическое ограничение напряжения, приведены на рис. 10.

Простая схема А, приведенная на рис. 10, может быть использована только в устройствах с невысоким уровнем ограничения, например, низковольтных вторичных источниках питания. В вариантах В и С используется свойство MOSFET/IGBT-транзисторов выдерживать без повреждения режим лавинного пробоя. Наиболее экономичной, надежной и пригодной для высоковольтных применений является схема D.

Ниже приведены основные особенности режима активного ограничения напряжения:

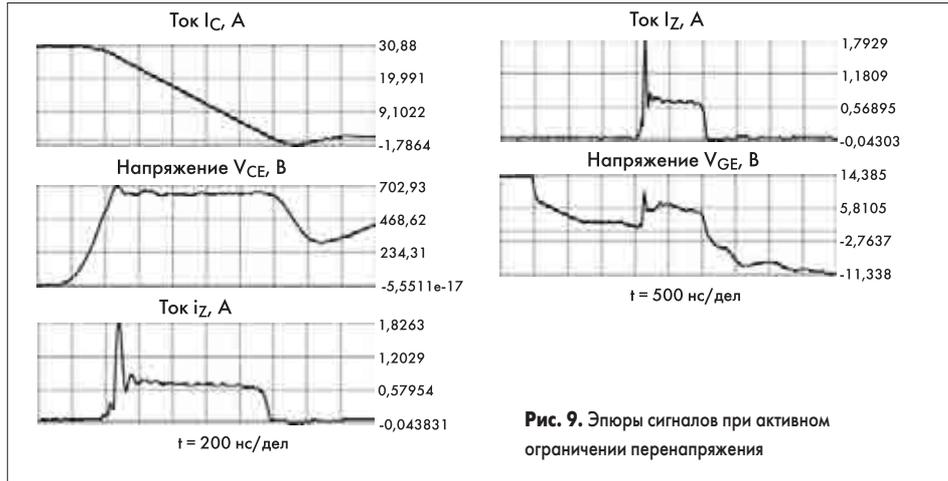


Рис. 9. Эпюры сигналов при активном ограничении перенапряжения

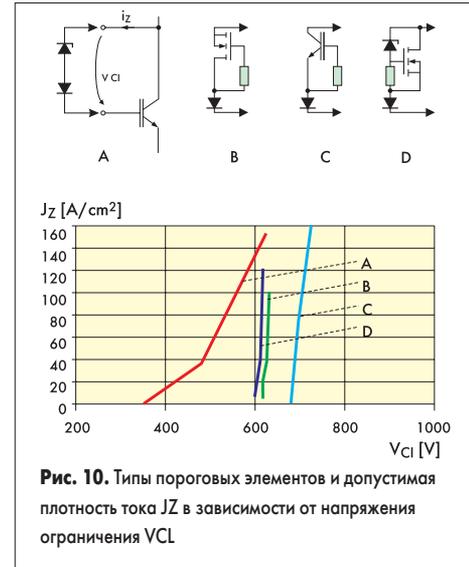


Рис. 10. Типы пороговых элементов и допустимая плотность тока Jz в зависимости от напряжения ограничения Vcl

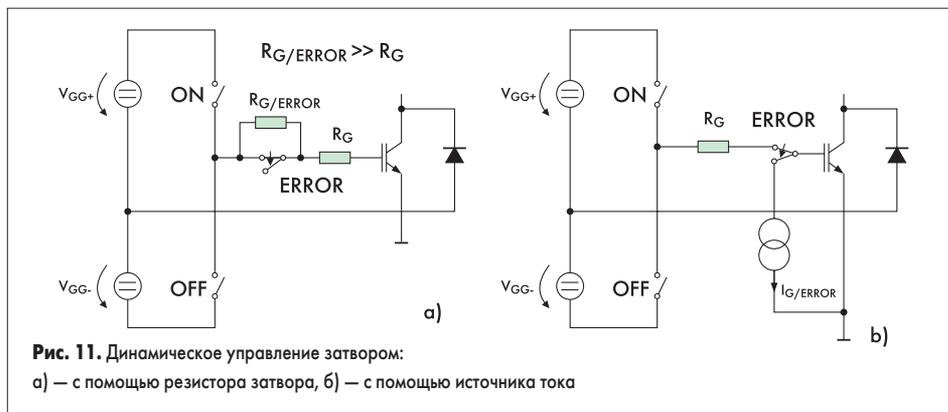


Рис. 11. Динамическое управление затвором: а) — с помощью резистора затвора, б) — с помощью источника тока

