

# УПРАВЛЕНИЕ ИЗОЛИРОВАННЫМ ЗАТВОРОМ. Часть 1

МАРКУС ХЕРМВИЛЬ (MARCUS HERMWILLE), SEMIKRON INTERNATIONAL GmbH  
АНДРЕЙ КОЛПАКОВ, ООО «СЕМИКРОН»

Любому разработчику, имеющему дело с электронной техникой, знаком термин «драйвер». В силовой электронике так называют микросхему или устройство, управляющее полупроводниковым модулем (MOSFET, IGBT, тиристор и т.д.) и выполняющее защитные и сервисные функции.

Главной задачей, решаемой схемой управления затвором, является согласование уровней импульсов, вырабатываемых контроллером, с сигналами управления входами силовых ключей. Динамические токи затворов мощных модулей могут достигать десятков ампер, обеспечение токовых режимов при минимальных потерях является основной сложностью при разработке схемы драйвера. Проблема становится еще более серьезной при необходимости управления параллельным соединением модулей или при работе на высокой частоте, когда существенно возрастает мощность, необходимая для перезаряда затворных емкостей.

Вопросы, связанные с анализом режимов работы драйверов, интересуют не только начинающих, но и достаточно опытных разработчиков. В предлагаемой вашему вниманию статье рассматриваются базовые принципы управления изолированным затвором, даются рекомендации по расчету характеристик и выбору устройств управления.

## ИЗОЛИРОВАННЫЙ ЗАТВОР MOSFET/IGBT: ЕМКОСТИ И ЗАРЯДЫ

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.

Основным параметром, определяющим мощность, необходимую для переключения транзистора, является величина заряда затвора  $Q_G$ , накапливаемого на емкостях  $C_{GE}$  (затвор–эмиттер) и  $C_{GC}$  (затвор–коллектор). В технических характеристиках MOSFET/IGBT для выключенного состояния транзистора определяются следующие эквивалентные малосигнальные емкости:

$$C_{ies} \text{ (входная)} = C_{GE} + C_{GC}$$

$$C_{res} \text{ (обратной связи)} = C_{GC}$$

(емкость Миллера),

$$C_{oes} \text{ (выходная)} = C_{GC} + C_{CE}$$

Емкости затвора не изменяются с температурой, а их зависимость от

напряжения коллектор–эмиттер становится более выраженной при снижении значения  $V_{CE}$  (см. рис. 1б).

Эпюры токов и напряжений при открывании транзистора показаны на рисунке 2а, где представлены следующие временные зависимости:

- напряжение затвор–эмиттер  $V_{GE}$ ;
- ток затвора  $I_G$ ;
- ток коллектора  $I_C$ ;
- напряжение коллектор–эмиттер  $V_{CE}$ .

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.

Необходимо отметить, что использование значений емкостей затвора для расчета параметров схемы управления крайне затруднено из-за их зависимости от напряжения коллектора. В действительности гораздо больше информации несет характеристика заряда затвора  $Q_G$ , приводимая в спецификациях транзисторов MOSFET/IGBT, и связывающая этот параметр с напряжением управления  $V_{GE}$ . Величина заряда затвора практически линейно зависит от номинального тока IGBT, на нее также влияет и напряжение DC-шины  $V_{CC}$ , хотя и в гораздо меньшей степени. Увеличение  $Q_G$  при возрастании рабочего напряжения обусловлено усилением влияния емкости Миллера, но в

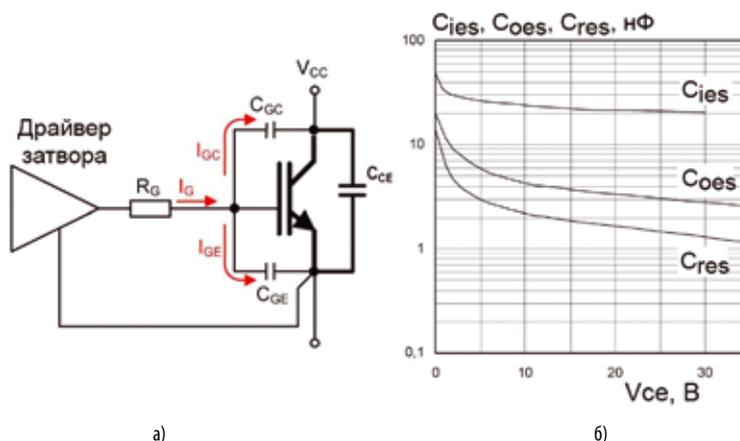


Рис. 1. Паразитные емкости IGBT и токи заряда, зависимость емкостей затвора от напряжения коллектор–эмиттер  $V_{CE}$

