

Повышающий DC/DC-конвертер в режиме чередования фаз

На основе нового поколения карбидокремниевых MOSFET

Появление фотоэлектрических (PV) инверторов и электрических транспортных средств (EV) требует повышения плотности мощности и эффективности преобразователей. Карбид кремния (SiC) является одним из кандидатов, способных удовлетворить эту потребность, поэтому интерес к SiC-технологии в последнее десятилетие непрерывно растет. Повышающий преобразователь является неотъемлемой частью большинства PV-инверторов и конвертеров, используемых в электромобилях. В статье представлено новое поколение SiC MOSFET с напряжением 1200 В и током 20 А, используемых в 10-кВт повышающем преобразователе, работающем в режиме жесткого переключения с чередованием фаз на частоте до 100 кГц. Проведено сравнение по тепловым характеристикам и эффективности с высокоскоростными кремниевыми H3 IGBT. В обоих случаях результаты показывают явное преимущество нового поколения SiC MOSFET.

Джимми Лю
(Jimmy Liu)

jimmy_liu@cree.com

Кин Лап Вонг
(Kin Lap Wong)

Скотт Аллен
(Scott Allen)

Джон Моокен
(John Mookken)

Перевод
Евгений Карташов

Андрей Лебедев

cree@macrogroup.ru

Силовые преобразователи на основе карбидокремниевых приборов обеспечивают увеличение плотности мощности за счет более высокого блокирующего напряжения, меньшего сопротивления открытого канала и лучшей теплопроводности по сравнению с их кремниевыми аналогами. Среди доступных типов SiC-устройств, SiC JFET или SiC-транзисторов N-канальные усовершенствованные SiC MOSFET предлагают самую лучшую альтернативу для замены обычных кремниевых MOSFET или IGBT благодаря несложной структуре, простоте разработки и меньшим потерям управления. Компания Cree в марте 2013 г. выпустила в продажу следующее поколение SiC MOSFET — C2M0080120D. Они отличаются улучшенными параметрами по сравнению с первым поколением.

Инверторы для PV и EV относятся к тем приложениям, где характеристики SiC являются особенно привлекательными, поскольку высокая плотность мощности и большая частота коммутации имеют большое значение для уменьшения стоимости и габаритов устройств, а также снижения требований к системе охлаждения. Однако нет четкого понимания того, насколько применение SiC MOSFET может повысить производительность DC/DC-

преобразователя в режиме жесткого переключения по сравнению с более сложным DC/DC-конвертером с мягкой коммутацией и насколько он позволяет уменьшить стоимость комплектующих с учетом высоких частоты и плотности мощности.

В статье рассматривается 10-кВт DC/DC-преобразователь, работающий в режиме жесткого переключения с чередованием фаз на частоте до 100 кГц, разработанный на основе SiC-устройств, обеспечивающий максимальный КПД 99,3% и имеющий меньшую стоимость комплектующих. Сравниваются динамические параметры, эффективность и тепловые характеристики между новыми SiC MOSFET и Si высокоскоростными H3 IGBT-модулями. Экспериментальные результаты свидетельствуют, что Cree SiC MOSFET с SiC-диодами Шоттки позволяют увеличить частоту, повысить эффективность и снизить общую стоимость системы.

Конструкция повышающего конвертера с чередованием фаз

Для разработки повышающего преобразователя с чередованием фаз и рабочей частотой 100 кГц на основе карбида кремния необходимо изучить

особенности SiC MOSFET и повышающего индуктора. На рис. 1 представлена схема повышающего конвертера с чередованием фаз. В такой конфигурации каждый канал преобразователя содержит один SiC 1200 В/20 А MOSFET с сопротивлением канала 80 мОм (C2M0080120D) и один SiC 1200 В/10 А диод Шоттки (C4D10120D) для реализации функции повышения напряжения при мощности 10 кВт.

Благодаря использованию только SiC силовых приборов конвертер работает на высокой частоте для получения большой плотности мощности. Кроме того, данный преобразователь не нуждается в дополнительной цепи с мягким переключением, такой как ZVS, для достижения высокой эффективности. Для реализации режима чередования фаз требуется меньшее количество компонентов, что является большим прорывом в силовой электронике.

