

Проблемы обеспечения безопасности силовых ключей

в аварийных режимах

Защита быстродействующих силовых ключей от аварийных режимов является одной из основных функций устройства управления. Состояние перегрузки в лучшем случае ведет к сокращению ресурса, а в худшем — к выходу элемента из строя. Перегрузка может быть вызвана разными причинами. Опасным является любой режим, при котором ток или напряжение на ключе выходят за рамки области безопасной работы (Safe Operating Area, SOA). Основной задачей схемы защиты является быстрое обнаружение критического состояния и принятие соответствующих мер. В данной статье рассматриваются вопросы защиты IGBT и MOSFET от различного вида аварий.

Арендт Винтрич
(Arendt Wintrich)

Ульрих Николаи
(Ulrich Nicolai)

Вернер Турски
(Werner Tursky)

Тобиас Райманн
(Tobias Reimann)

Перевод и комментарии:
Андрей Колпак, Евгений Карташов

Andrey.Kolpakov@semikron.com

Перегрузка по току

Токами повреждения называются токи коллектора (или стока), превышающие пределы, заданные для определенных условий эксплуатации, вследствие ошибки схемы управления или повреждения нагрузки. Отказ полупроводниковых ключей в этом случае может быть обусловлен следующими механизмами:

- тепловое повреждение вследствие повышения мощности рассеяния и перегрева;
- динамический пробой;
- статическое или динамическое защелкивание;
- перенапряжение при отключении аварийного тока.

Токовые перегрузки, причиной которых являются сбои в алгоритме управления или падение нагрузки, характеризуются следующими факторами:

- относительно низкая скорость изменения di/dt (зависящая от индуктивности нагрузки и управляющего напряжения);

- повреждающий ток протекает по DC-шине;
- транзистор не выходит из насыщения.

Короткое замыкание (КЗ) вследствие пробоя одного из ключей полумоста (case 1 на рис. 1) или замыкания цепи нагрузки (например, из-за повреждения изоляции, case 2 на рис. 1) характеризуется следующими факторами:

- очень высокая скорость изменения тока di/dt ;
- повреждающий ток протекает по DC-шине;
- транзистор выходит из насыщения.

Токи замыкания на землю, которые могут быть вызваны пробоем изоляции (case 3 на рис. 1), характеризуются следующими факторами:

- скорость изменения тока di/dt зависит от индуктивности цепи заземления и рабочего напряжения;
- повреждающий ток не замыкается по DC-шине;
- выход транзистора из насыщения зависит от величины аварийного тока.

Перегрузка по напряжению

Перегрузка по напряжению становится опасной, когда его амплитуда приближается к уровню пробоя полупроводникового элемента (транзистора или диода). Относительно IGBT и MOSFET критическое перенапряжение может воздействовать как на силовые («коллектор–эмиттер», «сток–исток»), так и на сигнальные выходы («затвор–эмиттер», «затвор–сток»). На рис. 2 показаны основные виды перегрузок на силовых терминалах полупроводниковых ключей в классической схеме стойки инвертора.

В любой коммутационной цепи могут присутствовать внешние и внутренние перенапряжения, имеющие разную природу возникновения. «Внешнюю перегрузку» можно рассматривать как динамическое увеличение напряжения коммутации v_K . Такая ситуация может наблюдаться в питающей контакт-

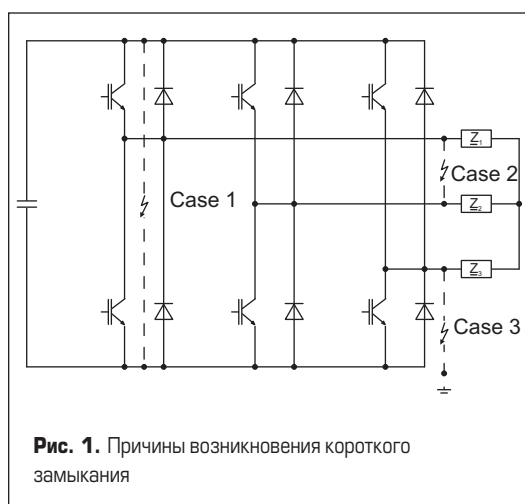
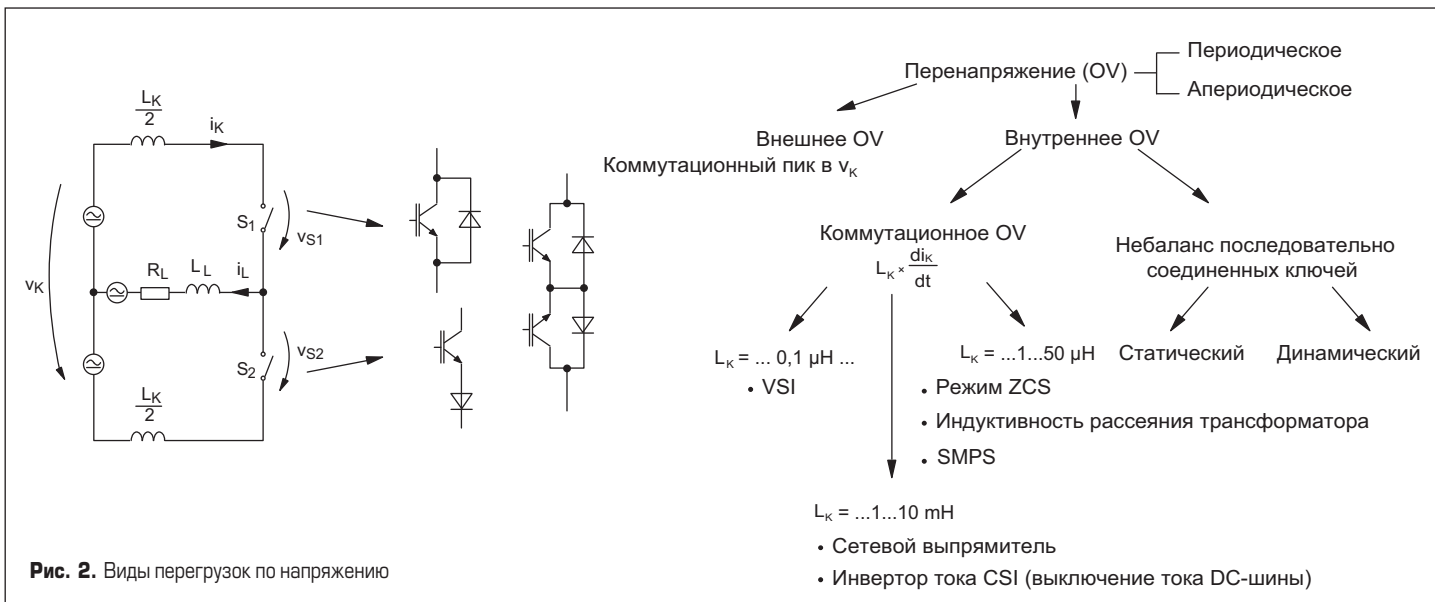


Рис. 1. Причины возникновения короткого замыкания



ной DC-сети или в любой системе силового питания постоянного тока. Увеличение DC-напряжения вызывается разными причинами, это происходит, например, при динамическом торможении электропривода или сбое в алгоритме управления импульсным выпрямителем.

«Внутреннее перенапряжение», как правило, генерируется при запираии силового ключа, работающего на индуктивную нагрузку L_K ($\Delta v = L_K \times di/dt$), или возникновении осцилляций на паразитных контурах коммутационных цепей. Вот типовые примеры подобных ситуаций:

- Активное отключение тока нагрузки i_L транзисторами S_1 и S_2 при нормальной работе инвертора: в импульсных источниках питания (SMPS) под L_K понимается индуктивность рассеяния трансформатора, которая находится в пределах 1–100 нГн.
- Обратное восстановление (di_r/dt) при пассивном отключении быстрых диодов в режиме жесткой (HS) или плавной коммутации (ZCS). Конвертеры ZCS по принципу своей работы отличаются высокой индуктивностью коммутационной цепи, которая может достигать 10 мкГн.
- Высокая скорость отключения тока КЗ (десятки кА/мкс) в 2-уровневых инверторах со звеном постоянного тока.
- Активное аварийное отключение тока DC-шины в инверторах тока (Current Source Inverter, CSI).

Кроме указанных причин, перегрузка силового ключа может быть следствием статического или динамического небаланса при последовательном соединении транзисторов. Перенапряжения при нормальной работе преобразователей или в аварийном режиме могут иметь периодический (в диапазоне Гц и кГц) и аperiodический характер.

