

Сравнить несравнимое, сопоставить несопоставимое...

В [1, 2] была опубликована статья «Контрольная точка, или об умении читать datasheet между строк», посвященная особенностям нормирования параметров модулей IGBT и их зависимости от способа измерения физических характеристик компонентов. Материал вызвал оживленные отклики и многочисленные дискуссии, которые продолжаются до сих пор.

Однако авторы вынуждены с сожалением констатировать, что некоторые «специалисты» до сих пор принимают цифры, использованные в названии модулей, за технические данные. Поэтому мы решили вернуться к обсуждению вопроса, посвященного влиянию способов измерения и нормирования параметров компонентов на их справочные данные.

Арендт Винтрич
(Arendt Wintrich)

Андрей Колпаков

Andrey.Kolpakov@semikron.com

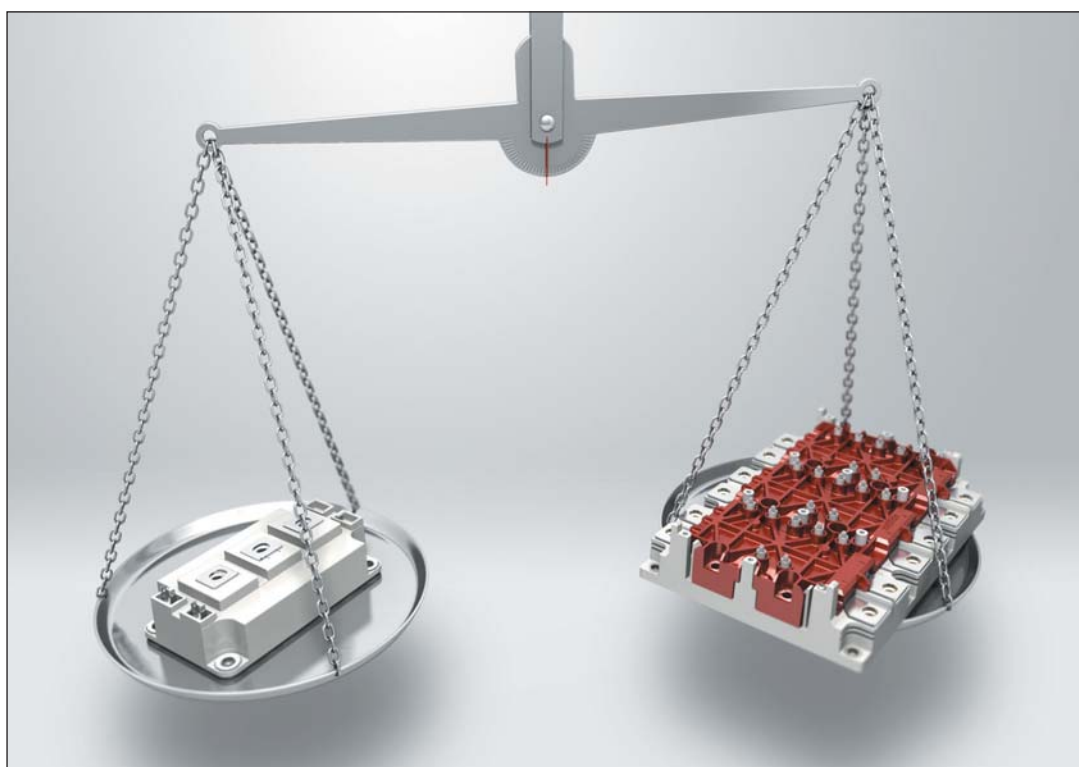
Характеристики проводимости

Как правило, в качестве отправной точки для сравнения параметров модулей IGBT используют величину номинального постоянного тока ($I_{Cном}$). Именно данный факт является источником большинства ошибок, поскольку точной трактовки этого термина и единого метода его нормирования до сих пор не существовало.

В последние годы европейскими производителями модулей IGBT принято определять величину номинального тока в зависимости от активной площади чипа и допустимой для этой площади плотности

тока (А/мм²), задаваемой изготовителем полупроводниковых кристаллов. В этом случае ни одна из электрических характеристик силового ключа или особенностей его конструкции не влияет на данный показатель. Отметим, что величина $I_{Cном}$ является опорной для определения номинальных значений прямого падения напряжения и энергии динамических потерь.

В противоположность этому параметр I_C , указываемый в таблице Maximum ratings, означает величину постоянного тока, который может пропускать модуль IGBT в длительном режиме при определенной температуре корпуса T_C . Значение I_C соответствует