Параметры нового поколения SiC MOSFET

В таблице 1 для сравнения приведены ключевые параметры модуля второго поколения SiC MOSFET C2M0080120D и первого поколения SiC MOSFET CMF20120D. Видно, что новый C2M0080120D имеет меньшие потери переключения. Между тем его сопротивление в открытом состоянии отличается более положительным температурным коэффициентом, что обеспечивает

Таблица 1. Сравнение параметров SiC MOSFET

Параметры	SiC MOSFET	
	CMF20120D	C2M0080120D
Тип. сопротивление открытого канала ($T_j = +25\text{ }^{\circ}\text{C}$), мОм	80	
Тип. сопротивление открытого канала ($T_j = +125\text{ }^{\circ}\text{C}$), мОм	95	123
Размер кристалла	-35%	
Максимальное напряжение затвора (VGS), В	-5/25	-10/25
Потери переключения ($T_j = +150\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V_{DS} = 800\text{ В}$), мДж	0,78	0,56
Заряд затвора, нКл	91	49
Входная емкость C_{iss} , пФ	1915	950
Выходная емкость C_{oss} , пФ	120	80
Обратная емкость C_{rss} , пФ	13	6,5
Тепловое сопротивление «кристалл-корпус», $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$	0,5	0,6

модулю лучшее распределение тепла при работе нескольких параллельных устройств. Сравнение показывает, что применение нового SiC MOSFET на высокой частоте позволяет системе достичь большей плотности мощности и эффективности.

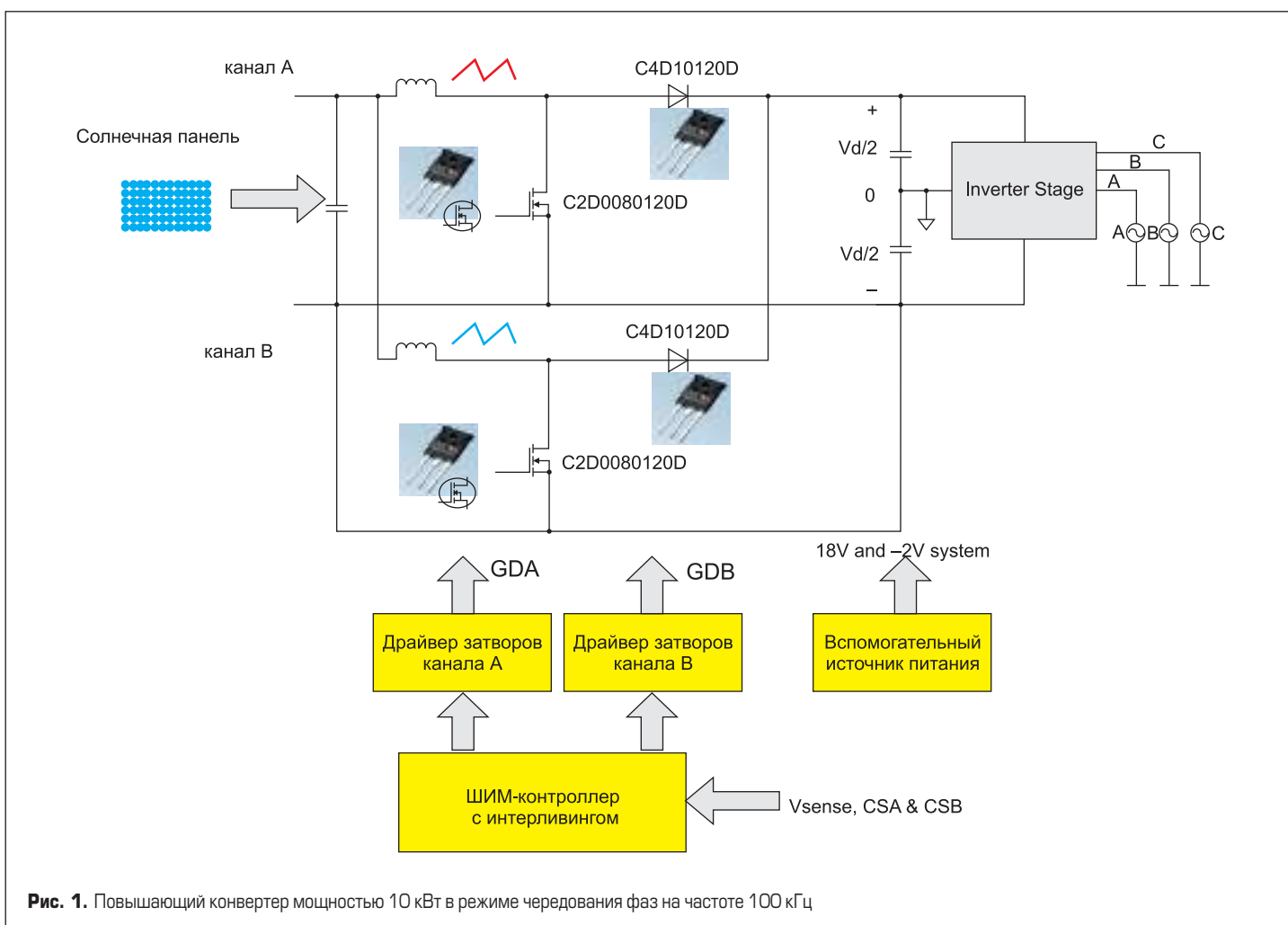
Конструкция высокочастотного повышающего индуктора

