

# Вопросы управления IGBT:

## однополярное управление, использование внешней емкости затвора

Вопросы управления изолированным затвором IGBT широко описаны в различных публикациях, в частности [3–5]. Одной из основных задач производителей электроприводов, инверторов солнечных батарей, источников питания и UPS является снижение стоимости и габаритов выпускаемых изделий. По этой причине в диапазоне малых мощностей часто используется однополярный сигнал управления с нулевым напряжением выключения IGBT ( $V_{G,off} = 0$ ). В данной статье мы проанализируем связанные с этим проблемы, а также рассмотрим преимущества и недостатки использования дополнительной емкости затвора.

Никлас Хофштёттер  
(Niklas Hofstötter)

Петер Бекедаль  
(Peter Beckedahl)

Перевод и комментарии:  
Андрей Колпаков

Andrey.Kolpakov@semikron.com

### Проблемы однополярного контроля IGBT

При использовании однополярного сигнала на затворе IGBT уменьшается «зазор» между нулевым напряжением выключения, формируемым драйвером ( $V_{G,off} = 0$ ), и пороговым уровнем открывания транзистора  $V_{GE(th)}$ , при котором он начинает переходить в проводящее состояние. Типовое справочное значение  $V_{GE(th)}$  находится в диапазоне 5–6,5 В при температуре кристалла  $T_j = +25^\circ\text{C}$ . По мере нагрева чипа порог отпираания IGBT увеличивается на несколько мВ/К.

При малой разнице между  $V_{GE(th)}$  и  $V_{G,off}$  возрастает риск ложного включения IGBT, которое может быть вызвано эффектом Миллера или влиянием паразитной индуктивности в цепи эмиттера. Оба механизма будут объяснены более подробно далее. Следствием ложного срабатывания IGBT является возникновение сквозного тока и генерация дополнительных потерь, в худшем случае это может привести к выходу транзисторов из строя.

Следует также учитывать тот факт, что при униполярном способе управления меняется время за-

держки переключения IGBT и (в зависимости от поколения и технологии изготовления транзистора) уровень динамических потерь.

### Паразитные индуктивности

Наличие распределенных индуктивностей в цепях коммутации, включающих силовые терминалы и внутренние соединения между кристаллами, является общей проблемой электронных модулей, работающих с большими скоростями изменения тока. Высокий уровень  $di/dt$  при выключении приводит к возникновению всплесков напряжения на транзисторах и диодах. Влияние паразитных индуктивностей в цепях нагрузки и управления (выход драйвера) приводит к искажению сигнала управления «затвор–эмиттер»  $V_{GE}$  и ложным срабатываниям транзистора.

На рис. 1 показан IGBT с антипараллельным диодом и паразитная индуктивность  $L_\sigma$  в цепи «затвор–эмиттер». Схема является очень упрощенной, на практике распределенные элементы образуют сложную систему, созданную эффектами самоиндукции и взаимоиндукции в силовых и сигнальных цепях.

При изменении тока нагрузки в индуктивности  $L_\sigma$  на ней образуется перепад напряжения вследствие явления самоиндукции. Значение наведенного сигнала рассчитывается с помощью Закона Фарадея:

$$v_{L_\sigma} = L_\sigma \times di_{L_\sigma}/dt.$$

При положительном изменении тока напряжение «затвор–эмиттер»  $V_{GE}$  уменьшается в соответствии с уравнением (рис. 1), при отрицательном значении  $di_{L_\sigma}/dt$  значение  $V_{GE}$  увеличивается:

$$V_{GE} = V_{GE} - v_{L_\sigma}.$$

Соответственно, включение и выключение IGBT или диода  $D$  вызывает изменение тока в паразитной

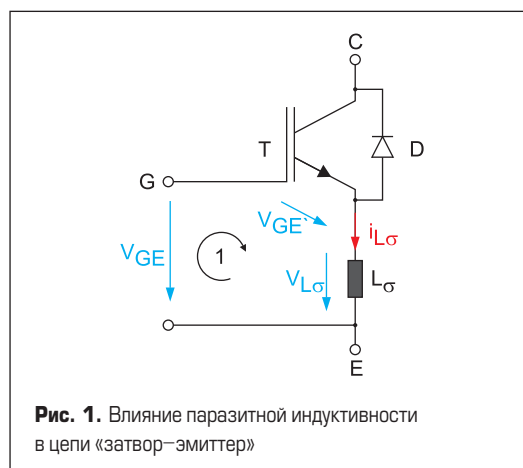


Рис. 1. Влияние паразитной индуктивности в цепи «затвор–эмиттер»

индуктивности  $L_{\sigma}$ . На рис. 2 показана блок-схема одной фазы инвертора с распределенными индуктивностями  $L_{\sigma 1}$  и  $L_{\sigma 2}$  в цепях «затвор–эмиттер» (слева), а также эпюры тока и напряжения на  $L_{\sigma 2}$  при включении и выключении IGBT  $T_2$  и диода  $D_2$ .

Когда транзистор  $T_2$  открывается, он начинает проводить ток нагрузки, который до этого шел через диод  $D_1$ . До момента появления пика обратного тока ( $t_0-t_1$ ) на паразитной индуктивности  $L_{\sigma 2}$  наводится положительный сигнал, уменьшающий напряжение «затвор–эмиттер»  $V_{GE2}$ . Во время спада обратного тока диода  $D_2$  ( $t_1-t_3$ ) на  $L_{\sigma 2}$  индуцируется отрицательный сигнал, при этом значение  $V_{GE2}$  возрастает.

При выключении IGBT  $T_2$  его ток перекоммутуруется в диод  $D_1$ . Напряжение, наведенное на паразитной индуктивности  $L_{\sigma 2}$ , увеличивает сигнал управления затвором  $V_{GE2}$  на период времени  $t_4-t_5$ . В обоих случаях распределенная индуктивность формирует отрицательную обратную связь для IGBT, снижающую скорость коммутации и увеличивающую уровень динамических потерь. В этом есть и положительный побочный эффект, который состоит в улучшении управляемости при отключении тока короткого замыкания [2].