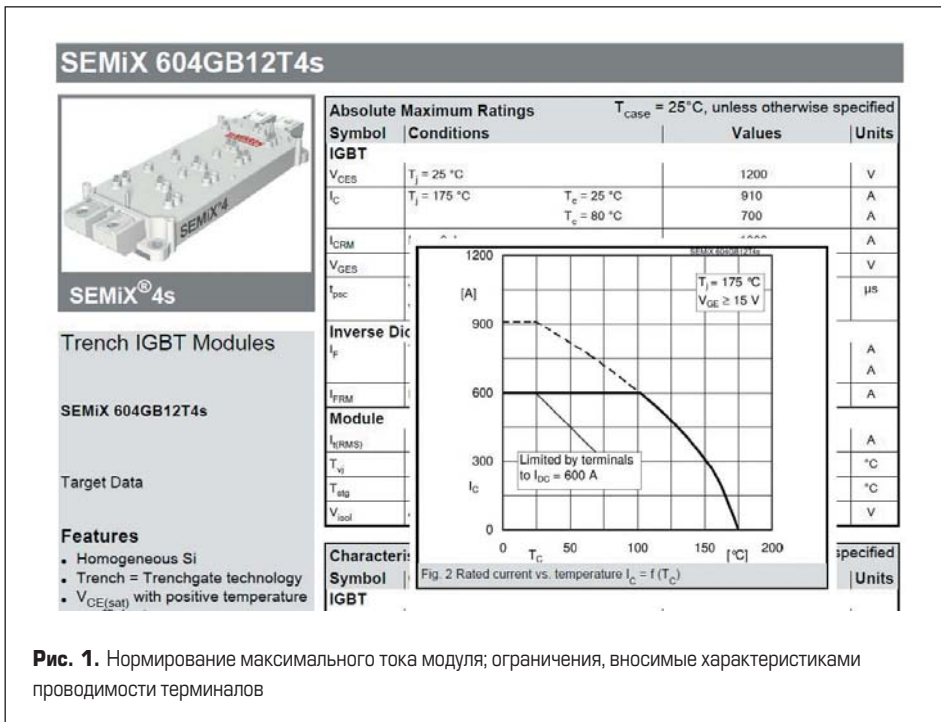


Рис. 1. Нормирование максимального тока модуля; ограничения, вносимые характеристиками проводимости терминалов

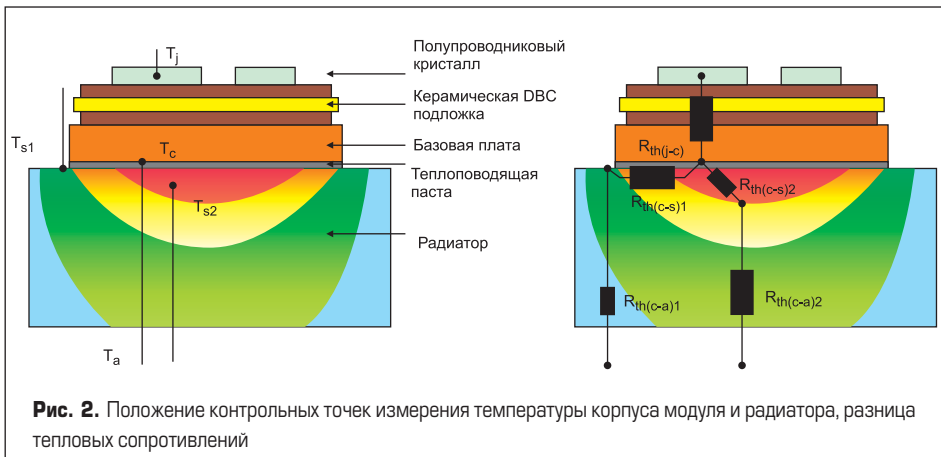


Рис. 2. Положение контрольных точек измерения температуры корпуса модуля и радиатора, разница тепловых сопротивлений

максимальному прямому падению напряжения и предельной температуре кристалла T_j. Такое определение позволяет учесть электрические и тепловые (R_{th}) характеристики модуля. Потери переключения приводят к допол-

нительному перегреву кристаллов, в реальных применениях их вклад может стать определяющим, поэтому силовые ключи практически никогда не используются на максимальном токе. Это обусловлено еще и тем, что для обе-

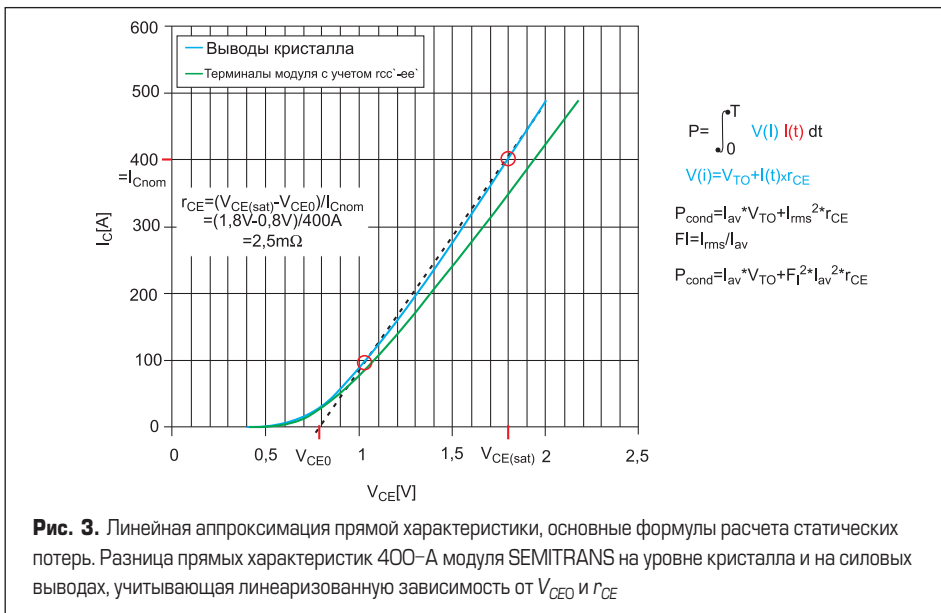


Рис. 3. Линейная аппроксимация прямой характеристики, основные формулы расчета статических потерь. Разница прямых характеристик 400-А модуля SEMITRANS на уровне кристалла и на силовых выводах, учитывающая линеаризованную зависимость от V_{CE0} и r_{CE}

спечения показателей надежности необходим некоторый запас по температуре T_j.

При использовании новой системы обозначений значение I_C в ряде случаев может превысить ограничения, установленные для конструктива, что обычно отражается на графике I_C = f(T_C). На рис. 1 приведен фрагмент документации на модуль SEMIX GB12E4s, номинальные токовые характеристики кристаллов которого оказываются несколько выше, чем возможности силовых терминалов. На кривой зависимости I_C от температуры корпуса T_C проведена горизонтальная линия, ограничивающая эту характеристику на уровне 600 А (Limited by terminals), хотя теоретическое предельное значение тока равно 910 А (при T_C = +25 °C). В таких случаях в технических данных должен указываться максимальный ток терминалов I_(RMS), определяемый их характеристиками проводимости. Данный факт является следствием стремления европейских производителей к унификации параметров, и его не следует рассматривать как противоречие.