Необходимость повышения частоты коммутации (100 кГц) в режиме жесткого переключения требует уменьшения стоимости и повышения плотности мощности индуктора. Потери высокоскоростных IGBT огра-

ничивают максимальную рабочую частоту обычных кремниевых приборов на уровне 20–40 кГц. Однако применение SiC MOSFET позволяет увеличить ее до 100 кГц без снижения эффективности системы. На частоте коммутации 100 кГц индуктивность повышающего дросселя уменьшается в соответствии с уравнением (1):

$$L = (V_{in \text{ min}} \times D_{\text{max}})/(f_s \times \Delta i). \quad (1)$$

При этом массо-габаритные параметры и стоимость индуктора значительно снижаются, а общая эффективность системы превосхо-



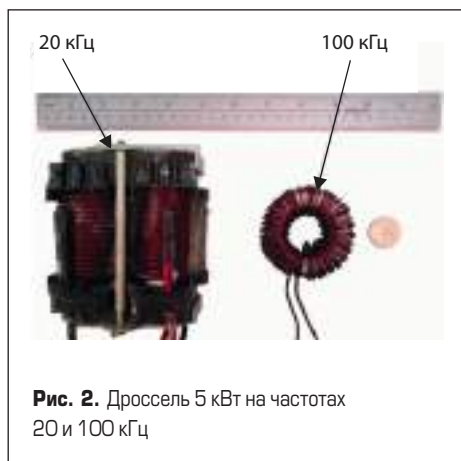


Рис. 2. Дроссель 5 кВт на частотах 20 и 100 кГц

дит характеристики IGBT на 20 кГц. В таблице 2 приведены параметры дросселя (рис. 2) для преобразователя мощностью 5 кВт с Si IGBT на частоте 20 кГц и SiC MOSFET на 100 кГц. Для конвертера мощностью 10 кВт были использованы два индуктора.

Электромагнитные помехи

Вопросы снижения уровня ЕМІ при использовании высокочастотных силовых приборов SiC требуют особого внимания. В данном проекте были использованы некоторые практические подходы, позволяющие ограничить

Таблица 2. Параметры индуктора 5 кВт на частотах 20 и 100 кГц

Параметры	Si IGBT, 20 кГц	SiC MOSFET, 100 кГц
Индуктивность при номинальном токе, мкГн	1100	400
Материал сердечника	Fe-Si	Fe-Si-Al
Тип обмотки	AWG8*1*98Ts	AWG12*1*55Ts
Размеры, мм	140×108×68	63×26
Вес, кг	2,3	0,4
Активное сопротивление, мОм	22	25
Потери в обмотке, Вт	6,1	7,5
Потери в сердечнике, Вт	13,0	15,8
Базовая стоимость, \$	31	12

влияние шумов на высокой частоте коммутации.