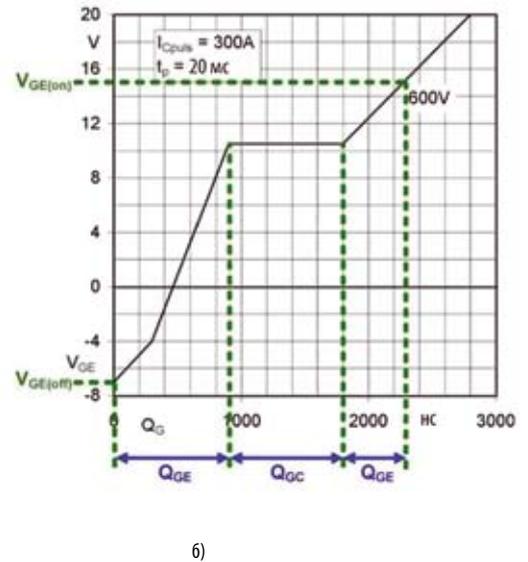
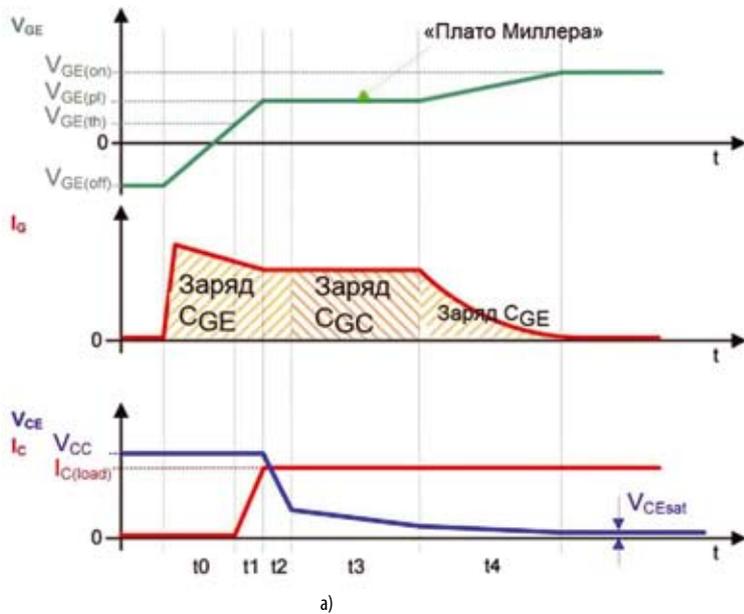


Рис. 2. а) — упрощенные эпюры процесса включения IGBT, б) — характеристика затвора модуля SKM400GB126D

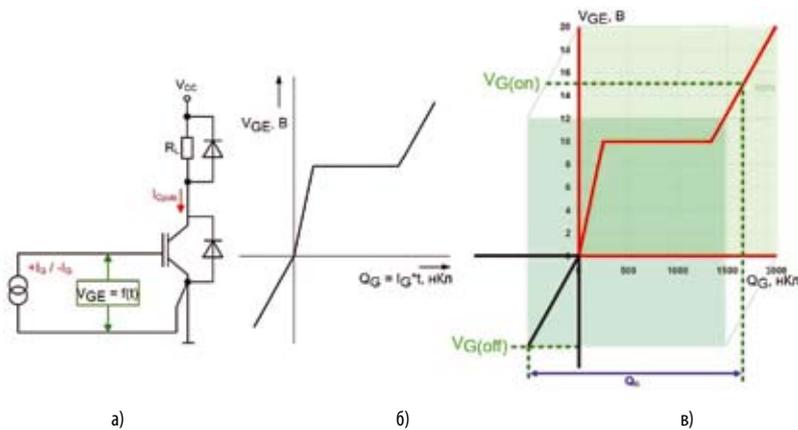


Рис. 3. а) — схема измерения заряда затвора, б) — типовая характеристика затвора  $V_{GE} = f(t) \leftrightarrow V_{GE} = f(Q_G)$ , в) — экстраполяция характеристики

большинстве реальных применений этим эффектом можно пренебречь.

