

Управление изолированным затвором IGBT.

Характеристика затвора и динамические свойства IGBT

Драйвер изолированного затвора MOSFET/IGBT, как связующее звено между контроллером и силовым каскадом, является одним из ключевых компонентов преобразовательного устройства. Характеристики схемы управления во многом определяют параметры самого преобразователя - величину статических и динамических потерь, скорость переключения, уровень электромагнитных помех. С этой точки зрения расчету режимов управления и выбору драйвера следует уделять самое пристальное внимание.

Поведение IGBT в динамических режимах в первую очередь зависит от значения емкостей затвора, а также внутреннего и внешнего импеданса цепи управления.

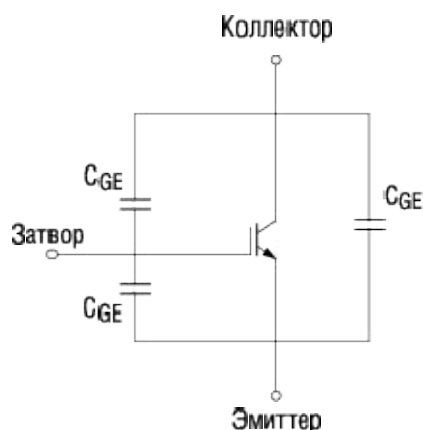


Рис. 1. Паразитные емкости IGBT

На рисунке 1 показаны основные паразитные емкости переходов, нормируемые в технических характеристиках:

C_{GE} - емкость «затвор - эмиттер»;

C_{CE} - емкость «коллектор - эмиттер»;

C_{GC} - емкость «затвор - коллектор» (или емкость Миллера).

Емкости затвора не изменяются с температурой, а их зависимость от напряжения «коллектор-эмиттер» становится более выраженной при снижении значения V_{CE} . Заряд затвора Q_G , определяемый значениями C_{GC} и C_{GE} , является ключевым параметром при расчете мощности, рассеиваемой схемой управления.

Поведение IGBT при его открывании полностью определяется характеристикой заряда затвора. Упрощенные эпюры напряжения «затвор-эмиттер» V_{GE} , тока затвора I_G , тока коллектора I_C и напряжения «коллектор-эмиттер» V_{CE} в процессе перехода транзистора в насыщенное состояние представлены на рисунке 2.

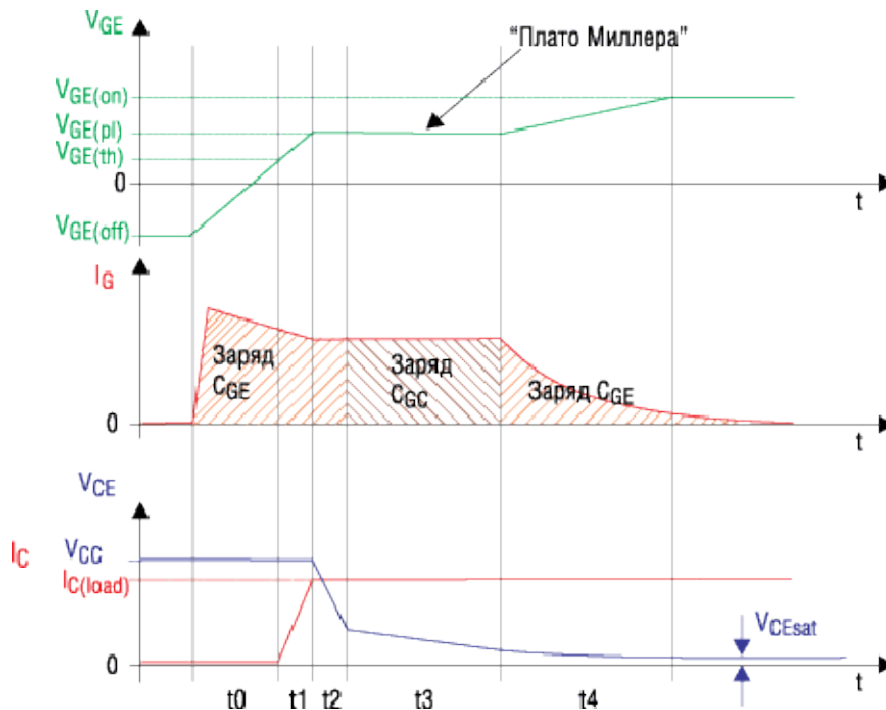


Рис. 2. Упрощенные эпюры процесса включения IGBT

Процесс включения IGBT условно можно разделить на три этапа, которые связаны с первичным зарядом входной емкости C_{GE} , зарядом емкости Миллера C_{GC} и, наконец, полным зарядом C_{GE} , идущим до насыщения транзистора.

