

# Преимущества нового поколения SiC MOSFET

## В СИСТЕМАХ ВЫСОКОЙ МОЩНОСТИ

**Появление фотооптических инверторов (PV) и электромобилей (EV) обусловило растущие требования по повышению плотности мощности и эффективности силовых преобразователей. Карбид кремния (SiC) является основным кандидатом для решения этой задачи, поэтому он остается объектом растущего интереса в течение последнего десятилетия. Повышающий преобразователь является неотъемлемой частью большинства преобразователей систем PV и EV. В данной статье представлено новое поколение 1200 В/20 А SiC MOSFET, использованных в повышающем преобразователе мощностью 10 кВт, работающем в режиме жесткого переключения с интерливингом на частотах до 100 кГц. Дано сравнение тепловых параметров и эффективности с быстрым кремниевым H3 IGBT. В обоих случаях результаты показывают явное преимущество нового поколения SiC MOSFET.**

**Джимми Луи (Jimmy Liu)**

**Кин Лап Вонг (Kin Lap Wong)**

**Скотт Аллен (Scott Allen)**

**Джон Муккен (John Mookken)**

**Перевод:  
Евгений Карташов**

**Валерия Смирнова**

cree@macrogroup.ru.

### Введение

Преобразователи мощности, разработанные с применением SiC-приборов, отличаются большей плотностью мощности благодаря более высокому блокирующему напряжению, низкому сопротивлению в открытом состоянии и лучшей теплопроводностью по сравнению с кремниевыми (Si) аналогами. Из доступных SiC-устройств, с учетом сравнения SiC JFET и SiC, N-канальные SiC MOSFET имеют наилучшие параметры совместимости для замены обычных кремниевых MOSFET или IGBT благодаря простой структуре, стандартной конструкции и низким потерям на управление.

В марте 2013 г. компания Cree выпустила для коммерческого применения следующее поколение SiC MOSFET C2M0080120D. Эти транзисторы отличаются улучшенными характеристиками по сравнению с первым поколением SiC MOSFET.

Сегодня инверторы для PV- и EV-систем являются теми устройствами, где характеристики SiC-приборов особо привлекательны, поскольку их высокая плотность мощности и высокая рабочая частота позволяют снизить стоимость и массо-габаритные параметры изделия, а также уменьшить требования к системе охлаждения. Однако пока что нет четкого понимания того, насколько можно повысить про-

изводительность DC/DC-преобразователя с жесткой коммутацией за счет применением SiC MOSFET в сравнении с более сложным DC/DC-конвертером с «мягким» режимом переключения и насколько можно уменьшить стоимость компонентов (BOM) системы, имеющей высокую частоту коммутации и большую плотность мощности.

В данной статье рассматривается разработанный на основе 100% SiC-ключей DC/DC-конвертер мощностью 10 кВт, работающий в режиме жесткого переключения с чередованием фаз (интерливингом) на частоте до 100 кГц, обеспечивающий максимальный КПД 99,3% и снижение общей стоимости комплектующих. Приводится сравнение динамических характеристик, производительности и тепловых параметров SiC MOSFET и быстрого Si H3 IGBT. Экспериментальные результаты показывают, что применение 100% Cree SiC MOSFET с SiC-диодами Шоттки позволяет увеличить частоту системы при одновременном повышении эффективности и снижении общей стоимости.

### Конструкция повышающего конвертера на базе SiC-приборов

Для разработки повышающего преобразователя с интерливингом и рабочей частотой 100 кГц необ-

ходимо дополнительно изучить свойства SiC MOSFET и повышающего индуктора. На рис. 1 представлена схема повышающего конвертера на основе SiC-компонентов. В этой конфигурации каждый канал устройства включает в себя один SiC MOSFET 1200 В/20 А с сопротивлением канала 80 мОм (C2M0080120D) и один 1200 В/10 А SiC-диод Шоттки (C4D10120D), чтобы обеспечить мощность 10 кВт в режиме повышения. Благодаря использованию силовых SiC-приборов преобразователь может работать на высоких частотах для достижения большой плотности мощности. Данный SiC-конвертер не содержит дополнительную цепь с мягкой коммутацией, такую как ZVS, чтобы получить высокую эффективность. Показанная топология с чередованием фаз, построенная на небольшом количестве компонентов, знаменует очевидный прорыв в силовой электронной технике.

**Параметры SiC MOSFET нового поколения**

В таблице 1 сравниваются основные параметры транзистора второго поколения SiC MOSFET C2M0080120D и первого поколения SiC MOSFET CMF20120D. Сравнение показывает, что новый ключ C2M0080120D имеет низкую емкость и меньшие потери переключения. Между тем его сопротивление в открытом состоянии отличается большим положительным температурным коэффициентом, что позволяет новым компонентам SiC MOSFET иметь лучшие тепловые характеристики при параллельном соединении. С любой точки зрения, новый SiC MOSFET обеспечивает высокочастотной системе более высокую плотность мощности и эффективность.

