

Проблемы применения драйверов IGBT:

паразитные связи и ВЧ-осцилляции

Надежность передачи сигналов управления от драйвера к силовому модулю связана с рядом важных вопросов, одним из которых является влияние паразитных контуров. Особенно отчетливо это проявляется на высоких скоростях коммутации IGBT или при выходе из насыщения в случае перегрузки по току. В данной статье рассмотрены некоторые аспекты проблемы, а также рекомендации по ее решению.

**Стефан Шуле
(Stefan Schuler)**

**Перевод и комментарии:
Андрей Колпаков**

Andrey.Kolpakov@semikron.com

Основной задачей устройства управления изолированным затвором является генерация мощности, достаточной для перезаряда его емкостей, и гальваническая изоляция управляющего сигнала. Вариант схемы драйвера, обеспечивающей развязку с помощью импульсных трансформаторов, приведен на рис. 1. Важными узлами схемы, отмеченными на рисунке, также являются блок обработки сигнала, блок питания и выходной каскад драйвера.

Кроме сигналов включения V_{Gon} (+15 В) и выключения затвора V_{Goff} (от -5 до -15 В), источник питания может формировать напряжение, необходимое для работы логических цепей или микроконтроллеров. В реальных устройствах управления затворы подключаются через резисторы R_G , отдельные для режима включения и выключения, при этом их номиналы в большей степени находятся эмпирически. Правильность выбора должна подтверждаться специальными тестами, гарантирующими безопасную коммутацию модуля во всех рабочих режимах.

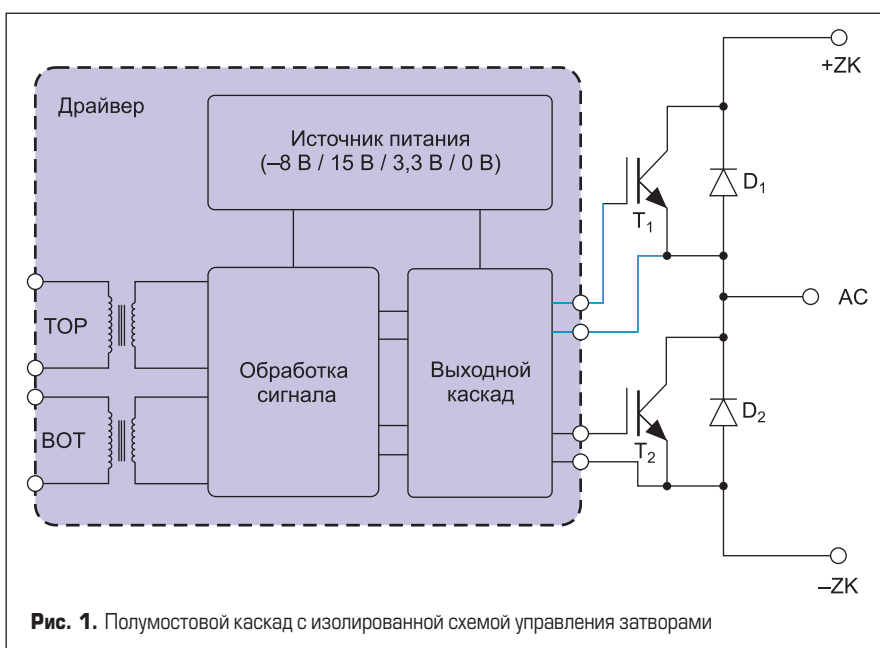


Рис. 1. Полумостовой каскад с изолированной схемой управления затворами

Паразитные элементы цепи управления затвором

Упрощенная эквивалентная схема соединения драйвера с транзистором нижнего плеча представлена на рис. 2. На схеме показаны паразитные конденсаторы IGBT, интегрированный резистор затвора, индуктивность нагрузки L_{load} а также оппозитный диод D канала TOP. Элементы L_D и L_E (также называемые индуктивностями утечки) отображают распределенные параметры силовых шин и проводниковых подключений кристаллов IGBT и диода внутри модуля.

На рис. 2 также показан выходной двухтактный каскад схемы управления, внешние резисторы затвора и паразитарная индуктивность цепи контроля L_{S1} . Напряжение на выходе драйвера U_A оказывается параллельным фактическому сигналу управления «затвор-эмиттер» V_{GE} и падению напряжения V_{LE} на паразитной индуктивности L_E цепи эмиттера. Изменение тока при коммутации IGBT генерирует наведенный сигнал V_{LE} , равный произведению L_E на скорость изменения тока dI_E/dt .