Рассмотрим более подробно процесс включения транзистора, эпюры которого представлены на рисунке 2. На отрезке времени t_0 происходит начальный заряд входной емкости затвора C_{GE} . Для упрощения будем считать, что заряд производится постоянным током, поэтому данному этапу соответствует первый линейный участок нарастания напряжения V_{GE} , который продолжается до момента времени t_1 . В этой точке напряжение затвора достигает порогового значения отпираания транзистора $V_{GE(th)}$. В зависимости от свойств транзистора и импеданса цепи управления, ток затвора I_G на данном участке может достигать значения в несколько десятков Ампер. Поскольку до точки t_1 напряжение затвора находится ниже порога отпираания, отсутствует ток коллектора I_C , а напряжение «коллектор-эмиттер» V_{CE} остается равным напряжению питания V_{CC} .

Как только сигнал управления становится выше порогового значения, начинается включение IGBT, характеризующееся ростом тока коллектора до значения, ограничиваемого нагрузкой (I_{Cload}). Сказанное справедливо при использовании идеального оппозитного диода, в реальных схемах амплитуда тока в момент включения несколько превышает величину I_{Cload} . Причиной этого является процесс обратного восстановления диода, в результате чего ток восстановления I_{rr} добавляется к I_C на время перехода диода в непроводящее состояние. Именно поэтому напряжение V_{CE} на отрезке времени t_1 остается на прежнем уровне.

Далее сигнал управления затвором достигает величины $V_{GE(pl)}$, носящей название «плато Миллера», она поддерживается в течение промежутков времени t_2 и t_3 . На этом же этапе после полного выключения оппозитного диода начинается спад напряжения коллектора V_{CE} , скорость которого dV_{CE}/dt во время t_2 достаточно высока. Она снижается на промежутке t_3 , в течение которого транзистор переходит в насыщенное состояние. Все это время в соответствии с графиком, приведенным на рисунке 1b, емкость Миллера C_{GC} возрастает и заряжается частью тока затвора I_{GC} , что и обуславливает стабилизацию сигнала управления затвором на уровне $V_{GE(pl)}$.

В начале временного отрезка t_4 транзистор уже полностью включен, а емкость CCG - заряжена. Экспоненциально спадающий ток затвора продолжает поступать во входную емкость CGE, доводя напряжение на ней до максимального значения $V_{GE(on)}$, определяемого схемой управления. В конце данного этапа величина V_{CE} достигает своего минимума, называемого напряжением насыщения V_{CEsat} .

При выключении транзистора описанные процессы происходят в обратном порядке.

Измерение характеристик затвора

На рисунке 3а показана схема, которая может быть использована для измерения заряда затвора. Включение и выключение IGBT производится от источника стабилизированного тока $+I_G/-I_G$.