Важнейшими параметрами, необходимыми для расчета статических потерь, являются напряжение насыщения IGBT (V_{CE(sat)}) и прямое падение напряжения антипараллельного диода (V_F). Необходимо учитывать, что приводимые в документации европейских фирм значения, как правило, измеряются в точках подключения терминалов (terminal level), т. е. они включают перепад сигнала на внутренних соединениях модуля. В ряде случаев в справочных данных указывается, что измерение проводится на уровне кристаллов (chip level).

Благодаря высоким показателям плотности тока, обеспечиваемым современными поколениями IGBT, статические потери на выводах пренебрежимо малы по сравнению с мощностью, рассеиваемой полупроводниковыми чипами. Однако при анализе тепловых характеристик силового ключа следует определить падение напряжения отдельно на кристаллах IGBT (V_{CEchip}) и на подводящих шинах (V_{CEterminal}).

Значение V_{CEchip} рассчитывается на основе справочных данных с помощью формулы:

$$V_{CEterminal} = V_{CEchip} + I_C r_{CC-EE}$$

Полученные выражения позволяют независимо определить мощность, рассеиваемую чипами и определяемую напряжением насыщения и DC-выводами, потери на которых зависят от их активного сопротивления. Например, протекание тока 300 А приводит к рассеянию 90 Вт на терминалах с импедансом r_{CC-EE} = 1 мОм.

Для сравнения: четыре полупроводниковых кристалла в таком же полумостовом модуле (2×IGBT + 2×FWD) при аналогичной токовой нагрузке генерируют около 700–800 Вт статических потерь. При этом именно мощность, рассеиваемая чипами (P_V), определяет их перегрев.

Для расчета значения P_V можно воспользоваться следующим выражением:

$$P_V = I_{C(av)} V_{CE0} + I_{C(rms)}^2 r_{CE}$$

Справочные значения V_{CE0} и r_{CE} определяются при линейной аппроксимации прямой характеристики в точках, соответствующих 25 и 100% от I_{Cnom} , как показано на рис. 3. Эти величины, найденные аналитическим способом, оказываются чрезвычайно полезными при расчете мощности потерь в автоматическом режиме. Методики анализа тепловых режимов, использующие линеаризацию характеристик, применяются практически всеми программами теплового расчета, включая SEMISEL.

Измерение и сравнение значений прямого падения напряжения V_F должно проводиться при той же, повышенной, температуре кристалла в тех же контрольных точках (терминалы или чипы) и при том же значении измерительного тока I_{Cnom} , что и в IGBT. К сожалению, не все производители силовых полупроводников включают эту информацию и положение контрольных точек в техническую документацию. Измерения, проводимые на уровне кристалла, позволяют получить одинаковые результаты $V_{CE(sat)_{chip}}$ для всех IGBT, выполненных по одной технологии. С другой стороны, при использовании терминалов в качестве референтной точки данные будут зависеть от I_{Cnom} , однако полные статические потери силового ключа определяются именно значением $V_{CE(sat)_{terminal}}$.

Потери переключения

Параметры энергии переключения (E_{on} , E_{off} , E_{rr}) и временные характеристики ($t_{d(on)}$, t_r , $t_{d(off)}$, t_f , t_{rr}) зависят не только от свойств полупроводников, но и от условий их работы и особенностей схемы. Паразитные индуктивности цепей коммутации, параметры драйвера, выходного фильтра и нагрузки также оказывают заметное влияние на динамические свойства силовых ключей. Справочные значения должны рассматриваться только как типовые, а при их сравнении или при сопоставлении данных лабораторных измерений с практическими результатами необходимо учитывать условия эксплуатации. Многие производители, включая SEMIKRON, определяют динамические характеристики применительно к индуктивной нагрузке, поскольку это соответствует подавляющему большинству практических применений. Некоторые фирмы нормируют параметры при условии омической нагрузки, при этом значения потерь и времен переключения получаются намного меньше.

Еще одной причиной разночтений в трактовке параметров является использование различных пределов интегрирования в формулах для определения энергии переключения в функции времени. Данные лимиты должны начинаться и заканчиваться на уровне 1–2% от увеличивающихся или уменьшающихся значений соответственно. Использование 10% пределов приводит к получению слишком низких величин динамических потерь, то же самое относится к определению времен коммутации. В технической документации (Datasheets, Application Notes, Manual Instructions и т. д.), как правило, содержится информация об условиях нормирования па-

FZ 600 R17 KE3

Characteristic values

			min.	typ.	max.
Einschaltverlustenergie pro Puls turn-on energy loss per pulse	$I_C=600A, V_{CE}=900V, V_{GE}=\pm 15V$ $R_G=2,4\Omega, T_{vj}=125^\circ C, L_G=60nH$	E_{on}	-	200	-
Abschaltverlustenergie pro Puls turn-off energy loss per pulse	$I_C=600A, V_{CE}=900V, V_{GE}=\pm 15V$ $R_G=2,4\Omega, T_{vj}=125^\circ C, L_G=60nH$	E_{off}	-	190	-

SKM 800GA176D

Characteristics		$T_c=25^\circ C$, unless otherwise specified			
Symbol	Condition	min.	typ.	max.	Units
$t_{d(on)}$	$V_{CC}=1200V, I_C=600A$		230		ns
t_r	$R_{Gon}=R_{Goff}=30\Omega, T_{vj}=125^\circ C$		90		ns
$t_{d(off)}$	$V_{GE}=\pm 15V$		1030		ns
t_f			160		ns
$E_{on} (E_{off})$			335(2450)		mJ

Рис. 4. Нормирование энергии потерь для модулей FZ 600R17KE3 (EUPEC) и SKM 800GA176D (SEMIKRON)

раметров. Во многом по этому показателю можно судить о добросовестности производителя и о корректности представленных данных.