**Конструкция высокочастотного повышающего индуктора**

Из-за необходимости работы на высокой частоте (100 кГц) в режиме жесткого переключения конструкция индуктора играет важную роль для снижения стоимости и повышения плотности мощности. Динамические потери быстрых IGBT ограничивают рабочие частоты Si-устройств на уровне не выше 20–40 кГц. Однако применение SiC MOSFET позволяет увеличить частоту до 100 кГц без ущерба для эффективности системы. При такой частоте коммутации SiC MOSFET индуктивность повышающего индуктора уменьшается в соответствии с выражением (1), соответственно, его массо-габаритные параметры и стоимость оказываются значительно меньше при сохранении общей эффективности системы, которая превосходит показатели IGBT на частоте коммутации 20 кГц. В таблице 2 приведены параметры 5-кВт индукторов для Si IGBT на частоте 20 кГц и SiC MOSFET на частоте 100 кГц. Две катушки индуктивности используются в системе мощностью 10 кВт.

$$L = \frac{V_{in\_min} - D_{max}}{f_s \times \Delta i} \tag{1}$$

**Снижение электромагнитных помех**

При разработке высокочастотных преобразователей на основе SiC-ключей следует

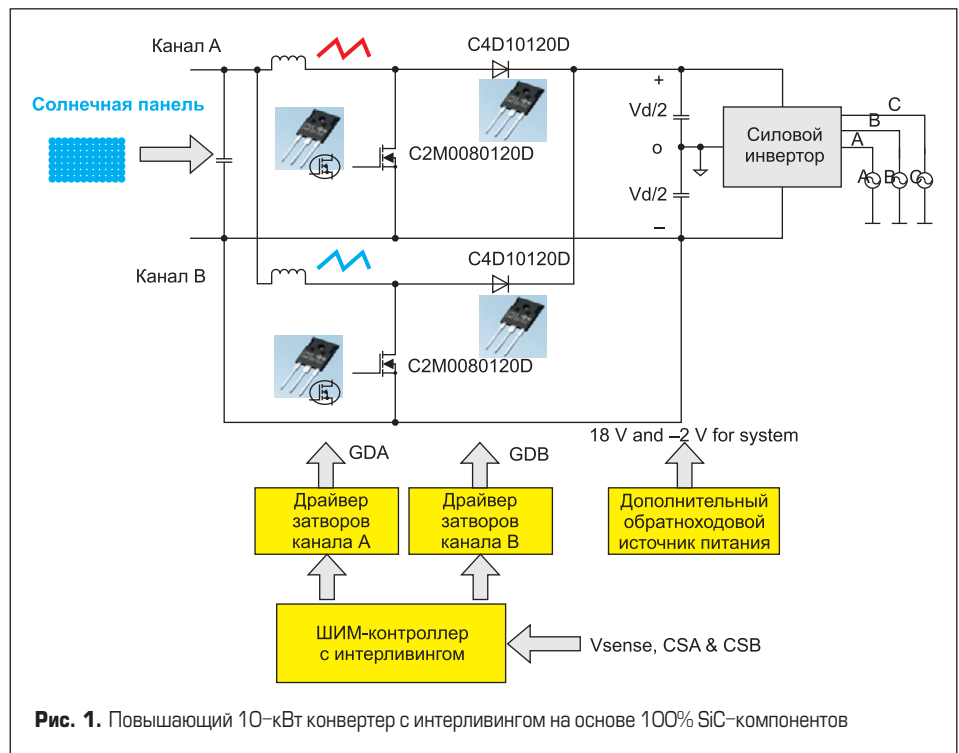


Рис. 1. Повышающий 10-кВт конвертер с интерливингом на основе 100% SiC-компонентов

Таблица 1. Сравнение параметров SiC MOSFET

Параметр	SiC MOSFET	
	CMF20120D	C2M0080120D
R <sub>ds_on</sub> тип. значение (T <sub>j</sub> = +25 °C), мОм	80	80
R <sub>ds_on</sub> тип. значение (T <sub>j</sub> = +125 °C), мОм	95	123
Размер чипа		-35%
Макс. напряжение на затворе (V <sub>GS</sub> ), В	5/25	10/25
Потери переключения (T <sub>j</sub> = +150 °C, V <sub>DS</sub> = 800 В), мДж	0,78	0,56
Заряд затвора, нКл	91	49
Входная емкость, C <sub>iss</sub> , пФ	1915	950
Выходная емкость, C <sub>oss</sub> , пФ	120	80
Обратная емкость, C <sub>rev</sub> , пФ	13	6,5
Тепловое сопротивление «кристалл-корпус», °C/Вт	0,5	0,6

Таблица 2. Параметры индукторов 5 кВт на частоту 20 и 100 кГц

Технология	Si IGBT	SiC MOSFET
Частота коммутации, кГц	20	100
Материал сердечника	Fe-Si	Fe-Si-Al
Тип сердечника	AWG8*1*98ts	AWG12*1*55ts
Размер, мм	140×108×68	63×26
Масса, кг	2,3	0,4
R <sub>DC</sub> , мОм	22	25
Потери в обмотке, Вт	6,1	7,5
Потери в сердечнике, Вт	13	15,8
Базовая цена, \$	31	12

уделять особое внимание проблеме электромагнитных шумов. В ходе проектирования данного конвертера были использованы некоторые практические подходы для ограничения влияния электромагнитных помех (EMI) на высокой частоте переключения:

- Из-за большой частоты переключения и быстрой коммутации SiC MOSFET всплески напряжения на стоке могут быть значительно выше из-за паразитных осцилляций, вызванных наличием распределенной емкости дросселя. При включении и выключении транзисторов возбуждается высокочастотный резонанс между паразитной емкостью индуктора

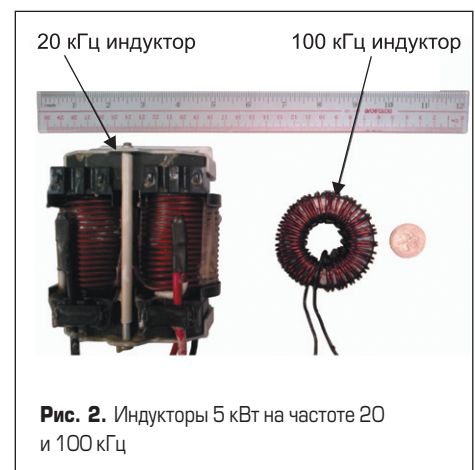
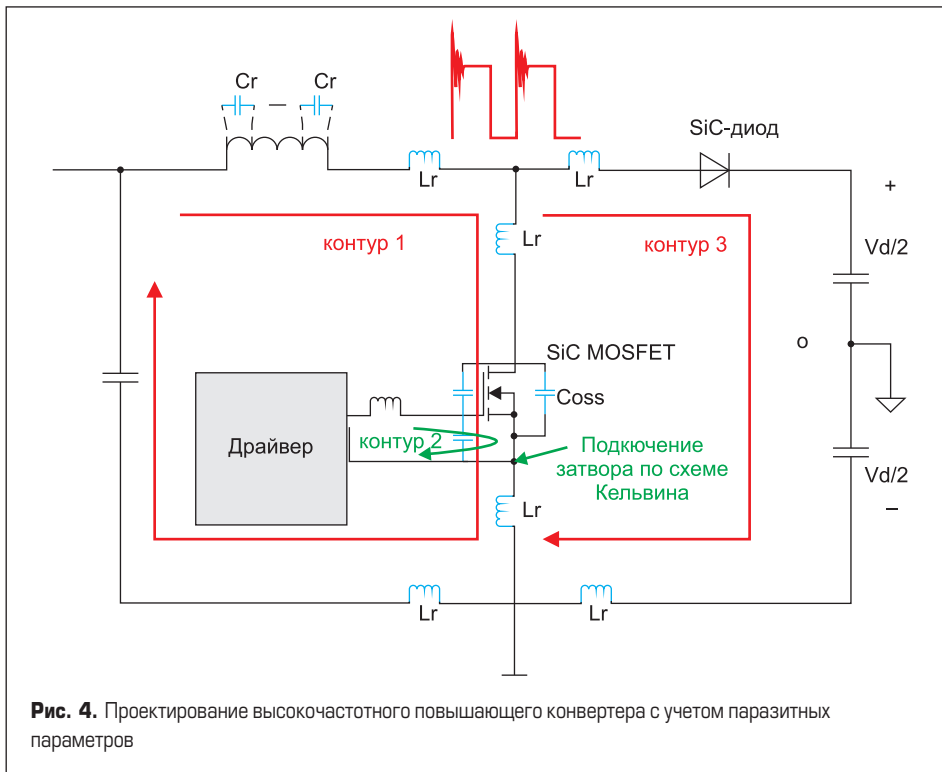
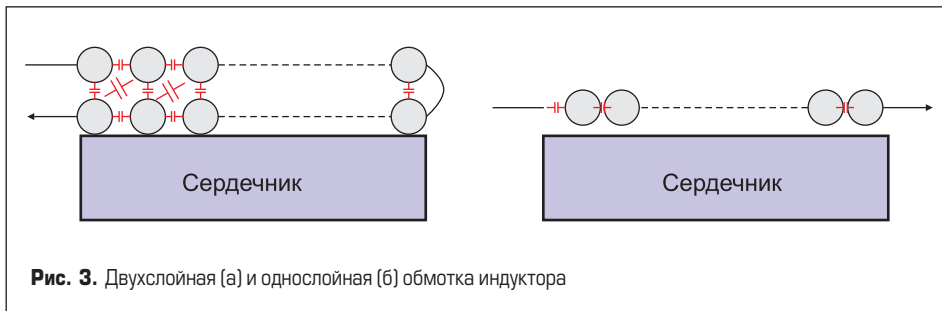