Из-за высокой частоты и быстрой коммутации SiC MOSFET колебания напряжения стока потенциально могут быть намного выше, особенно из-за паразитной емкости катушки индуктивности. Когда транзисторы включаются и выключаются, возникает высокочастотный резонанс между паразитной емкостью дросселя и паразитной индуктивностью в силовом контуре коммутации, что приводит к возникновению мощных колебаний. Для уменьшения «звона» на высоких частотах настоятельно рекомендуется использовать однослойную конструкцию индуктора.

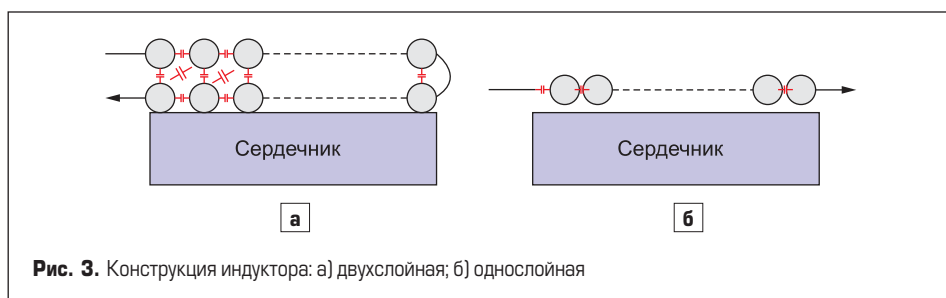


Рис. 3. Конструкция индуктора: а) двухслойная; б) однослойная

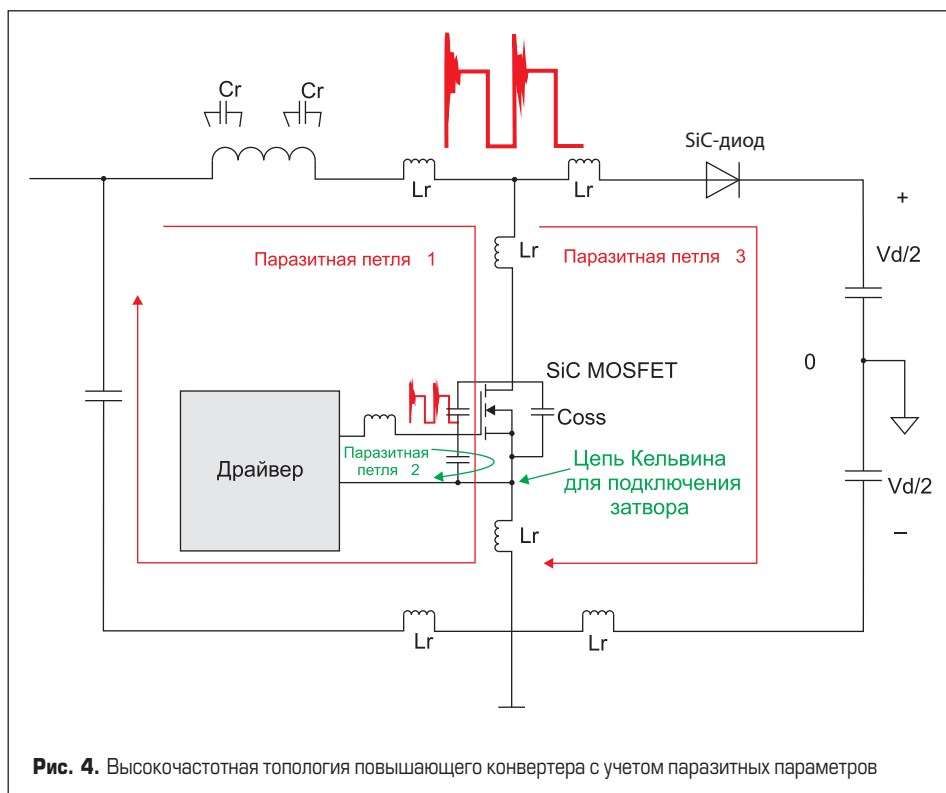


Рис. 4. Высокочастотная топология повышающего конвертера с учетом паразитных параметров

