

Расчет динамических потерь IGBT:

базовые принципы и некоторые особенности

Частотные свойства и динамические характеристики IGBT во многом определяют выбор модуля для конкретных условий работы. В спецификациях силовых ключей параметры переключения приводятся для фиксированных режимов, определенных изготовителем. Внимательный анализ технической документации показывает, что разные производители используют отличающиеся условия нормирования. Более того, иногда они указаны недостаточно четко, в результате чего абсолютно одинаковые модули могут иметь разные характеристики [8].

Для того чтобы грамотно выбрать силовой ключ, необходимо сравнить не только справочные данные, но и условия измерения, и оценить их влияние на динамические свойства модуля в реальных режимах эксплуатации. Данное руководство призвано помочь специалистам в области силовой электроники в решении данной задачи.

Мы также подробно рассмотрим принципы нормирования характеристик новых модулей IGBT SEMIKRON, что необходимо для сопоставления компонентов разных поколений.

Арендт Винтрих
(Arendt Wintrich)

Ульрих Николай
(Ulrich Nicolai)

Перевод и комментарии:
Андрей Колпаков

Andrey.Kolpakov@semikron.com

Динамические характеристики в технических спецификациях

Стандартные спецификации (Datasheet) описывают динамические свойства IGBT и антипараллельных диодов (FWD) в виде таблиц данных и графиков [1, 2]. Типовые значения времен переключения и энергии потерь в заданной рабочей точке указываются в разделе Characteristics (рис. 1).

В документации приводятся временные параметры IGBT: время задержки включения и выключения $t_{d(on)}$ / $t_{d(off)}$, время нарастания t_r и спада t_f , а также энергия включения/выключения E_{on} и E_{off} . Для

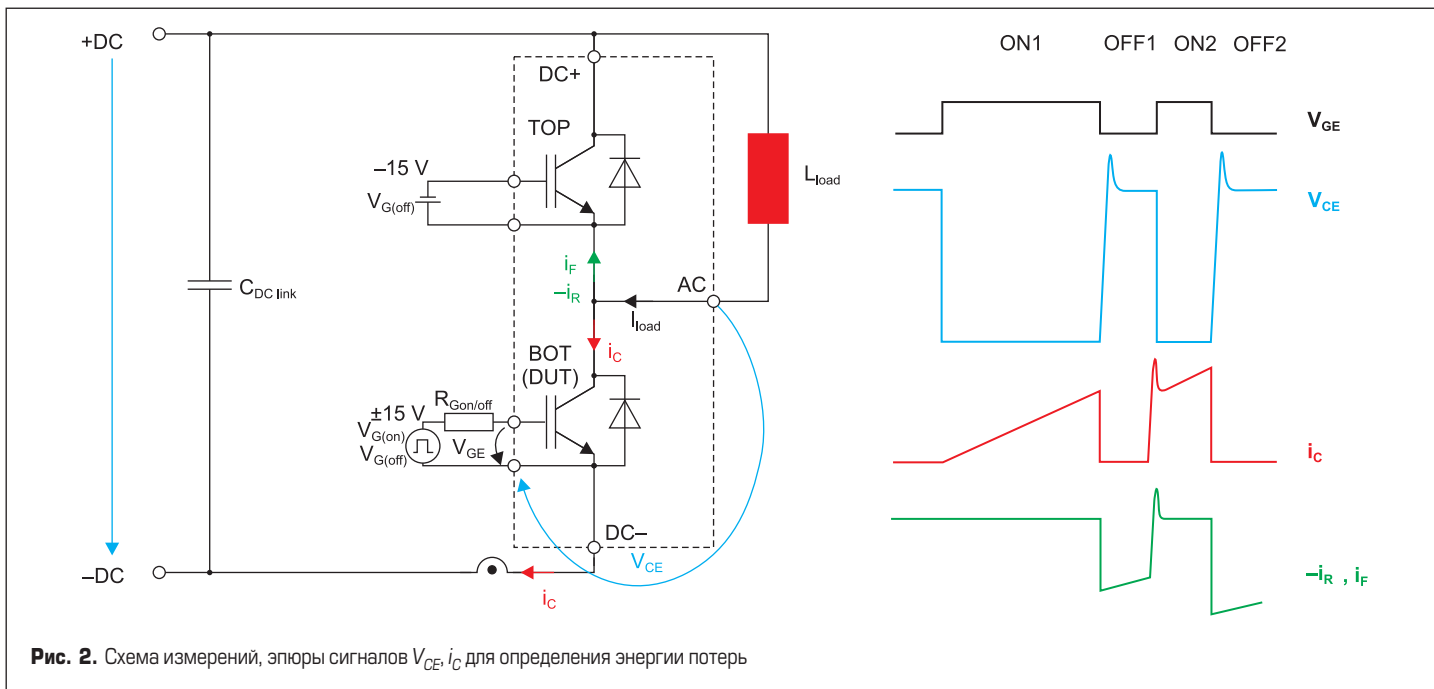
FWD указывается пиковое значение обратного тока I_{RRM} , заряд и энергия обратного восстановления Q_{rr} и E_{rr} .

Условия определения динамических характеристик даны в столбце Conditions (см. рис. 1). Это напряжение питания V_{CC} , ток коллектора I_C , напряжение включения/выключения $V_{G(on)}$ и $V_{G(off)}$, номиналы внешнего резистора затвора R_{Gon} и R_{Goff} .

Некоторые производители указывают величину распределенной индуктивности DC-шины L_C , скорость нарастания и спада тока коллектора di/dt_{on} и di/dt_{off} , а также время нарастания напряжения «коллектор-эмиттер» dv_{CE}/dt при выключении

Characteristics						
Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Unit
IGBT						
$t_{d(on)}$	$V_{CC} = 600\text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		220		ns
t_r	$I_C = 300\text{ A}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		44		ns
E_{on}	$V_{GE} = \pm 15\text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		27		mJ
$t_{d(off)}$	$R_{Gon} = 1,5\ \Omega$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		520		ns
t_f	$R_{Goff} = 1,5\ \Omega$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		117		ns
E_{off}	$di/dt_{on} = 6100\text{ A}/\mu\text{s}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		39		mJ
	$di/dt_{off} = 3000\text{ A}/\mu\text{s}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$				
Diode						
I_{RRM}	$I_F = 300\text{ A}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		345		A
Q_{rr}	$di/dt_{off} = 7300\text{ A}/\mu\text{s}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		54		μC
E_{rr}	$V_{GE} = \pm 15\text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		23		mJ
	$V_{CC} = 600\text{ V}$					

Рис. 1. Динамические характеристики в действующих спецификациях SEMIKRON



IGBT. Для описания динамического поведения диода нормируются следующие параметры: скорость спада тока при выключении di/dt_{off} и соответствующие значения напряжения на затворе IGBT ($V_{GE(on)}$ и $V_{GE(off)}$).