Рис. 2. Индукторы 5 кВт на частоте 20 и 100 кГц



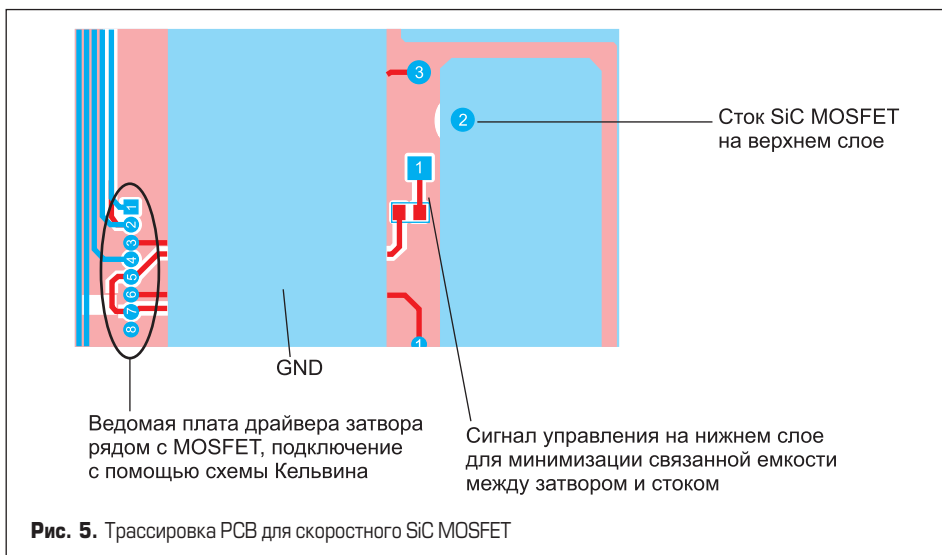
вышающем преобразователе. Контур 1 и 3 являются основными силовыми цепями с высоким уровнем  $dv/dt$ . Уменьшение их площади помогает свести к минимуму паразитную индуктивность в этих контурах и тем самым уменьшить звон в узлах коммутации. В нашей конструкции индуктор размещен под печатной платой и находится близко к SiC MOSFET и выходному диоду, что позволяет уменьшить силовые петли 1 и 3. Поскольку SiC MOSFET имеет очень высокую скорость переключения, контур 2 в цепи затвора также критически важен при разводке PCB.

- Очень рекомендуется использование соединения Кельвина с отдельным общим проводом для подключения затвора. «Ведомая» плата драйвера затворов находится рядом с радиатором MOSFET, таким образом, сигнальная цепь затвора SiC MOSFET может иметь минимальную длину. Кроме того, ее цепь заземления независимо подключается к истоку SiC MOSFET. SiC MOSFET имеет низкую прямую проводимость по сравнению с Si-ключами. Благодаря этой характеристике время включения и выключения, а также динамические потери SiC MOSFET тесно связаны со скоростью изменения напряжения на затворе.
- Увеличение скорости управления путем снижения внешнего сопротивления затвора непосредственно приведет к снижению потерь переключения и повышению эффективности. Внешний резистор затвора  $R_g$  можно использовать как демпфер для уменьшения влияния короткого времени нарастания/спада у импульсов управления. Однако при его выборе необходимо находить компромисс между уровнем EMI и эффективностью. Снижение  $R_g$  помогает улучшить эффективность, но уменьшает демпфирующий эффект для подавления звона в цепи управления затвором.
- Следует минимизировать паразитную емкость в цепи «затвор–сток» на печатной плате. Особое внимание нужно уделять связанным емкостям между затвором и стоком на PCB. Поскольку быстрые MOSFET способны достигать чрезвычайно высоких значений  $dv/dt$ , любое взаимодействие фронта нарастания напряжения на стоке с цепью затвора может привести к сбоям управления. SiC MOSFET имеют экстремально низкие значения емкости Миллера  $C_{gd}$  ( $C_{rss}$  в спецификации), поэтому дизайн PCB должен обеспечивать значения связанных емкостей ниже внутренней емкости транзистора, чтобы гарантировать полный контроль MOSFET по цепи затвора. Как показано на рис. 5, выводы стока и затвора расположены отдельно на верхнем и нижнем слое без параллельной трассы между ними, что помогает избежать образования высокой паразитной емкости между стоком и истоком.

и паразитной индуктивностью в силовом контуре коммутации, что провоцирует мощный «звон». Чтобы уменьшить его уровень на высоких частотах, рекомендуется использовать однослойную конструкцию обмотки индуктора. На рис. 3 показана разница паразитных емкостей при использовании двухслойной и однослойной обмотки. Во втором случае значительно уменьшается паразитная

емкость индуктора при обеспечении хорошего потокоцепления. В результате уровень звона в точке коммутации  $V_{DS}$  снижается, что позволяет минимизировать генерируемые электрические шумы.

- Еще одним важным требованием является минимизация контуров коммутации при трассировке печатной платы. На рис. 4 показаны коммутационные петли в по-



- Чередование фаз (интерливинг) двух каналов повышающего преобразователя. На рис. 6 показана разница дифференциальных шумов (DM) между двухфазной схемой с интерливингом и однофазной схемой без чередования фаз. Благодаря интерливингу первая гармоника DM-шума будет наблюдаться на частоте  $2f_s$  (двойная частота переключения), и пульсации на входе и выходе могут быть подавлены. Таким образом, в режиме интерливинга частота ЕМI-фильтра будет выше, т. е. от него требуется меньшая степень подавления, и для удовлетворения требований ЕМI-стандартов может быть использован меньший фильтр.