На рис. 3 показана разница паразитных емкостей при использовании двухслойной и однослойной обмотки. Один слой обмотки позволяет резко снизить паразитную емкость индуктора и обеспечить хорошее потокоотсечение. В результате снижается звон в коммутационном узле V_{DS} , что обеспечивает минимизацию уровня электрических помех.

Другим важным аспектом является минимизация коммутационных петель на печатной плате. На рис. 4 показаны ключевые контуры коммутации повышающего преобразователя. Петли 1 и 3 являются основными силовыми контурами переключения с высокой скоростью dv/dt . Минимизация их длин помогает свести к минимуму паразитную индуктивность и тем самым уменьшить звон в узле коммутации.

В предлагаемой конструкции индуктор размещается под печатной платой максимально близко к SiC MOSFET и выходному диоду для минимизации мощных контуров 1 и 3. Поскольку SiC MOSFET имеет высокую скорость переключения, петля 2 цепи затвора также имеет большое значение для топологии печатной платы. Настоятельно рекомендуется использование схемы Кельвина для подключения сигнальных выводов транзистора.

Платы вторичных драйверов затворов расположены возле теплоотвода MOSFET таким образом, чтобы цепи управления SiC MOSFET были к транзистору как можно ближе. Кроме того, общий провод вторичного драйвера затвора имеет отдельное подключение к источнику SiC MOSFET.

Карбидокремниевые транзисторы имеют низкую прямую проводимость по сравнению с кремниевыми приборами. Благодаря этому время включения и выключения, а также динамические потери SiC MOSFET тесно связаны со временем изменения напряжения на затворе. Более «жесткая» коммутация с меньшим внешним сопротивлением затвора непосредственно приводит к снижению коммутационных потерь и повышению КПД. Внешний затворный резистор может быть использован в качестве демфирующего элемента для снижения влияния быстрого нарастания/спада сигнала на затворе. Тем не менее при выборе внешнего затворного резистора необходимо находить компромисс между показателями ЕМІ и КПД. Уменьшение сопротивления помогает улучшить эффективность, но при этом ухудшается эффект подавления осцилляций сигнала затвора.

Таблица 3. Основные параметры конструкции

Параметр	Значение
Входное напряжение, В DC	400
Выходное напряжение, В DC	650
Номинальная мощность, кВт	10
Частота, кГц	100 для SiC MOSFET, 20 для Si IGBT
Размер печатной платы, мм	240×140×90
Размер индуктора	D = 63 мм, высота = 26 мм для 100 кГц; 140×108×68 мм для 20 кГц

Особенное внимание необходимо уделять минимизации паразитных емкостей между трассами затвора и стока на печатной плате. Поскольку скорость переключения dv/dt MOSFET достигает очень высокого значения, любая паразитная связь между фронтом напряжения на стоке и цепью затвора может привести к искажению сигналов на затворе. Так как SiC MOSFET имеют предельно низкие значения внутренней емкости Миллера C_{gd} (C_{rss} в спецификации), паразитные емкости PCB должны быть меньше внутренних емкостей силового ключа, чтобы не нарушалось нормальное управление прибором по цепи затвора. Как показано на рис. 5, выводы стока и затвора расположены отдельно на верхнем и нижнем слое PCB без параллельной трассировки между ними, что позволяет избежать образования высокой паразитной емкости между стоком и истоком.