В нашем примере значения энергии потерь E_{on} , E_{off} и E_{rr} определены при одном и том же внешнем резисторе затвора, причем E_{on} и E_{rr} измеряются для режима коммутации IGBT верхнего и нижнего уровня (BOT/TOP). Поэтому величины di/dt не совпадают полностью. Кроме того, спецификации включают в себя графики зависимости E_{on} , E_{off} и E_{rr} от I_C и R_G .

Основные методы нормирования энергии потерь

Измерения времен переключения и энергии потерь IGBT-модулей осуществляются с помощью стандартного «2-пульсного теста» полумостового каскада, работающего

на индуктивную нагрузку, как показано на рис. 2 [3, 4]. Тестируемый IGBT (DUT) включается и выключается дважды, анализ динамических параметров производится при первом выключении OFF1 и втором включении ON2. Во время подачи первого импульса управления ON1 ток коллектора возрастает до заданного уровня I_C . Индуктивность нагрузки L_{load} должна быть достаточно большой, чтобы поддерживать ток на стабильном уровне в течение интервала проводимости диода OFF1.

На рис. 2 показаны эпюры токов и напряжений BOT IGBT и TOP диода. Для проведения аналогичных измерений у IGBT верхнего плеча (TOP) и его оппозитного диода (BOT) индуктивность нагрузки следует подключить к выводам AC и DC. В этом случае TOP IGBT будет включен, а BOT IGBT заблокирован отрицательным напряжением на затворе.

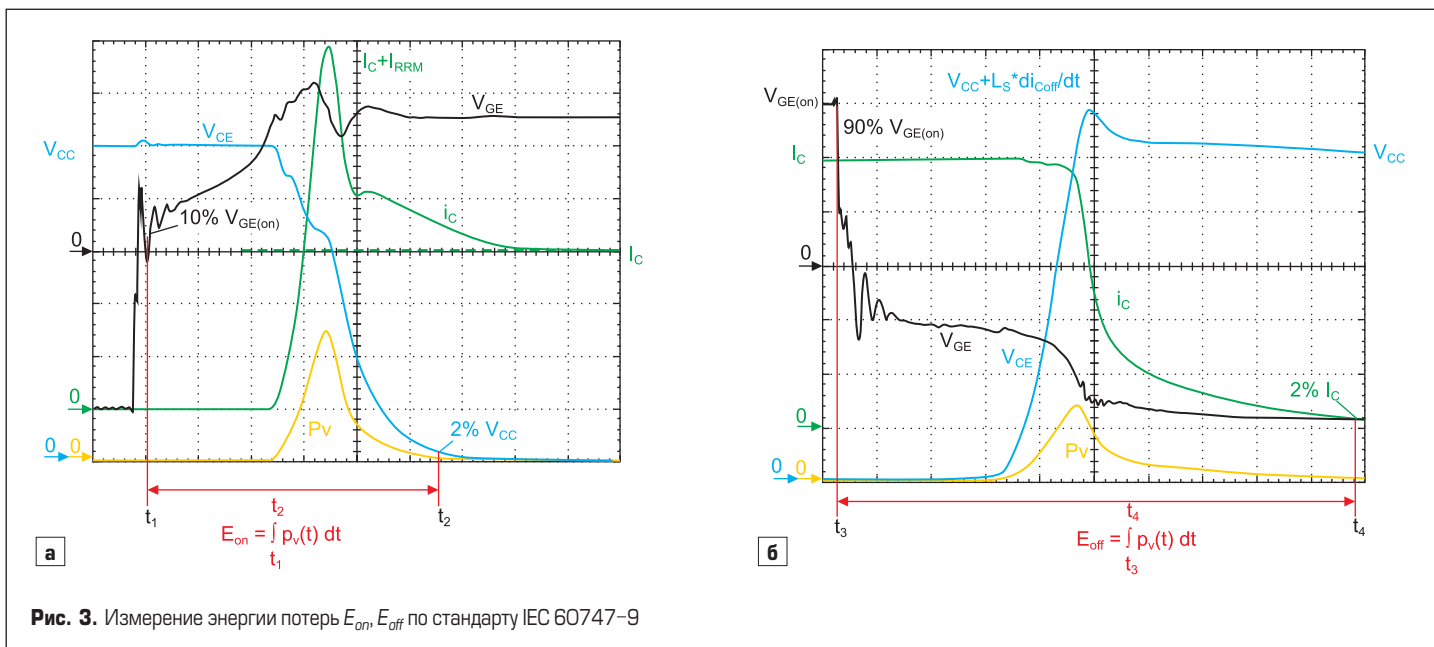
Стандартные методы измерения энергии потерь

Типовая методика измерения динамических потерь описана в стандарте IEC 60747-9 (разделы 6.3.11 и 6.3.17 Measuring methods for switching energy dissipations) [3]. Согласно этому документу, энергия включения E_{on} и выключения E_{off} рассчитывается с помощью уравнений (1) и (2):

$$E_{on} = \int_{t_1}^{t_2} p_v(t) dt = \int_{t_1}^{t_2} v_{CE}(t) \times i_c(t) dt ; \quad (1)$$

$$E_{off} = \int_{t_3}^{t_4} p_v(t) dt = \int_{t_3}^{t_4} v_{CE}(t) \times i_c(t) dt . \quad (2)$$

Выбор пределов интегрирования $t_1(10\% V_{G(on)})$, $t_2(2\% V_{CC})$, $t_3(90\% + V_{G(on)})$ и $t_4(2\% I_C)$ объясняется на рис. 3.