Проводники, соединяющие вывод эмиттера с силовым терминалом модуля, рассматриваются в качестве основной причины возникновения «внутренней» паразитной индуктивности. Как правило, инженерные расчеты L производятся исходя из удельной величины 1 нГн на миллиметр длины. Изменения тока в силовой цепи легко могут образовывать перепады напряжения в несколько вольт. Потери на омическом сопротивлении в данном случае можно пренебречь, так как оно составляет около 5–10 мВ на проводник, поэтому, например, для 75-А чипа градиент сигнала не превысит 100 мВ.

Паразитные контуры схемы управления

Внимательный анализ рис. 2 выявляет несколько LC-контуров, первый из которых состоит из L_{S1} , L_E (которые можно свести в L_S) и емкости «затвор-эмиттер» C_{GE} . Резисторы затвора $R_{g,int}$ и $R_{gOn/Off}$ объединенные в R_g демпфируют эту LC-цепь. С одной стороны, это вы-

зывает смещение частоты резонанса ω в сторону меньших значений, с другой — резонансный спектральный состав становится богаче, и в то же время происходит подавление амплитуды колебаний, т. е. снижается добротность.

Второй LC-контур образован паразитными компонентами промежуточной цепи, состоящей из IGBT и индуктивности эмиттера L_E , которая является связующим звеном силового ключа и драйвера.

И наконец, существует третий LC-контур, в который входит емкость Миллера C_{CC} и паразитные индуктивности IGBT, во многом определяющие время его переключения. Его влияние на работу драйвера может осуществляться двумя различными путями: с одной стороны, через индуктивность эмиттера L_E с другой — через емкость Миллера. В следующих разделах мы рассмотрим более подробно, какой из двух упомянутых механизмов будет доминировать в каждом отдельном случае, создавая тенденцию к возникновению колебаний в системе.

Влияние индуктивности эмиттера

Влияние паразитной индуктивности эмиттера в основном проявляется в ограничении скорости изменения тока коллектора di/dt при коммутации транзистора. Анализ процесса включения IGBT (рис. 3 и 4) выявляет начальную стадию отрицательной обратной связи, которая затем переходит в фазу положительной обратной связи. Это обстоятельство связано с процессом обратного восстановления диода, создающего положительную обратную связь при рассасывании заряда: ток эмиттера при этом уменьшается, что делает знак di/dt отрицательным в течение короткого периода времени.

Процесс выключения характеризуется наличием исключительно отрицательной обратной связи. В обоих случаях степень ее влияния определяется величиной тока, который необходимо коммутировать в течение определенного промежутка времени, в то время как при включении необходимо еще и принимать во внимание заряд восстановления оппозитного диода. В общем случае отрицательную связь по цепи эмиттера можно рассматривать как желательное обстоятельство, поскольку она ограничивает скорость переключения отдельных транзисторов и способствует некоторой стабилизации состояния системы.

Влияние емкости Миллера

Наличие емкости Миллера C_{CC} имеет негативное воздействие на работу схемы, поскольку стремительно падающее при включении напряжение «эмиттер–коллектор» вызывает появление тока смещения по направлению от затвора к коллектору. Из-за этого IGBT не может войти в насыщение до тех пор, пока не установится равновесие между токами затвора и смещения. На осциллограмме напряжения на затворе V_{GE} этот процесс отображается в виде так называемого «плато Миллера», имеющего характерную плоскую форму.