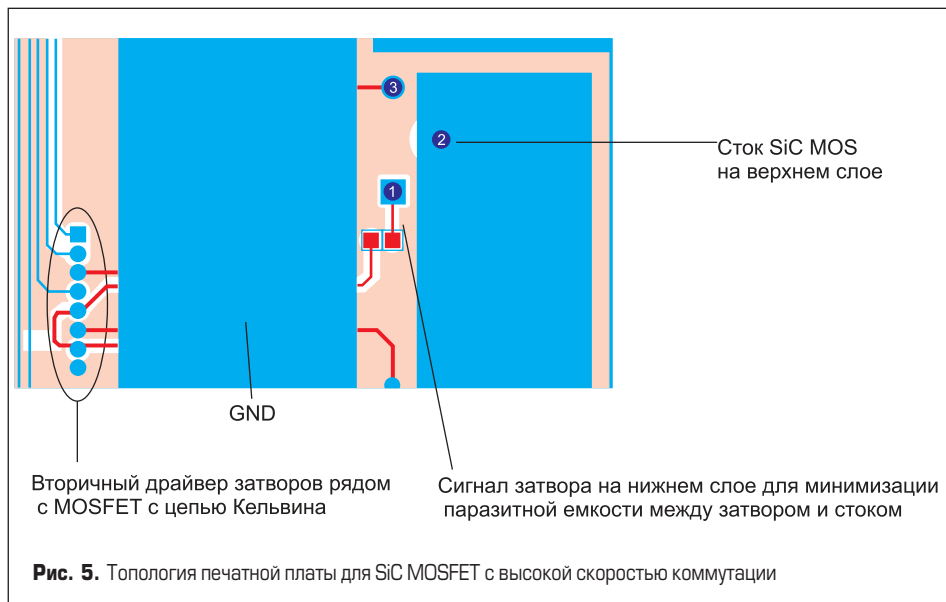
Использование режима чередования фаз для двух каналов повышающего преобразователя. На рис. 6 показана разница уровней дифференциальных шумов (DM) для двухфазной схемы с чередованием фаз и для однофазной без функции чередования. Благодаря чередованию фаз первая гармоника DM-шума имеет частоту $2f_s$ (т. е. вдвое выше частоты коммутации), таким образом входные/выходные пульсации могут быть подавлены. Частота среза ЕМI-фильтра будет выше для такого режима работы, следовательно, нужен меньший коэффициент подавления, и для соответствия стандартным требованиям может быть использован меньший ЕМI-фильтр.

Экспериментальные результаты

Для проверки характеристик второго поколения 1200 В/20 А SiC MOSFET был спроектирован DC/DC-преобразователь мощностью 10 кВт, работающий в режиме жесткого переключения с функцией чередования (рис. 7). Новейшие кремниевые высокоскоростные 1200 В/40 А IGBT IGW40N120H3 использованы для сравнения и оценки производительности 1200 В/20 А SiC MOSFET. Преобразователь размещен на печатной плате 240×140×90 мм. Для управления использован ШИМ-контроллер с функцией чередования фаз TI UCC28220 и драйвер затвора IC IXYS IXDN609.

Эффективность

Ниже представлены данные проверки эффективности SiC MOSFET на частоте 100 кГц



(первое поколение CMF20120D и второе поколение C2M0080120D) и кремниевых IGBT (IGW40N120H3) на частоте 20 кГц.

В обоих случаях используются выходные диоды Cree 1200 В SiC Шоттки C4D10120D,

что обеспечивает корректное сравнение. Все данные получены при внешнем резисторе затвора 2 Ом. Результаты тестов показывают, что даже при пятикратной разнице в частоте коммутации конвертер с SiC в состоянии достичь