Рассмотрим более подробно процесс включения транзистора, эпюры которого представлены на рисунке 2а. 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 отпирания 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 отпирания, 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 ( $I_{C(load)}$ ). Сказанное справедливо при использовании идеального оппозитного диода, в реальных схемах амплитуда тока в момент включения несколько превышает величину  $I_{C(load)}$ . Причиной этого является процесс обратного восстановления диода, в результате чего ток восстановления  $I_r$  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 пол-

ного 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 1б, емкость Миллера  $C_{CG}$  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  $C_{CG}$  — заряжена. Экспоненциально спадающий ток затвора продолжает поступать во входную емкость  $C_{GE}$ , 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, и рамках данной статьи они не рассматриваются.

На рисунке 3а показана схема, которая может быть использована для измерения заряда затвора. Включение и выключение IGBT производится от источника стабилизированного тока  $+I_G/-I_G$ . 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:  $V_{GE} = f(t) \leftrightarrow V_{GE} = f(Q_G)$ , 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)».

Значение заряда затвора является базовой величиной, позволяющей рассчитать мощность и пиковый ток схемы управления. Количество заряда за импульс управления может быть определено с помощью характеристики затвора IGBT. Суммарная величина  $Q_G$ , включающая составляющие  $Q_{GE}$  и  $Q_{GC}$ , соответствует размаху сигнала управления затвором от напряжения включения  $V_{G(on)}$  до напряжения выключения  $V_{G(off)}$  (см. рис 2б).

Если в спецификации транзистора приводится только положительная область характеристики, то суммарное значение  $Q_G$  может быть определено с помощью экстраполяции, как показано на рисунке 3в. 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  $C_{iss}$ :

$$Q_G = C_G (V_{G(on)} - V_{G(off)}),$$

где

$$C_G = k_C C_{iss}.$$

Коэффициент пересчета емкости затвора  $k_C$  определяется в соответствии с выражением:

$$k_C = Q_{G(ds)} / (C_{iss} (V_{G(on)} - V_{G(off)})),$$

где  $Q_{G(ds)}$  — номинальное значение заряда, нормируемое в спецификациях

при заданных напряжениях управления  $V_{G(on)} / V_{G(off)}$ .

### ТОК ЗАТВОРА, ИМПЕДАНС ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ

Основным этапом расчета характеристик схемы управления затвором является вычисление пикового значения тока, необходимого для включения и выключения транзистора. Ток затвора  $I_G$  определяется на основании величины заряда  $Q_G$ , речь о которой шла в предыдущем разделе статьи.

$$Q_G = \int i dt = Q_{GE} + Q_{GC} = (I_{GE} + I_{GC}) t_{sw};$$

$$I_G = I_{GE} + I_{GC} = Q_G / t_{sw} = Q_G f_{sw}$$

где  $I_{GE}$  и  $I_{GC}$  — токи заряда входной и обратной емкости (см. рис. 1а),  $t_{sw}$  — время переключения,  $f_{sw}$  — частота коммутации.

При использовании методики вычислений, основанной на значении  $C_{iesr}$ , формула имеет следующий вид:

$$I_G = k_C C_{ies} (V_{G(on)} - V_{G(off)}) f_{sw}$$

Ток затвора, пиковое значение которого ограничено импедансом схемы управления, во многом определяет динамические свойства транзистора. При увеличении  $I_G$  сокращается время, и уменьшаются потери переключения. Одновременно это приводит к росту уровня перенапряжения, наводимого при выключении на паразитных индуктивностях DC-шины.