При запираии транзистора  $T_1$  диод  $D_2$  включается и берет на себя его ток. С момента  $t_4$  и до  $t_5$  наведенный сигнал  $v_{L\sigma 2}$  увеличивает напряжение «затвор–эмиттер» транзистора  $T_2$ . Однако его паразитное включение в этот период времени не создает проблем, поскольку ток проходит в другом направлении через антипараллельный диод  $D_2$ .

Критическим является момент включения IGBT  $T_1$ , когда он принимает на себя ток диода  $D_2$ . В процессе выключения  $D_2$  (период времени  $t_1-t_3$ ) напряжение «затвор–эмиттер» IGBT  $T_2$  возрастает. Если оно достигнет порогового уровня  $V_{GEth}$ , транзистор  $T_2$  откроется, результатом чего будет возникновение сквозного тока в полумостовом каскаде и резкий рост потерь  $T_1$  и  $T_2$ .

**Влияние емкости Миллера  $C_{GC}$**

Емкость Миллера «коллектор–затвор»  $C_{GC}$  (рис. 3) неизбежно присутствует во внутренней структуре IGBT, она состоит из двух последовательно соединенных конденсаторов. Первый, образованный окидным слоем затвора, имеет фиксированное значение. Величина второго зависит от ширины зоны пространственного заряда в  $n$ -дрейфовой области, и, соответственно, от напряжения «коллектор–эмиттер». Любое изменение величины  $V_{CE}$  приводит к появлению тока смещения  $i_{GC}$  через емкость Миллера. Его значение примерно равно произведению  $C_{GC}$  на скорость изменения напряжения «коллектор–эмиттер»:

$$i_{GC}(V_{CE}) = C_{GC}(V_{CE}) \times dv_{CE}/dt.$$

Ток смещения  $i_{GC}$  заряжает емкость  $C_{GE}$  «затвор–эмиттер», соответственно растет и напряжение  $V_{GE}$  на затворе IGBT. Его амплитуда определяется делителем, состоящим

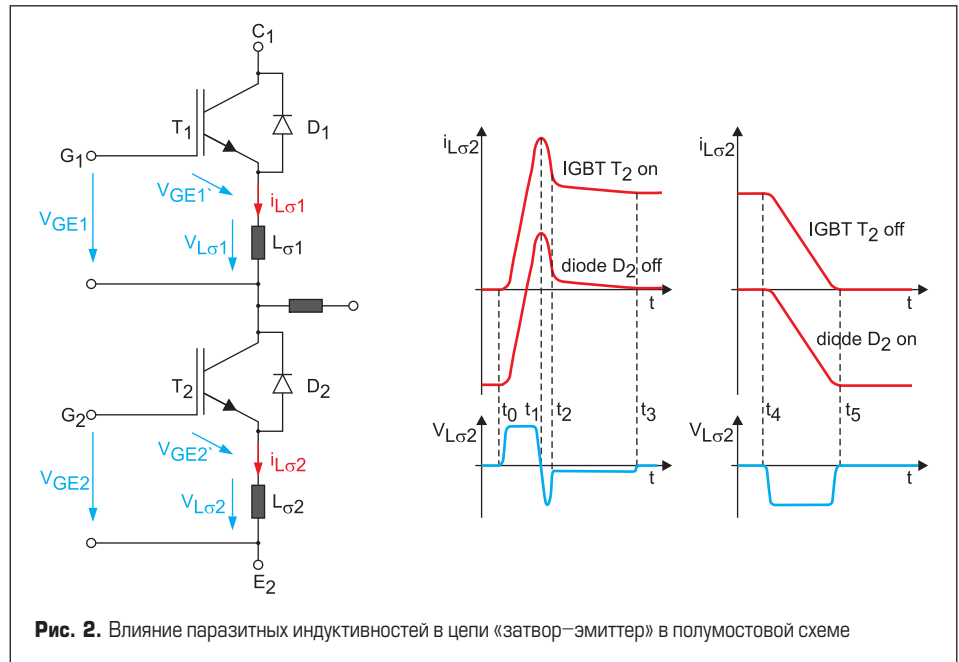


Рис. 2. Влияние паразитных индуктивностей в цепи «затвор–эмиттер» в полумостовой схеме

из полупроводниковых емкостей  $C_{GC}$  и  $C_{GE}$  а также номиналами внутренних и внешних резисторов затвора ( $R_{Gint}$  и  $R_{Gext}$  рис. 4). Когда величина  $V_{GE}$  достигает порогового значения, IGBT начинает переходить в проводящее состояние. Это приводит к возникновению сквозного тока и генерации дополнительных потерь в IGBT. Данное явление известно как пробой вследствие эффекта Миллера.

Ложное отпирание IGBT, вызванное током смещения в емкости Миллера, приводит к увеличению тока, циркулирующего в паразитных индуктивностях силовых цепей. Вследствие самоиндукции они берут на себя часть напряжения DC-шины, соответственно, снижается скорость изменения напряжения «коллектор–эмиттер». Таким образом, наступает равновесие между скоростью включения IGBT и обратной связью, формируемой емкостью  $C_{GC}$ . В результате этого рост напряжения на затворе останавливается на уровне порогового значения  $V_{GEth}$  и формируется т. н. «плато Миллера». Эквивалентная схема с распределенными емкостями затвора без учета входных паразитных индуктивностей показана на рис. 4.

Когда IGBT находится в статическом состоянии и изменение напряжения «коллектор–эмиттер» прекращается, величина  $V_{GE}$ , определяемая током смещения, будет зависеть от общего импеданса цепи управления:  $V_{GE} = R_{ges} \times i_{GC}$ . Здесь  $R_{ges}$  представляет собой сумму внутреннего и внешнего сопротивления затвора, а также выходного сопротивления драйвера ( $R_{ges} = R_{Gext} + R_{Gint} + R_D$ ). Скорость изменения  $V_{GE}$  определяется постоянной времени RC контура затвора: чем выше паразитные емкости, тем больше времени требуется для наступления равновесного состояния.