Сравнение энергии переключения, как правило, производится при одинаковых резисторах затвора, поскольку величина потерь и скорость коммутации зависят от номинала R_G . Следует отметить, что это не всегда справедливо даже для одной технологии IGBT, поскольку существует масса факторов, связанных с особенностями схемы управления, которые оказывают влияние на скорость переключения.

Гораздо более корректным представляется сравнение при идентичных скоростях изменения тока/напряжения (dI_C/dt и dV_{CE}/dt), при этом близким получается и уровень излучаемых электромагнитных помех. Тем не менее при анализе значения динамических потерь необходимо учитывать его зависимость от сопротивления затвора в соответствии с графиками $E_{sw} = f(R_{Gon, Goff})$. Данные кривые начинаются со значений R_G , которые не указываются в справочных таблицах, однако при которых IGBT могут коммутироваться более-менее безопасно. Использование меньших номиналов сопротивлений не допускается без согласования с производителем модуля.

Наличие паразитной индуктивности L_S в цепи коммутации уменьшает скорость нарастания тока и существенно снижает потери включения E_{on} , особенно при пониженном напряжении DC-шины (например, 300 В). Однако при запираии IGBT присутствие L_S приводит к возникновению перенапряжения $dV = L_S \times dI/dt$ и к возрастанию потерь выключения. Поэтому в режиме жесткого переключения расчет величины рассеиваемой мощности должен проводиться с учетом суммарного значения $E_{on} + E_{off}$.

Как правило, уровни динамических потерь нормируются в зависимости от коммутируемого тока в соответствии с графиком $E_{sw} = f(I_C)$. Однако при сравнении не следует забывать, что энергия потерь зависит от рабочего напряжения V_{CE} и температуры кристалла T_j ,

Приведенные далее выражения устанавливают зависимость E_{sw} от указанных параметров, и их следует учитывать в случае, если величина энергии нормирована при различных условиях.

$$IGBT: E_{sw} = (E_{on} + E_{off})_{ref} \times (I_C / I_{Cref}) \times (V_{CC} / V_{CCref})^{1,35} \times (1 + 0,003(T_j - T_{ref}));$$

$$FWD: E_{rr} = (E_{rr})_{ref} \times (I_F / I_{Fref})^{0,6} \times (V_{CC} / V_{CCref})^{0,6} \times (1 + 0,006(T_j - T_{ref})).$$

Обратите внимание на фрагменты таблиц динамических параметров модулей FZ 600R17KE3 (Infineon) и SKM 800GA176D (SEMIKRON), приведенных на рис. 4. Мы использовали для примера данные элементы, так как в них установлены одинаковые кристаллы IGBT Trench 3. При этом совершенно непонятно, как значение энергии потерь может столь сильно отличаться: $E_{on/off} = 200/190$ мДж для модуля EUPEC и 335/245 мДж для модуля SKM 800. Причина оказывается простой и очевидной: SEMIKRON нормирует динамические характеристики при предельном напряжении «коллектор-эмиттер» $V_{CC} = 1200$ В, а Infineon использует в качестве референтного значение $V_{CE} = 900$ В.

С помощью приведенной выше формулы для E_{sw} можно определить, что коэффициент пересчета в данном случае равен $(1200/900)^{1,35} \approx 1,5$. Таким образом, значение энергии потерь для данных модулей, определенное при одинаковых условиях, практически совпадает.

Заряд затвора

Величина заряда затвора Q_G в справочной литературе может задаваться для различных значений напряжения закрывания V_{Goff} (например, -15/-8/0 В), что является основным источником ошибок при оценке данного параметра.

Если характеристика затвора, связывающая значения V_{GE} и Q_G определена только в области положительных напряжений, она может быть продлена в зону отрицательных величин параллельно прямой нарастания

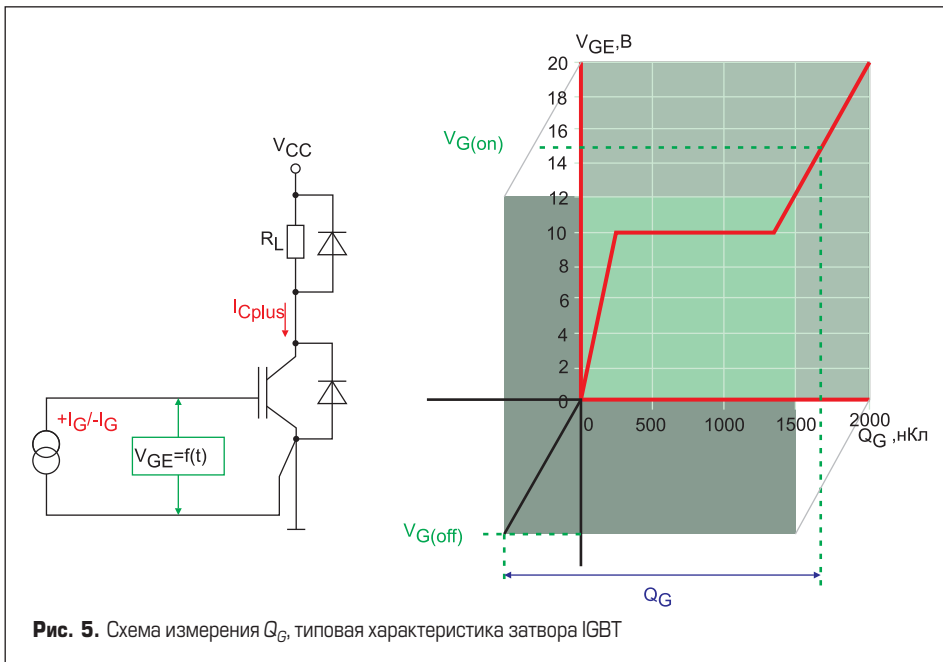


Рис. 5. Схема измерения Q_G , типовая характеристика затвора IGBT

V_{GE} , находящейся выше плато Миллера, как показано на рис. 5. На величину Q_G оказывает незначительное воздействие напряжение DC-шины, поскольку оно участвует в заряде емкости Миллера. При высоких значениях V_{DC} эта емкость очень мала, соответственно мало и влияние напряжения питания на заряд затвора. Температурной зависимостью Q_G можно пренебречь.

