

Маркус Хермвиль (SEMİKRON Int. GmbH), Андрей Колпаков (ООО СЕМИКРОН)

УПРАВЛЕНИЕ ИЗОЛИРОВАННЫМ ЗАТВОРОМ IGBT. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ, ЧАСТЬ 2.

В предыдущей статье [1] мы рассмотрели процессы, происходящие в затворе IGBT при его коммутации, и определили мощность, необходимую драйверу для работы. В предлагаемом материале продолжается обсуждение вопросов, связанных с управлением силовыми ключами с изолированным затвором. Поведение IGBT в режиме переключения определяется характеристиками цепей, осуществляющих перезаряд входных емкостей. В первую очередь к ним относятся выходной каскад драйвера и резистор затвора R_G (описаны в [2]...[6]).

Включение IGBT производится подачей на затвор положительного напряжения (как правило, $V_{G(on)} = +15$ В), типовое значение напряжения выключения находится в диапазоне $V_{G(off)} = -5...-15$ В. При определенных величинах $V_{G(on)}/V_{G(off)}$ динамические характеристики ключа могут быть заданы резисторами, установленными в цепи затвора и ограничивающими его ток I_G (см. рис. 1, 2). С помощью подбора номиналов $R_{G(on)}/R_{G(off)}$ можно изменить время переключения, уровень динамических потерь и коммутационных перенапряжений, а также ряд других параметров, включая состав спектра электромагнитных помех. Таким образом, выбор импеданса цепи управления затвором — один из важнейших этапов проектирования, требующий самого пристального внимания.

Величины емкостей затвора зависят от напряжения «коллектор — эмиттер» V_{CE} IGBT, поэтому они изменяются в процессе его

коммутации. Соответствующие графики зависимости C_{ies} , C_{oes} , C_{res} от V_{CE} приводятся в технических характеристиках силовых модулей. Импеданс цепи управления, ограничивающий пиковое значение тока затвора I_G в моменты включения и выключения, определяет время перезаряда входных емкостей. На рисунке 2а и 2б показаны цепи протекания токов при использовании отдельных резисторов линий включения и выключения $R_{G(on)}/R_{G(off)}$, форма тока затвора I_G при подаче импульса управления V_{GE} приведена на рисунке 2в.

При уменьшении значений $R_{G(on)}/R_{G(off)}$ снижается постоянная времени цепи перезаряда, соответственно уменьшается время переключения t_R/t_F и уровень динамических потерь E_{sw} . Несмотря на положительный эффект от снижения рассеиваемой мощности, увеличение скорости спада тока ведет к опасному росту уровня коммутационных перенапряжений V_{stray} , вызванных наличием распределенной индуктивности L_S силовых шин звена постоянного тока: $V_{stray} = L_S \times di/dt$.

Наглядное представление о данном эффекте дают эпюры, приведенные на рисунке 3. Затемненная область графиков, являющаяся производением тока коллектора I_C на напряжение V_{CE} в течение времени выключения, представляет собой энергию потерь E_{off} .

При неудачной конструкции DC-шины и большом значении L_S всплеск напряжения V_{stray} способен вывести силовой ключ из строя. Особенно опасным процесс становится в режиме отключения IGBT при коротком замыкании (КЗ), когда величина di/dt максимальна. Уровень V_{stray} может быть снижен за счет выбора большего номинала резистора $R_{G(off)}$ (15 Ом вместо 10 Ом, как показано на рисунке). Именно поэтому в некоторых драйверах IGBT (например, SKYPER 32PRO) реализован режим плавного отключения SSD (Soft Shut Down), при котором запираение IGBT осуществляется через отдельный резистор $R_{G(off)}$ большого номинала. Естественной платой за это является увеличение энергии потерь, поэтому при использовании современных типов IGBT и корректной топологии DC-шины применение режима SSD не рекомендуется.

Следует также отметить, что увеличение скоростей переключения, приводящее к росту di/dt и dv/dt , повышает и уровень излучаемых преобразователем электромагнитных помех (EMI). В таблице 1 показано, как изменение величины резистора затвора влияет на основные динамические характеристики IGBT.

Недавно компания SEMİKRON выпустила на рынок четвертое поколение модулей на базе кристаллов IGBT Trench 4 и быстрых диодов CAL 4 [7]. Одним из основных достоинств новых модулей является пониженная почти на 30% скорость изменения тока di/dt при меньшем (примерно на 20%) значении энергии потерь. Благодаря этому применение новых ключей позволяет не только повысить эффективность преобразования, но