Причины возникновения перенапряжений между сигнальными выводами:

- неисправность источника питания драйвера;
- обратная связь через емкость Миллера вследствие высокого значения dv/dt (например, в режиме КЗ);

- обратная связь по эмиттеру/истoku из-за высокой скорости коммутации di/dt ;
- рост напряжения на затворе при активном ограничении;
- паразитные осцилляции в цепи затвора (колебательный процесс при коммутации силовой цепи, паразитные колебания между затворами параллельных ключей и т. д.).

Перегрев

Перегрев силового ключа считается опасным, если температура кристаллов превышает предельное значение T_{jmax} , заданное их производителем (для современных кремниевых приборов $T_{jmax} = +150...+175$ °C).

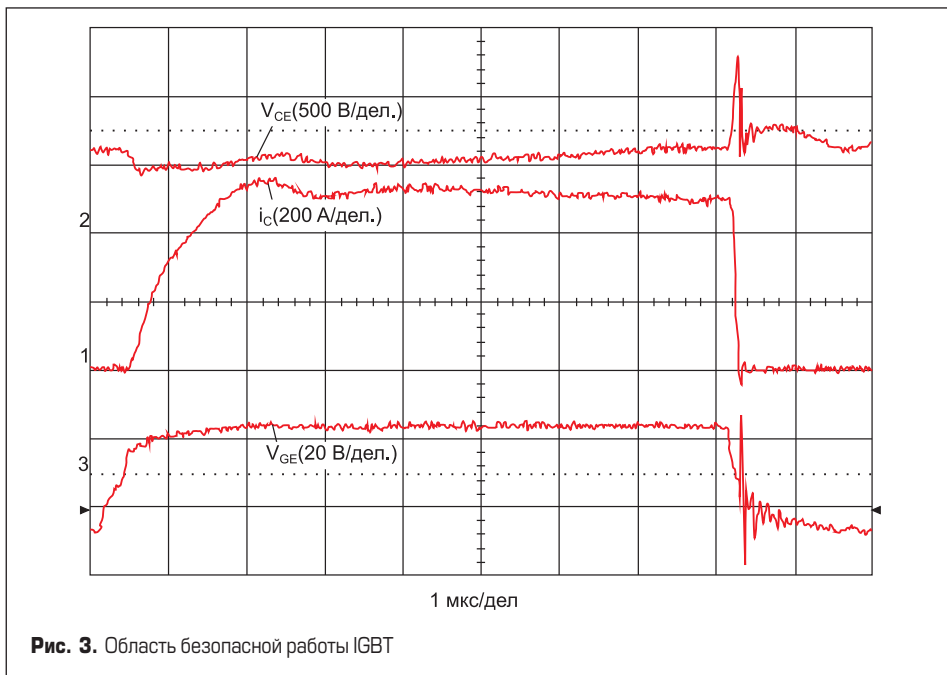
В ходе работы преобразователя перегрев может быть следствием увеличения мощности рассеяния, вызванного перегрузкой по току или ошибкой схемы управления. Наиболее распространенной причиной нештатного роста температуры силового каскада является неисправность охлаждающей системы.

Силовые ключи в состоянии перегрузки или КЗ

В общем случае статическое и динамическое поведение силовых ключей в состоянии перегрузки принципиально ничем не отличается от нормального режима работы. Чтобы не допустить перегрева кристаллов и обеспечить их безопасное использование, необходимо ввести четкие ограничения по предельному току, поскольку его увеличение приводит к росту мощности рассеяния, перегреву и последующему разрушению кристаллов.

Соответствующие лимиты устанавливаются как для абсолютного значения температуры, так и для количества циклов ее изменения от минимального до максимального значения (термоциклов). Численно эти ограничения определяются графиком SOA, пример которого приведен на рис. 3.

Все выпускаемые в настоящее время кристаллы IGBT и MOSFET способны без повреждения выдерживать кратковременное



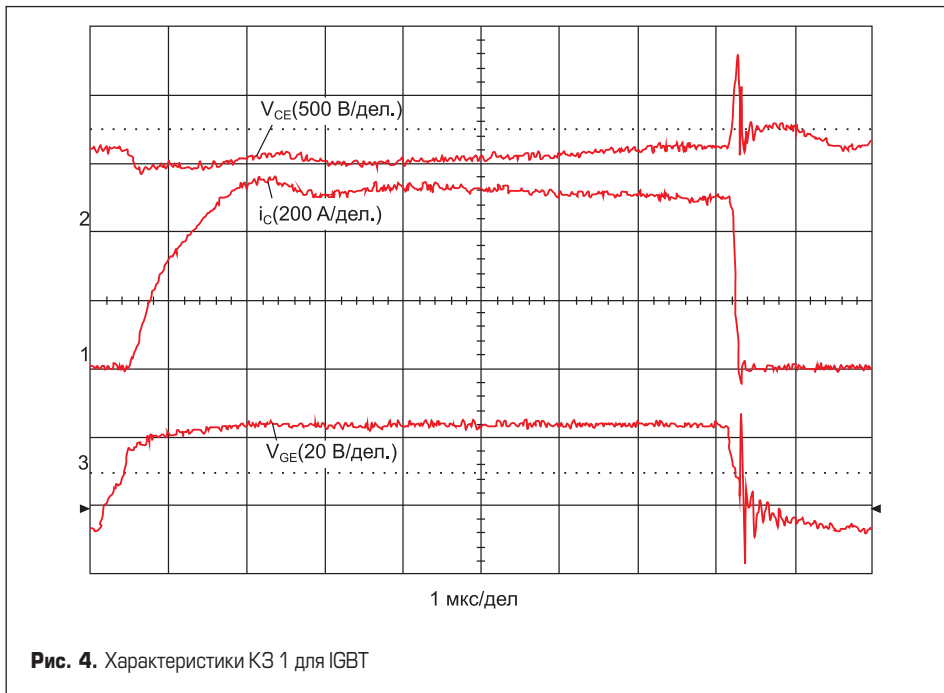


Рис. 4. Характеристики КЗ 1 для IGBT

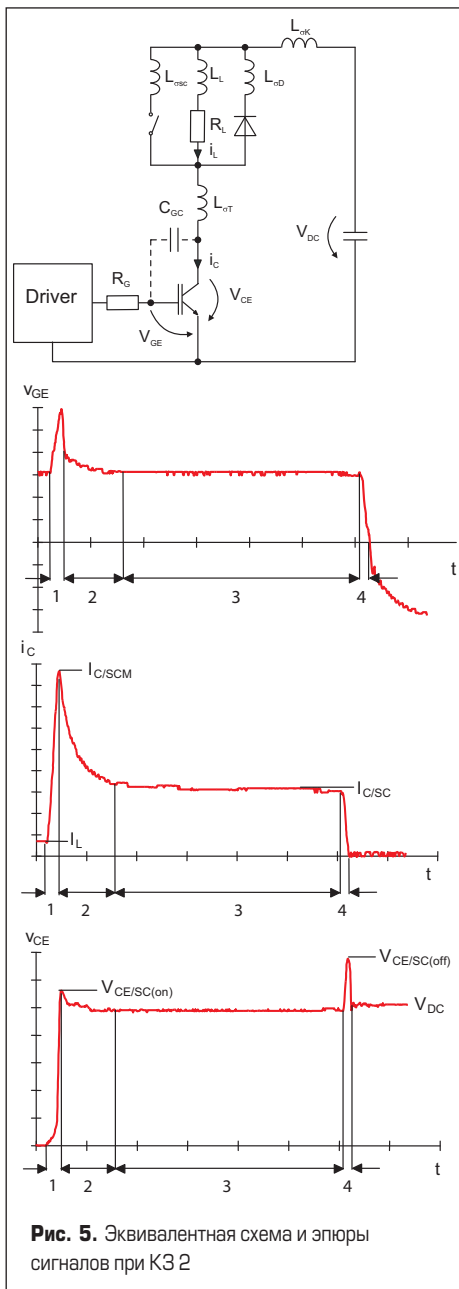


Рис. 5. Эквивалентная схема и эпюры сигналов при КЗ 2

состояние КЗ и его прерывание при выполнении определенных условий. Существует два основных вида коротких замыканий, которые мы рассмотрим на примере IGBT.

В случае КЗ первого типа (КЗ 1) транзистор включается на уже замкнутую цепь (это может быть как нагрузка, так и пробитый оппозитный ключ), при этом к IGBT перед включением приложено все напряжение DC-шины. Скорость нарастания тока КЗ (di_{SC}/dt) определяется характеристиками схемы управления (напряжение на затворе и выходной импеданс), переходной характеристикой транзистора и паразитной индуктивностью цепи КЗ (L_{SC}). Увеличивающийся ток создает на ней падение сигнала, что проявляется как снижение напряжения на выводах «коллектор-эмиттер» (рис. 4).

В установившемся режиме ток КЗ определяется выходной характеристикой транзистора.