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

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

где $C_G = k_C \times C_{iss}$.

Коэффициент пересчета емкости затвора k_C определяется в соответствии с выражением

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

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

Мощность, необходимая драйверу для коммутации IGBT, является функцией рабочей частоты f_{sw} и энергии E , необходимой для заряда и разряда емкостей затвора:

$$P_{GD(out)} = E \times f_{sw}$$

В свою очередь, величина E зависит от значения заряда Q_G и перепада управляющего напряжения dV_G :

$$E = Q_G \times (V_{G(on)} - V_{G(off)}).$$

Отсюда результирующее выражение для определения мощности драйвера:

$$P_{GD(out)} = Q_G \times (V_{G(on)} - V_{G(off)}) \times f_{sw}$$

Еще одним важным параметром является ток затвора I_G , необходимый для перезаряда упомянутых выше емкостей и, следовательно,

для переключения IGBT. Минимальная величина I_G рассчитывается следующим образом:

$$I_G = I_{GE} + I_{GC} = Q_G \times f_{sw}$$

В свою очередь, пиковый ток затвора I_{Gpeak} , определяющий скорость перезаряда Q_G , оказывает влияние на динамические характеристики IGBT. При увеличении амплитуды I_{Gpeak} сокращается время включения t_{on} и выключения t_{off} , уменьшается уровень потерь E_{sw} . Однако при этом возрастает амплитуда коммутационного всплеска напряжения, пропорционального скорости спада тока dI_{off}/dt . С этой точки зрения повышение скорости переключения 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.

Тепловые характеристики

Способность электронного компонента рассеивать некоторое количество тепла определяется его тепловым сопротивлением R_{th} . При нормировании этого параметра для силовых полупроводниковых модулей считается, что вся выделяемая энергия рассеивается через монтажную поверхность (базовую плату).

Значение теплового сопротивления рассчитывается как отношение разности температур в двух контрольных точках (T_1, T_2) к величине рассеиваемой мощности (P_V):

$$R_{th(1-2)} = (T_1 - T_2) / P_V.$$

Существует несколько стандартных способов нормирования R_{th} , отличающихся положением датчиков (см. T_{s1} и T_{s2} на рис. 2), что приводит к различиям в справочных данных модулей, выпускаемых разными фирмами. При этом сами модули могут быть абсолютно одинаковы по электрическим характеристикам и конструкции.

Тепловое сопротивление «кристалл–корпус» $R_{th(j-c)}$ определяется достаточно точно, если точка измерения температуры (базовой платы) находится непосредственно под кристаллом. В отношении этого параметра для перехода «корпус–радиатор» $R_{th(c-s)}$ ситуация является неоднозначной. Температура радиатора в области контакта с модулем всегда выше, чем во всех остальных точках. Ряд производителей (в том числе SEMIKRON) при определении значения $R_{th(c-s)}$ располагают сенсор T_{s1} рядом с корпусом модуля (рис. 2). Относительно высокая разница температур dT в данных контрольных точках обуславливает и высокое значение теплового сопротивления.

Некоторые фирмы нормируют величину $R_{th(c-s)}$, устанавливая датчик в отверстии в радиаторе непосредственно под чипом IGBT (T_{s2}). Градиент dT и тепловое сопротивление в этом случае получаются соответственно ниже. Таким образом, значения R_{th} у абсолютно одинаковых модулей (например, стандартных IGBT в корпусе 62 мм), произведенных разными фирмами, могут отличаться.

Сравнение параметров силовых модулей без учета указанных факторов часто приводит к неправильным и неоднозначным выводам. При сопоставлении тепловых характеристик необходимо учитывать метод определения R_{th} и местонахождение точек измерения температуры (reference point) радиатора и корпуса элемента. К их положению предъявляются следующие требования:

- они должны учитывать путь прохождения тепла в рабочем режиме;
- они должны быть независимы от геометрии модуля и теплоотвода;
- они должны быть независимы от материала теплоотвода и типа охлаждающей среды.

Для модулей традиционной конструкции с базовой платой задается внутреннее тепловое сопротивление $R_{th(j-c)}$ и динамический тепловой импеданс $Z_{th(j-c)}$ «кристалл–корпус» (junction–case), а также внешнее тепловое сопротивление $R_{th(c-s)}$ «корпус–тепlostок» (case–sink). Причем под корпусом (c–case) в данном случае подразумевается именно базовая плата, поскольку она осуществляет передачу тепла на радиатор. Тепловое сопротивление $R_{th(j-s)}$ «кристалл–тепlostок» определяется как сумма двух составляющих $R_{th(j-s)} = R_{th(j-c)} + R_{th(c-s)}$.

Для «безбазовых» модулей параметр $R_{th(j-c)}$ имеет «виртуальный» смысл, хотя он может быть вычислен математически. Соответственно, для них нормируется только тепловое сопротивление $R_{th(j-s)}$ и динамический тепловой импеданс $Z_{th(j-s)}$ «кристалл–тепlostок».