Всплеск тока  $I_G$ , наблюдаемый в момент включения, соответствует началу заряда емкости  $C_{GE}$  при нулевом напряжении на ней (см. рис. 2а и 4). 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,

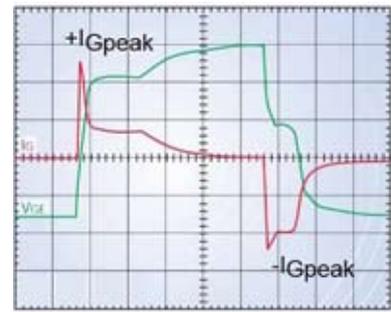


Рис. 4. Ток затвора  $I_G$ , напряжение управления  $V_{GE}$

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.

Импеданс цепи управления затвором  $R_G$  ограничивает пиковое значение тока  $I_G$  и определяет скорость заряда/разряда входных емкостей транзистора и время его коммутации. Для оптимизации динамических характеристик в реальных схемах обычно используют отдельные сопротивления для режимов включения и выключения  $R_{G(on)}$  и  $R_{G(off)}$ , как будет показано далее. На рисунках 5а и 5б приведены зависимости динамических характеристик IGBT от резистора затвора.

Как было отмечено выше, уменьшение величины  $R_G$  приводит к снижению времени коммутации и уровня динамических потерь (см. рис. 5в). Известную опасность при этом представляет увеличение скорости выключения  $di/dt$ , и связанное с этим возникновение всплесков напряжения, способных вывести из строя транзистор, особенно при неудач-

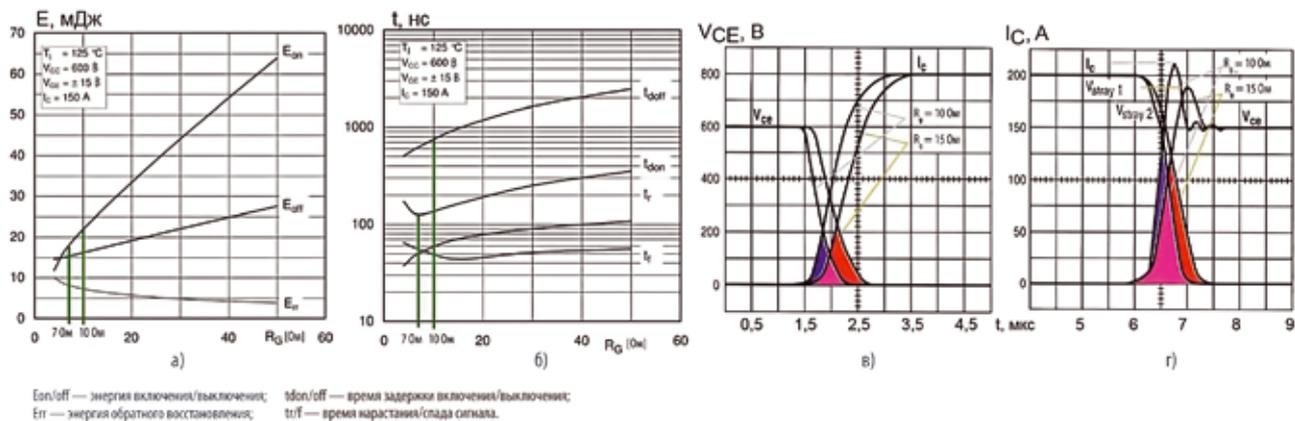


Рис. 5. а) — зависимость энергии потерь от сопротивления затвора, б) — зависимость времени переключения от сопротивления затвора, в) — включение IGBT, г) — выключение IGBT