**Экспериментальные результаты**

Для оценки характеристик модулей 1200 В/20 А SiC MOSFET второго поколения был разработан повышающий DC/DC-преобразователь мощностью 10 кВт, работающий в режиме жесткого переключения с интерливингом (рис. 7). Для сравнения производительности SiC MOSFET и Si IGBT также был использован сверхбыстрый Si IGBT (1200 В/40 А) IGW40N120H3. Размер печатной платы (PCB) — 240×140×90 мм, в устройстве использован контроллер TI UCC28220, осуществляющий ШИМ-управление с интерливингом, а также драйвер затворов IXYS IXDN609.

**Эффективность**

Далее представлены результаты проверки эффективности устройства на базе SiC MOSFET с коммутацией на частоте 100 кГц (первое поколение CMF20120D и второе поколение C2M0080120D) в сравнении с Si IGBT (IGW40N120H3) на частоте 20 кГц (рис. 8). В обоих устройствах использованы выходные SiC-диоды Шоттки от Cree 1200 В C4D10120D, что гарантирует корректное сравнение. Все данные получены при внешнем резисторе затвора 2 Ом.

Результаты испытаний показывают, что даже на пятикратной частоте коммутации применение SiC-компонентов позволяет достичь максимальной эффективности 99,3% на 100 кГц. При этом суммарные потери оказываются на 18% ниже по сравнению с лучшими показателями устройства на базе IGBT при частоте 20 кГц. При малых нагрузках, когда оба изделия демонстрируют наихудшую эффективность, производительность SiC на 100 кГц по-прежнему соответствует КПД системы на Si-ключах при 20 кГц, что подтверждает тот факт, что SiC MOSFET имеют очень низкие потери коммутации. При любом сравнении, оба преимущества — более высокая эффективность и частота коммутации — могут быть получены путем замены IGBT на SiC в силовом каскаде.

**Энергия потерь  $E_{on}$  и  $E_{off}$**

Низкий уровень динамических потерь является ключевым преимуществом SiC MOSFET

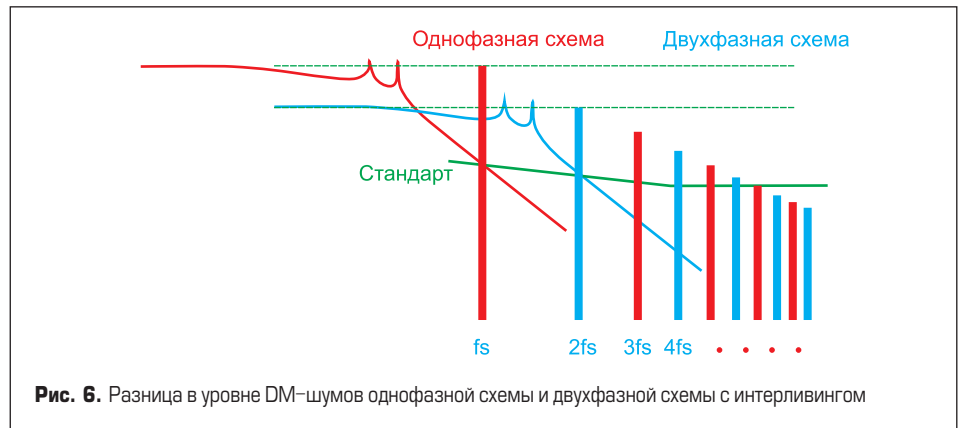


Рис. 6. Разница в уровне DM-шумов однофазной схемы и двухфазной схемы с интерливингом

Таблица 3. Основные параметры преобразователя

Параметр	Значение
Входное напряжение, В	450 DC
Выходное напряжение, В	650 DC
Номинальная выходная мощность, кВт	10
Рабочая частота, кГц	100 (для SiC MOSFET), 20 (для Si IGBT)
Размер PCB	240×140×90 мм
Размер индуктора	∅ = 63 мм, высота = 26 мм для 100 кГц, 140×108×68 мм для 20 кГц

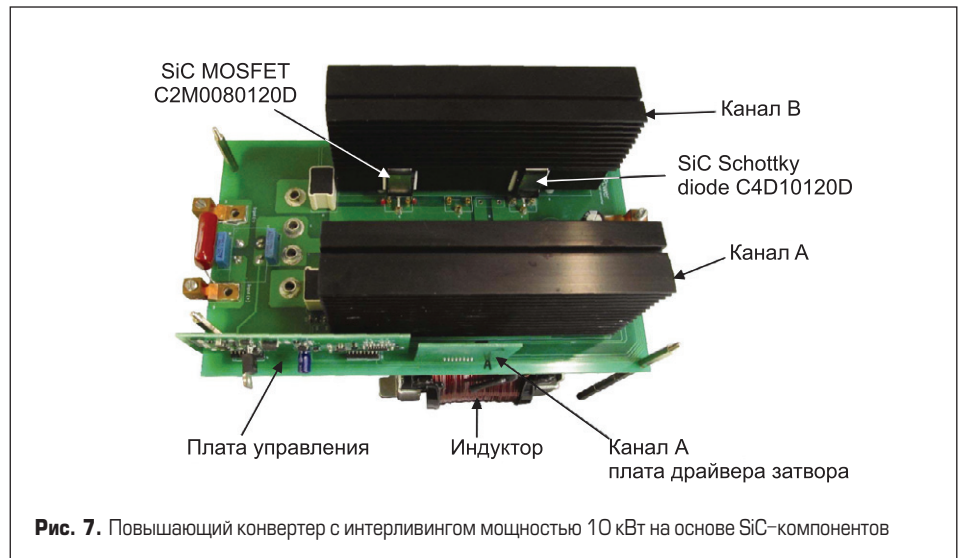


Рис. 7. Повышающий конвертер с интерливингом мощностью 10 кВт на основе SiC-компонентов