В так называемом состоянии самоограничения, когда транзистор переходит в линейный режим, величина I_{SC} в зависимости от технологии IGBT превышает номинальный ток I_C в 6–10 раз (рис. 76).

Короткое замыкание типа 2 (КЗ 2 — рис. 5) соответствует замыканию нагрузки включенного транзистора, при этом в отличие от аварии первого рода транзистор испытывает гораздо более высокий динамический стресс. В состоянии перегрузки ток нарастает очень быстро, величина di/dt определяется, в основном, напряжением DC-шины (V_{DC}) и индуктивностью цепи КЗ.

В течение интервала времени 1 транзистор выходит из насыщения, результирующее высокое значение dv/dt напряжения «коллектор-эмиттер» создает ток смещения, проходящий через емкость Миллера и увеличивающий напряжение на затворе V_{GE} . Это, в свою очередь, приводит к появлению динамического всплеска тока перегрузки $I_{C/SCM}$. После окончания фазы выхода из насыщения ток КЗ падает до статического значения $I_{C/SC}$ (интервал времени 2). В ходе этого процесса на паразитных индуктивностях цепи коммутации образуется перенапряжение, прикладываемое к IGBT.

После окончания фазы стационарного КЗ (интервал времени 3) ток перегрузки должен быть прерван, высокая скорость его отключения dI_{SC}/dt и наличие распределенной индуктивности коммутационной цепи приводят к появлению перенапряжения $V_{CE/SC(off)}$ (интервал времени 4), уровень которого может превысить напряжение пробоя IGBT.

Процессы, происходящие в стационарном режиме и при отключении перегрузки, идентичны для обоих типов КЗ.

Область безопасной работы для режима КЗ (SCSOA), показанная на рис. 7а, устанавливает предельные сочетания тока и напряжения IGBT в состоянии короткого замыкания.

Для обеспечения безопасной работы силового ключа в режиме КЗ необходимо выполнение следующих условий:

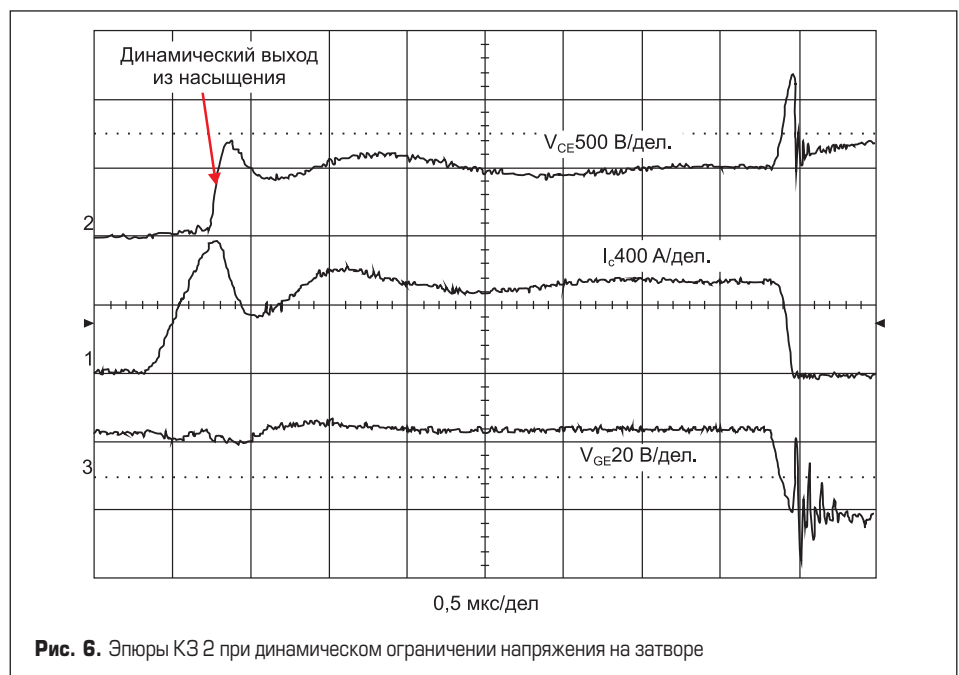
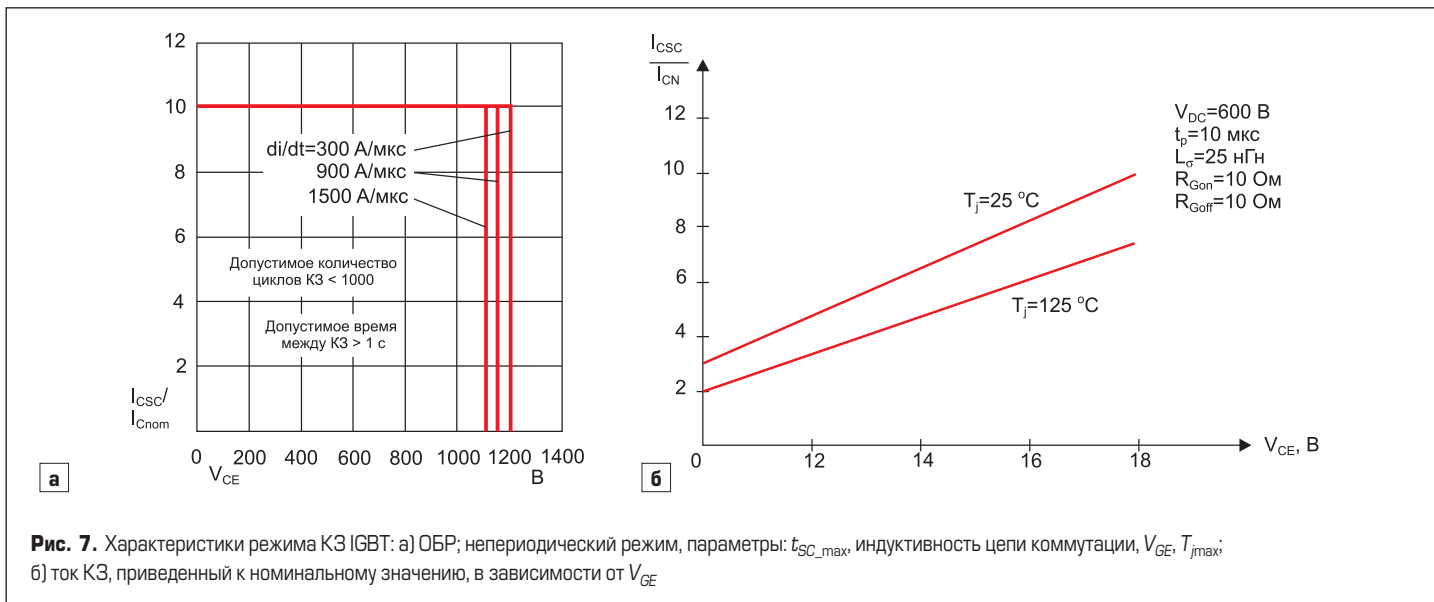


Рис. 6. Эпюры КЗ 2 при динамическом ограничении напряжения на затворе



- Состояние перегрузки должно быть выявлено и прервано в течение времени, определенного для каждого типа транзистора (например, $t_{SC_max} = 6$ мкс для IGBT Trench 4).
- Время между двумя КЗ не должно быть меньше определенного значения (для большинства современных силовых ключей — 1 с).
- Количество коротких замыканий в течение срока службы элемента не должно превышать определенного значения (для большинства современных силовых ключей 1000).

На рис. 7б показано, как напряжение управления V_{GE} и температура кристалла T_j влияют на статическое значение тока КЗ. Перегрузка обоих типов приводит к резкому росту мощности рассеяния в силовых кристаллах и увеличению их температуры. В этом случае отрицательный температурный коэффициент I_{CSC} отраженный в выходных характеристиках IGBT и MOSFET, является их преимуществом.

Статический ток КЗ, как правило, не является самым критическим параметром в отношении уровня перенапряжения при выключении, особенно для современных технологий

IGBT. Тесты показывают, что наибольшие всплески сигнала наблюдаются при выключении IGBT непосредственно в момент выхода из насыщения, этот факт необходимо учитывать при нормировании параметров схемы защиты (рис. 8).