**Динамические характеристики при однополярном и двуполярном управлении**

Для проведения испытаний был выбран 35-A модуль IGBT MiniSKiiP 24NAB12T4V1,

включающий в себя выпрямитель, тормозной чоппер и трехфазный инвертор (рис. 5). Рабочие режимы анализировались в одной фазной стойке инвертора, представляющей собой полумостовой каскад (TOP IGBT и BOT

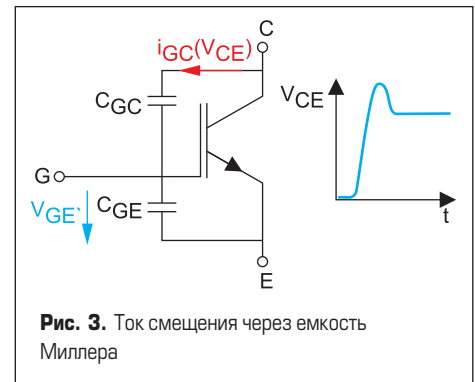


Рис. 3. Ток смещения через емкость Миллера

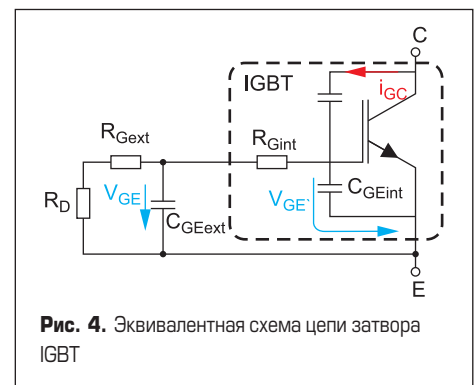


Рис. 4. Эквивалентная схема цепи затвора IGBT

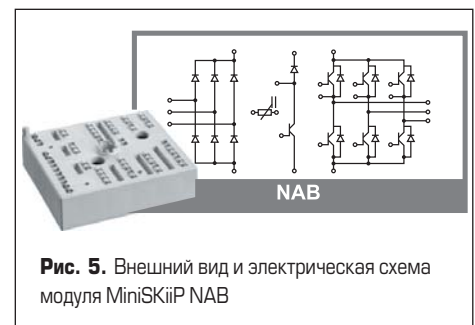


Рис. 5. Внешний вид и электрическая схема модуля MiniSKiiP NAB

IGBT) с антипараллельными диодами. В модуле установлены кристаллы с рабочим напряжением 1200 В: Trench 4 IGBT и FWD CAL4.

Для оценки динамических характеристик модуля используется стандартный «2-пульсный» тест, нагрузка имеет индуктивный характер. На рис. 6 показана базовая схема испытаний транзистора верхнего плеча TOP IGBT (справа) и нижнего плеча BOT IGBT (слева), а также типовые эпюры напряжения на затворе  $V_{GE}$ , коллекторе  $V_{CE}$  и тока коллектора  $I_C$ . В зависимости от выбранного режима работы включается верхний или нижний IGBT, оппозитный транзистор удерживается драйвером в заблокированном состоянии.

Измерения динамических свойств IGBT при обоих способах управления производились в одинаковых условиях:

- $V_{CC} = 600$  В;
- $T_j = +150$  °С;
- $R_{Gon} = R_{Goff} = 18$  Ом;
- $I_C = 35$  А.

На рис. 7 представлены эпюры переключения IGBT при биполярном (вверху) и униполярном (внизу) способе управления.

Сравнение осциллограмм показывает, что эпюры тока коллектора  $I_C$  и напряжения «коллектор–эмиттер»  $V_{CE}$  практически одинаковы как при включении, так и при выключении. Соответственно, расчетные значения энергии потерь также будут близкими. Причина этого легко объяснима. Процесс переключения IGBT начинается, когда напряжение на затворе достигает порогового уровня. Скорость коммутации определяется временем заряда внутренних емкостей полупроводникового элемента и, следовательно,

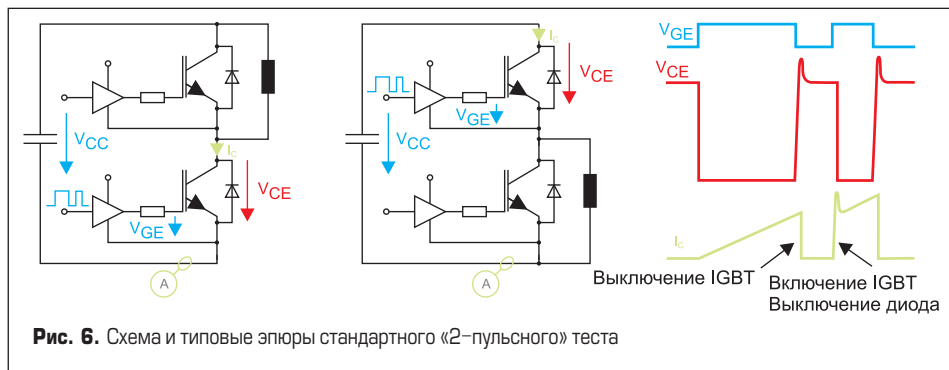


Рис. 6. Схема и типовые эпюры стандартного «2-пульсного» теста

количеством носителей заряда, поступающих в затвор в течение определенного времени. Поскольку управляющее напряжение при включении (определяется разницей между пороговым значением  $V_{GE(th)}$  и полным выходным напряжением драйвера  $V_{GE}$ ) в обоих случаях одинаково, равны и потери включения  $E_{on}$

Потери  $E_{off}$  также почти совпадают, что объясняется особенностями процесса выключения IGBT Trench 4. Если запирающее напряжение производится не отрицательным, а нулевым напряжением ( $V_{Goff} = 0$  В) при таком же сопротивлении затвора  $R_{Goff}$  меньше оказывается и ток  $i_G$ , разряжающий внутренние емкости полупроводника. Уменьшение величины  $i_G$  при таком же напряжении на затворе достигается использованием большего номинала  $R_G$ . Таким образом, однополярный режим управления может обеспечивать такие же динамические характеристики, как и двухполярный, при соответствующем выборе  $R_G$ . Соответствующее значение сопротивления достаточно точно определяется с помощью выражения:

Таблица 1. Сравнение динамических характеристик IGBT при биполярном и униполярном напряжении на затворе

| Параметр           | Биполярное управление | Униполярное управление |
|--------------------|-----------------------|------------------------|
| $V_{GEon/off}$ , В | ±15                   | 0/15                   |
| $E_{on}$ , %       | 100                   | 102                    |
| $E_{off}$ , %      | 100                   | 104                    |
| $t_{d(on)}$ , нс   | 133                   | 57                     |
| $t_{d(off)}$ , нс  | 345                   | 476                    |

\*Определение  $t_{d(on)}$  и  $t_{d(off)}$  по рис. 7

$$R_G = R_G \times V_{GE(th)} - V_{G(off\_bipolar)} \times V_{GE(th)}$$

Как видно из рассмотрения рис. 8, потери выключения  $E_{off}$  IGBT Trench 4 почти не изменяются в широком диапазоне изменения сопротивления затвора. До тех пор пока расчетное значение  $R_G$  находится в области, где величина  $E_{off}$  неизменна, униполярный и биполярный режим управления по уровню потерь очень близки.