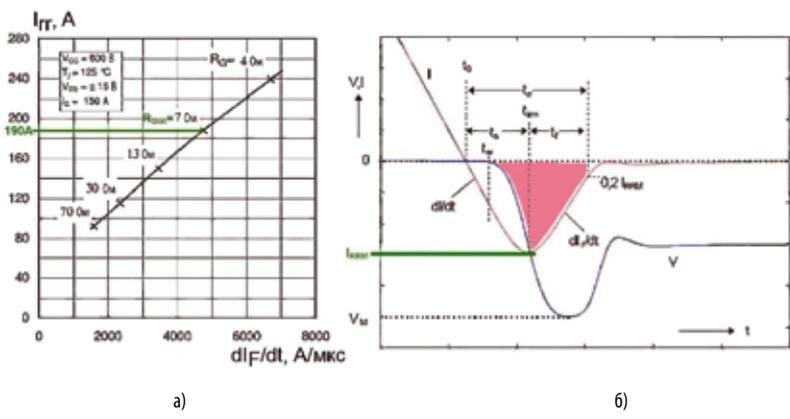


Рис. 6. а) — зависимость тока обратного восстановления от  $di/dt$ , б) — процесс обратного восстановления диода

Таблица 1. Влияние резистора затвора на динамические свойства IGBT

Динамические характеристики	$R_G \uparrow$	$R_G \downarrow$
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, $dV$	↓	↑
Электромагнитные помехи, EMI	↓	↑

ной конструкции шины звена постоянного тока. Особенно опасно это явление становится в предельных случаях, к которым относится отключение тока короткого замыкания, когда величина  $di/dt$  максимальна.

Некорректно спроектированная DC-шина имеет высокое значение паразитной индуктивности  $L_s$ , непосредственно определяющей уровень перенапряжения:  $V_{stray} = L_s di/dt$ . Данный эффект иллюстрируется эпюрами, приведенными на рисунке 5г, где показан процесс выключения IGBT при двух значениях сопротивления

$R_{G(off)}$ . Площадь синей и красной областей, расположенных между кривыми тока и напряжения коллектора, может рассматриваться как энергия потерь переключения. Как видно из графиков, увеличение резистора затвора с 10 до 15 Ом приводит к значительному снижению уровня перенапряжения  $V_{stray}$  при этом изменение энергии потерь выключения оказывается не столь существенным. Таким образом, правильный выбор импеданса цепи управления затвором может существенно повысить надежность работы силового ключа.

Одной из важнейших функций драйвера полумостового каскада является формирование времени задержки переключения транзисторов верхнего и нижнего плеча или т.н. «мертвого времени»  $t_{dt}$  (dead time, interlock time), необходимого для исключения возможности возникновения сквозного тока. При определении минимальной длительности  $t_{dt}$  необходимо учитывать, что скорость включения снижается при увеличении  $R_G$ . С другой стороны сокращение времени коммутации приводит к соответствующему росту значений  $dv/dt$  и  $di/dt$  и увеличению уровня электромагнитных шумов (EMI). В таблице 1 показано, как изменение величины резистора затвора влияет на динамические свойства IGBT.

Динамические характеристики оппозитного диода IGBT также зависят от номинала резистора затвора и во многом определяют его минимальное значение. Скорость включения транзистора ни в коем случае не должна превышать скорости обратного восстановления диода. Снижение величины  $R_G$  и соответствующее увеличение  $di/dt$  приводит не только к росту уровня перенапряжения при запирировании IGBT, но и создает динамический стресс для диода (обратите внимание на всплеск напряжения  $V_M$  на рис. 6б). Зависимость тока обратного восстановления  $I_{rr}$  от скорости выключения  $di/dt$ , задаваемой величиной резистора затвора, и процесс перехода диода в непроводящее состояние при открывании оппозитного транзистора показаны на рисунке 6.

При запирировании диода, протекающий через него ток меняет свою полярность, получившийся инверсный ток  $I_{rr}$  создает дополнительную нагрузку и увеличивает потери открывающегося оппозитного транзистора. Этот процесс продолжается в течение времени рассасывания неосновных носителей в области p-n-перехода. Время  $t_{tr}$  зависит от величины заряда обратного восстановления  $Q_{rr}$  и скорости выключения. Пиковое значение тока  $I_{RRM}$  возрастает при большем значении  $di/dt$ , что в свою очередь приводит к увеличению динамических потерь на диоде (см. выделенную область на рис. 6б). Следует