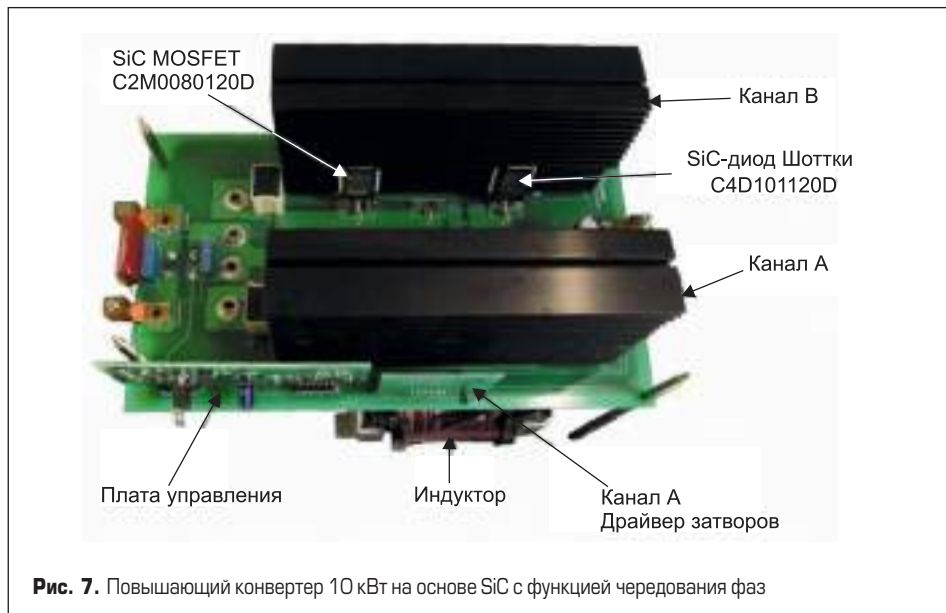
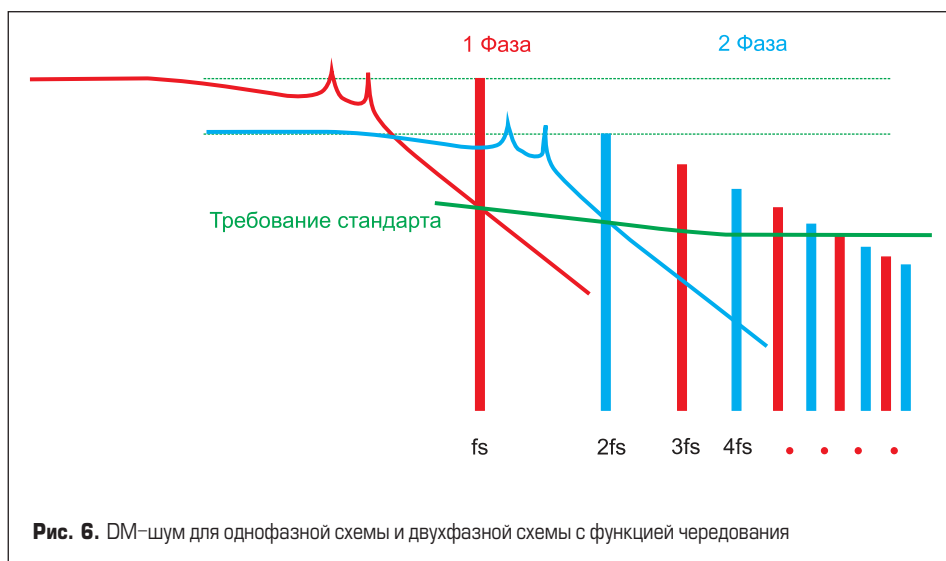