Одним из основных способов измерения, применяемых по отношению к «базовым»

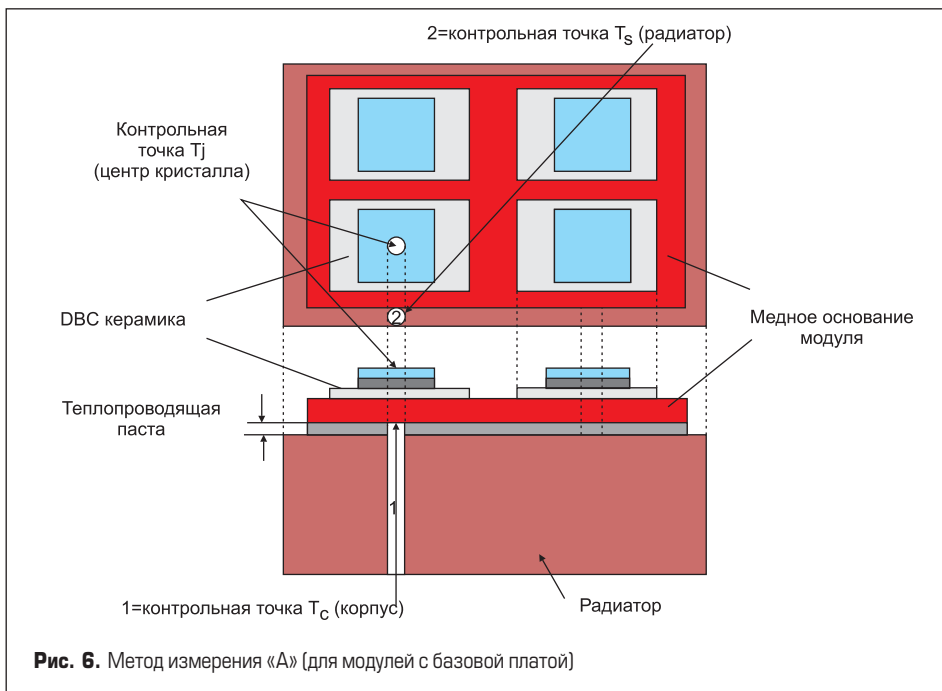


Рис. 6. Метод измерения «А» (для модулей с базовой платой)

модулям, является метод «А» (рис. 6). Место для измерения температуры корпуса T_c (контрольная точка «1») выбирается в теле радиатора непосредственно под силовым кристаллом в месте прохождения наибольшего теплового потока. Для размещения датчика в радиаторе сверлится отверстие диаметром 2,5 мм до контакта с корпусом модуля. При этом измеряемое значение оказывается независимым от расположения чипа по отношению к корпусу модуля и его конструкции, а также от материала радиатора и способа охлаждения.

При использовании способа «А» температура радиатора T_s измеряется на его поверхности (контрольная точка «2») рядом с модулем в точке, имеющей минимальное расстояние до тепловыделяющего кристалла с температурой T_j .

Следующим подходом к определению тепловых характеристик «базовых» модулей, используемых рядом производителей, является метод «В» (рис. 7). В этом случае контрольная точка T_s располагается в отверстии в теплоотводе под чипом на расстоянии 2 мм от базовой

платы. Этим способом пользуется компания Mitsubishi, в документации которой можно увидеть такое примечание: « T_s, T_j measured point is just under the chips», означающее, что измерение температуры производится по методу «В». Отметим, что обозначения T_j и T_s , которыми пользуется большинство европейских производителей, аналогичны. Индекс первого происходит от слова fin, второго — от sink, оба они означают температуру радиатора.

Сравнить описанные методы и сопоставить результаты поможет рис. 8, на котором кривые распределения температуры показаны в виде изотерм, отмеченных разным цветом. Красным выделены области с максимальной температурой, синим — с минимальной. На рис. 8 показаны положения точек измерения температуры, соответствующие различным методам измерения: $T_c, T_{s(A)}$ для метода «А» и $T_c, T_{s(B)}$ для метода «В». Очевидно, что точка $T_{s(A)}$ расположена в более «холодной» области, чем $T_{s(B)}$. Положения тепловых сопротивлений $R_{th(j-c)}, R_{th(c-s)}$ и $R_{th(s-a)}$ также оказывается различным для разных методик, несмотря на то, что анализируется один и тот же модуль и теплоотвод. Как уже было отмечено, величина $R_{th(j-c)}$ не зависит от метода измерения.

Для оценки влияния методики измерения тепловых характеристик специалистами SEMIKRON были проведены специальные тесты, объектами исследования служили стандартные модули IGBT в конструктиве 62 мм: SKM600GA12D (SEMIKRON) и FZ400R12KS4 (Infineon). Это сравнение представляет большой интерес, поскольку данные компоненты содержат кристаллы, одинаковые по площади и технологии изготовления, а также имеют близкие электрические характеристики. При этом у них резко отличаются заявленные значения теплового сопротивления $R_{th(c-s)}$, как показано в таблице 1.

Для определения величины теплового сопротивления «кристалл–тепlostок» температура радиатора T_s измерялась на поверхности теплоотвода по методу «А» и в отверстии в радиаторе по методу «В». Вычисление $R_{th(j-s)}$ в обоих случаях производилось на основе значения T_j определенного по напряжению насыщения V_{CEsat} . При малом токе коллектора обратная зависимость напряжения насыщения от температуры является достаточно линейной, что позволяет вычислять температуру кристалла с высокой точностью без использования термодатчиков.

Отметим, что калиброванная функция $T_j = f(V_{CEsat})$ широко используется для этой цели многими производителями. В процессе измерения модуль нагружается номинальным током до установления теплового равновесия. После этого нагрузка отключается, через открытый транзистор пропускается измерительный ток (100 мА) и производится замер напряжения «коллектор–эмиттер» и расчет температуры кристалла.