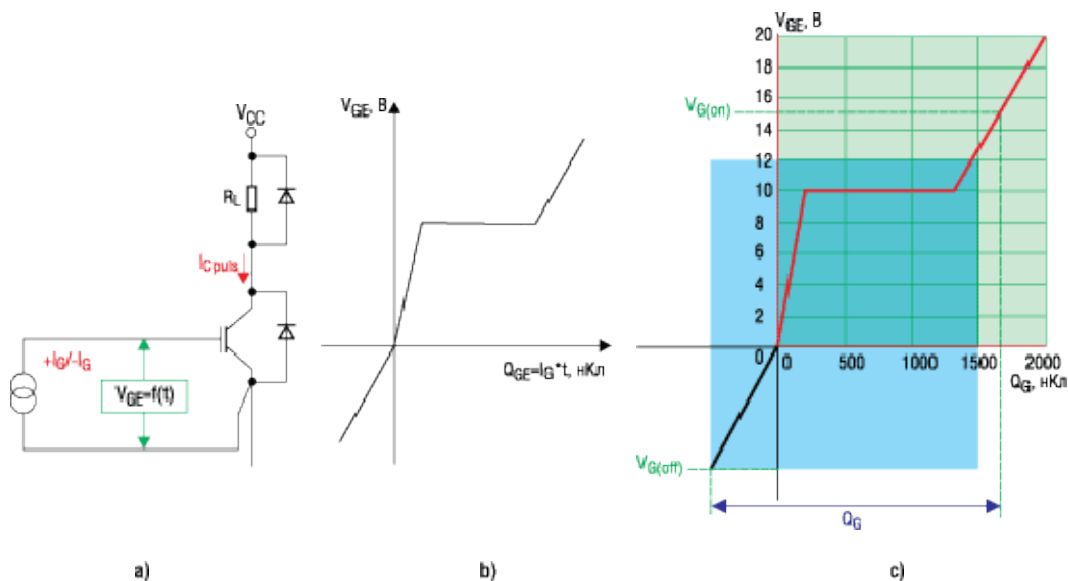


Рис. 3. а) схема измерения заряда затвора, б) типовая характеристика затвора $V_{GE} = f(t) \ll V_{GE} = f(Q_G)$, в) экстраполяция характеристики

К транзистору прикладывается напряжение питания V_{CC} , амплитуда импульса тока коллектора $I_{C,pulse}$ ограничена величиной нагрузки R_L . Поскольку ток затвора стабилен, напряжение V_{GE} изменяется линейно на каждом временном участке, так же линейно, в соответствии с соотношением $Q_G = I_G \times t$ идет накопление заряда. Вследствие этого, изменение напряжения на затворе оказывается эквивалентно характеристике затвора: $V_{GE} = f(t) \ll V_{GE} = f(Q_G)$, как показано на рисунке 3б. Данный метод определения характеристики Q_G описан в документе IEC 60747-9, Ed.2: «Semiconductor Devices - discrete Devices - Part 9: Insulated-Gate Bipolar Transistors (IGBT).

Если в спецификации транзистора приводится только положительная область характеристики, то суммарное значение Q_G может быть определено с помощью экстраполяции, как показано на рисунке 3с. Светло-зеленый прямоугольник представляет собой квадрант величин, нормированных в технических характеристиках. С помощью параллельного переноса этой зоны вдоль графика Q_G до значения $V_{G(off)}$ можно получить характеристику, расположенную в 1 и 3 квадрантах.

Заряд затвора Q_G можно также определить расчетным способом на основании величины входной емкости C_{iss} :

$$Q_G = C_G \times (V_{G(on)} - V_{G(off)}), \text{ где } C_G = kC \times C_{iss}$$

Коэффициент пересчета емкости затвора k_C определяется в соответствии с выражением $k_C = QG(ds)/(C_{ies} \times (V_{G(on)} - V_{G(off)}))$,

где $QG(ds)$ - номинальное значение заряда, нормируемое в спецификациях при заданных напряжениях управления $V_{G(on)}/V_{G(off)}$.

Ток затвора и выходная мощность драйвера

Мощность, необходимая драйверу для коммутации IGBT, является функцией частоты коммутации f_{sw} и энергии E , необходимой для заряда и разряда емкостей затвора. Таким образом, выходная мощность схемы управления изолированным затвором $PGD(out)$ определяется по следующей формуле: $PGD(out) = E \times f_{sw}$.

В свою очередь величина E зависит от значения заряда затвора QG и перепада управляющего напряжения dV_G : $E = QG \times (V_{Gon} - V_{Goff})$. Отсюда результирующее выражение для определения мощности драйвера: $PGD(out) = QG \times (V_{Gon} - V_{Goff}) \times f_{sw}$.

Еще одним важным параметром является величина тока затвора I_G , которого должно быть достаточно для коммутации упомянутых выше емкостей и, следовательно, для переключения IGBT. На рисунке 4 показано, как распределяется ток управления затвором IGBT I_G между его входными емкостями C_{GE} и C_{GC} .