Ток смещения пропорционален величине C_{CC} и скорости изменения напряжения

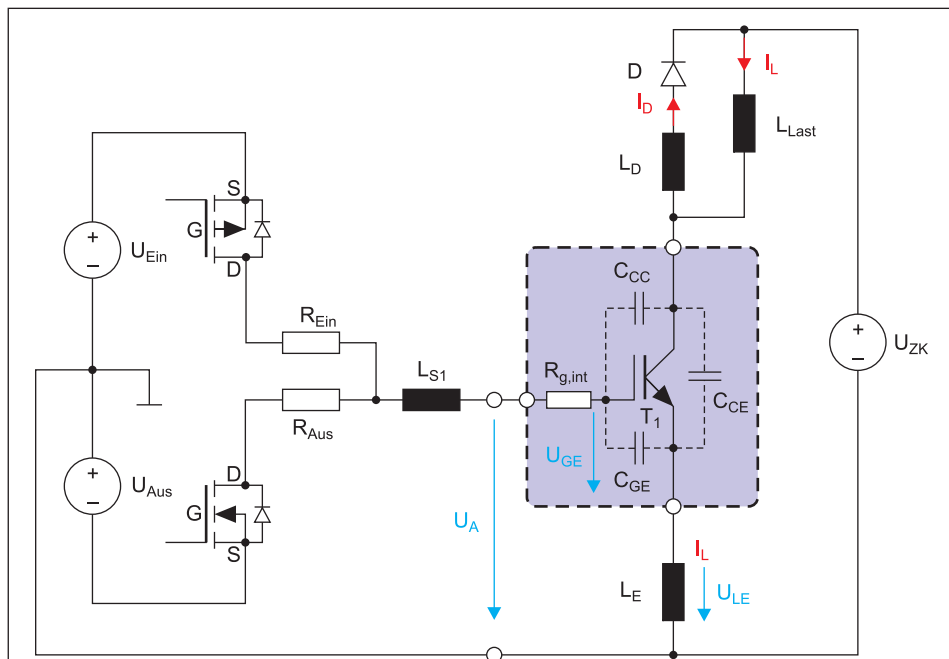


Рис. 2. Эквивалентная схема с учетом паразитных элементов

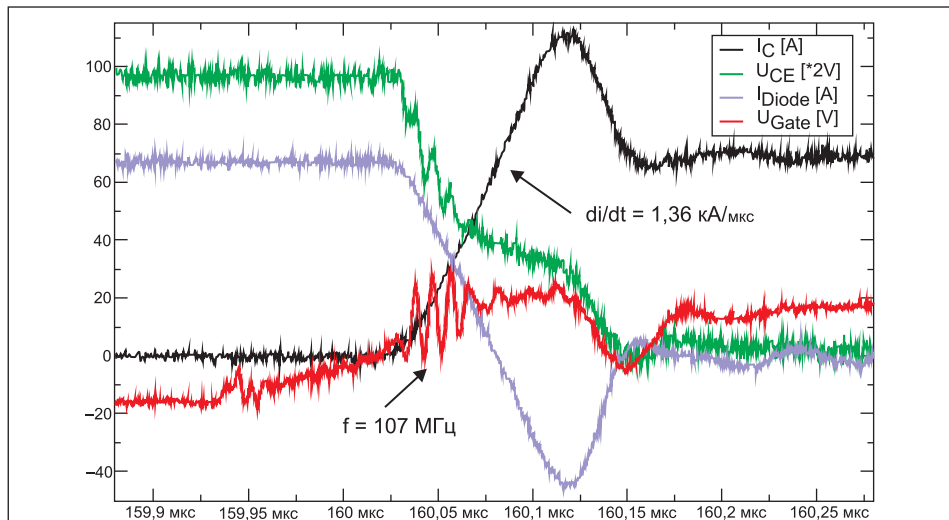


Рис. 3. Процесс включения: нарастание тока коллектора (10–90%) происходит за 100 нс