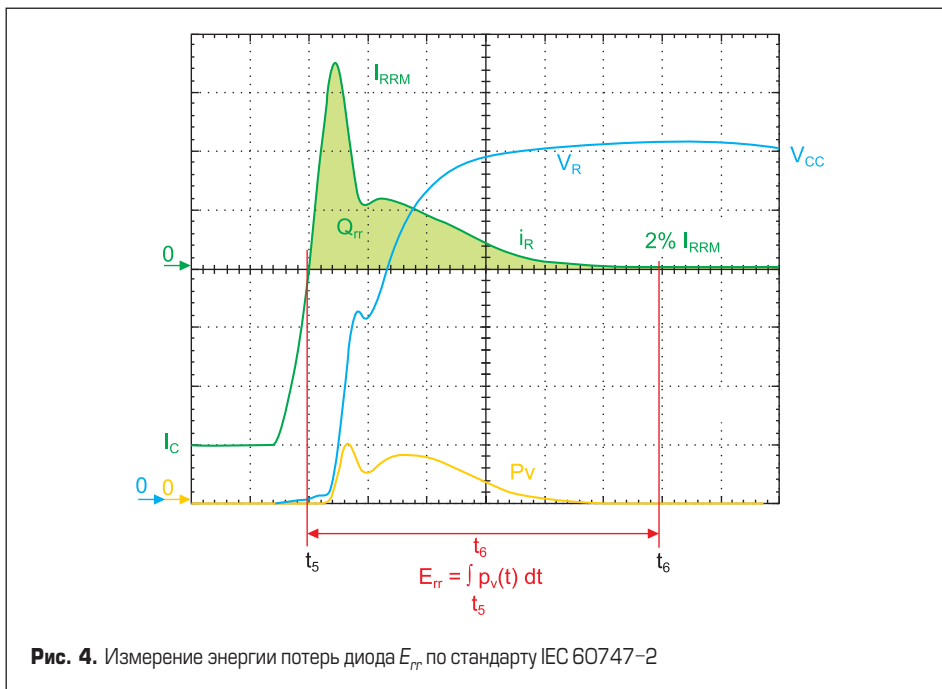


Рис. 4. Измерение энергии потерь диода E_{rr} по стандарту IEC 60747-2

В соответствии со стандартом IEC 60747-2 [5] (раздел 5.7) и рис. 4, энергия восстановления диода E_{rr} определяется с помощью выражения (3):

$$E_{rr} = \int_{t_5}^{t_6} p_v(t) dt = \int_{t_5}^{t_6} v_r(t) \times i_r(t) dt \quad (3)$$

Нижний предел интеграла t_5 соответствует моменту времени, где обратный ток IRR пересекает нулевой уровень, верхний — моменту

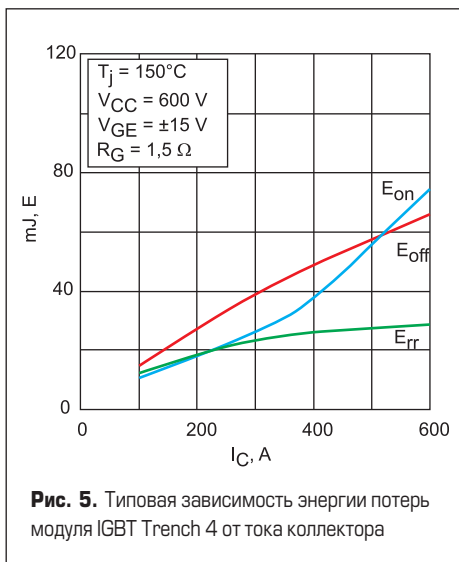


Рис. 5. Типовая зависимость энергии потерь модуля IGBT Trench 4 от тока коллектора

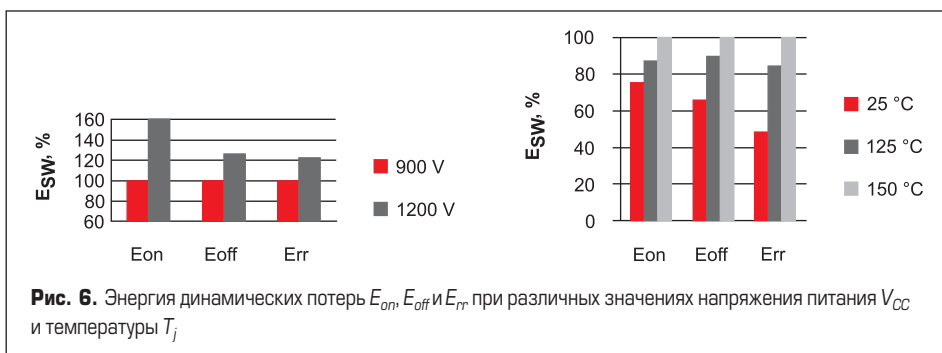


Рис. 6. Энергия динамических потерь E_{on} , E_{off} и E_{rr} при различных значениях напряжения питания V_{CC} и температуры T_j

t_6 , где он спадает до 2% от максимального значения IRRM (рис. 4).

Основные характеристики: ток коллектора I_C , напряжение питания V_{CC} , температура кристалла T_j

Основные тестируемые характеристики — ток коллектора I_C , напряжение питания V_{CC} и температура кристалла T_j — оказывают ключевое влияние на величину энергии динамических потерь E_{sw} . Уравнение (4) позволяет приблизительно рассчитать ее зависимость для IGBT ($E_{sw} = E_{on} + E_{off}$) и диода FWD ($E_{sw} = E_{rr}$) от указанных выше параметров, если они отличаются от номинальных условий испытаний I_{ref} , V_{CCref} , T_{jref} и E_{swref}

$$E_{sw} = E_{swref} \times \left(\frac{I}{I_{ref}}\right)^{K_i} \times \left(\frac{V_{CC}}{V_{CCref}}\right)^{K_v} \times (1 + TC_{sw}(T_j - T_{jref})), \quad (4)$$

где: K_i — показатель степени для соотношения реального и номинального тока (для IGBT ~ 1; для FWD ~ 0,5–0,6); K_v — показатель степени для соотношения реального и номинального напряжения (для IGBT ~ 1,2–1,4; для FWD ~ 0,6); TC_{sw} — температурный коэффициент динамических потерь (для IGBT ~ 0,003; для FWD ~ 0,005–0,006).