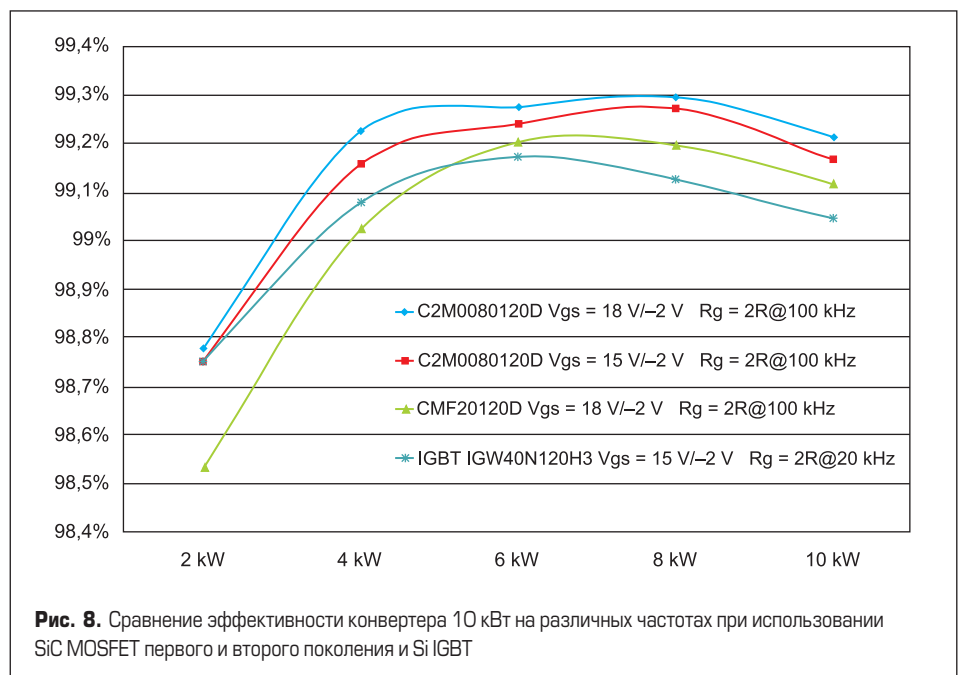


Рис. 8. Сравнение эффективности конвертера 10 кВт на различных частотах при использовании SiC MOSFET первого и второго поколения и Si IGBT



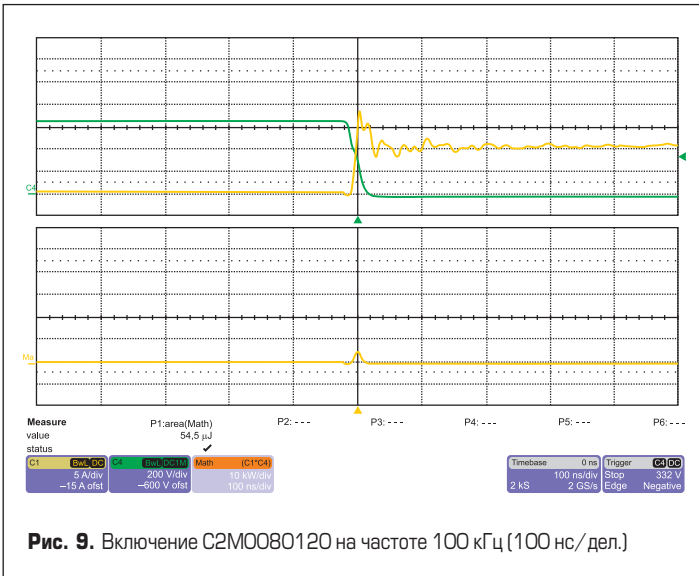


Рис. 9. Включение C2M0080120 на частоте 100 кГц (100 нс/дел.)

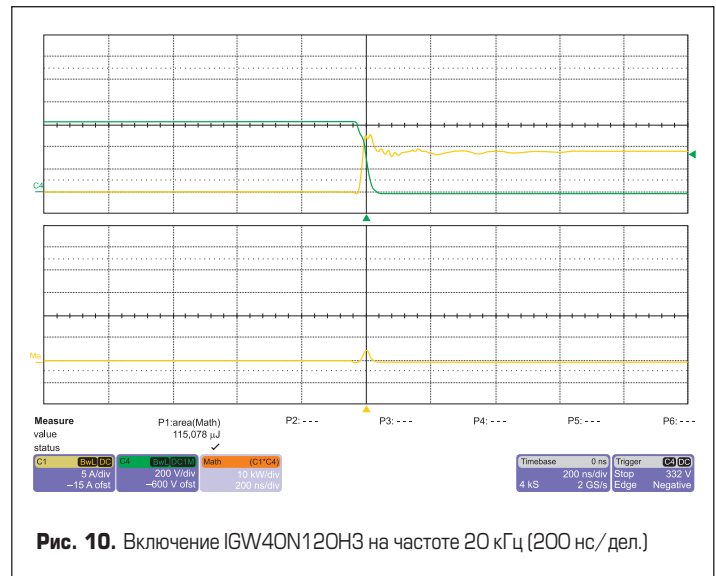


Рис. 10. Включение IGW40N120H3 на частоте 20 кГц (200 нс/дел.)