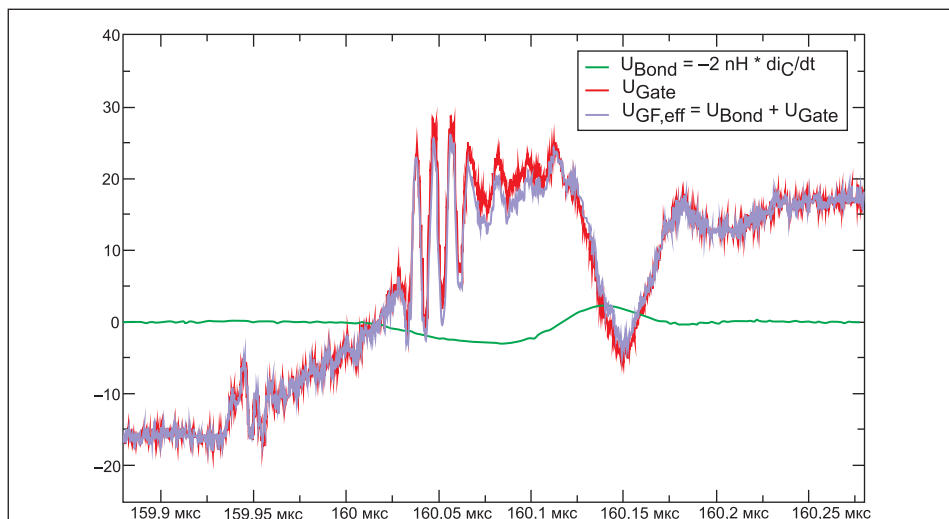


Рис. 4. Напряжение на затворе V_{GE} при включении (выборка из рис. 3). Зеленым цветом показано напряжение, наведенное на восьми параллельных проводниках вывода эмиттера (общая индуктивность 2 нГн). Синяя кривая — расчетное значение V_{GE}

«коллектор–эмиттер» dV_{CE}/dt . Однако емкость Миллера и сама сильно зависит от напряжения: она достигает минимума, когда V_{CE} становится равным напряжению в звене постоянного тока V_{DC} и максимуму, когда V_{CE} меньше сигнала управления V_{GE} . Данный процесс удобно наблюдать, сравнивая кривую в области «плато» и кривую изменения V_{CE} .

Поскольку время коммутации транзистора определяется характеристиками драйвера в значительной большей степени, чем задержкой включения IGBT, ток смещения оказывается небольшим. Благодаря этому длительность «плато Миллера» достаточно хорошо контролируется, и несоответствие между фактическими и заданными характеристиками работы системы является не критическим. Однако при переключении со слишком большой скоростью невозможно добиться устойчивого равновесия, так как высокое значение dV_{CE}/dt , вызванное этим обстоятельством, приведет и к большому току смещения. В результате потенциал затвора также будет быстро меняться, и IGBT окажется не в состоянии оперативно компенсировать его из-за наличия задержки. Следствием этого является мощный резонанс в цепи затвора и коллектора. В условиях теста легко можно воспроизвести резонанс на затворе с амплитудой 28 В при напряжении звена постоянного тока $V_{DC} = 200$ В.

Включение IGBT

Когда сигнал управления затвором IGBT достигает порогового значения $V_{GE(th)}$, начинается плавная перекоммутация тока коллектора I_C из оппозитного диода в транзистор. Это изменение тока создает перепад напряжения на индуктивности эмиттера, который частично компенсирует выходной сигнал драйвера U_A и уменьшает эффективную величину V_{GE} что является классическим примером отрицательной обратной связи.

В соответствии с базовыми принципами, следствием этого могло бы стать снижение скорости коммутации di/dt . Вместе с этим появляется отрицательная обратная связь из-за снижения проводимости IGBT, в результате чего ток может нарастать, что, в свою очередь, и вызовет высокочастотные осцилляции I_C . Однако это предположение не является абсолютно корректным, поскольку на самом деле здесь модулируется не электрический ток, а напряжение «коллектор–эмиттер». Токковая кривая достаточно инертна, и скорость изменения I_C невелика, поэтому напряжение, наведенное на индуктивности эмиттера, остается практически неизменным. Однако в данном случае необходимо различать две разные ситуации: когда скорость изменения сигнала драйвера выше, чем скорость коммутации IGBT (1), и когда она ниже (2).

В первом случае ток модулируется характеристиками переключения транзистора, что отображается известными кривыми, где напряжение «коллектор–эмиттер» резко падает только после того, как весь коммутируемый ток переходит в транзистор. Во втором случае

максимальное увеличение тока определяется окружающей схемой, т. е. эффективным значением индуктивностей цепей коммутации. При этом IGBT может войти в состояние раннего частичного насыщения, что проявляется в значительном спаде величины V_{CE} в процессе нарастания тока (рис. 3).

Снижение напряжения «коллектор–эмиттер», происходящее в процессе переключения, в большинстве случаев можно отслеживать на паразитных индуктивностях цепи коммутации, величина которых вычисляется по соотношению разницы напряжений V_{ZK} и V_{CE} и длительности фронта тока. При высоких скоростях переключения характерный плоский участок характеристики V_{CE} будет исчезать. Скорость нарастания тока в первую очередь определяется величиной резистора в цепи затвора R_G . Если во время последующего рабочего цикла IGBT коммутирует более высокий ток, то временной интервал будет расширяться соответственно. Таким образом, условия определения di/dt можно считать более-менее стабильными, что исключает быстрые изменения отрицательной обратной связи. При этом будут увеличиться потери переключения, но не создастся каких-либо тенденций к возникновению паразитных осцилляций.