Для других поколений и технологий IGBT, у которых существует более выраженная связь

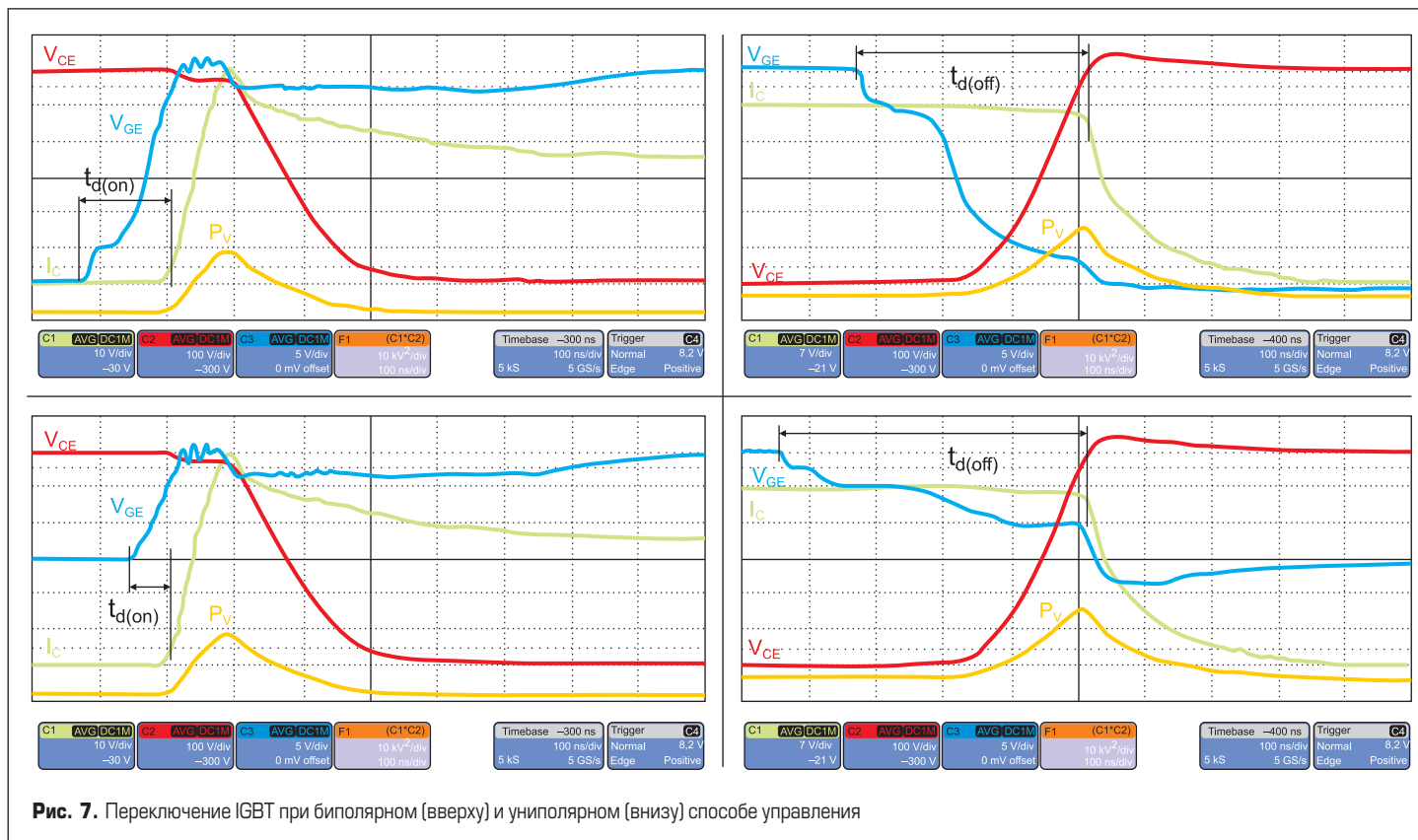
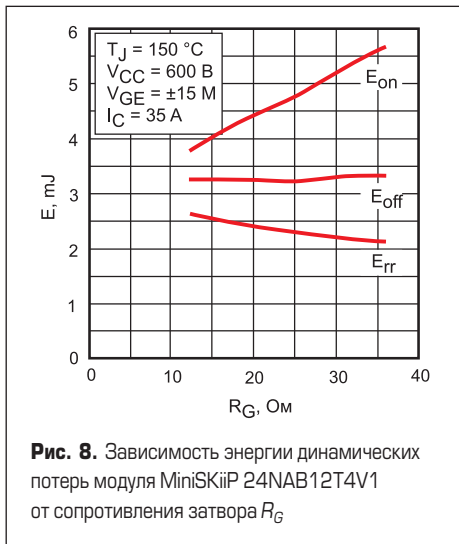


Рис. 7. Переключение IGBT при биполярном (вверху) и униполярном (внизу) способе управления

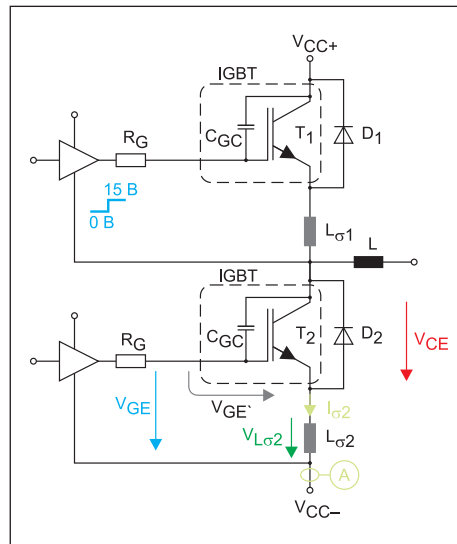


между  $E_{off}$  и  $R_G$ , при униполярном режиме управления потери выключения возрастают. Количественно эти отличия можно оценить по аналогии с приведенной выше формулой для резистора затвора.