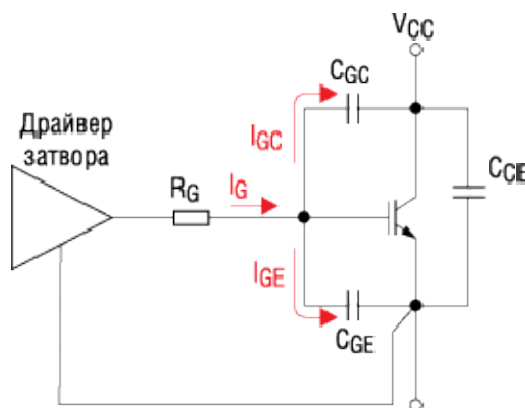


Рис. 4. Емкости и токи затвора

Минимальная величина I_G может быть рассчитана следующим образом: $I_G = I_{GE} + I_{GC} = QG \times f_{sw}$.

В свою очередь пиковое значение тока затвора I_{Gpeak} , определяющее скорость перезаряда QG , непосредственно влияет и на скорость переключения IGBT. При увеличении значения I_{Gpeak} сокращается время включения t_{on} и выключения t_{off} и соответственно уменьшаются коммутационные потери. Это неизбежно влияет и на другие важные динамические свойства IGBT, например, на величину коммутационного всплеска напряжения при выключении, зависящего от скорости спада тока di/dt . С этой точки зрения повышение скорости коммутации является в большей степени негативным фактором, снижающим надежность работы устройства.

Теоретическое пиковое значение тока затвора определяется по формуле $I_{Gpeak} = (V_{G(on)} - V_{G(off)})/(R_G + R_{G(int)})$, где $R_{G(int)}$ - внутренний импеданс цепи управления, включающий резистор, устанавливаемый внутри модуля IGBT. На практике амплитуда тока оказывается несколько меньше расчетного уровня из-за наличия распределенной индуктивности цепи управления.

Максимально допустимое значение выходного тока, как и минимальная величина R_G , как правило, указывается в спецификации драйвера. Необходимо учесть, что несоблюдение требований по ограничению предельной величины I_{Gpeak} может привести к выходу схемы управления из строя.

Выбор драйвера

При выборе устройства управления затвором IGBT необходимо принимать во внимание следующие требования:

- справочное значение среднего тока драйвера I_{Gav} должно быть выше расчетного значения, а максимально допустимая величина его пикового тока I_{Gpeak} должна быть равной или превышать реальное значение, ограниченное импедансом цепи управления;
- выходная емкость схемы управления (емкость, установленная по питанию выходного каскада) должна быть способной запасать заряд ($QC = C \times U$), необходимый для коммутации IGBT;

С помощью приведенных выше формул и выражений разработчик может определить все необходимые параметры схемы управления затвором. Для автоматизации этого процесса специалисты компании SEMIKRON разработали простую программу DriverSEL, позволяющую определить все необходимые параметры и произвести выбор соответствующего драйвера.

Программа DriverSEL доступна для свободного пользования на сайте компании <http://www.semikron.com/>. Следует отметить, что она позволяет проводить анализ режимов работы схемы не только при управлении модулем IGBT (или их параллельным соединением) SEMIKRON, но и любого другого производителя. В первом случае параметры цепи затвора берутся из встроенной базы данных, во втором они должны быть описаны пользователем с помощью меню «User Defined Module Parameters».

На рисунке 5 показано рабочее окно программы DriverSel, состоящее из трех фрагментов: меню ввода данных, результаты расчетов и типы драйверов, рекомендуемые SEMIKRON для заданных режимов работы.