Результаты проверки значений тепловых сопротивлений, выполненной с помощью различных методик, приведены в таблице 1. Тепловое сопротивление «корпус–тепlostок» вычисляется по формуле $R_{th(c-s)} = \Delta T_{(c-s)}/P$.

Таблица 1. Значения тепловых сопротивлений при различных методах измерения

Тип модуля	$R_{th(j-c)}$, °C/Вт		$R_{th(c-s)}$, °C/Вт		
	Измеренное значение	Справочное значение	Измеренное значение, метод «А»	Измеренное значение, метод «В»	Справочное значение
SKM600GA125D	0,034	0,041	0,038	0,020	0,038
FZ400R12KS4	0,039	0,050	0,032	0,018	0,010

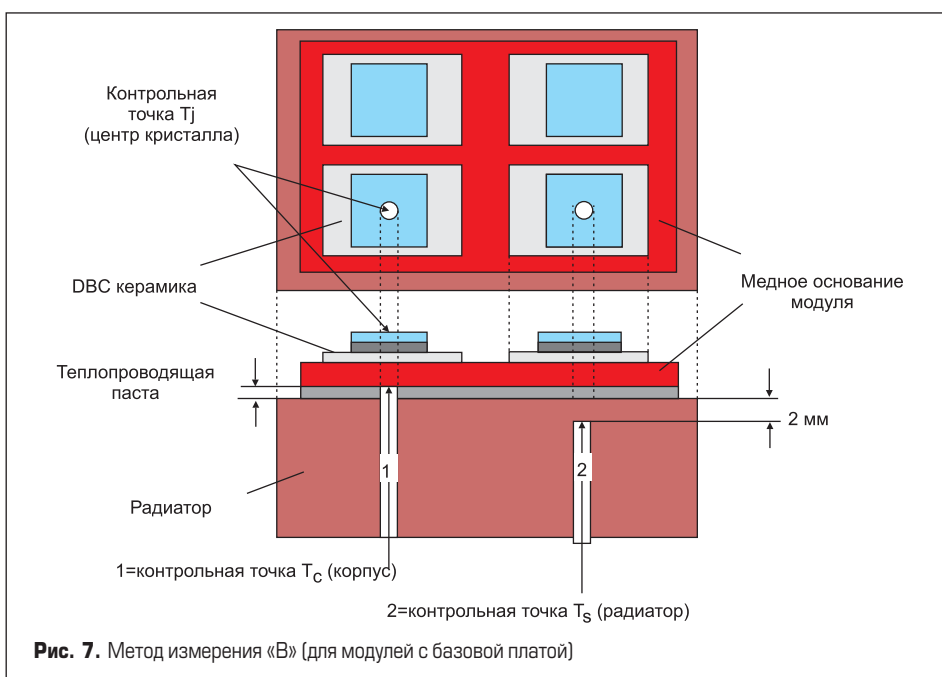


Рис. 7. Метод измерения «В» (для модулей с базовой платой)

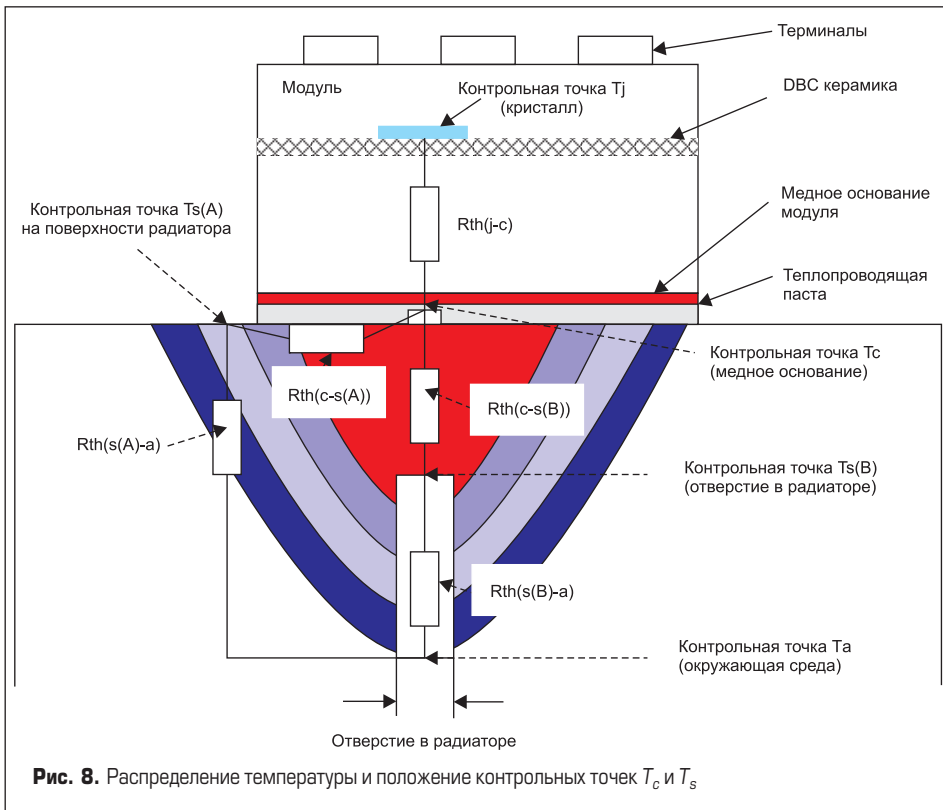


Рис. 8. Распределение температуры и положение контрольных точек T_c и T_s

Сопротивление $R_{th(c-s)}$, измеренное по методу «В», имеет меньшее значение, чем при измерении по методу «А», поскольку градиент температуры «корпус–радиатор» $\Delta T_{(c-s)}$ в первом случае ниже. Расстояние между контрольными точками T_c и T_s при использовании методики «В» оказывается гораздо меньше.