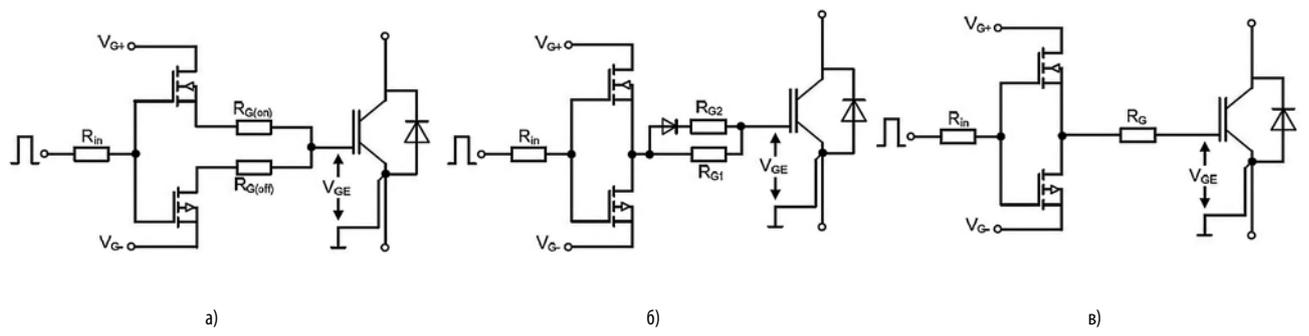


Рис. 7. Схемы выходного каскада схемы управления затвором

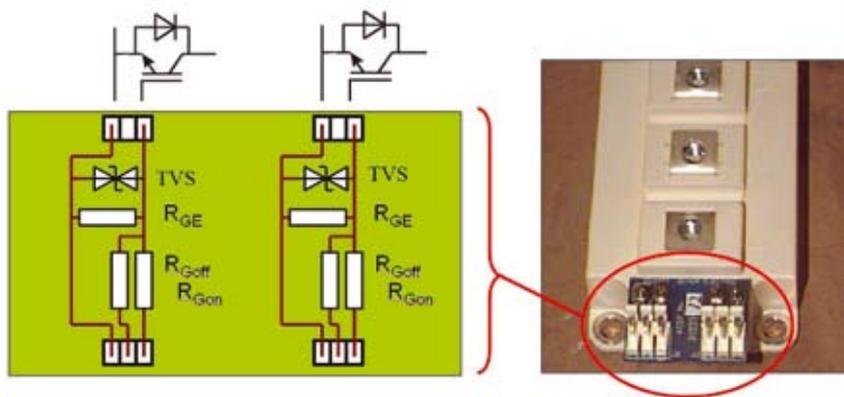


Рис. 8. Топология и внешний вид интерфейсной платы драйвера

отметить, что дополнительные потери включения, вызванные восстановлением оппозитного диода, включаются в величину энергии потерь  $E_{off}$ , приводимую в справочных данных IGBT.

В своих модулях компания SEMIKRON использует быстрые диоды, производимые по собственной технологии CAL (Controlled Axial Lifetime), позволяющей изменять время жизни носителей [4]. 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.

#### ТОПОЛОГИЯ ЦЕПИ ЗАТВОРА

Как правило, в выходных каскадах устройств управления изолированным затвором используется комплементарная пара биполярных или полевых транзисторов. В большинстве случаев предпочтение отдается MOSFET ключам, благодаря более высокой крутизне и отсутствию тока управления.

На рисунке 7 показано несколько вариантов пуш-пульных выходных каскадов, построенных на управляемой одним сигналом паре MOSFET транзисторов с разным типом проводимости. Разница между схемами состоит в способе разделения сопротивлений затвора. В первом из показанных вариантов (7а), благодаря последовательному включению резисторов  $R_{G(on)}$ ,  $R_{G(off)}$  в выходной цепи драйвера удается ограничить сквозной ток каскада. Такая схема, позволяющая осуществлять полностью независимое управление процессом включения и выключения IGBT, реализована в новейшей серии драйверов SEMIKRON SKYPER 32 [5, 6]. Подробную информацию об этих компонентах можно получить в центрах технической поддержки SEMIKRON [7].