Аварийные режимы: мониторинг и защита

Перегрузка по току

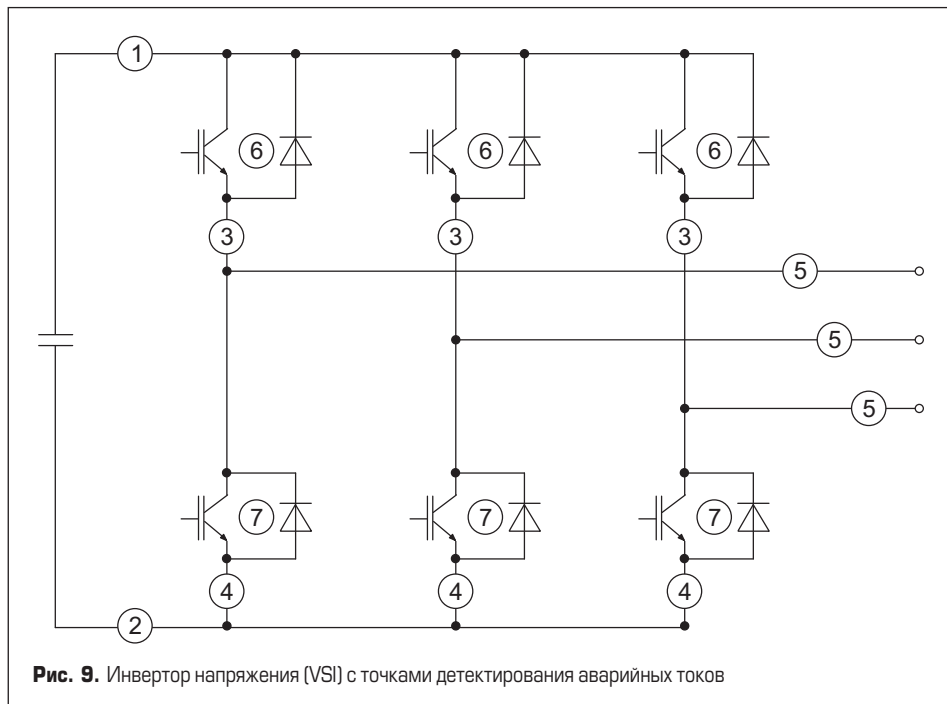
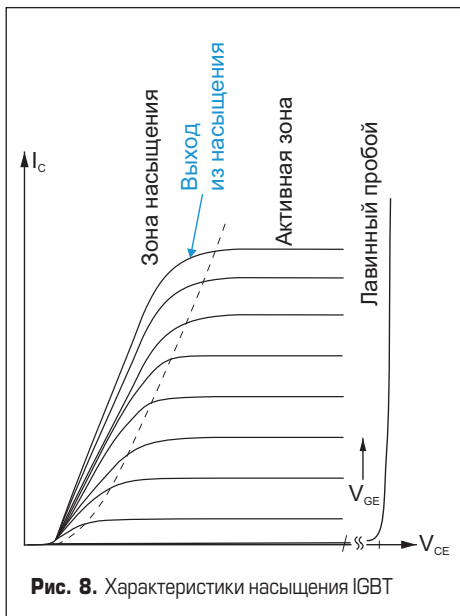
Наличие аварийного режима детектируется в различных точках преобразователя, однако реакция на неисправность при этом может быть совершенно разной. Если состояние перегрузки обнаруживается непосредственно в ключе или ближайших к нему цепях, то транзистор должен быть мгновенно отключен схемой защиты драйвера. Время реакции при этом может составлять десятки наносекунд.

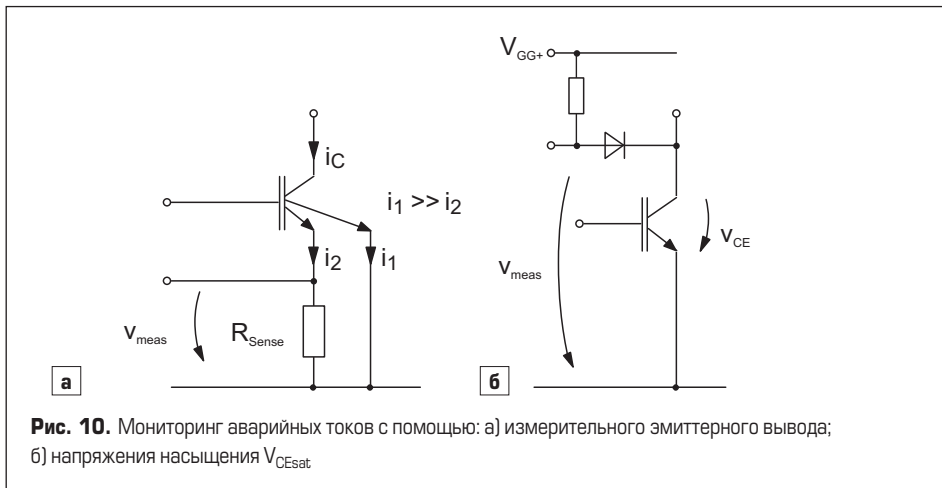
При обнаружении неисправности во внешних цепях соответствующая информация пере-

дается на управляющий контроллер, который определяет алгоритм отключения. Система защиты в этом случае также может быть комбинированной, такой вариант используется, например, при детектировании перегрузки по току внешним сенсором, информация с которого поступает и на контроллер и на драйвер. В современных преобразовательных устройствах, как правило, объединяются различные виды быстрой и медленной защиты, алгоритм работы которых зависит от рабочих режимов и особенностей управления конкретного устройства.

На рис. 9 приведена схема классического инвертора напряжения VSI (Voltage Source Inverter) с узлами детектирования следующих аварийных состояний:

- перегрузка по току 1–7;
- короткое замыкание плеча полумоста 1–4 и 6–7;
- короткое замыкание нагрузки 1–7;
- короткое замыкание на землю 1, 3, 5, 6 или вычисление разности токов 1 и 2.





Быструю реакцию на состояние КЗ должен обеспечивать выходной каскад драйвера, задачей которого является прерывание аварийного тока транзистора за время, не превышающее t_{SC_max} . В ряде случаев отключение производится по заданной траектории с ограничением величины di/dt для исключения опасных выбросов напряжения. С этой целью состояние перегрузки детектируется в узлах 3, 4, 5, 6 и 7.

Измерения в точках 1–5 могут производиться с помощью резистивных шунтов или трансформаторов тока, которые, как правило, применяются в цепях фазного тока 5. Низкоиндуктивные, низкоомные (1–100 мОм) шунты используются для детектирования малых токов (единицы ампер), их преимуществами являются простота, дешевизна и высокая помехозащищенность. Однако из-за высокого уровня активных потерь и отсутствия потенциальной изоляции измерительные резисторы не пригодны для применения в преобразователях средней и высокой мощности. Для измерения токов в таких устройствах используются изолированные индуктивные токовые сенсоры (например, на основе эффекта Холла), к недостаткам которых можно отнести большую стоимость и высокую чувствительность к электромагнитным помехам.

В точках 6 и 7 аварийные токи детектируются непосредственно на IGBT/MOSFET-терминалах. Критерием перегрузки в этом случае является выход транзистора из насыщения, для определения этого состояния используется мониторинг напряжения V_{CEsat} или $V_{DS(on)}$ (косвенный метод) или измерение тока с помощью дополнительного вывода эмиттера, имеющегося у некоторых видов чипов (прямой метод). Схемы для этих двух случаев показаны на рис. 10. Для формирования токочувствительного эмиттера, работающего как токовое зеркало, используется несколько ячеек структуры IGBT. Падение напряжения V_{meas} на шунте R_{Sense} пропорционально мгновенному значению основного тока I_1 ($I_1 \gg I_2$). При $R_{Sense} = 0$ отношение I_1/I_2 идеально соответствует соотношению количества измерительных ячеек IGBT к их общему количеству. При увеличении сопротивления шунта значение измеренного тока падает из-за наличия отрицательной обратной связи по эмиттеру, соответственно снижается и точность измере-

ний, поэтому рекомендуемая величина R_{Sense} находится в диапазоне 1–5 Ом.

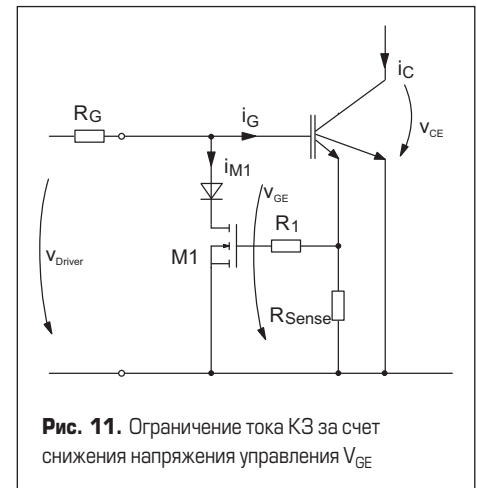
Если пороговая величина тока отключения ненамного превышает номинальное значение I_C , то мониторинг не следует проводить при включении IGBT, поскольку к нагрузке в этот момент добавляется ток обратного восстановления оппозитного диода. При очень больших значениях R_{Sense} измеряемое напряжение приближается к уровню сигнала «коллектор–эмиттер», и схема мониторинга тока работает как детектор V_{CEsat} .