Как и следовало ожидать, при одинаковых методах измерения разница в значениях теплового сопротивления «корпус–тепlostок» оказалась незначительной, не превышающей 15%, в то время как справочные величины отличаются почти в четыре раза!

Общее тепловое сопротивление «кристалл–окружающая среда» является суммой $R_{th(j-a)} = R_{th(j-c)} + R_{th(c-s)} + R_{th(s-a)}$, поэтому значение $R_{th(j-a)}$ в любом случае зависит от методики контроля. Соотношения между передачами температуры на различных тепловых переходах модуля и между соответствующими тепловыми сопротивлениями приведены в таблице 2.

Параметр $R_{th(c-s)}$ может определяться как для модулей, так и для полупроводниковых чипов. Однако применение одномерных моделей всегда приводит к ошибкам в расчетах, поскольку они не учитывают тепловой связи между кристаллами в модуле. При задании величины $R_{th(c-s)}$ для кристаллов следует учесть, что их взаимная связь в этом случае полностью игнорируется, в то время как на практике она очень существенна благодаря высокой теплопроводности медного основания. Если же тепловое сопротивление определяется для всего модуля, то значение $R_{th(c-s)}$ учитывает все эффекты, связанные с взаимным нагревом чипов внутри модуля. Кроме того, импеданс «корпус–радиатор» зависит от конструкции сборки: момента затяжки винтов, качества обработки поверхности теплостока, толщины слоя и теплопроводности пасты и пр. Поэтому еще раз

напомним, что справочные величины R_{th} следует рассматривать только как типовые.

Для прижимных модулей «безбазового» типа, к которым относятся, например, интеллектуальные ключи семейства SKiIP, понятия температуры корпуса не существует, поэтому в их документации указывается полное тепловое сопротивление «кристалл–радиатор» $R_{th(j-s)}$ и динамический тепловой импеданс «кристалл–датчик температуры» $Z_{th(j-r)}$. При этом $R_{th(j-s)}$ рассматривается как сумма «виртуальных» значений:

$$R_{th(j-s)} = R_{th(j-c)} + R_{th(c-s)}$$

Для нормирования тепловых характеристик подобных компонентов используются методы «С» и «D», описанные в [1, 2].

Заключение

К сожалению, многие специалисты продолжают принимать значения, приводимые в справочниках, за истину. Самым безобидным результатом «святой веры» в цифры является убежденность в том, что продукция фирмы X лучше продукции фирмы Y. К худшим последствиям приводят расчеты, выполненные на основе ошибочных убеждений.

Инженеры, занимающиеся проектированием силовых преобразовательных устройств, должны понимать, что данные, приводимые в технической документации, необходимо рассматривать с учетом методов их измерения и нормирования. Сопоставление статических характеристик IGBT-модулей, выпускаемых разными производителями, следует проводить очень внимательно, помочь в этом могут рекомендации, приведенные в данной статье.

Таблица 2. Зависимость градиента температуры и теплового сопротивления от метода измерения

Параметр	Метод «А»	Соотношение	Метод «В»
Градиент температуры ΔT			
Кристалл–корпус	$\Delta T_{[j-c]}$	=	$\Delta T_{[j-c]}$
Корпус–тепловод	$\Delta T_{(c-s)}$	>	$\Delta T_{(c-s)}$
Кристалл–тепловод	$\Delta T_{[j-s]}$	>	$\Delta T_{[j-s]}$
Тепловод–окружающая среда	$\Delta T_{(s-a)}$	<	$\Delta T_{(s-a)}$
Тепловое сопротивление R_{th}			
Кристалл–корпус	$R_{th[j-c]}$	=	$R_{th[j-c]}$
Корпус–тепловод	$R_{th(c-s)}$	>	$R_{th(c-s)}$
Кристалл–тепловод	$R_{th[j-s]}$	>	$R_{th[j-s]}$
Тепловод–окружающая среда	$R_{th(s-a)}$	<	$R_{th(s-a)}$

Все сказанное относится к тепловым сопротивлениям, величина которых во многом зависит от положения точек измерения температуры и пути передачи тепла от кристаллов в охлаждающую среду.

Наиболее сложной задачей является сопоставление динамических характеристик, методы нормирования которых являются самыми неоднозначными. Прежде всего, это касается скорости изменения сигнала di/dt и dv/dt , которую следует учитывать в первую очередь. В идеальном случае сравнение параметров модулей следует проводить для определенного применения и конкретных условий эксплуатации, влияющих на тепловые режимы, потери мощности и уровень излучаемых помех.

Автоматизация процесса теплового расчета каскадов и выбора компонентов давно стала насущной потребностью специалистов, работающих в области силовой электроники. Для этой цели служат специализированные средства расчета, предлагаемые ведущими производителями модулей IGBT, в частности SEMISEL, доступная на сайте www.semikron.com. Программа пригодна для анализа большинства существующих практических схем, она позволяет оптимально выбрать режимы работы и условия охлаждения и требует от пользователя ввода только числовых исходных данных.

Литература

1. Колпаков А. Контрольная точка, или об умении читать datasheet между строк // Электронные компоненты. 2005. № 6.
2. Колпаков А. Контрольная точка. Часть 2 // Электронные компоненты. 2006. № 9.
3. Freyberg M., Scheuermann U. Measuring Thermal Resistance of Power Modules. SEMIKRON International // PCIM Europe. May 2003.
4. Grasshoff T. Explanation of different currents in the SEMIKRON IGBT datasheets. SEMIKRON International.
5. Freyberg M. Measuring Thermal Resistance of Power Modules. Application Note V1.0. SEMIKRON International.
6. Goldman W.E. An Introduction to the Art of Heat Sinking // Electronic Packaging and Production. 1966.
7. Колпаков А. SEMISEL 3.1 // Силовая электроника. 2008. № 3.