В случае если в схеме управления доступен только один выход, для раз-

деления сопротивлений  $R_{G(on)}$  и  $R_{G(off)}$  используется диод, как показано на рисунке 7б. В этом случае импеданс цепи при включении определяется параллельным сопротивлением резисторов  $R_{G1}$  и  $R_{G2}$ , а при выключении — номиналом только  $R_{G1}$ . В простейшем варианте (рис. 7в), который обычно используется в маломощных преобразователях, линия управления симметрична ( $R_{G(on)} = R_{G(off)}$ ).

Разделение цепей включения и выключения затвора необходимо для оптимизации динамических режимов IGBT: минимизации потерь переключения IGBT и диода, ограничения значения  $I_{rrm}$ , снижения уровня EMI и амплитуды перенапряжения при выключении, исключения осцилляций в цепи затвора.

Ниже приведены основные рекомендации, которые необходимо учитывать при выборе импеданса цепи управления изолированным затвором:

- номинальное значение резистора затвора обратно пропорционально номинальному току IGBT — чем мощнее транзистор, тем меньше должен быть импеданс схемы управления;
- как правило,  $R_{G(on)} < R_{G(off)}$ , в большинстве практических схем резистор включения примерно в 2 раза меньше, чем  $R_{G(off)}$ ;
- для большинства практических применений рекомендуется выбирать резистор затвора в диапазоне  $R_{Gnom} \dots 2R_{Gnom}$ , где  $R_{Gnom}$  — номинальное значение, при котором нормируются динамические характеристики IGBT. Снижение  $R_G$  допустимо только в случае, если сумма напряжения питания  $V_{CC}$  и перенапряжения при выключении  $dV_{stray}$  находится в области безопасных величин при всех условиях эксплуатации, включая срабатывание защиты от короткого замыкания (КЗ)  $V_{CC} + dV_{stray} < V_{CE}$ ;
- в ряде случаев, при невозможности обеспечить указанное соотношение при КЗ, должен использоваться режим плавного выключения (SSD — Soft Shut-

Down или Soft Turn-Of), при котором последовательно с  $R_{G(off)}$  включается резистор большего номинала. Такая возможность имеется, например, у драйвера SEMIKRON SKYPER 32PRO.

При выборе типа сопротивления затвора следует учитывать, что во время протекания тока заряда/разряда затвора на нем может рассеиваться большая мощность. Рекомендуется выбирать резисторы, имеющие низкий температурный коэффициент ТКС и разброс номиналов, не превышающий 1%. В ряде 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.

Резисторы затвора должны располагаться максимально близко к выводам управления модуля IGBT. При невозможности установки драйвера в непосредственной близости от силового ключа рекомендуется использовать печатную плату с установленными на ней резисторами затвора, как показано на рисунке 8. Кроме сопротивлений включения/выключения  $R_{Gon}/R_{Goff}$  на рисунке показан резистор утечки  $R_{GE}$  и диод-супрессор TVS — эти элементы предназначены для подавления паразитных осцилляций и защиты изолированного затвора от пробоя. Их применение целесообразно в случае, если расстояние между выходами драйвера и выводами управления IGBT превышает 5 см.

Продолжение статьи, содержащее практические рекомендации по расчету режимов и выбору драйверов, будет опубликовано в одном из ближайших номеров журнала «Электронные Компоненты».

#### ЛИТЕРАТУРА

1. IGBT and MOSFET SKHI Drivers. Integrated Components and Integrated Solutions, SEMIKRON International.
2. Markus Hermwille. IGBT Driver Calculation. Application Note AN-7004, SEMIKRON International.
3. Markus Hermwille. Gate Resistors — Principles and Applications. Application Note AN-7003, SEMIKRON International.
4. Колпаков А.И. Антупараллельные диоды SK для новых полостей IGBT//Электронные Компоненты, 2005, № 2.
5. Markus Hermwille, Thomas Grasshoff. SKYPER — Modern and simple driver. Power System Design, May 2004.
6. Колпаков А.И. SEMIX + SKYPER = адаптивный интеллектуальный модуль IGBT//Силовая электроника, 2005, №1.
7. www.semicron.ru