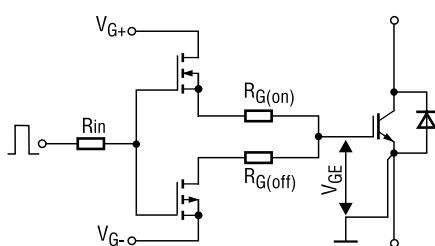


Рис. 1. Цепь управления затвором

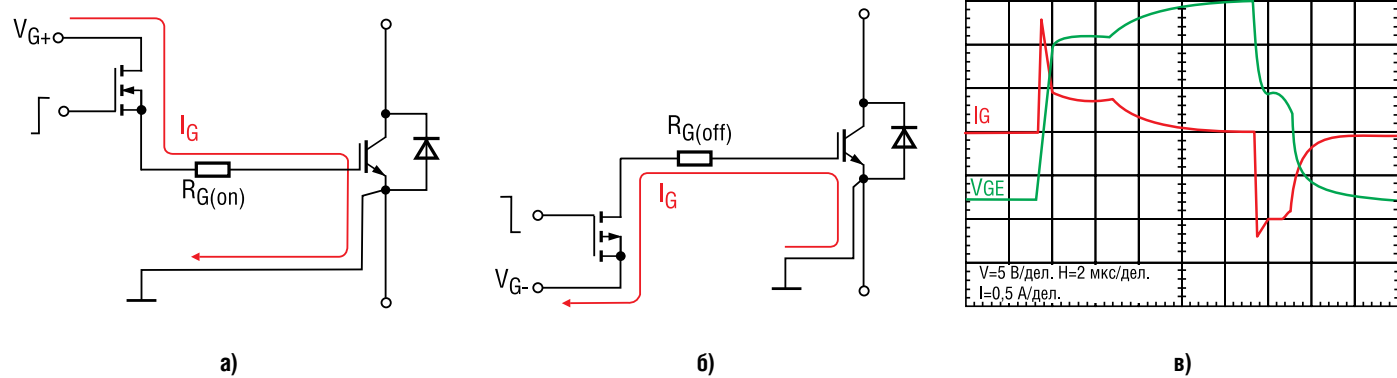


Рис. 2. А, Б - ограничение тока включения/выключения с помощью резисторов $R_{G(on)}$, $R_{G(off)}$; В - напряжение V_{GE} и ток затвора I_G

и улучшить электромагнитную совместимость и снизить риск пробоя в аварийных ситуациях.

Динамические характеристики оппозитного диода IGBT также зависят от номинала резистора затвора и во многом определяют его минимальное значение. Скорость включения транзистора не должна превышать скорости обратного восстановления диода: снижение величины R_G и соответствующее увеличение di/dt приводит не только к росту уровня перенапряжения при запираии IGBT, но и создает динамический стресс для диода.

В своих модулях компания SEMIKRON использует быстрые диоды, производимые по собственной технологии CAL (Controlled Axial Lifetime), позволяющей изменять время жизни носителей. Их основным отличием является плавная характеристика обратного восстановления $dirr/dt$ и оптимально согласованные с IGBT динамические характеристики. Это способствует снижению уровня динамических потерь и ЕМІ, а также уменьшению величины перенапряжений при выключении.

Выбор резистора затвора

Как правило, выходной каскад драйверов строится по двутактной схеме с разделенным выходом, как показано на рисунке 1. Входы обоих MOSFET-транзисторов управляются одним логическим сигналом: когда он имеет высокий уровень, открывается N-канальный ключ, при низком уровне — P-канальный. Испол-

зование разделенного выхода позволяет формировать асимметричное напряжение управления V_{GE} и подбирать номиналы резисторов R_G независимо для режимов включения и выключения.

Оптимизация цепи управления затвором подразумевает выбор номиналов $R_{G(on)}/R_{G(off)}$ (при заданном значении V_{GE}), обеспечивающий минимальный уровень динамических потерь, отсутствие опасных осцилляций при переключении, малый ток обратного восстановления оппозитного диода и низкий уровень коммутационных перенапряжений. Поиск оптимума затруднен тем, что часть указанных параметров находится в противоречии друг с другом (см. таблицу 1).

Как правило, для управления более мощным IGBT требуется меньший резистор затвора и наоборот. При этом значение R_G , указанное в качестве референсного (R_{Gref}) в технических характеристиках, не всегда обеспечивает наилучший баланс указанных выше свойств. Оптимальная величина резистора для большинства конкретных применений находится в диапазоне $R_{Gref} \dots 2 \times R_{Gref}$. Как правило, величина R_{Gref} является и минимально рекомендуемой, обеспечивающей безопасное отключение предельно допустимого импульсного тока IGBT (ICM). Напомним, что область безопасной работы (ОБР или SOA) нормируется для ICM или двойного номинального тока коллектора $ICM = 2 \times I_C$.

В большинстве практических схем именно сопротивление $2 \times R_{Gref}$

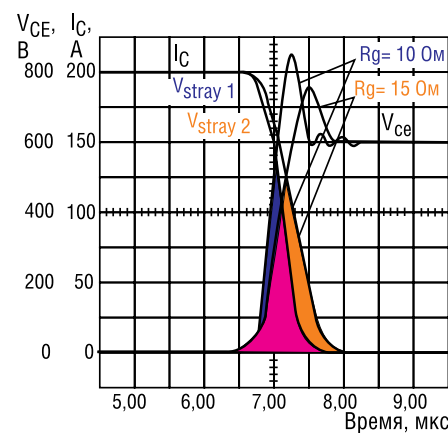


Рис. 3. Рост коммутационного перенапряжения V_{stray} при увеличении di/dt

обеспечивает необходимый баланс и с него начинается процесс оптимизации динамических характеристик. Уменьшение номинала резистора затвора возможно только до тех пор, пока растущая скорость коммутации тока di/dt не вызывает появления опасных перенапряжений. Следует также помнить о том, что снижение импеданса цепи управления затвором приводит к повышению токовой нагрузки на драйвер и увеличению рассеиваемой им мощности.