Разница наблюдается при измерении времени задержки включения  $t_{d(on)}$  и выключения  $t_{d(off)}$ . Как видно из рассмотрения рис. 7, задержка увеличивается в режиме выключения и уменьшается в режиме включения. Данную особенность необходимо учитывать при задании «мертвого» времени  $t_{DT}$ .

### Выключение антипараллельного диода

Дальнейшие исследования (см. схему на рис. 9) были проведены для оценки влияния емкости Миллера и паразитной индуктивности эмиттера на цепь управления выключенного IGBT  $T_2$  при включении оппозитного IGBT  $T_1$ . Для измерения напряжения «затвор–эмиттер»  $V_{GE}$  и наведенного напряжения  $v_{L\sigma 2}$  в схеме использован дополнительный сигнальный провод, подключенный непосредственно к эмиттеру IGBT  $T_2$ . Резисторы



**Рис. 9.** Схема измерений динамических характеристик модуля MiniSKiiP 24NAB12T4V1

затвора в режиме включения и выключения одинаковые и соответствуют спецификации модуля ( $R_{Gon} = R_{Goff} = 18 \text{ Ом}$ ).

На рис. 10 показаны эюры сигналов на IGBT  $T_2$  и диоде  $D_2$  при включении IGBT  $T_1$ . Когда этот транзистор открывается, он берет на себя ток оппозитного диода  $D_1$ . Время коммутации зависит от скорости переключения IGBT  $T_1$  и распределенной индуктивности силовой цепи. С момента включения и до достижения обратным током диода максимального значения паразитная индуктивность  $L_{\sigma 2}$  является основным фактором, влияющим на  $V_{GE}$  IGBT  $T_2$ . Поскольку в этот период времени величина  $di_{L\sigma 2}/dt$  положительна, напряжение  $V_{GE}$  имеет отрицательное значение, и IGBT остается в безопасном выключенном режиме.

Критическое состояние наблюдается при спаде обратного тока, поскольку в данный период времени изменение тока через паразитную индуктивность становится отрицатель-

ным. Результатом этого является увеличение напряжения «затвор–эмиттер» IGBT  $T_2$ . Этот процесс накладывается на эффект Миллера, так как на диоде  $D_2$  в этот момент нарастает обратное напряжение. При этом увеличивается и сигнал на коллекторе IGBT  $T_2$ , что, в свою очередь, приводит к появлению тока через емкость Миллера в направлении драйвера. Ток смещения заряжает емкость затвора и еще больше поднимает уровень  $V_{GE}$  IGBT  $T_2$ .

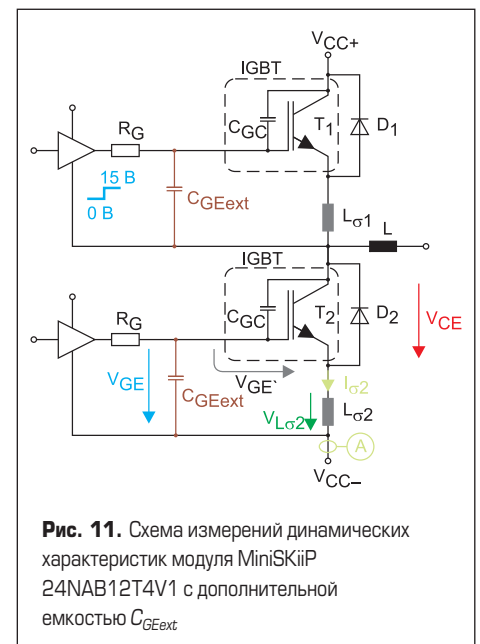
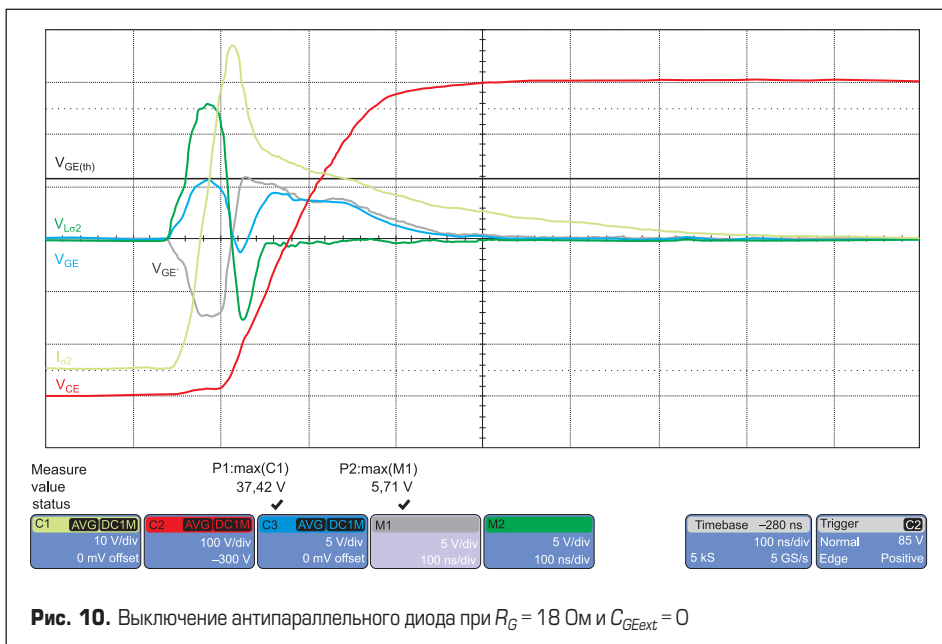
Выключение транзистора сопровождается фазой протекания «хвостового» тока, при этом влияние паразитной индуктивности снижается, поскольку падает и скорость изменения тока. Напряжение «затвор–эмиттер» IGBT  $T_2$  несколько уменьшается, но поддерживается за счет эффекта Миллера до тех пор, пока обратное напряжение на диоде  $D_2$  не вырастет до максимального значения.