- простое схемное решение, позволяющее ограничивать перенапряжения независимо от причины их возникновения;
- силовой транзистор рассеивает энергию перенапряжения;
- не требуется применения снабберных цепей;
- уровень напряжения ограничения не зависит от рабочего напряжения;
- не требуется дополнительный источник напряжения;

Основным способом ограничения скорости переключения силового транзистора  $di/dt$ ,  $dv/dt$  и, соответственно, снижения индуцированных при переключении перенапряжений, является динамическое управление током затвора. Наибольшие уровни перенапряжения возникают при выключении транзисторов в режиме КЗ, так как скорость изменения тока  $di/dt$  при этом максимальна. Соответственно, уровень перенапряжения в этом случае можно снизить, увеличив импеданс цепи управления затвором, что иллюстрируется схемами, показанными на рис. 11.

Таким образом, при нормальной работе используется резистор затвора  $R_G$ , оптимизированный по минимуму динамических потерь (он может быть разделенным для режимов включения и выключения), а схема защиты подключается к затвору через свой резистор  $R_{GERROR}$ , номинал которого выбирается так, чтобы уменьшить перенапряжение при отключении и при этом не выйти за границы ОБР. Такая схема реализована в некоторых драйверах SEMIKRON, в частности SKHI 23. Разделение резисторов затвора для включения, выключения и защиты применяется также в новых драйверах International Rectifier IR2137, IR2237.

Выключение затвора в режиме КЗ можно также производить с помощью источника тока (рис. 11, б). Этот способ предпочтителен тем, что разряд емкости затвора происходит линейно и время отключения сокращается. Однако главным недостатком описанных схем является то, что они лишены обратной связи, так как не получают никакой информации о скорости нарастания напряжения на выводах силового транзистора.

Схемы, показанные на рис. 12, осуществляют управление током затвора в зависимости от  $dv/dt$ . Именно такие цепи являются оптимальными с точки зрения минимизации потерь и уровней перенапряжения и используются в самых современных интеллектуальных модулях.

Как было сказано выше, защищать от бросков напряжения необходимо не только сило-

вые выводы ключей, но и управляющую цепь затвора, так как перенапряжение, возникающее на коллекторе, неизбежно будет воздействовать на затвор через емкость Миллера. Схемы, используемые для защиты сигнальных выводов силовых транзисторов, приведены на рис. 13. Эти схемы предназначены для ограничения напряжения на затворе и ограничения тока КЗ при токовых перегрузках второго рода, описанных выше.

**Заключение**

Все описанные в данной статье защитные функции реализованы в драйверах и интеллектуальных силовых модулях, выпускаемых фирмой SEMIKRON. Драйверы интеллектуальных модулей, являющиеся составной частью конструкции модуля, обеспечивают безопасную работу устройства, производя постоянный мониторинг выходного тока, напряжения силовой шины питания и температуры. Они имеют аналоговые выходы, сигналы на которых пропорциональны току, температуре модуля и напряжению силовой шины питания. Эти сигналы поступают на управляющий процессор и могут быть использованы для анализа состояния системы.