Правильность выбора R_G при проектировании должна подтверждаться испытаниями готовой конструкции, включающими анализ тепловых режимов и измерение величины V_{stray} при всех условиях эксплуатации вплоть до короткого замыкания. Именно такая методика используется дизайнерским центром SEMIKRON во Франции, разработавшим за 35 лет более 12000 проектов различ-

Таблица 1. Влияние резистора затвора на динамические свойства IGBT

Динамические характеристики	RG↑	RG↓
Время включения, t_{on}	↑	↓
Время выключения, t_{off}	↑	↓
Энергия включения, E_{on}	↑	↓
Энергия выключения, E_{off}	↑	↓
Пиковый ток включения (IGBT)	↓	↑
Пиковый ток выключения (диод)	↓	↑
Скорость изменения напряжения, dv/dt	↓	↑
Скорость изменения тока, di/dt	↓	↑
Уровень перенапряжения при коммутации, V_{stray}	↓	↑
Уровень электромагнитных помех (EMI)	↓	↑

ных устройств, мощностью от десятков кВт до единиц МВт.

Практические рекомендации

При выборе сопротивления затвора следует учитывать, что во время протекания токов заряда/разряда на нем может рассеиваться большая мощность. Рекомендуется выбирать резисторы, имеющие низкий температурный коэффициент ТКС и разброс номиналов, не превышающий 1%. В большинстве случаев хорошим решением является использование параллельного соединения некоторого количества сопротивлений в smd- исполнении (MELF, MINI-MELF). При этом обеспечивается высокая стойкость к импульсным перегрузкам, хорошее распределение тепла и нечувствительность схемы к отказу одного из сопротивлений.

Ошибка в выборе R_G может привести к крайне нежелательным последствиям, при этом необходимо анализировать влияние

цепи управления затвором на все режимы работы преобразователя. Например, увеличение номинала R_G , позволяющее снизить уровень коммутационных выбросов, неизбежно приведет к росту динамических потерь и перегреву силового ключа. Возможным следствием использования неоправданно большого резистора затвора может быть переход IGBT в линейный режим и появление осцилляций в затворной цепи. В свою очередь, как уже было отмечено, результатом применения слишком малого R_G является рост всплесков напряжения при переключении и повышение уровня EMI.

Разработчик должен отдавать себе отчет в том, что оптимизация цепи управления затвором не может компенсировать негативные последствия, вызванные неудачной конструкцией DC-шины, не обеспечивающей низкое значение распределенной индуктивности L_S . В этом случае уровень коммутационных перенапряжений мо-

жет быть опасным даже в номинальных режимах эксплуатации, поэтому минимизация величины L_S является первой и главной задачей разработки звена постоянного тока. Только в случае решения данной проблемы можно думать об оптимизации R_G и целесообразности применении режима плавного отключения SSD.

Резисторы затвора должны располагаться максимально близко к выводам управления модуля IGBT, соединение выходов драйвера с ними должно по возможности производиться прямым бифилярным проводом. В противном случае в паразитном контуре, образованном распределенной индуктивностью линии L_{wire} и входной емкостью IGBT C_{ies} могут возбуждаться опасные колебания. Одним из способов борьбы с ними является также выбор резистора затвора на основе соотношения $R_{G(min)} \geq 2 \times (L_{wire}/C_{ies})^{1/2}$.

Литература

1. Маркус Хермвиль, Андрей Колпаков, «Управление изолированным затвором IGBT. Основные положения, часть 1», Новости Электроники №11, 2008
2. Application Manual Power Modules, Semikron International
3. M. Hermwille, «Gate Resistor – Principles and Applications», Application Note AN-7003, Semikron International
4. M. Hermwille, «Plug and Play IGBT Driver Cores for Converters», Power Electronics Europe Issue 2, pp. 10-12, 2006
5. P. Bhosale, M. Hermwille, «Connection of Gate Drivers to IGBT and Controller», Application Note AN-7002, Semikron International
6. M. Hermwille, «IGBT Driver Calculation», Application Note AN-7004, Semikron International
7. Андрей Колпаков, «Trench 4. Инструкция по эксплуатации», Силовая Электроника №2, 2008.

SEMİKRON
innovation+service

- IGBT-модули SEMiX
- Новые драйверы SKYPER32 для IGBT-модулей
- Силовые модули инверторов SEMIKUBE
- Стандартные модули IGBT SEMITRANS
- Диодно-тиристорные модули SEMiX и SEMIPACK
- Интеллектуальные силовые модули SkiiP

Получение технической информации, заказ образцов, поставка – e-mail: theory.vesti@compel.ru