Проведенные исследования показывают, что без дополнительного сигнального подключения невозможно измерить реальное напряжение на чипе, если паразитная индуктивность оказывает влияние на цепь «затвор–эмиттер». Во время протекания хвостового тока значения обоих сигналов  $V_{GE}$  и  $V_{GE}$  оказываются почти идентичными, и можно предположить, что напряжение, измеренное в точке подключения модуля, достаточно близко к истинному значению.

Как видно из рассмотрения графиков, величина  $V_{GE}$  у закрытого IGBT  $T_2$  достигает критического порогового уровня  $V_{GE(th)}$ , однако ложные включения не наблюдаются.

### Подавление паразитных эффектов с помощью внешнего конденсатора в цепи затвора

Для проведения данных исследований в затворы транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  были установлены внешние конденсаторы  $C_{GExt} = 10 \text{ нФ}$  (рис. 11), что примерно в пять раз больше, чем  $C_{ies}$ . Влияние емкости Миллера и паразитной индуктивности, как и в предыдущем случае, измерялось в цепи затвора. Процесс выключе-



**Рис. 11.** Схема измерений динамических характеристик модуля MiniSKiiP 24NAB12T4V1 с дополнительной емкостью  $C_{GExt}$

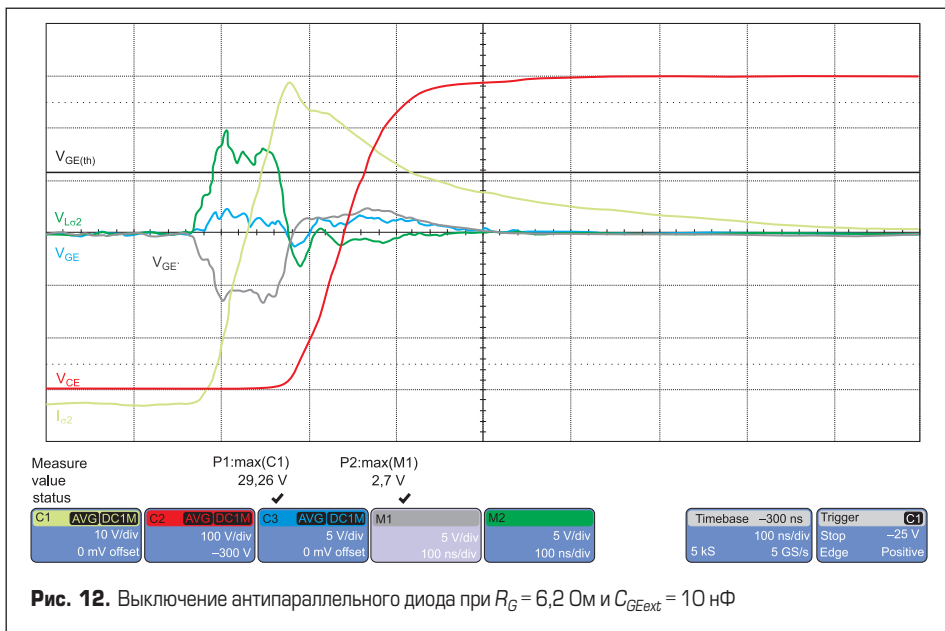


Рис. 12. Выключение антипараллельного диода при  $R_G = 6,2 \text{ Ом}$  и  $C_{GExt} = 10 \text{ нФ}$

Таблица 2. Относительный уровень динамических потерь модуля MiniSKiiP 24NAB12T4V1 при различных значениях  $R_G$  и  $C_{GExt}$

| $C_{GExt}$ , нФ | $E_{off}$ , %         |                        | $E_{on}$ , %          |                        | $E_{off} + E_{on}$ , % |                        |
|-----------------|-----------------------|------------------------|-----------------------|------------------------|------------------------|------------------------|
|                 | $R_G = 18 \text{ Ом}$ | $R_G = 6,2 \text{ Ом}$ | $R_G = 18 \text{ Ом}$ | $R_G = 6,2 \text{ Ом}$ | $R_G = 18 \text{ Ом}$  | $R_G = 6,2 \text{ Ом}$ |
| 0               | 100,0                 | 96,5                   | 100,0                 | 75,4                   | 100,0                  | 84,1                   |
| 1,0             | 100,6                 | 97,1                   | 101,0                 | 74,8                   | 100,8                  | 84,0                   |
| 4,7             | 100,9                 | 97,1                   | 112,3                 | 75,8                   | 107,6                  | 84,6                   |
| 10,0            | 102,9                 | 97,4                   | 134,8                 | 84,2                   | 121,7                  | 89,7                   |
| 15,0            | 106,1                 | 98,0                   | 152,5                 | 92,8                   | 133,3                  | 94,9                   |

чения диода  $D_2$  оценивается во время отпира- ния оппозитного транзистора  $T_1$ . Поскольку внешняя емкость «затвор–эмиттер» замедляет переключение IGBT, для компенсации этого эффекта были уменьшены резисторы затвора:  $R_G = 6,2 \text{ Ом}$ .

На рис. 12 приведены кривые, соответствующие процессу «перекоммутации» тока от диода  $D_2$  к транзистору IGBT  $T_1$ . По сравнению с предыдущими измерениями (рис. 10), на эпюрах напряжения видно значительное уменьшение паразитных эффектов.

С одной стороны, внешний конденсатор  $C_{GExt}$  в затворе транзистора  $T_2$  снижает влияние емкости Миллера. При его подключении увеличивается общая емкость между затвором и эмиттером IGBT  $T_2$ . Следовательно, требуется больше носителей заряда, необходимых для приведения напряжения «затвор–эмиттер»  $V_{GE}$  в область порогового значения  $V_{GE(th)}$ .