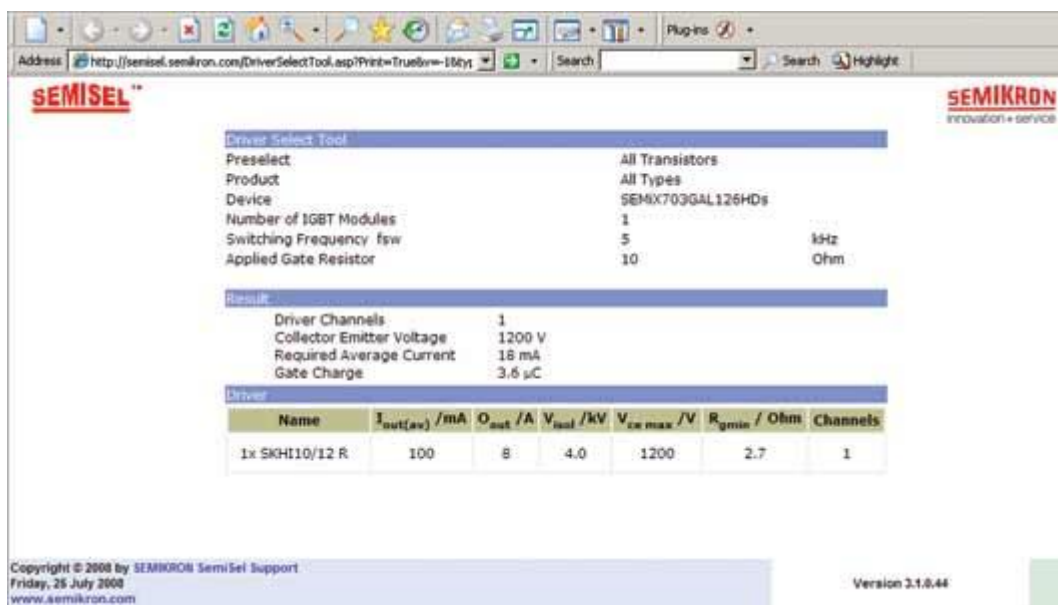


Рис. 5. Рабочее окно программы DriverSel

Для расчета DriverSel необходима следующая информация:

1. тип модуля (в данном случае SEMiX 653GD176HDc), при этом программа получает из базы данных информацию о заряде затвора QG, рабочем напряжении и конфигурации модуля;
2. количество параллельно соединенных модулей - это число позволяет определить суммарный заряд затвора, на основании чего производится расчет мощности, рассеиваемой драйвером;
3. рабочая частота fsw - информация, также необходимая для определения рассеиваемой мощности;
4. номинал резистора затвора.

Если выбрать режим «User Defined Module Parameters» (параметры модуля, определяемые пользователем), то появится дополнительное меню, состоящее из трех окон:

- Gate charge per module (заряд затвора модуля в мкКл);
- Collector - Emitter Voltage (напряжение «коллектор - эмиттер»);
- Number of switch per module (количество ключей в модуле: 1- одиночный ключ, 2- полумост, 6- 3-фазный мост, 7- 3-фазный мост с тормозным чоппером).

Для корректной работы DriverSel, требуется указать два значения заряда затвора: для напряжения открывания транзистора +15 В и напряжения запирающего -8 В.

Величина резистора затвора RG необходима для вычисления пикового тока управления. На основании полученных данных программа будет выбирать драйвер с соответствующим значением предельного тока. Если номиналы резисторов для режимов включения и выключения RGon/RGoff различаются, то нужно использовать минимальное значение. Если величина резистора неизвестна, можно задать величину 10 Ом, при этом необходимо учесть, что рекомендуемое минимальное значение RGmin будет показано в результатах расчетов.

Введя требуемые данные, Вы получите в результате рекомендации «Suggestion for SEMIKRON IGBT driver» в виде, представленном в нижней части рисунка 2:

- Number of Drivers- необходимое для данного модуля количество схем управления (например, три полумостовых драйвера для 3-фазного модуля);
- IoutPEAK- пиковое значение выходного тока драйвера, определяемое по формуле $I_{outPEAK} = V_{GE}/R_G$;
- IoutAVmax, RGmin, VS- справочные значения среднего тока, минимального резистора затвора и напряжения питания для драйвера данного типа.

Программа выдает замечание «A suitable driver could not be found», если для заданных условий корректно выбрать устройство управления невозможно. Это может быть в случае, если суммарный заряд затвора оказывается недопустимо большим (большое количество параллельно соединенных модулей), слишком велика частота коммутации или указанный резистор затвора меньше минимально возможного значения.