Метод мониторинга напряжения насыщения основан на наличии нелинейной зависимости этого параметра от тока коллектора, отраженной в выходной характеристике транзистора. Измеренное после открывания транзистора напряжение «коллектор–эмиттер» сравнивается с опорным сигналом V_{ref} и если V_{CEsat} превышает пороговый уровень, срабатывает компаратор схемы защиты, и транзистор отключается.

Процесс выхода из насыщения идет очень быстро, соответственно быстрой должна быть и реакция схемы защиты. Если транзистор остается насыщенным в состоянии перегрузки (например, при медленно нарастающем токе пробоя на землю или при небольшом изменении нагрузки), то использование V_{CEsat} в качестве индикатора аварии может оказаться ненадежным. В этом случае рекомендуется производить мониторинг тока по сигналу внешнего датчика или использовать комбинированную защиту.

Поскольку анализ напряжения насыщения «коллектор–эмиттер» проводится только у полностью открытого транзистора, схема управления должна блокировать компаратор защиты на некоторое время t_{bl} . Это время не должно превышать t_{SC_max} , рекомендуемое значение t_{bl} для последних поколений IGBT составляет 1,5–3 мкс. Для сокращения времени реакции у многих современных драйверов (например, семейства SKYPER/SEMİKRON) опорный сигнал компаратора схемы защиты (после подачи управляющего напряжения на затвор) спадает по тому же закону, как и напряжение V_{CE} .

Для снижения стресса, испытываемого кристаллами силового ключа в аварийных режимах, рекомендуется снижать или ограничивать величину тока перегрузки, особенно это актуально при замыкании нагрузки или пробое на землю по низкоимпедансной цепи.

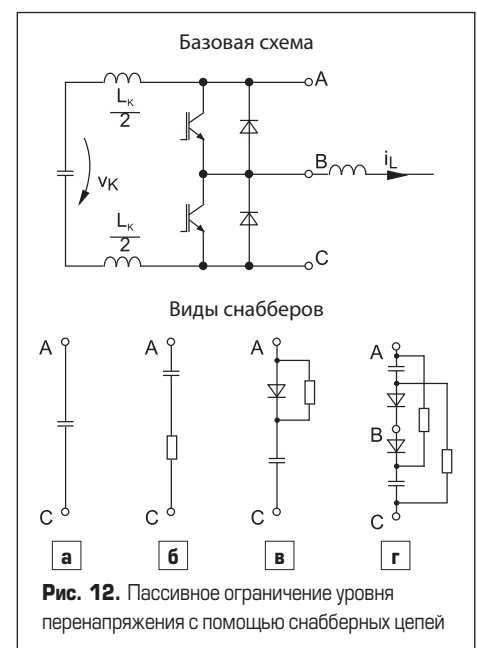


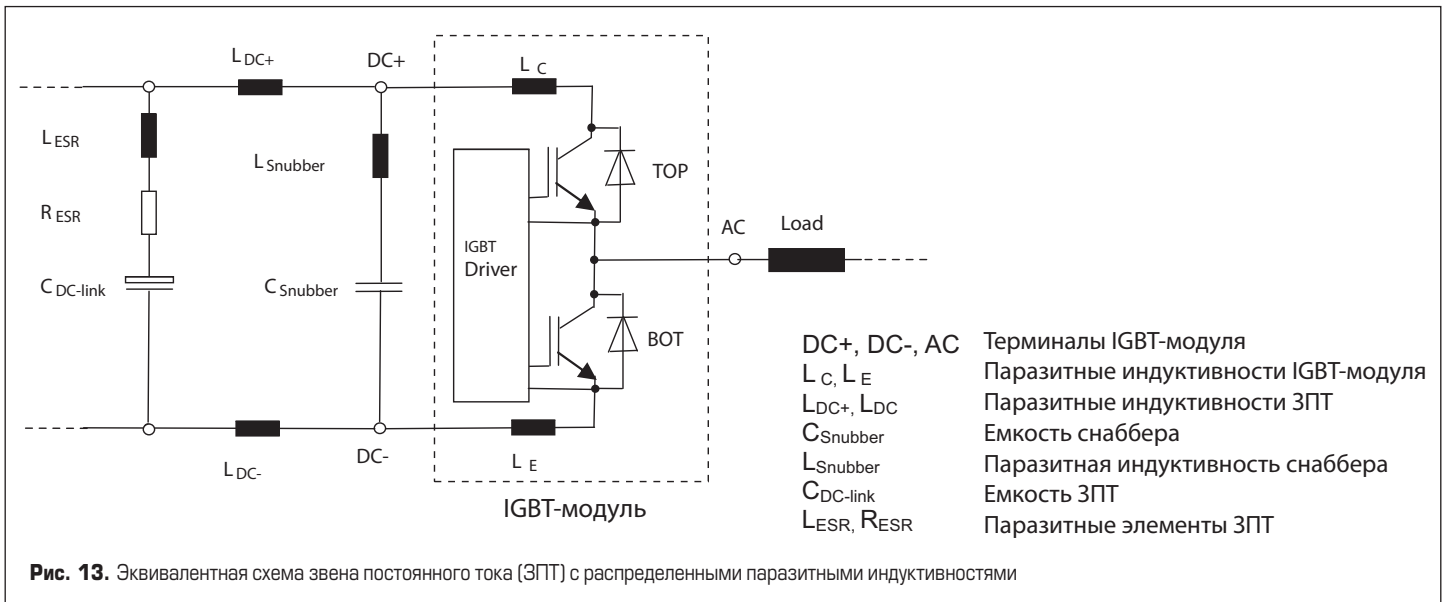
Как было сказано выше, КЗ второго рода провоцирует дополнительный динамический всплеск тока, вызванный скачком напряжения на затворе вследствие быстрого нарастания коллекторного напряжения (dv_{CE}/dt). Амплитуда этого экстраточка может быть снижена путем ограничения сигнала управления V_{GE} , например, как показано на рис. 11. Это также позволяет уменьшить статическое значение тока КЗ (до уровня $2,5-3I_{Cnom}$) и, соответственно, ограничить потери мощности в режиме перегрузки и уровень перенапряжения при выключении.

Перегрузка по напряжению

Снижение уровня коммутационных перенапряжений на силовых терминалах модулей осуществляется с помощью пассивных снабберных цепей, схем активного ограничения (Active Clamping), а также путем динамического управления затвором. Отметим, что данная проблема в основном относится к IGBT, которые, в отличие от MOSFET, не обладают стойкостью к лавинному пробую.

Снабберные цепи могут содержать пассивные R, L, C компоненты, различные виды полупроводниковых ограничителей (диоды-супрессоры, варисторы) и т. д. Наиболее распространенные схемы снабберов показаны на рис. 12.





Пассивные снабберы помогают подавить коммутационные всплески сигнала, генерируемые при прерывании токов в паразитных индуктивностях L_K силовых цепей. При этом запасенная в них энергия ($E_L = L_K \times I^2/2$) поглощается снабберной емкостью, а уровень перенапряжения снижается в соответствии с выражением $E_C = C_{Snubber} \times V^2/2$. Цепь должна быть рассчитана таким образом, чтобы емкость $C_{Snubber}$ успевала полностью разрядиться до следующего цикла коммутации, для чего используются снабберные резисторы. Однако в самом распространенном случае специальный пленочный конденсатор (0,10–2 мкФ) с полосковыми выводами устанавливается параллельно выводам питания модуля (рис. 12а), при этом его энергия на каждом цикле успевает трансформироваться в основную емкость ЗПТ.

При определении параметров снаббера необходимо учитывать следующие факторы:

- класс напряжения емкости должен быть не меньше максимально возможного уровня V_{DC} (например, 1000, 1250, 1600 В);
- следует использовать специальные емкости с низкой распределенной индуктивностью

выводов и высоким допустимым током пульсаций;

- как правило, снаббер работает в предельных тепловых режимах, поэтому необходимо рассчитывать его мощность потерь, перегрев, срок службы.

На рис. 13 показана эквивалентная схема звена постоянного тока (ЗПТ) с основными распределенными паразитными индуктивностями цепей коммутации.

Типовые эпюры напряжения при выключении IGBT с использованием снаббера и без него приведены на рис. 14, там же даны основные формулы расчета. Подробно о проблеме перенапряжений и работе снабберных цепей рассказано в [2, 3].