На рис. 5, взятом из спецификации модуля IGBT Trench 4 (300 A/1200 V), показана типовая зависимость энергии потерь E_{on} , E_{off} и E_{rr} от тока коллектора.

На рис. 6 приведены диаграммы, позволяющие сравнить энергию динамических потерь E_{on} , E_{off} и E_{rr} модуля IGBT Trench 4 (600 A/1700 V) при разных уровнях напряжения питания V_{CC} и температуры чипа T_j . Значения потерь даны в процентах, за 100% приняты справочные величины из спецификации модуля при $V_{CC} = 900$ В и $T_j = +150$ °С.

Выходной каскад драйвера

Параметры схемы управления затвором IGBT также влияют на результаты измерений потерь переключения. В спецификации модуля приводятся номиналы резистора затвора, а также уровни напряжения управления $V_{G(on)}$ и $V_{G(off)}$; величина R_G может отличаться для режима включения ($R_{G(on)}$) и выключения ($R_{G(off)}$).

На рис. 7, взятом из спецификации модуля IGBT Trench 4 (300 A/1200 V), представлена типовая зависимость энергии динамических потерь E_{on} , E_{off} и E_{rr} от внешнего резистора затвора R_G . Поскольку коллекторный ток растет медленнее (увеличивается время t_r) с увеличением R_G , энергия включения E_{on} при этом становится ощутимо больше. В отличие от E_{on} , энергия выключения E_{off} (особенно у IGBT Trench 4) почти не зависит от резистора затвора.

Быстрое включение IGBT приводит к ускорению процесса коммутации в цепи оппозитного диода и увеличению тока его восстановления I_{RR} , и наоборот. Таким образом, потери обратного восстановления E_{rr} падают с увеличением R_G . Нижний предел резистора $R_{G(on)}$ зависит (среди прочих параметров) от пикового значения I_{RR} и уровня перенапряжения V_R в условиях допустимой перегрузки по этому току (I_{RRM}).

Аналогично, минимальное значение $R_{G(off)}$ определяется (среди прочих параметров) уровнем коммутационного перенапряжения и пределами области безопасной работы. Для сопоставимости данных многие производители указывают в спецификациях величину di/dt при нормировании параметра E_{on} и dv_{CE}/dt при нормировании параметра E_{off} .

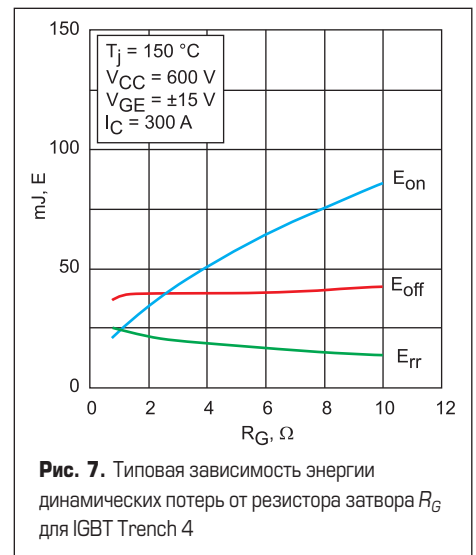


Рис. 7. Типовая зависимость энергии динамических потерь от резистора затвора R_G для IGBT Trench 4

Влияние напряжения управления V_G

Чем выше уровень напряжения управления V_G (при том же резисторе R_G), тем быстрее заряд Q_g поступает на затвор или удаляется из него, при этом время переключения и энергия потерь IGBT уменьшаются. Допустимое значение V_G не должно превышать ± 20 В, большинство производителей определяют параметры модулей IGBT 12 и 17 класса при напряжении на затворе $V_{G(on/off)} = \pm 15$ В, а для модулей с $V_{CE} = 600/650$ В при $V_{G(on/off)} = +15$ В/-7,5 В.

Информацию о конкретных требованиях, предъявляемых к устройствам управления затвором IGBT, можно найти в [2] и [6]. Отметим, что многие серийно выпускаемые драйверы (например, SEMIKRON), имеют напряжение выключения $-7 \dots -8$ В. Маломощные драйверы часто предлагаются с нулевым уровнем $V_{G(off)} = 0$ В, более подробная информация приведена в [7].

Дополнительные факторы, влияющие на динамические потери

Условия нагрузки

При работе на резистивную нагрузку (вместо индуктивной, используемой в тестовой схеме) потери уменьшаются, поскольку ток коллектора увеличивается только в тот момент времени, когда падает напряжение «коллектор-эмиттер». Коммутационные потери при наличии емкостной составляющей (которая, например, есть у соединительного кабеля двигателя), напротив, оказываются несколько выше, так как в этом случае IGBT дополнительно нагружается емкостным током заряда/разряда.

Паразитная индуктивность DC-шины L_σ

Паразитные индуктивности в цепи коммутации оказывают сильное влияние на динамические потери. В тестовой схеме при переключении IGBT нижнего плеча (BOT) и оппозитного диода (TOP) напряжение V_{AC} измеряется между AC-выходом и дополнительным выводом эмиттера (сплошные синие линии на рис. 8). Общая паразитная индуктивность L_σ рассчитывается, как:

$$L_\sigma = L_{DC+} + L_{DC-} + L_{E(BOT)} \tag{5}$$

где L_{DC+} и L_{DC-} — распределенные индуктивности DC-шины, $L_{E(BOT)}$ — распределенная индуктивность эмиттера BOT IGBT.

В зависимости от того, на каком плече полумоста производится измерения, параметр L_E эмиттерной цепи относится к верхнему (TOP) IGBT — $L_{E(TOP)}$ или нижнему (BOT) IGBT — $L_{E(BOT)}$. Распределенные индуктивности эмиттерных проводников и терминалов составляют значительную часть величины L_{CE} указанной в технической спецификации.