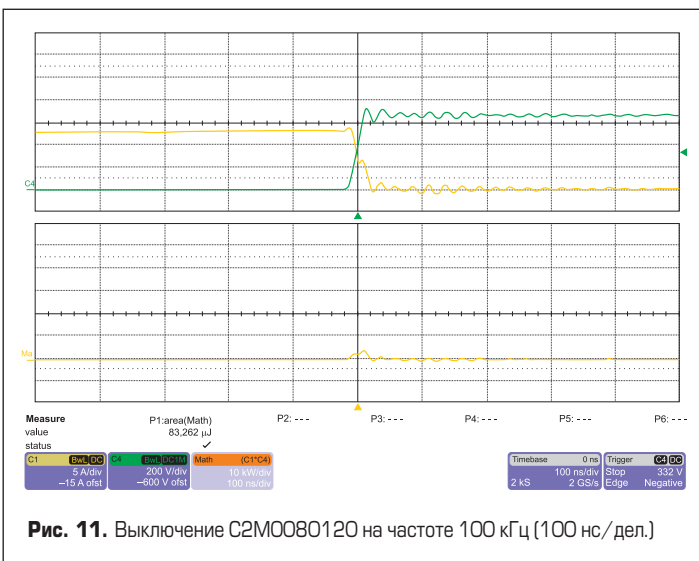


Рис. 11. Выключение C2M0080120 на частоте 100 кГц (100 нс/дел.)

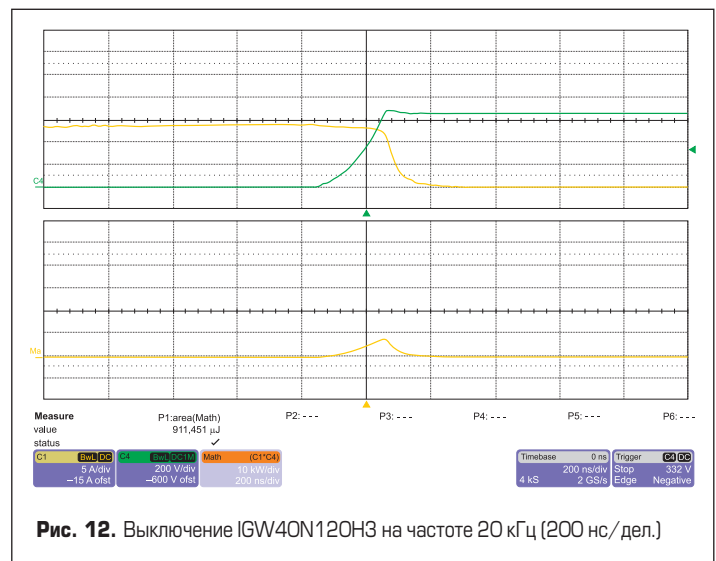


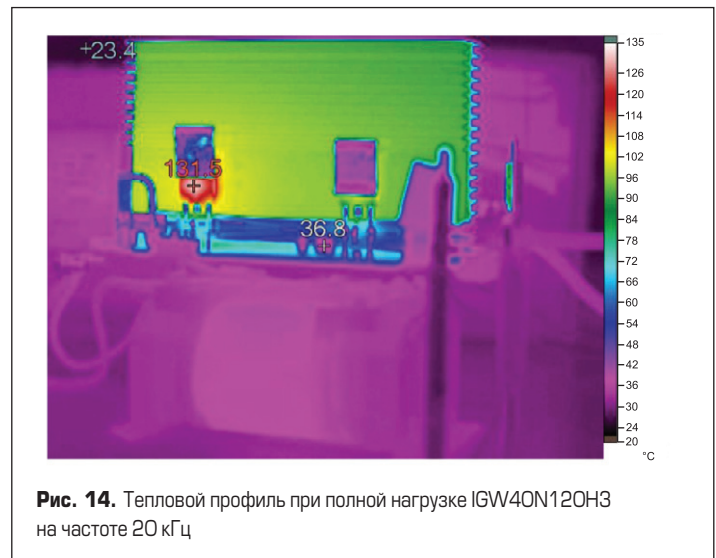
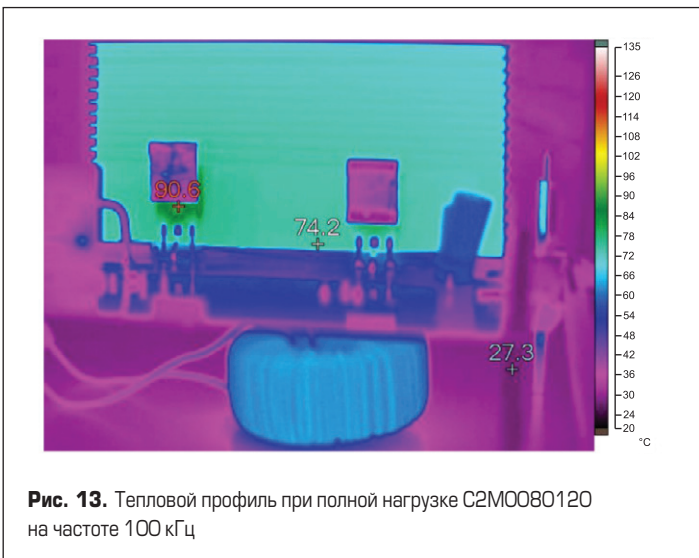
Рис. 12. Выключение IGW40N120H3 на частоте 20 кГц (200 нс/дел.)