Включение IGBT производится подачей на затвор положительного напряжения (как правило, $V_{G(on)} = +15 \text{ В}$), типовое значение напряжения выключения находится в диапазоне $V_{G(off)} = -5 \dots -15 \text{ В}$. При определенных величинах $V_{G(on)}/V_{G(off)}$ динамические характеристики ключа могут быть заданы резисторами, установленными в цепи затвора и ограничивающими его ток IG (см. рис. 1, 2).

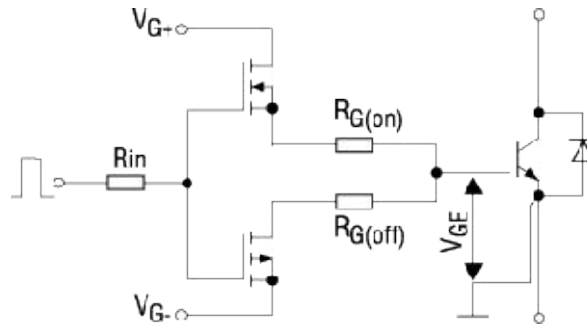


Рис. 1. Цепь управления затвором

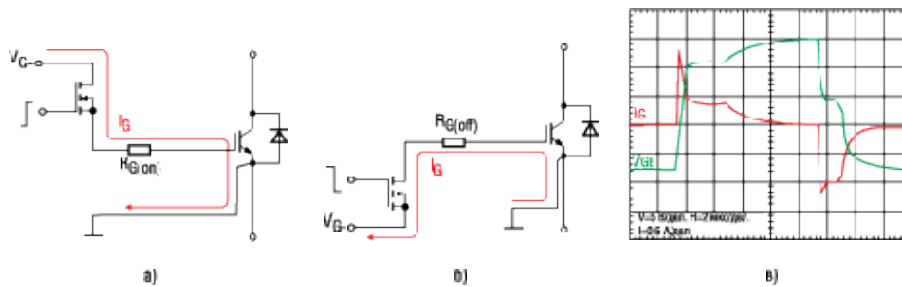


Рис. 2. А, Б - ограничение тока включения/выключения с помощью резисторов $R_G(\text{on})$, $R_G(\text{off})$, В - напряжение V_{GE} и ток затвора I_G

С помощью подбора номиналов $R_G(\text{on})/R_G(\text{off})$ 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 $R_G(\text{on})/R_G(\text{off})$, форма тока затвора I_G при подаче импульса управления V_{GE} приведена на рисунке 2в.

При уменьшении значений $R_G(\text{on})/R_G(\text{off})$ снижается постоянная времени цепи перезаряда, соответственно уменьшается время переключения t_R/t_F и уровень динамических потерь ESW . 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 LS силовых шин звена постоянного тока: $V_{stray} = LS \times di/dt$.

Наглядное представление о данном эффекте дают эпюры, приведенные на рисунке 3.

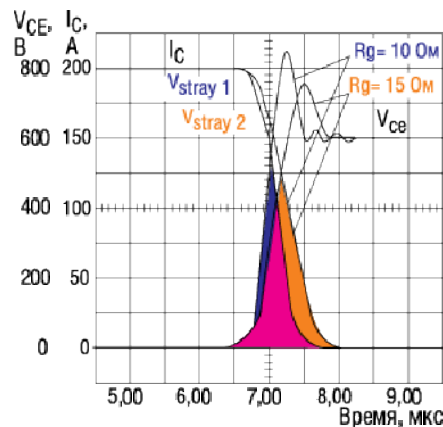


Рис. 3. Рост коммутационного перенапряжения V_{stray} при увеличении di/dt

Затемненная область графиков, являющаяся произведением 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 LS 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_{Goff} (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 запирающие IGBT осуществляются 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.

Таблица 1. Влияние резистора затвора на динамические свойства IGBT

Динамические характеристики	R_G	R_G^-
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)	↓	←

Недавно компания SEMIKRON 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 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_C/dt приводит не только к росту уровня перенапряжения при запираании 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 di_{rr}/dt и оптимально согласованные с IGBT динамические характеристики. Это способствует снижению уровня динамических потерь и EMI, 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. Использование разделенного выхода позволяет формировать асимметричное напряжение управления VGE 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 VGE), 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 $ICM = 2 \times IC$.

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

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 может 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 $R_{G(min)} \geq 2 \times (L_{wire}/C_{ies})^{1/2}$.