Однако эффект Миллера создает более драматическую ситуацию, особенно при резких перепадах напряжения (9,8 кВ/мкс на рис. 3). По своей природе эта обратная связь является отрицательной, но она сдвинута по фазе из-за наличия конечного времени реакции IGBT. При возбуждении на определенной частоте отрицательная обратная связь может превратиться в положительную, что создает классический резонансный сценарий. Здесь мы видим четкую тенденцию к возникнове-

нию паразитных осцилляций с высокими токами смещения (более 2 А в данном примере). Резонансный процесс заканчивается только после нескольких циклов, как правило, это происходит в момент, когда сигнал отрицательной обратной связи по эмиттеру достигает пикового значения.

Индуктивность эмиттера является источником энергии, поступающей в цепь управления при высокой величине di/dt . Изменение энергии происходит непрерывно и плавно, поэтому возбуждения LC-контуров драйвера в этом случае не наблюдается.

Основными элементами паразитных контуров, определяющими частоту колебаний, являются паразитные индуктивности и емкость «затвор–эмиттер» C_{GE} (~4 нФ в нашем примере). В описанном тесте на затворе возбуждаются осцилляции с частотой около 100 МГц. Временные характеристики данного «первичного» LC-контра задаются главным образом задержкой переключения IGBT. Элементом связи с вторичным LC-контуром драйвера служит емкость «затвор–коллектор».

Отключение IGBT в аварийных режимах

Отключение IGBT при токовой перегрузке или коротком замыкании (КЗ) не только экстремально воздействует на структуру силового ключа, такой режим почти всегда провоцирует паразитные осцилляции. Причины возникновения перегрузок разнообразны, чаще всего это пробы на корпус или замыкание нагрузки. Аварийная ситуация может быть вызвана и особенностями схемы, например переходным процессом или током обратного восстановления диода оппозитного плеча. Подобные проблемы должны устраняться

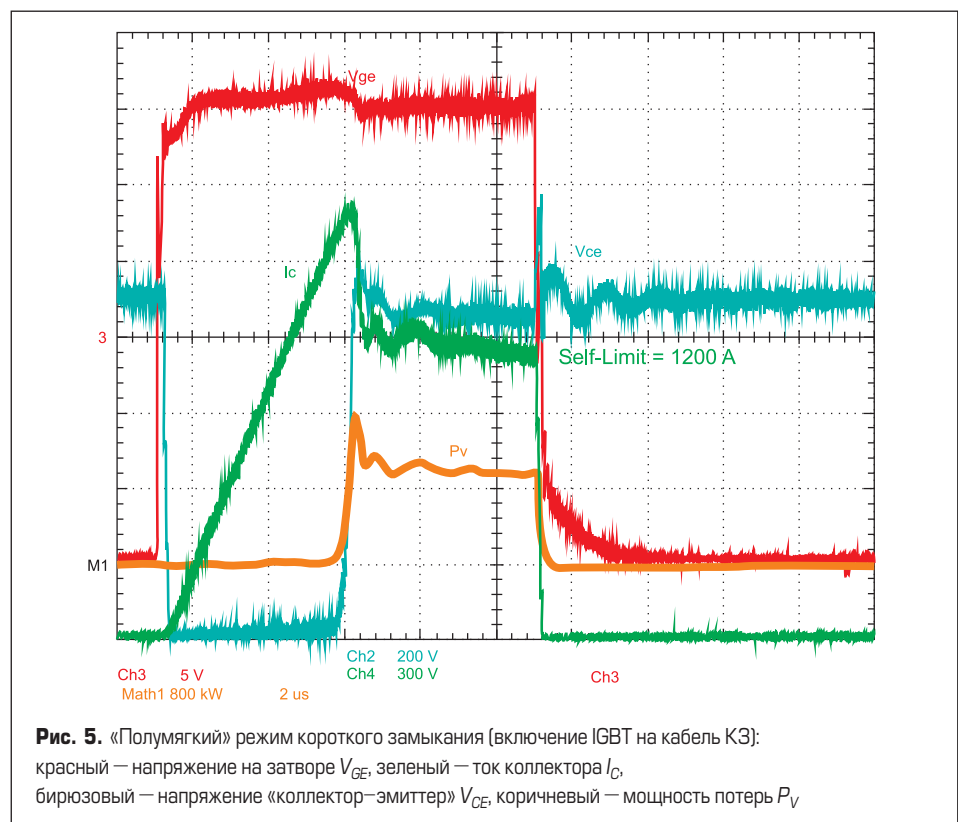


Рис. 5. «Полумягкий» режим короткого замыкания (включение IGBT на кабель КЗ): красный — напряжение на затворе V_{GE} , зеленый — ток коллектора I_C , бирюзовый — напряжение «коллектор–эмиттер» V_{CE} , коричневый — мощность потерь P_V