На рис. 9 показано влияние паразитных индуктивностей DC-шины на процесс коммутации. Именно они создают падение напряжения ΔV_{CE} при включении и перенапряжение при выключении IGBT. Величина L_σ для режима включения может быть рассчитана с помощью выражения (6):

$$L_\sigma = \Delta V_{CE} / di/dt. \tag{6}$$

В процессе включения чем выше величина L_σ , тем больше упадет напряжение V_{CE} при увеличении тока коллектора. Следовательно, энергия потерь E_{on} снижается с ростом паразитной индуктивности. При выключении наблюдается обратный эффект: чем больше L_σ , тем выше коммутационные потери E_{off} . Причина этого заключается в росте амплитуды коммутационного перенапряжения «коллектор-эмиттер» и снижении скорости переключения di/dt . Как правило, справочные значения L_σ , указываемые в спецификации стандартных IGBT-модулей, находятся в диапазоне 30–60 нГн. На рис. 10 показано влияние паразитной индуктивности на уровень коммутационных потерь.

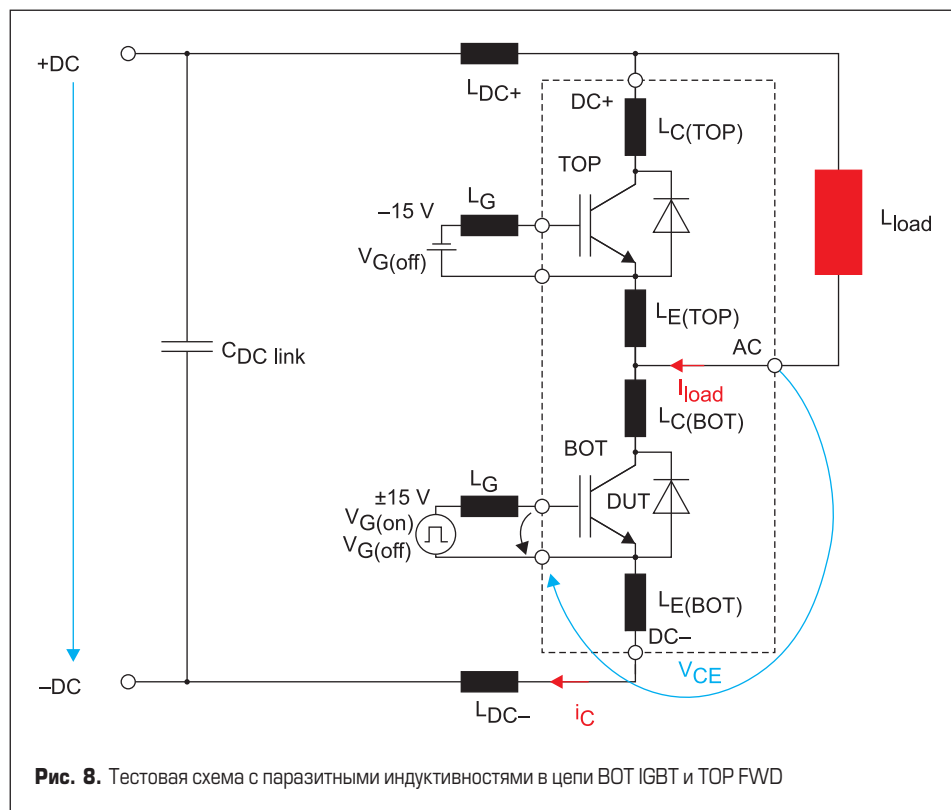


Рис. 8. Тестовая схема с паразитными индуктивностями в цепи BOT IGBT и TOP FWD

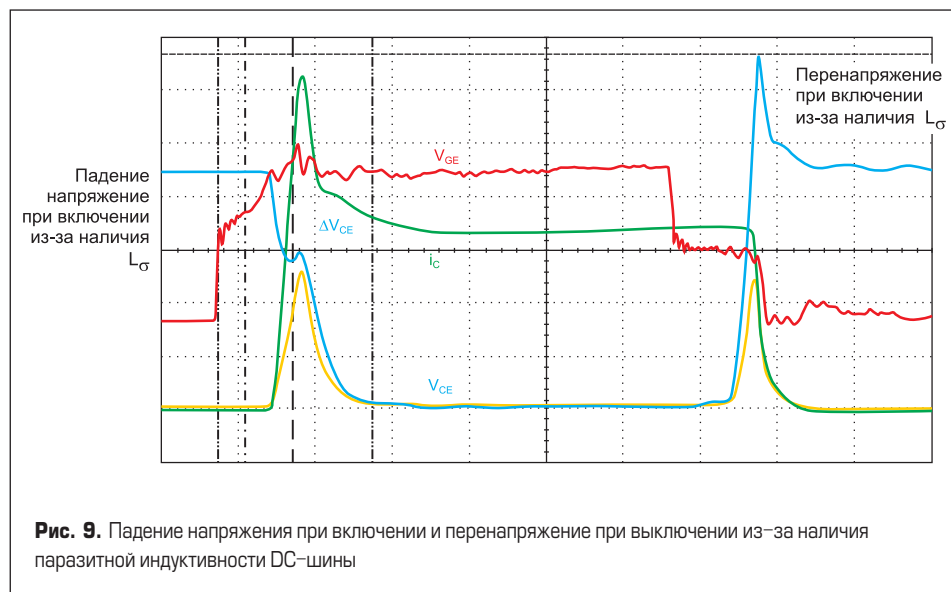


Рис. 9. Падение напряжения при включении и перенапряжение при выключении из-за наличия паразитной индуктивности DC-шины

Индуктивность цепи затвора L_G

Индуктивность цепи управления затвором L_G (рис. 8) также влияет на динамические свойства IGBT. Величина L_G в основном зависит от длины и способа соединения выхода драйвера с затвором транзистора. Эту индуктивность по ее влиянию можно срав-

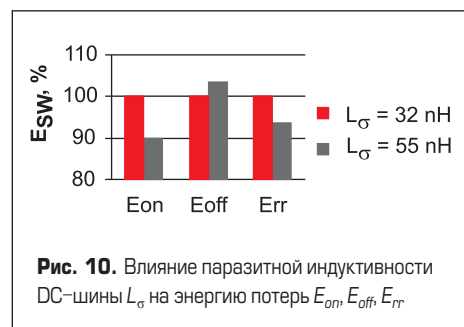


Рис. 10. Влияние паразитной индуктивности DC-шины L_σ на энергию потерь E_{on} , E_{off} , E_{rr}