Для подавления осцилляций в паразитных контурах используются демфирующие RC-элементы, как показано на рис. 12б. Как правило, такие цепи применяются в силовых низковольтных схемах на MOSFET, они позволяют снизить амплитуду колебаний на выводах питания модуля при коммутации больших токов. Для ограничения скорости нарастания напряжения параллельно транзистору уста-

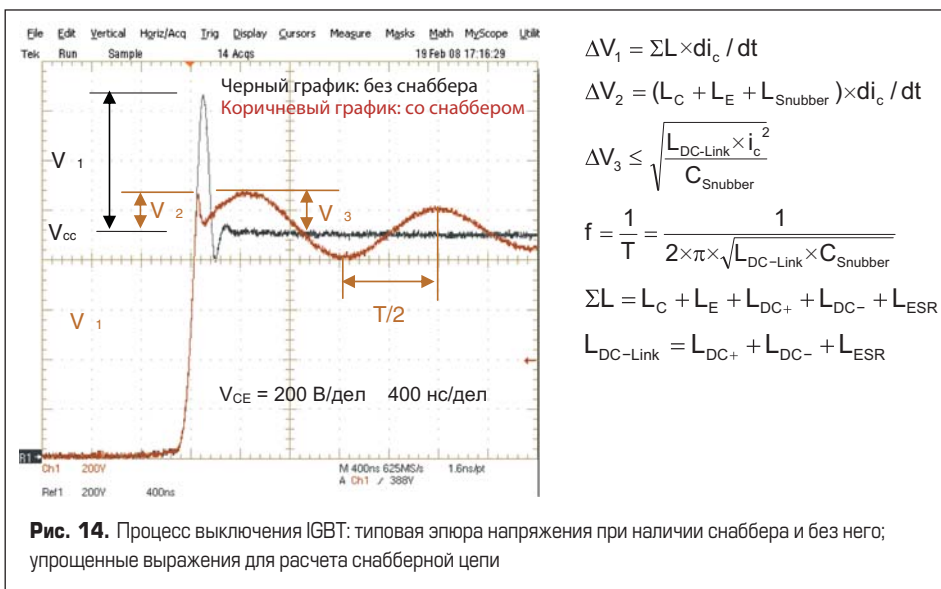
навливается цепь RCD с быстрым диодом (рис. 12в), который должен иметь низкое напряжение включения и плавный характер обратного восстановления. Такая цепь используется в тех случаях, когда ОБР не допускает одновременной коммутации полного тока и напряжения.

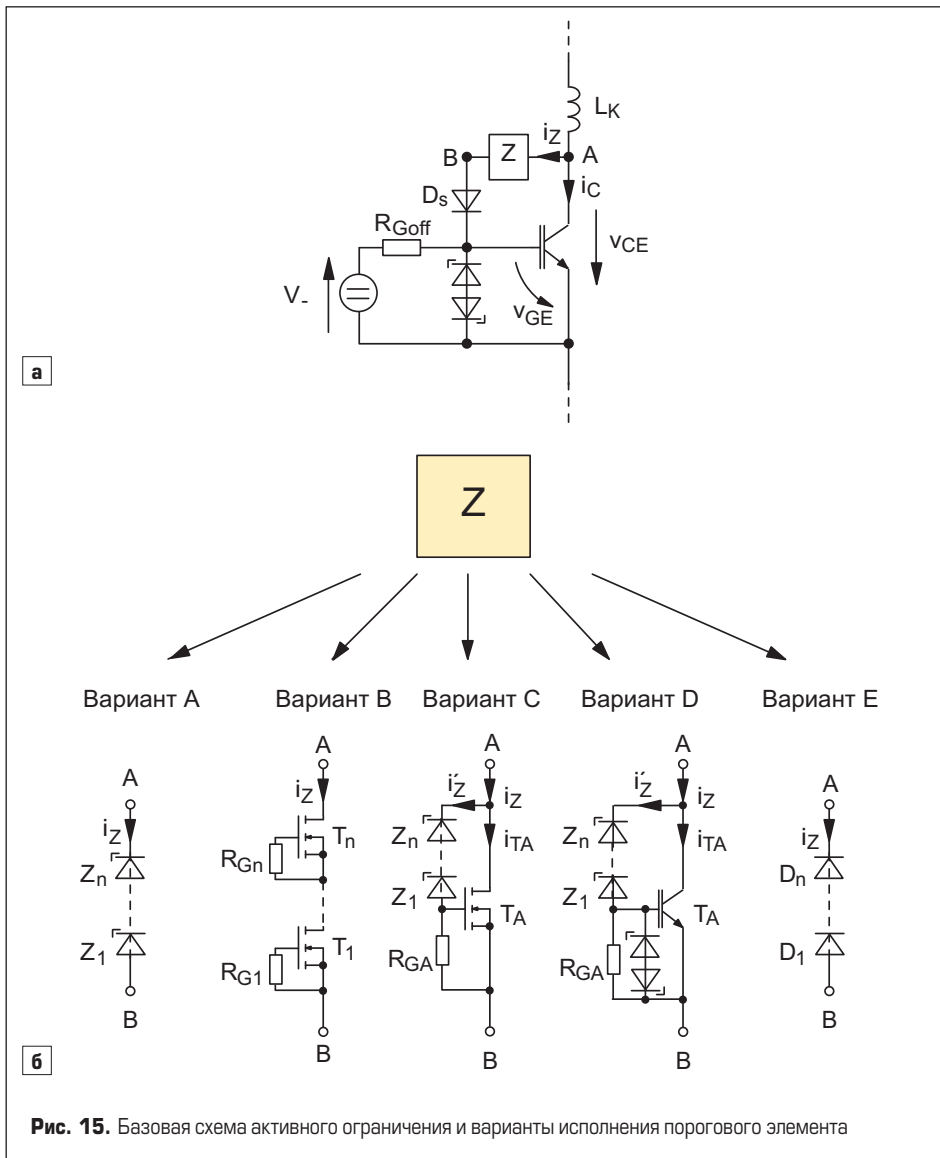
Топология любой снабберной цепи должна обеспечивать предельно низкое значение ее собственной распределенной индуктивности. Преимуществом пассивных снабберов является их простота и дешевизна, однако проблема состоит в том, что уровень перенапряжения зависит от конкретного режима работы конвертера. Поэтому нормирование снабберных цепей должно производиться для наихудшего сценария (как правило, это выключение тока КЗ с максимально высокой скоростью di/dt).

Метод активного ограничения [4] у транзисторов с MOS-управлением основан на переходе силового ключа в линейный режим при повышении напряжения на коллекторе/стоке до заданного предельного уровня. Базовая схема показана на рис. 15а, а варианты исполнения порогового элемента — на рис. 15б.

Цепь обратной связи, состоящая из порогового элемента Z и диода D_s , подключается между коллектором и затвором транзистора, диод не позволяет выходному току драйвера протекать через открытый ключ. Если величина V_{CE} превышает пороговый уровень Z, то напряжение на затворе возрастает до значения, определяемого переходной и выходной характеристиками транзистора ($I_C = f(V_{CE}, V_{GE})$).

Соответствующие эпюры и упрощенные эквивалентные схемы приведены на рис. 16: процесс ограничения продолжается до тех пор, пока не прекратится протекание тока через пороговый элемент. Все это время транзистор находится в линейном режиме (активная зона выходной характеристики на рис. 8), при этом он рассеивает очень высокую мощность, поскольку находится почти под полным напряжением питания и проводит при этом ток индуктивности $L_K(L_s)$.





Величина энергии E_{clamp} рассеиваемой IGBT в процессе ограничения, может быть определена с помощью упрощенного выражения:

$$E_{clamp} = L_s/2 \times i_{CO}^2 \times V_{CE_clamp} / (V_{CE_clamp} - V_{DC})$$

Эпюра тока заряда затвора, необходимого для увеличения напряжения V_{GE} в начале процесса ограничения, показана на рис. 16. Выбор типа порогового элемента зависит от уровня рассеиваемой им мощности: чем выше разница между напряжением питания V_{DC} и ограничения V_{clamp} тем меньше потери в цепи обратной связи. Кроме того, большое значение имеют динамические характеристики полупроводниковых ограничителей, используемых в цепи обратной связи (рис. 17).

Вариант схемы А на рис. 17 является самым простым и распространенным; как правило, он применяется в схемах с невысоким значением энергии ограничения (например, для защиты инверторов напряжения от одиночных, аperiodических помех). Диод и MOSFET в схемах В и Е работают в режиме лавинного пробоя, такая возможность обязательно должна быть указана в спецификации элемента и согласована с производителем транзистора. В вариантах С, D ключи MOSFET/IGBT используются в качестве усилителя тока элемента Зенера, причем схема D считается наиболее надежной.