на высокой рабочей частоте. На рис. 9 и 10 показаны эпюры сигналов включения транзисторов C2M0080120D и IGW40N120H3, энергия  $E_{on}$  составляет 54,5 мкДж для SiC MOSFET и 115,1 мкДж для Si IGBT. На рис. 11 и 12 представлены эпюры сигналов выключения C2M0080120D и IGW40N120H3, величина  $E_{off}$  составляет 83,3 мкДж для SiC MOSFET

и 911,5 мкДж для Si IGBT, т. е. энергия потерь выключения IGBT примерно в 10 раз выше, чем у SiC MOSFET.

Из полученных осциллограмм можно определить, что общие динамические потери для SiC MOSFET на частоте 100 кГц составляют около 13,8 Вт, в то время как общие потери транзисторов IGBT на 20 кГц около 20,5 Вт,

т. е. на 7 Вт выше, чем SiC MOSFET. Это показывает, что SiC MOSFET могут иметь меньшие потери, чем Si IGBT, даже когда SiC MOSFET работает на частоте в пять раз выше, чем Si IGBT, особенно в режиме выключения. IGBT имеют большие потери выключения из-за наличия т. н. «хвостового» тока, хотя в данном случае использован высокоскоростной тип Si IGBT.



**Тепловые характеристики**

На рис. 13 и 14 показано сравнение тепловых профилей устройств на базе SiC MOSFET 2M0080120D и Si IGBT IGW40N120H3. Испытания проводились при входном напряжении 450 В DC, выходном напряжении 650 В DC под полной нагрузкой 2×5 кВт. Температура окружающей среды +25 °С, принудительное охлаждение радиатора отсутствует, плата испытывалась без корпуса. В обоих вариантах устройства использовались выходные SiC-диоды Шоттки Cree C4D20120D для обеспечения корректного сравнения обоих вариантов преобразователя. SiC MOSFET имеет меньшие потери и, соответственно, на 40 °С меньшую температуру корпуса, что более чем на 40% превышает показатели Si IGBT. Это означает, что SiC MOSFET можно использовать с более легким, тонким и менее дорогим теплоотводом. Также тесты показали, что для конвертера с Si IGBT и частотой 20 кГц требуется больший индуктор с меньшей плотностью мощности по сравнению с SiC MOSFET на частоте 100 кГц.

**Заключение**

Проведенное сравнение динамических характеристик, производительности и тепловых параметров SiC MOSFET и быстрого Si IGBT наглядно показало, что предложенная конструкция конвертера на основе SiC-ключей имеет преимущество в системах высокой мощности. С увеличением доступности SiC-компонентов и их опций снимутся многие из ограничений, обусловленных физическими свойствами Si, что приведет к расширению возможностей проектирования на системном уровне высокочастотных преобразовательных систем мощностью от сотен ватт до сотен киловатт

**Литература**

1. R. J. Callanan, A. Agarwal, A. Burk, M. Das, B. Hull, F. Husna, A. Powell, J. Richmond, Sei-Hyung Ryu, and Q. Zhang. Recent Progress in SiC DMOSFETs and JBS Diodes at Cree. IEEE Industrial Electronics 34th Annual Conference, IECON 2008.

2. Richmond J.; Leslie S.; Hull B.; Das M.; Agarwal A.; Palmour J. Roadmap for megawatt class power switch modules utilizing large area silicon carbide MOSFETs and JBS diodes. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition 2009, ECCE 2009.
3. C2M0080120D datasheet. Cree Inc. March, 2013.
4. Bob Callanan. Application Considerations for Silicon Carbide MOSFETs. Cree InC. Jan, 2011.
5. K. Vanam, F. Barlow, B. Ozpineci, L. D. Marlino, M. S. Chinthavali, L. M. Tolbert, and A. Elshabini. High-temperature SiC Packaging for HEV traction applications. IMAPS Int. Symp. Microelectron. 2007, Nov. 11-15. San Jose, CA.
6. T. Sarkar and S. K. Mazumder. Photonic compensation of temperature induced drift of SiC-DMOSFET switching dynamics. IEEE Trans. Power electron. Vol. 25. № 11. Nov., 2010.
7. X. Zhang, D. Domes, and R. Rupp. Efficiency improvement with silicon carbide based power modules. PCIM Europe Conf. Nurnberg, 2009.
8. K. Sheng. Maximum junction temperature of SiC power devices. IEEE Trans. Electro Devices. Vol. 56. № 2. Feb., 2009.