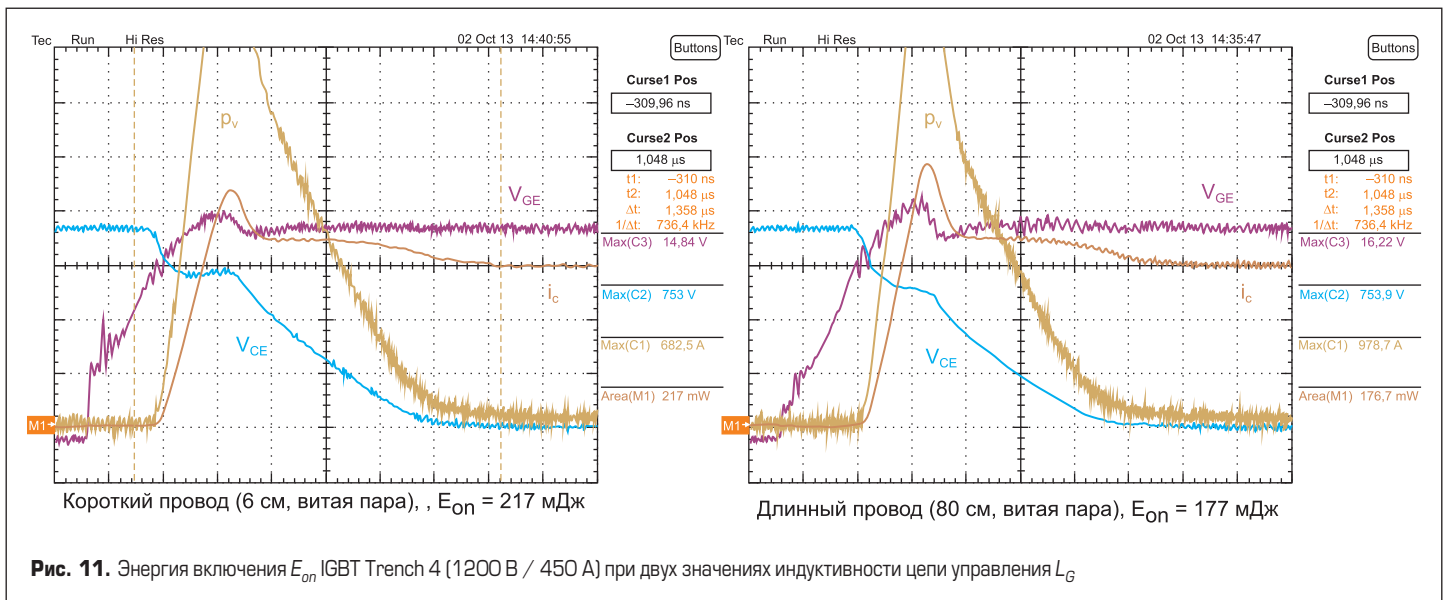


Рис. 11. Энергия включения E_{on} IGBT Trench 4 (1200 В / 450 А) при двух значениях индуктивности цепи управления L_G

Таблица 1. Типовые пределы интегрирования при нормировании энергии потерь

Стандарт	E_{on}			E_{off}	
	t_1	t_2	t_3	t_4	t_5
IEC 60747-9	$V_{GE} = 0,1 \times V_{G(on)}$	$V_{CE} = 0,02 \times V_{CC}$	$V_{GE} = 0,9 \times V_{G(on)}$	$I_C = 0,02 \times I_C$	
SEMIKRON	$V_{GE} = 0,1 \times V_{G(on)}$	$V_{CE} = 0,02 \times V_{CC}$	$V_{GE} = 0,9 \times V_{G(on)}$	$I_C = 0,02 \times I_C$	
Manufacturer IN	$I_C = 0,1 \times I_C$	$V_{CE} = 0,02 \times V_{CC}$	$V_{CE} = 0,1 \times V_{CC}$	$I_C = 0,02 \times I_C$	
Manufacturer M1	$V_{GE} = 0,1 \times V_{G(on)}$	$V_{CE} = 0,1 \times V_{CC}$	$V_{CE} = 0,1 \times V_{CC}$	$I_C = 0,02 \times I_C$	
Manufacturer AB	$V_{GE} = 0,1 \times V_{G(on)}$	$t_2 = t_1 + (10...20) \mu\text{с}^*$	$V_{GE} = 0,9 \times V_{G(on)}$	$t_4 = t_3 + (10...20) \mu\text{с}^*$	
Manufacturer IX	$I_C = 0,1 \times I_C$	$V_{CE} = 0,1 \times V_{CC}$	$V_{CE} = 0,1 \times V_{CC}$	$I_C = 0,1 \times I_C$	

Примечание: * — зависит от класса напряжения IGBT.

нить с источником тока, который обеспечивает дополнительный заряд затвора в начале так называемого «плато Миллера» на графике V_{GE} . При этом увеличивается наклон характеристики di/dt , что снижает величину E_{on} . Быстрое включение IGBT приводит к ускорению процесса коммутации тока из opposite диода в цепь «коллектор–эмиттер». Таким образом, энергия обратного восстановления E_{rr} диода растет с увеличением L_G . На рис. 11 показаны эпюры включения IGBT при разных расстояниях между выходом драйвера и затвором.

При выключении IGBT скорость его коммутации не зависит от L_G , однако с увеличением индуктивности растет время задержки $t_{d(off)}$. Таким образом, в соответствии со стандартом IEC 60747-9 должно увеличиваться и значение энергии потерь E_{off} . Однако если нижний предел интегрирования E_{off} определяется при $V_{CE} = 0,1 \times V_{CC}$, то величина энергии остается независимой от L_G (см. табл. 1, например, для производителя IN).

Кроме того, использование длинного кабеля в цепи затвора создает «индуктивный» эффект, который может проявляться в виде перенапряжений и паразитных осцилляций в сигнале V_{GE} , а также высоких пиковых токов в случае короткого замыкания. При этом обычные методы ограничения уровня напряжения на затворе оказываются мало эффективными.

Очевидно, что в любом случае следует свети к минимуму распределенную индуктив-

ность цепи управления затвором L_G , хотя это может привести к некоторому повышению энергии включения E_{on} . Отметим, что как правило, в спецификациях IGBT не дается никакой информации о допустимых значениях L_G .