- Особенности режима активного ограничения:
- простая реализация схемы, не требуется доработка драйвера;
 - силовой транзистор является основным элементом схемы защиты, он рассеивает большую часть энергии ограничения;
 - высокое быстродействие цепи обратной связи;
 - напряжение ограничения не зависит от рабочих режимов инвертора;

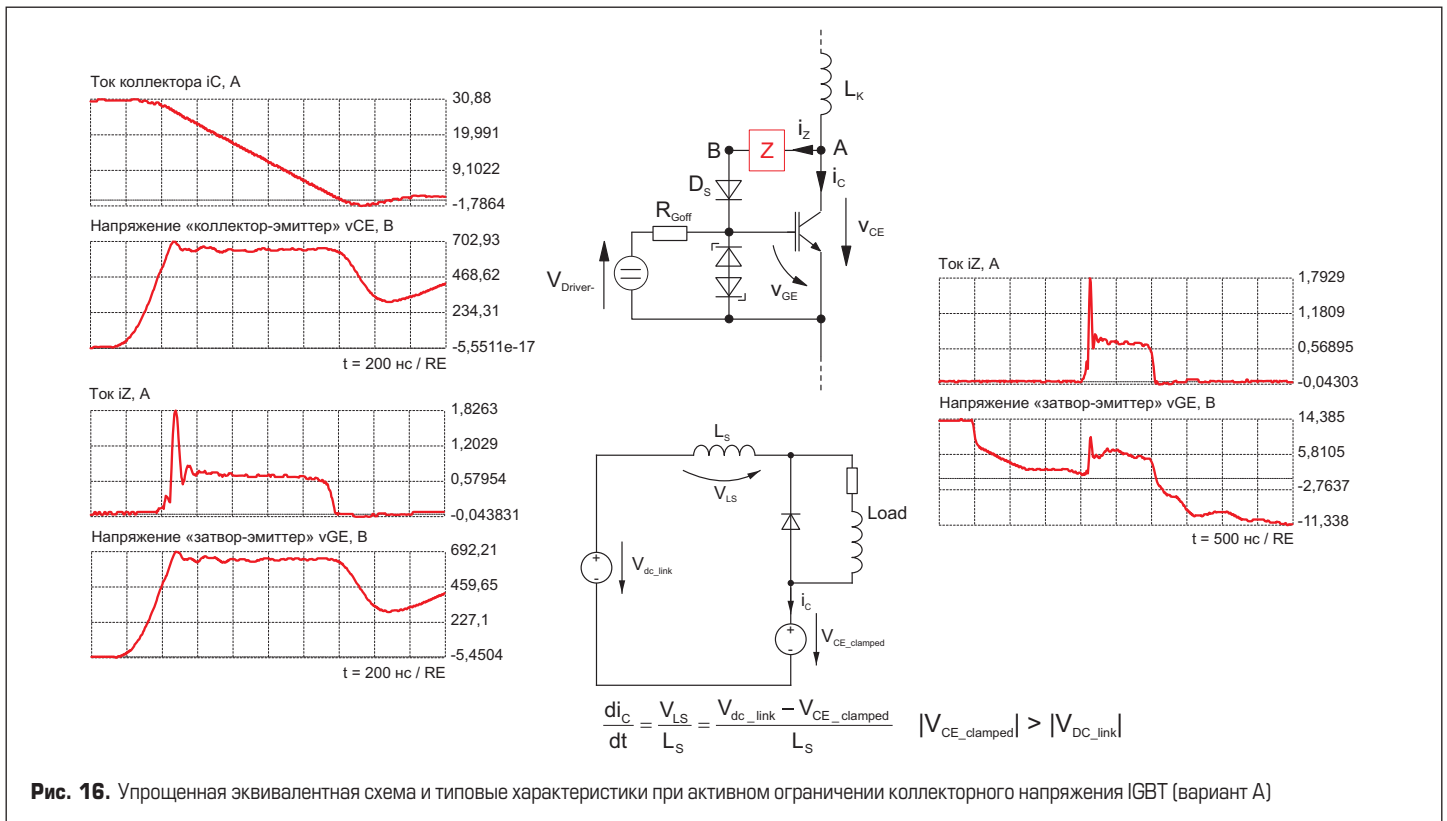


Рис. 16. Упрощенная эквивалентная схема и типовые характеристики при активном ограничении коллекторного напряжения IGBT (вариант А)

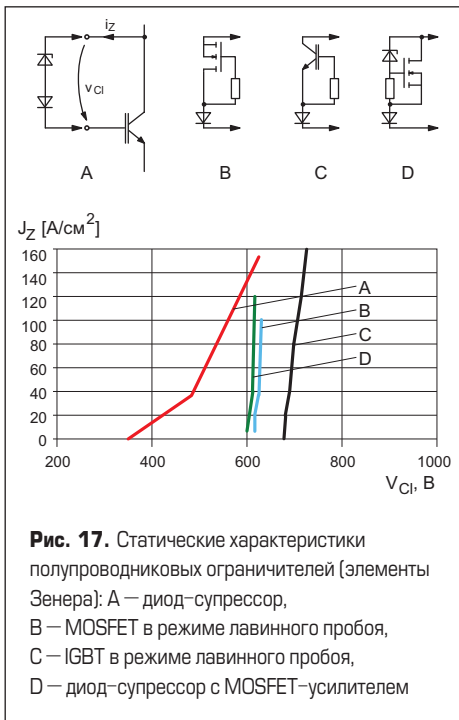


Рис. 17. Статические характеристики полупроводниковых ограничителей (элементы Зенера): А — диод-супрессор, В — MOSFET в режиме лавинного пробоя, С — IGBT в режиме лавинного пробоя, D — диод-супрессор с MOSFET-усилителем

- схема не нуждается в дополнительном источнике питания.

Активное ограничение может быть организовано как на каждом индивидуальном ключе, так и на их группе или всем инверторе. Оно пригодно для защиты от аperiodических (выключение тока КЗ, внешняя помеха) и периодических (ZCS-топология) перенапряжений. Однако описанные выше схемы ни в коем

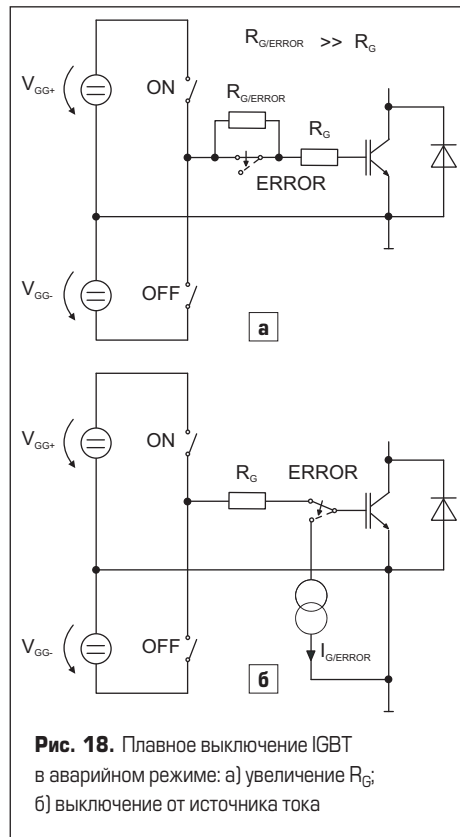


Рис. 18. Плавное выключение IGBT в аварийном режиме: а) увеличение R_G ; б) выключение от источника тока

случае не следует использовать для ограничения выбросов напряжения, возникающих при нормальной коммутации ключей из-за неграмотно спроектированной, высокоиндуктивной DC-шины. Это приводит к сокращению

ресурса транзисторов, снижению эффективности преобразования, ухудшению показателей электромагнитной совместимости.

При динамическом управлении затвором [5] скорость коммутации MOSFET/IGBT (di/dt , dv/dt) и, соответственно, результирующий уровень перенапряжения контролируются непосредственно схемой управления — драйвером. Простейший вариант динамического управления состоит в использовании режима плавного отключения тока перегрузки за счет увеличения резистора затвора ($R_{GERROR} \gg R_G$ на рис. 18) или путем выключения затвора небольшим фиксированным током от источника тока I_{GERROR} .

В более сложных устройствах управления резистор затвора выполняется в виде коммутируемой матрицы, что позволяет оптимизировать динамические характеристики при нормальном режиме работы и свести к минимуму потери мощности и уровень перенапряжения при отключении аварийного тока. Подобная функция «интеллектуального выключения» (Intelligent turn-off) реализована в производимом SEMIKRON драйвере SKYPER 52 [6], а также IPM 4 поколения SKiiP [7].

В литературе описано достаточно много устройств управления затвором, в которых величины di/dt , dv/dt детектируются пассивными цепями, после чего активная схема выработывает соответствующий динамический сигнал коррекции (рис. 19).