схемотехническими и технологическими методами: применением цепей формирования траектории (снабберов), выбором резисторов затвора, изоляцией цепей управления от силовых шин и др.

«Полумягкий» режим короткого замыкания, при котором IGBT включается на кабель известной длины, довольно часто встречается на практике и используется рядом производителей в качестве «тестового» (рис. 5). Это состояние легко реализуется в лабораторных условиях и не приводит к фатальным повреждениям ключей, особенно если испытания проводятся при пониженном напряжении на DC-шине.

Максимальный ток в цепи коллектора транзистора ограничен напряжением на затворе и крутизной транзистора. Из-за наличия большой емкости звена постоянного тока он практически не зависит от внутреннего сопротивления источника питания. Для современных технологий IGBT так называемый «ток самоограничения» (self-limit current) при заданном напряжении на затворе (как правило, $V_{GE} = 15$ В) примерно в пять-шесть раз превышает номинальное значение I_{Cnom} .

В момент включения ток коллектора плавно нарастает в соответствии с выражением $V_{CC} = L_S \times dI_C/dt$, где L_S — индуктивность цепи КЗ. После перехода IGBT в состояние самоограничения (линейный режим) напряжение на коллекторе увеличивается, что приводит к рассеянию очень большой мощности в кристаллах (график P_V). В нашем «тестовом» случае отключение IGBT происходит примерно через 10 мкс, хотя нормированное время КЗ для большинства современных модулей составляет 6 мкс. В реальных применениях защита современных драйверов срабатывает через 2–3 мкс после индикации выхода IGBT из насыщения.

КЗ нагрузки включенного транзистора является гораздо более жестким состоянием. При закорачивании плеча, являющегося оппозитным уже открытому транзистору, у последнего происходит скачкообразный рост напряжения «коллектор–эмиттер» ($V_{CE/SC}$ на рис. 6в), приводящий к увеличению напряжения на затворе V_{GE} вследствие эффекта Миллера (на рис. 6а). В результате этого ток КЗ возрастает до аномального уровня $I_{C/SCM}$ (рис. 6б), и нахождение транзистора при такой нагрузке может оказаться фатальным даже при быстрой реакции схемы защиты. Для предотвращения данной ситуации в некоторых схемах управления предусмотрено ограничение напряжения на затворе. Такая опция реализована, например, в цифровом драйвере нового поколения интеллектуальных модулей SKiP 4.

Как было отмечено выше, установившееся значение тока КЗ определяется напряжением на затворе. В то же время уменьшение этого напряжения приводит к повышению напряжения насыщения и, следовательно, к росту потерь проводимости. Устойчивость к КЗ тесно связана и с крутизной транзистора: IGBT с высоким коэффициентом усиления по току имеют низкое напряжение насыщения, но худшую

стойкость к перегрузкам, чем транзисторы с большим значением $V_{CE(sat)}$. В любом случае перегрузка по току и последующее отключение являются причиной наиболее опасных осцилляций в цепи управления.

Рекомендации

Какие же меры должны быть предприняты для подавления нежелательных колебаний? В большинстве случаев проблема может быть решена за счет увеличения номинала резистора затвора. При этом растет время переключения IGBT, однако данная мера является классическим способом демпфирования системы. При меньшей скорости коммутации эффективно снижается ток смещения и энергия возбуждения, а известный недостаток заключается в росте динамических потерь.

Другим известным решением является целевая настройка емкости вторичного LC-контура путем установки параллельного конденсатора в цепь «затвор–эмиттер». Это также позволяет подавить эффект Миллера благодаря улучшению соотношения входной и обратной емкости.