Пределы интегрирования при определении энергии потерь E_{on} и E_{off}

Пределы интегрирования при нормировании энергии потерь указаны в разделе 2.2 стандарта IEC 60747-9. Однако многие производители силовых модулей используют собственные значения, некоторые примеры приведены в таблице 1.

Преимущество привязки пределов интегрирования к току I_C при включении и напряжению V_{CE} при выключении (вместо V_{GE}) состоит в обеспечении независимости результатов от колебаний сигнала «затвор–эмиттер» и допусков на время задержки включения и вы-

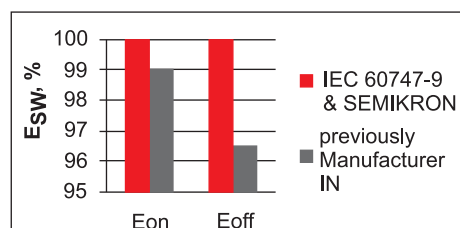


Рис. 12. Справочные значения E_{on} и E_{off} при разных пределах интегрирования

ключения. В этом случае расчетные значения E_{on} и E_{off} получаются немного меньше, чем при определении согласно стандарту IEC 60747-9. На рис. 12 приведен пример сравнения справочных данных E_{sw} , рассчитанных по разным методикам.

Оценка результатов измерений

В спецификациях модулей приводятся типовые значения динамических характеристик. Они определяются в соответствии со стандартом IEC 60747-9 на основе статистического анализа результатов измерений коммутационных потерь транзистора и диода (IGBT/FWD) верхнего и нижнего плеча. Поскольку стандарт дает параметры полупроводниковых кристаллов (а не модулей), необходимо произвести измерения характеристик каждого ключа IGBT/FWD. Например, если трехфазный модуль содержит шесть IGBT с разными свойствами, то следует определить параметры всех транзисторов. Однако, в большинстве случаев, в состав таких компонентов входят идентичные чипы, поэтому в технических характеристиках модуля достаточно указать данные только одного ключа. Это правило не распространяется на трехуровневые модули, где могут быть использованы разные кристаллы.

Паразитные индуктивности и пути коммутации разных кристаллов внутри модуля несколько отличаются, что создает небольшие различия энергии потерь между ключами (см. пример на рис. 13). Поскольку выбор

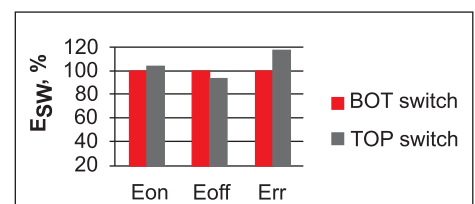


Рис. 13. Разница энергии потерь верхнего (TOP) и нижнего (BOT) плеча полумостового модуля IGBT

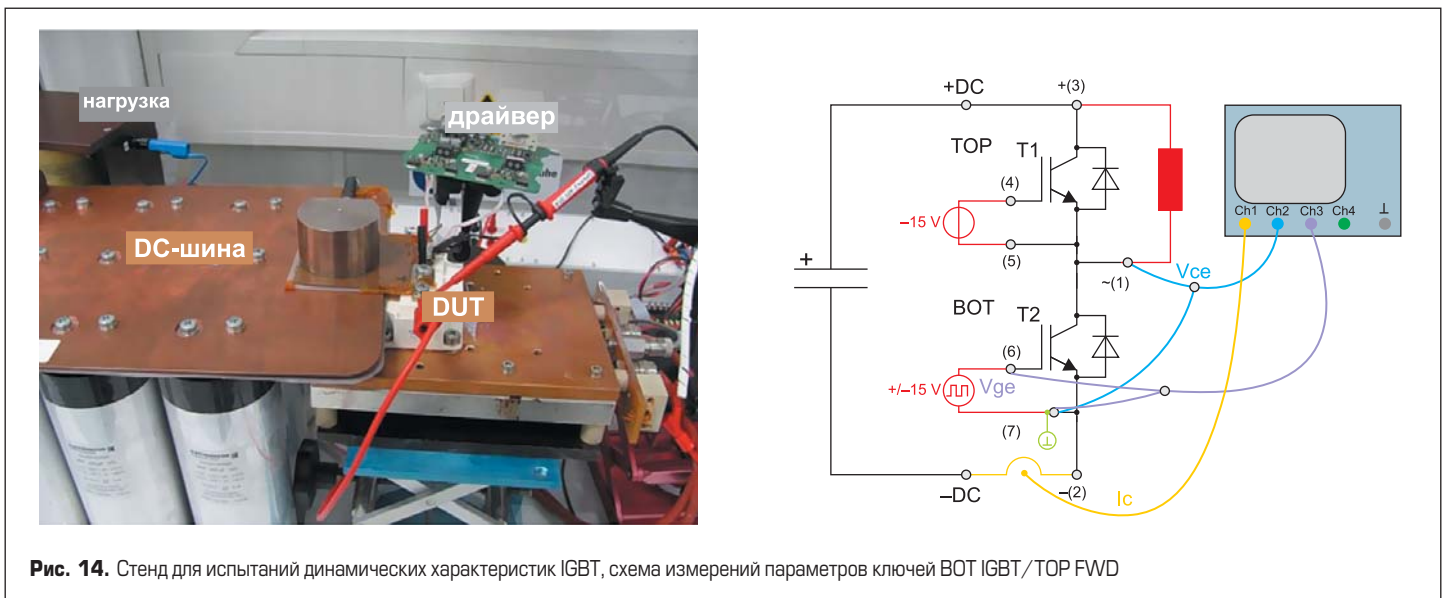


Рис. 14. Стенд для испытаний динамических характеристик IGBT, схема измерений параметров ключей BOT IGBT/TOP FWD

статистических методов остается за производителем, он может решить, какой «запас по надежности» следует использовать при сравнении измеренных и справочных значений.