Например, на схеме, показанной на рис. 20, значения di/dt и dv/dt определяются с помощью индуктивности в цепи эмиттера и двух

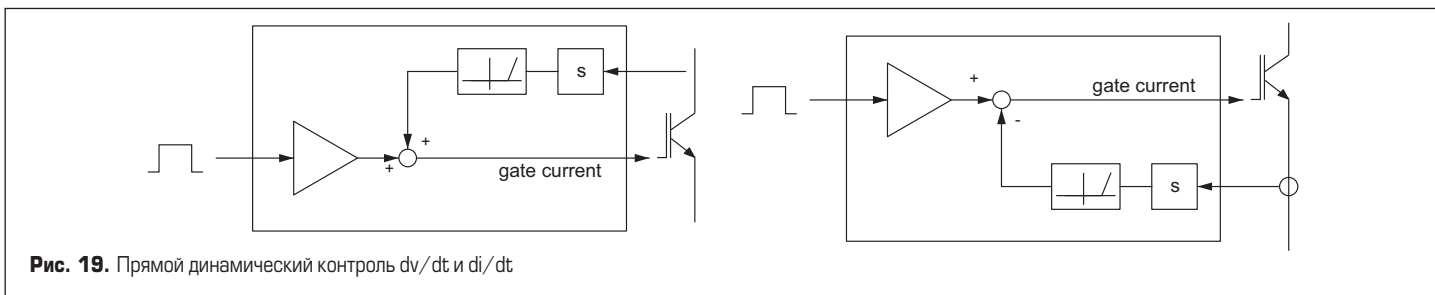


Рис. 19. Прямой динамический контроль dv/dt и di/dt

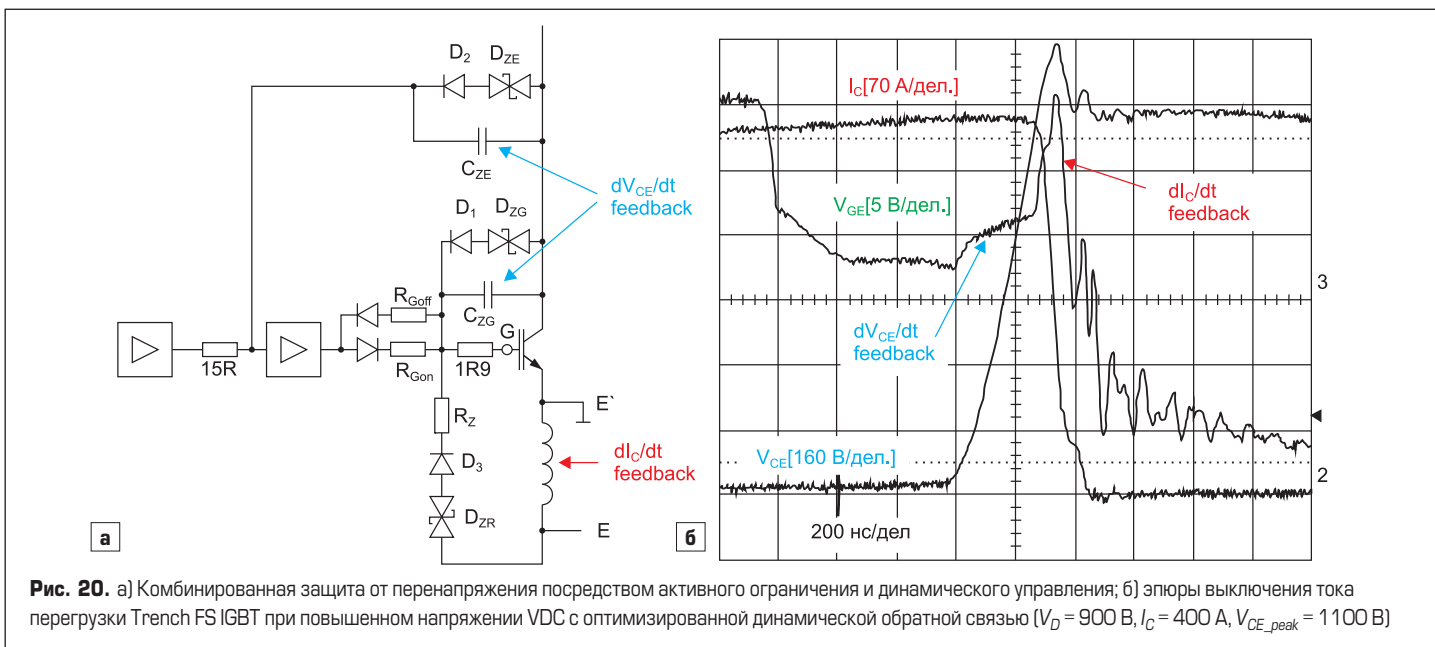


Рис. 20. а) Комбинированная защита от перенапряжения посредством активного ограничения и динамического управления; б) эпюры выключения тока перегрузки Trench FS IGBT при повышенном напряжении VDC с оптимизированной динамической обратной связью ($V_D = 900$ В, $I_C = 400$ А, $V_{CE_peak} = 1100$ В)

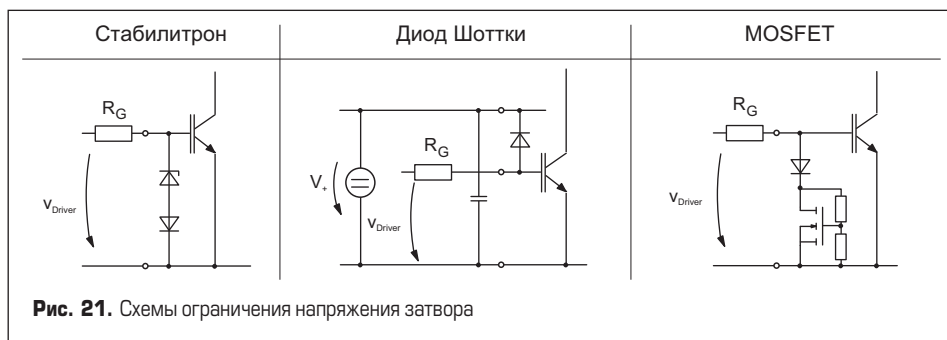


Рис. 21. Схемы ограничения напряжения затвора

конденсаторов в коллекторе. В этом устройстве объединены принципы активного ограничения и динамического управления, которые работают совместно и одновременно изменяют состояние затвора и выходного каскада драйвера. Динамические характеристики IGBT контролируются путем выбора элементов D_{ZE} , D_{ZG} , C_{ZE} и C_{ZG} . Обратная связь по di/dt осуществляется за счет включения небольшой индуктивности (единицы нГн) в цепь эмиттера, пороговый уровень определяется параметрами диода D_{ZR} .

Ограничение напряжения управления V_{GE} необходимо для защиты цепи затвора и снижения уровня тока КЗ. Простейшие и наиболее распространенные практические схемы, предназначенные для решения этой задачи, приведены на рис. 21. Для повышения эффективности преобразования схема ограничения должна иметь низкую распределенную индуктивность и располагаться максимально близко к выводу за-

твора. Достаточно распространен вариант с быстрым диодом Шоттки, соединяющим вывод затвора с цепью питания драйвера (21b), чаще всего он применяется в высокочастотных схемах.

Мониторинг температуры кристаллов и защита их от перегрева затрудняются тем фактом, что реакция термодатчика, расположенного на некотором расстоянии от чипов, не может быть мгновенной. Существуют решения с сенсорами, интегрированными в полупроводниковые кристаллы, но они не имеют широкого распространения. В некоторых случаях перегрев определяется по току утечки опозитного диода, имеющему выраженную температурную зависимость. Этот метод используется, в основном, в твердотельных реле.

В силовых полупроводниковых модулях температура, как правило, измеряется внутри модуля резистивным чип-сенсором, размещенным на изолирующей DBC-подложке

вблизи кристаллов, или датчиком, расположенным на радиаторе рядом с корпусом силового ключа. Проблема измерения температуры перегрева и тепловой защиты подробно рассмотрена в [8].

Литература

1. Arendt Wintrich, Ulrich Nicolai, Werner Tursky, Tobias Reimann. Application Notes for IGBT and MOSFET modules. SEMIKRON International. 2010.
2. AN-7006: IGBT peak Voltage measurements and Snubber Capacitor Specification. www.semikron.com
3. Колпаков А. Перенапряжения и снабберы // Компоненты и технологии. 2008. № 5.
4. Konrad. S. Ein Beitrag zur Auslegung und Integration spannungsgespeister IGBT-Wechselrichter., diss. TU Ilmenau 1997. ISLE Verlag. ISBN 3-932633-09-1.
5. Helsper M. Analyse und Verbesserung des Verhaltens von Planar und Trench IGBT modulen in hart bzw. weich schaltenden Applikationen. Diss. Christian Albrechts Universität Kiel. 2003. Shaker Verlag, Aschen. ISBN 3-8322-2521-4.
6. Колпаков А. SKYPER 52 — сверхмощный цифровой драйвер SEMIKRON // Силавая электроника. 2008. № 3.
7. Колпаков А. SKiP 4 — новая серия IPM для применений высокой мощности // Силавая электроника. 2009. № 4.
8. Колпаков А. Сила и интеллект // Компоненты и технологии. 2007. № 7.