С другой стороны, дополнительный конденсатор в цепи затвора IGBT  $T_1$  уменьшает влияние паразитной индуктивности. Наличие  $C_{GExt}$  замедляет включение транзистора  $T_1$

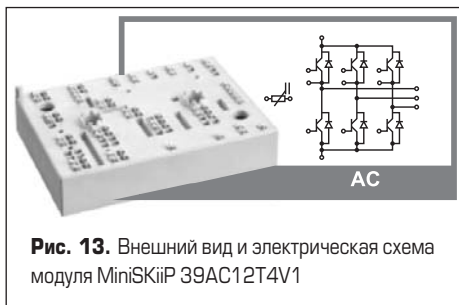


Рис. 13. Внешний вид и электрическая схема модуля MiniSKiiP 39AC12T4V1

и, следовательно, коммутацию тока от оп- позитного диода  $D_2$  к  $T_1$ . Снижение скорости изменения тока в паразитной индуктивности минимизирует уровень наведенного напряже- ния в цепи затвора, поэтому величина  $V_{GE}$  у  $T_2$  изменяется незначительно.

Кроме того, при меньшем номинале ре- зистора затвора ( $R_{Goff} = 6,2 \text{ Ом}$ ) снижается параллельный импеданс цепи затвора; соот- ветственно, уменьшается емкостной ток смеще- ния и влияние емкости Миллера.

Чтобы предотвратить ложные срабатывания IGBT, рекомендуется выбирать внешнюю ем- кость «затвор–эмиттер» таким образом, чтобы

напряжение  $V_{GE}$  не превышало половины по- рогового значения  $V_{GEth}$  (2,5–3 В).

### Влияние внешнего конденсатора затвора на динамические потери

Положительный эффект от применения внешней емкости «затвор–эмиттер» состоит в подавлении паразитных эффектов. К недо- статкам такого решения можно отнести рост динамических потерь из-за замедления скоро- сти переключения IGBT и увеличения мощно- сти, рассеиваемой драйвером и необходимой для заряда конденсатора:

$$P_D = f_{sw} \times C_{GExt} \times \Delta V_2.$$

Чтобы минимизировать потери на переключе- ние, можно скорректировать сопротивление затвора. Однако любые изменения номина- ла  $R_G$  требуют повторного анализа области безопасной работы (SOA) и учета возможных паразитных эффектов.

В нашем случае модуль MiniSKiiP 24NAB12T4V1 может быть использован при со- противлении затвора ( $R_{Gon}, R_{Goff}$ ) 6,2 Ом и внеш- ней емкости 10 нФ. В табл. 2 приведены отно- сительные уровни потерь переключения  $E_{on}$ ,  $E_{off}$  (за 100% приняты данные из спецификации модуля) для различных значений  $R_G$  и  $C_{GExt}$

### Измерения и моделирование

Измерения проводились на одной стойке инвертора с номинальным током 150 А MiniSKiiP 39AC12T4V1 (рис. 13) и напря- жением «коллектор–эмиттер» 1200 В. Верхнее (TOP) и нижнее (BOT) плечо полумоста состоят из двух параллельно соединенных 75-А чипов IGBT Trench 4 с внутренними резисторами за- твора  $R_{Gint} = 10 \text{ Ом}$ . Сопротивления  $R_{Gint}$  необхо- димы для подавления паразитной связи между параллельными транзисторами, возникающей из-за разницы пороговых напряжений.

В данном тесте, как и в предыдущем слу- чае, выключение диода  $D_2$  происходит при от- крытии оппозитного транзистора IGBT  $T_1$ . На рис. 14 (слева) показана схема испытаний.

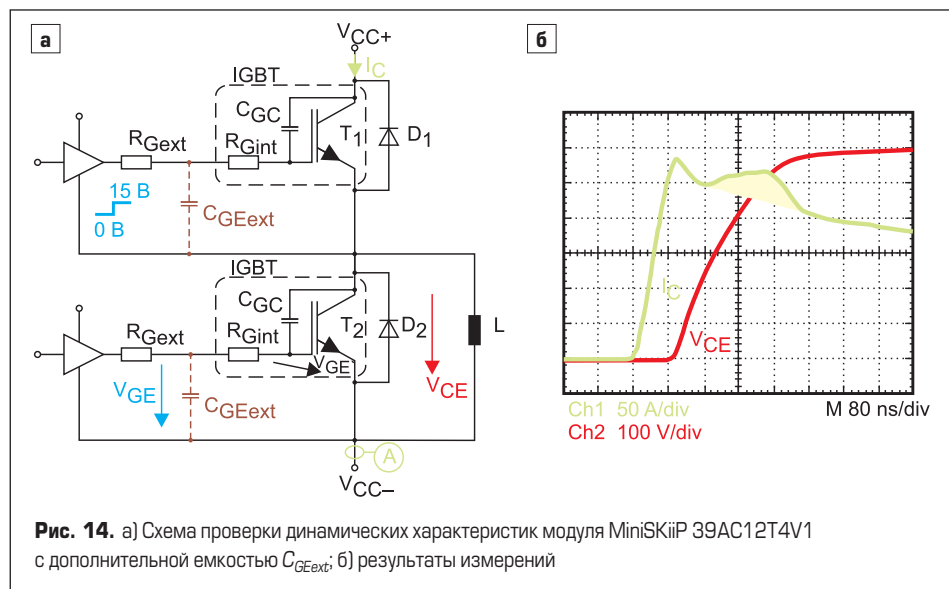


Рис. 14. а) Схема проверки динамических характеристик модуля MiniSKiiP 39AC12T4V1 с дополнительной емкостью  $C_{GExt}$ ; б) результаты измерений

Поскольку напряжение «затвор–эмиттер»  $V_{GE}$  не может быть измерено непосредственно на чипе, оно получено путем моделирования, результаты которого представлены на рис. 15. Внешний резистор затвора для режима включения и выключения ( $R_G = 1 \text{ Ом}$ ) выбран из спецификации модуля.

Тесты показывают, что эффект Миллера является доминирующим фактором влияния на цепь затвора модулей с внутренними резисторами  $R_{Gint}$ . По этой причине эффект от действия паразитных индуктивностей в данном случае не рассматривался.

На рис. 14 (справа) показаны эпюры тока коллектора  $I_C T_1$  и напряжения «коллектор–эмиттер»  $V_{CE} T_2$  при включении транзистора  $T_1$ . Характер кривой  $V_{CE} T_2$  определяется диодом  $D_2$ : при нарастании на нем обратного напряжения уровень сигнала  $V_{CE} T_2$  увеличивается в той же степени. Одновременно, из-за наличия емкости Миллера у транзистора  $T_2$ , возникает ток смещения, проходящий в направлении затвора. В результате растет напряжение управления, что приводит к ложному включению  $T_2$ . При этом возникает сквозной ток в цепи от  $V_{CC+}$  к  $V_{CC-}$  и увеличиваются потери энергии на транзисторах  $T_1$  и  $T_2$ .