В некоторых случаях помогает установка по входу RC-цепочки, которая, вместе со встроенным сопротивлением и емкостью затвора, образует R-C-R-C-двухкаскадный фильтр низких частот. Если граничные частоты $f_{cut-off}$ обеих частей фильтра совпадают, то результирующая частота среза f_{tot} будет в два раза ниже ($f_{tot} = 0,5f_{cut-off}$). Во многих случаях такой компромисс оказывается до-

вольно полезным, однако платой за него является снижение скорости переключения и рост динамических потерь.

Разработчик должен стараться обеспечить низкий выходной импеданс схемы управления во всем диапазоне рабочих режимов, включая высокие частоты. Соединение выхода драйвера с затвором необходимо выполнять витой парой минимальной длины, эта рекомендация является наиболее эффективной и простой в реализации. Грамотная трассировка данного соединения способствует уменьшению индуктивности, при разводке по печатной плате сигнальные цепи затвора и эмиттера должны выполняться параллельными дорожками на одном слое, или, что еще лучше, на двух соседних слоях.

Очень важно использовать в выводах питания драйвера конденсаторы с высоким допустимым током пульсаций, что позволяет снизить паразитную индуктивную связь питающих цепей и транзисторов выходного каскада. Последняя, но не менее важная рекомендация касается применения выходных транзисторов схемы управления с малым сопротивлением открытого канала. Строгое соблюдение указанных простых мер позволяет обойтись без снижения скорости коммутации, а также без использования сложных цепей фильтрации.

Заключение

Паразитные индуктивности и емкости, являющиеся неотъемлемой частью силовых модулей, не позволяют им переключаться с высокой скоростью и малым уровнем динамических потерь. Технические характеристики схемы управления должны быть адаптированы к свойствам IGBT таким образом, чтобы их взаимная связь не приводила к возникновению паразитных осцилляций в процессе коммутации. Классические методы демпфирования не всегда являются достаточно эффективными при решении этой задачи. В процессе разработки нового драйвера очень важно сосредоточить внимание на интерфейсе между выходом схемы управления и силовым ключом. Одной из главных задач при этом является обеспечение низкого полного импеданса во всем диапазоне рабочих частот.

Литература

1. Schröder D. Leistungselektronische Bauelemente. Springer-Verlag Berlin Heidelberg. 2006.
2. Schuler S. Fast Switching IGBTs Create New Challenges // Power Electronics Europe. Issue 1. 2011.
3. Kunze U. Skript 2009, Fakultät für Elektrotechnik, Ruhr-Universität Bochum
4. Schmitt G. Ansteuerung von Hochvolt-IGBTs über optimierte Gatestromprofile. Dissertation. 2009.
5. Malane D. Untersuchung und Vergleich der Schalteigenschaften eines Trench-IGBTs bei hohen Gatespannungen bis 60 Volt, Diplomarbeit. TU Dresden. 2012.

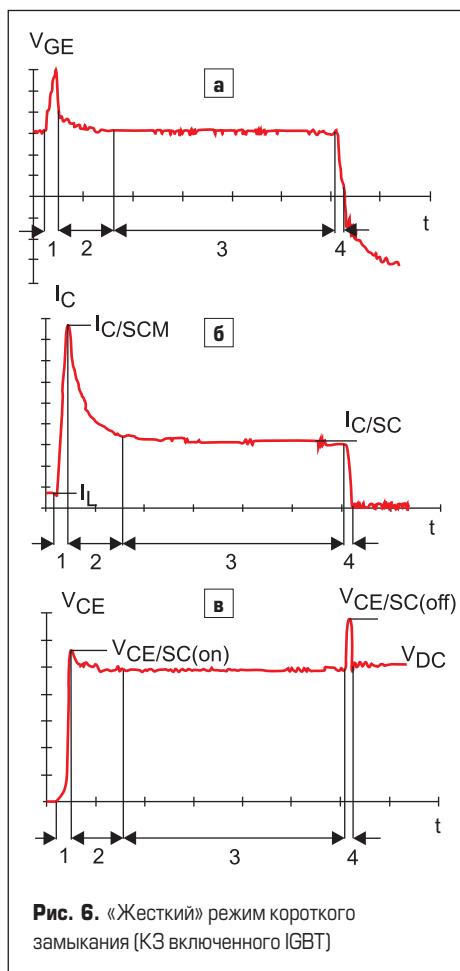


Рис. 6. «Жесткий» режим короткого замыкания (КЗ включенного IGBT)