Определение динамических потерь модулей IGBT SEMIKRON

Схема испытаний полумостовых модулей

На рис. 14 показаны установка и тестовая схема для определения динамических характеристик полумостовых IGBT семейства SEMITRANS 3 (стандартный конструктив 62 мм). Модуль устанавливается на нагревательную пластину с регулируемой температурой. Выводы питания соединены с копланарной низкоиндуктивной DC-шиной через датчик тока (датчик Пирсона). Нагрузка с высокой индуктивностью подключена между терминалами +DC и AC тестируемого модуля IGBT. В данном примере показана схема измерения параметров BOT IGBT и TOP FDW, транзистор TOP IGBT блокирован подачей напряжения $V_{G(off)} = -15$ В между затвором и сигнальным выводом эмиттера. Драйвер соединен с выводами управления IGBT витым проводом длиной 10 см, что обеспечивает низкую индуктивность цепи затвора.

Условия испытаний

В таблице 2 приведены значения основных тестовых параметров: тока коллектора I_C , напряжения питания V_{CC} и температуры кристалла T_j используемых SEMIKRON для определения энергии потерь переключения.

В основном SEMIKRON использует такие же тестовые параметры, что и большинство других производителей силовых ключей. В настоящее время компания определяет динамические характеристики модулей IGBT 17 класса при $V_{CC} = 1200$ В, это на 300 В выше аналогичной нормы у большинства конкурентов. Однако для лучшей сопоставимости параметров в технических спецификациях новых 1700-В IGBT времена и потери переключения даются при $V_{CC} = 900$ В.

Динамические характеристики интеллектуальных силовых модулей IPM SKiiP также измеряются при более высоких напряжениях питания, поскольку они могут быть использованы в качестве рабочих благодаря очень низкой распределенной индуктивности конструктива SKiiP.

Как объяснялось ранее, увеличение паразитной индуктивности L_G в цепи коммутации приводит к снижению потерь включения E_{on} и увеличению потерь выключения E_{off} . На сегодня SEMIKRON не определяет величину L_G в технической документации, однако этот параметр будет указан в спецификациях новых модулей IGBT.

Выбор пределов интегрирования для измерения энергии потерь E_{on} и E_{off}

Как и большинство производителей, SEMIKRON использует различные пределы интегрирования для определения параметров E_{on} и E_{off} выпускаемых и перспективных модулей IGBT (табл. 3).

Использование 10% пределов I_C при включении и V_{CC} при выключении изменяет величины коммутационных потерь на несколько процентов, однако это позволяет применять измерительное оборудование с программируемыми параметрами и обеспечивает лучшую воспроизводимость результатов измерений. Кроме того, при этом улучшается сопоставимость со спецификациями других производителей (табл. 1).

Сопоставление результатов измерений и справочных данных

В большинстве случаев SEMIKRON измеряет энергию потерь IGBT в соответствии со стандартом IEC 60747-9. В спецификациях указываются динамические характеристики кристаллов с самыми высокими потерями переключения, у полумостовых модулей это, как правило, транзистор нижнего плеча BOT. Полученный результат увеличивается на 10%, что позволяет компенсировать разброс параметров компонентов и погрешность измерений.

Таблица 2. Условия испытаний модулей IGBT SEMIKRON

Группа модулей IGBT		I_C	V_{CC} , В		T_j
Семейство IGBT	V_{CES} , В		Выпускаемые модули	Новые модули	
SEMITRANS, SEMiX, SKiM, MiniSKiiP, SEMITOP	600/650	ICном*	300	300	+25 °C и $T_{j(max)} - 25$ K
	1200		600	600	
	1700		1200	900 (1200)**	
SKiiP3, SKiiP4 IPM	1200		600 и 900	600 и 900	
SKiiP3 IPM	1700		900 и 1200	900 и 1200	
SKiiP4 IPM			900 и 1300	900 и 1300	

Примечание: * — для модулей SEMITOP и SKiiP3 используются специальные нормы I_C ; ** — $V_{CC} = 1200$ В по запросу.

Таблица 3. Изменения пределов интегрирования при нормировании энергии потерь для новых IGBT-модулей

		Выпускаемые модули	Новые модули
Включение	$E_{on} = \int_{t1}^{t2} v_{CE}(t) \times i_C(t) dt$	$0,1 \times V_{G(on)} \dots 0,02 \times V_{CC}$	$0,1 \times I_C \dots 0,02 \times V_{CC}$
Выключение	$E_{off} = \int_{t3}^{t4} v_{CE}(t) \times i_C(t) dt$	$0,9 \times V_{G(on)} \dots 0,02 \times I_C$	$0,1 \times V_{CC} \dots 0,02 \times I_C$

Для вновь разрабатываемых силовых ключей система нормирования динамических параметров несколько изменена. Как и ранее, тестированию подвергаются все элементы, входящие в модуль, однако теперь параметры ключей с максимальными потерями измеряются в большем количестве приборов, что повышает достоверность результатов. Соответственно, в технические спецификации новых IGBT будут включаться средние значения E_{on}/E_{off} измеренные на расширенной выборке компонентов.

Заключение

Задачей данной публикации является помочь в сравнении и выборе IGBT на основе

справочных данных. Сопоставление динамических характеристик модулей разных производителей является весьма сложной задачей, и для ее решения необходимо понимать, что значения коммутационных потерь во многом зависят от условий измерения. Для упрощения выбора и сопоставления параметров новых силовых ключей SEMIKRON будет добавлять или изменять некоторые условия измерений в спецификациях. Эти изменения и их влияние на величину динамических потерь описаны выше.

Литература

1. U. Nicolai, A. Wintrich. Determining switching losses of SEMIKRON IGBT modules. Application Note AN-1403. SEMIKRON, 2014.
2. A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann. Application Manual Power Semiconductors. ISLE Verlag 2011.
3. IEC 60747-9: Semiconductor devices – discrete devices. Part 9: Insulated-gate bipolar transistors (IGBT).
4. J. Lamp. IGBT Peak Voltage Measurement and Snubber Capacitor Specification. Application Note AN-7006. SEMIKRON, 2008.
5. IEC 60747-2: Semiconductor devices – discrete devices. Part 2: Rectifier diodes.
6. M. Hermwille. IGBT Driver Calculation», Application Note AN-7004. SEMIKRON, 2004.
7. N. Hofstoetter. Limits and hints how to turn off IGBTs with unipolar supply. Application Note AN-1401. SEMIKRON, 2015.
8. А. Колпаков. Контрольная точка, или Как читать Datasheet между строк // Электронные компоненты. 2005. № 6. 2006. №9.