Для гальванической развязки входных цепей в драйверах SEMIKRON используются

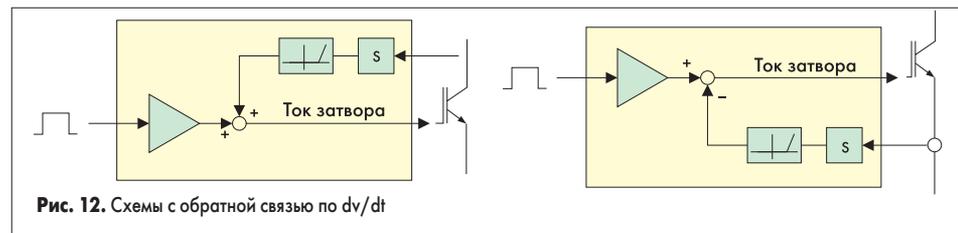


Рис. 12. Схемы с обратной связью по dv/dt

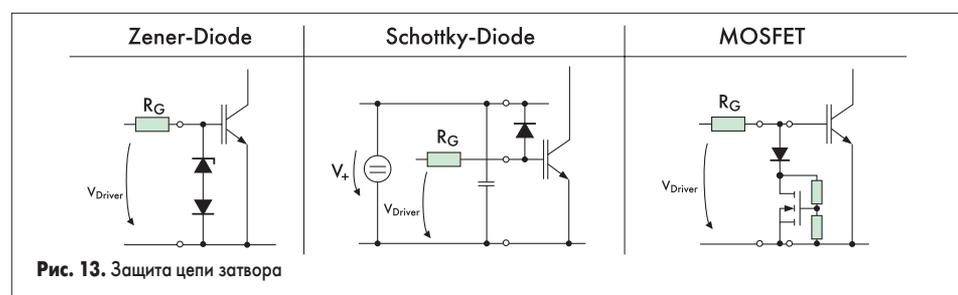


Рис. 13. Защита цепи затвора

Таблица. Драйверы MOSFET/IGBT SEMIKRON

Тип	Схема	$V_{CEmax}$ , В	$V_{GE}$ , В	$I_{max}$ , А	$Q_g$ , мкКл	$F_{max}$ , кГц	Напряжение изоляции, кВ	$dV/dt_{max}$ , кВ/мкс
SKHI10/12	Single	1200	+15/-8	8	9,6	100	2,5	75
SKHI10/17	Single	1700	+15/-8	8	9,6	100	4	75
SKHI21A	HB	1200	+15/0	8	4	50	2,5	50
SKHI22A/B	HB	1200	+15/-7	8	4	50	2,5	50
SKHI22A/H4	HB	1700	+15/-7	8	4	50	4	50
SKHI22B/H4	HB	1700	+15/-7	8	4	50	4	50
SKHI23/12	HB	1200	+15/-8	8	4,8	100	2,5	75
SKHI23/17	HB	1700	+15/-8	8	4,8	100	4	75
SKHI24	HB	1700	+15/-8	15	5	50	4	50
SKHI26W	HB	1600	+15/-8	8	10	100	4	75
SKHI26F	HB	1600	+15/-8	8	10	100	4	75
SKHI27W	HB	1700	+15/-8	30	30	10	4	75
SKHI27F	HB	1700	+15/-8	30	30	10	4	75
SKHI61	6-pack	900	+15/-6,5	2	1	50	2,5	15
SKHI71	7-pack	900	+15/-6,5	2	1	50	2,5	15
SKHIBS01	7-pack	1200	+15/-8	1,5	0,75	20	2,5	15
SKAI100	Brake	1200	+15/-8	1,5	-	-	2,5	50
SKHI101	6-pack	Драйвер полупроводящего тиристорного моста						

В таблице использованы следующие обозначения:

Single — одиночный драйвер; HB — драйвер полумоста; Brake — драйвер тормозного транзистора;

6-pack — драйвер 3-фазного моста; 7-pack — драйвер 3-фазного моста и тормозного транзистора;

$V_{CEmax}$  — максимальное напряжение коллектор-эмиттер;  $V_{GE}$  — напряжение управления;

$Q_g$  — максимальный заряд затвора;  $I_{max}$  — максимальный выходной ток драйвера;

$F_{max}$  — максимальная рабочая частота;

$dV/dt_{max}$  — максимальная скорость нарастания напряжения при выключении.

импульсные трансформаторы. Изоляция выполняется в соответствии с требованиями стандарта EN50178. Напряжение изоляции конкретного модуля зависит от предельного рабочего напряжения.

Драйверы SEMIKRON осуществляют следующие защитные и сервисные функции:

- защиту от сквозного тока и формирование времени задержки переключения транзисторов полумоста  $t_{di}$ ;
- фильтрацию коротких импульсов;
- нормирование фронтов входных сигналов;
- защиту от падения напряжения источников питания (UVLO);

- защиту от перегрузки по току и короткого замыкания;
- защиту от выхода из насыщения каждого силового ключа;
- защиту от перегрева (SKAI100);
- мониторинг тока нагрузки, напряжения шины питания, температуры.

В таблице приведены основные технические характеристики драйверов, производимых SEMIKRON и предназначенных для управления модулями IGBT/MOSFET средней и большой мощности.

Знание номенклатуры выпускаемых устройств управления силовыми транзисторами, их технических характеристик и особенностей применения особенно важно на этапе создания принципиальной схемы. Распространенной ошибкой является попытка самостоятельной разработки драйвера без учета особенностей схемы управления затвором. Такая разработка, в принципе, имеет смысл только в том случае, если есть уверенность в том, что ни один из серийно выпускаемых драйверов не удовлетворяет предъявляемым требованиям.

### Литература

1. Use Gate Charge to Design the Gate Drive Circuit for Power MOSFETs and IGBTs. AN-944.
2. Short Circuit Protection. AN-984.
3. Колпаков А. SKiIP — интеллектуальные силовые IGBT-модули SEMIKRON // Компоненты и технологии. 2003. № 1.
4. Колпаков А. Характеристики и особенности применения драйверов MOSFET/IGBT // Компоненты и технологии. 2003. № 3.