Ложное срабатывание IGBT  $T_2$  видно на кривой коллекторного тока  $I_C T_1$ . Затененная область, соответствующая фазе спада обратного тока диода, определяет длительность паразитного включения  $T_2$ .

На рис. 15 представлено напряжение «затвор–эмиттер» IGBT  $T_2$  без внешней затворной емкости  $C_{Gext}$  (слева) и при  $C_{Gext} = 10 \text{ нФ}$  (справа). Моделирование показывает, что измерение «внешнего» значения  $V_{GE}$  не дает информации о причине паразитного включения, которое является следствием повышения «внутреннего» напряжения  $V_{GE}$ . Это связано с соотношением номиналов внешнего  $R_G$  и внутреннего  $R_{Gint}$  сопротивления затвора. Поскольку через них проходит один и тот же ток, уровень сигнала на  $R_{Gint}$  значительно больше, чем на  $R_G$ .

Принцип использования внешних затворных емкостей для уменьшения влияния эффекта Миллера, продемонстрированный на примере MiniSKiiP 24NAB12T4V1, оказался малоэффективным с модулем MiniSKiiP 39AC12T4V1. Это связано с тем, что на внутреннем сопротивлении затвора падает большая часть напряжения, наводимого током смещения через емкость Миллера. В данном случае достаточная степень защиты от лож-

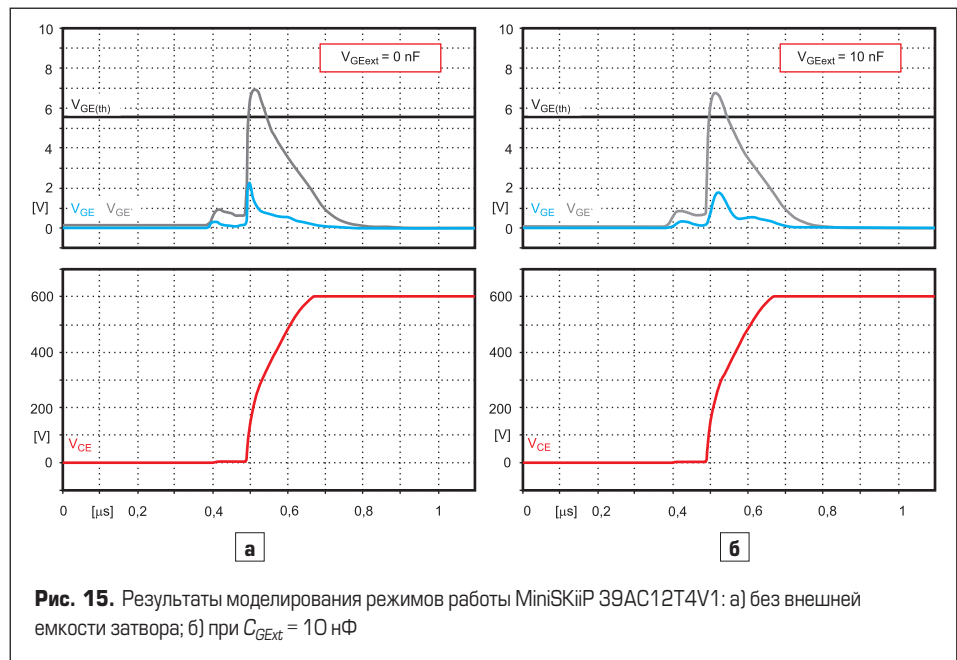


Рис. 15. Результаты моделирования режимов работы MiniSKiiP 39AC12T4V1: а) без внешней емкости затвора; б) при  $C_{Gext} = 10 \text{ нФ}$

ных переключений может быть обеспечена только при использовании отрицательного напряжения выключения  $V_{GEOff}$ .

### Заключение

Униполярное управление маломощными модулями IGBT Trench 4, не имеющими внутреннего резистора затвора, возможно при соблюдении нескольких базовых правил. Основной проблемой при использовании нулевого напряжения выключения является малый «зазор» между  $V_{Goff}$  и порогом отпириания IGBT  $V_{GEth}$ . Схема управления затвором должна быть спроектирована таким образом, чтобы исключить ложные срабатывания транзистора. Эта задача может быть решена путем подключения внешней емкости в цепи «затвор–эмиттер» или с помощью одного из известных методов подавления эффекта Миллера.

Преимуществом IGBT Trench 4 является практически постоянный уровень энергии потерь  $E_{off}$  в широком диапазоне изменения сопротивления затвора. Это означает, что разница рассеиваемой мощности при униполярном и биполярном способе управления будет очень небольшой. Однако при этом необходимо учесть изменение временных характеристик и соответственно скорректировать длительность «мертвого» времени  $t_{DT}$ .

С увеличением мощности IGBT растет влияние паразитных индуктивностей на цепь «затвор–эмиттер» и, соответственно, вероятность ложных срабатываний. Такие силовые модули, как правило, содержат несколько параллельных кристаллов, имеющих внутренние резисторы  $R_{Gint}$  поэтому использование классической схемы ограничения  $V_{GE}$  оказывается недостаточным для защиты от паразитных включений. Проблема вызвана наличием тока смещения, наводимого на затвор через емкость Миллера и создающего падение напряжения на  $R_{Gint}$ . Поэтому для выключения мощных IGBT следует использовать только отрицательное значение  $V_{GEOff}$ .

### Литература

1. [www.SEMIKRON.com](http://www.SEMIKRON.com)
2. A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann.. Application Manual Power Semiconductors. ISLE. Verlag. 2011.
3. M. Hermwille. IGBT Driver Calculation. Application Note AN-7004, SEMIKRON.
4. M. Hermwille. IGBT Gate Resistor — Principle and Application. Application Note AN-7003, SEMIKRON.
5. М. Хермвиль, А. Колпаков. Управление изолированным затвором // Электронные компоненты. 2008. №№ 6, 8.