Рис. 7. Повышающий конвертер 10 кВт на основе SiC с функцией чередования фаз

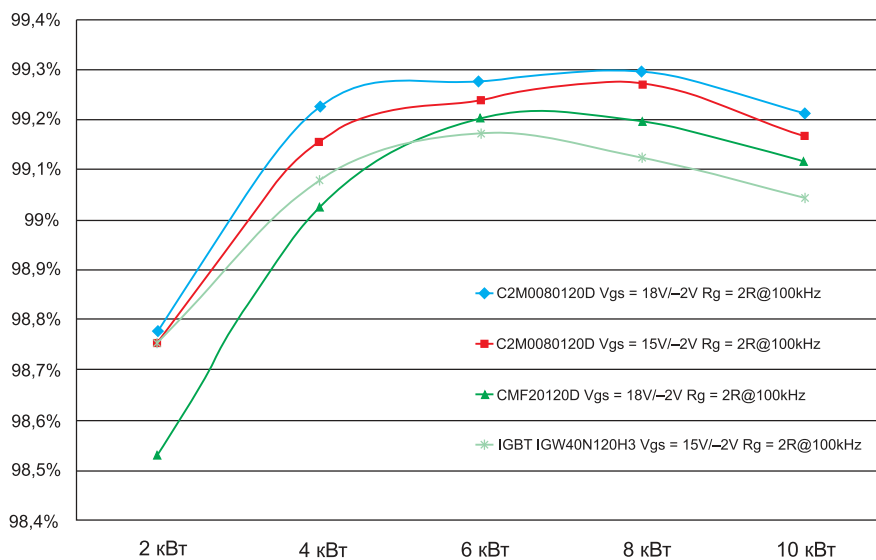


Рис. 8. Сравнение КПД 10-кВт конвертера на разных частотах при использовании 1 и 2 поколения SiC MOSFET и Si IGBT

максимального КПД = 99,3% на частоте 100 кГц. При этом уровень потерь оказывается на 18% ниже, чем у самого эффективного преобразователя с IGBT при 20 кГц (рис. 8). При небольших

нагрузках, где оба решения имеют худший КПД, вариант с SiC на частоте 100 кГц по-прежнему соответствует показателям кремниевой системы на частоте 20 кГц, что подтверждает очень низ-

кий уровень потерь переключения SiC MOSFET. Любое сравнение, как по эффективности, так и по частоте переключения, показывает, что SiC может с успехом заменить IGBT в силовом преобразователе.

Энергия потерь E_{on} и E_{off}

Меньший уровень коммутационных потерь при работе на высоких частотах является основным преимуществом SiC MOSFET. На рис. 9 и 10 показаны эюры сигналов включения C2M0080120D и IGW40N120H3, $E_{on} = 54,5$ мкДж для SiC MOSFET и 115,1 мкДж для Si IGBT. Эюры сигналов выключения приведены на рис. 11 и 12 для C2M0080120D и IGW40N120H3, $E_{off} = 83,3$ мкДж для SiC MOSFET и 911,5 мкДж для Si IGBT, т. е. примерно в десять раз больше, чем у SiC MOSFET.

Из полученных данных находятся суммарные потери переключения SiC MOSFET: на частоте 100 кГц они составляют около 13,8 Вт, в то время как суммарные потери переключения для IGBT на 20 кГц достигают около 20,5 Вт, что на 7 Вт выше, чем у SiC MOSFET. Это подтверждает, что SiC MOSFET может иметь меньшие динамические потери переключения, чем Si IGBT, даже когда рабочая частота в пять раз выше, чем у кремниевых транзисторов, особенно

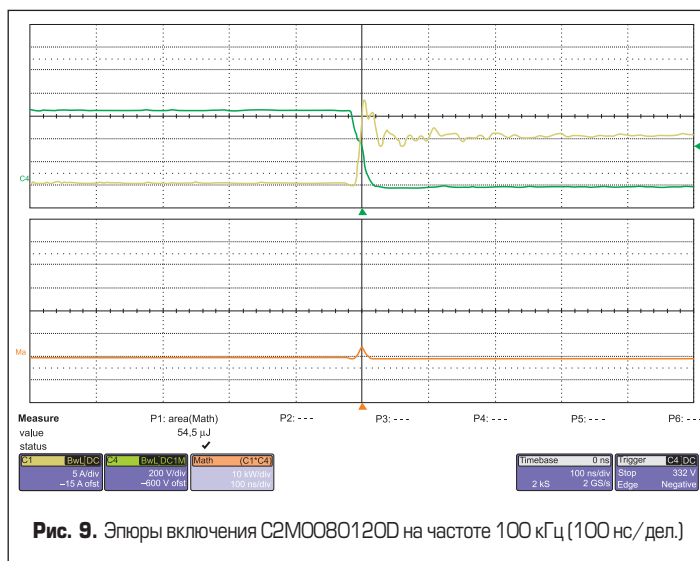


Рис. 9. Эюры включения C2M0080120D на частоте 100 кГц (100 нс/дел.)

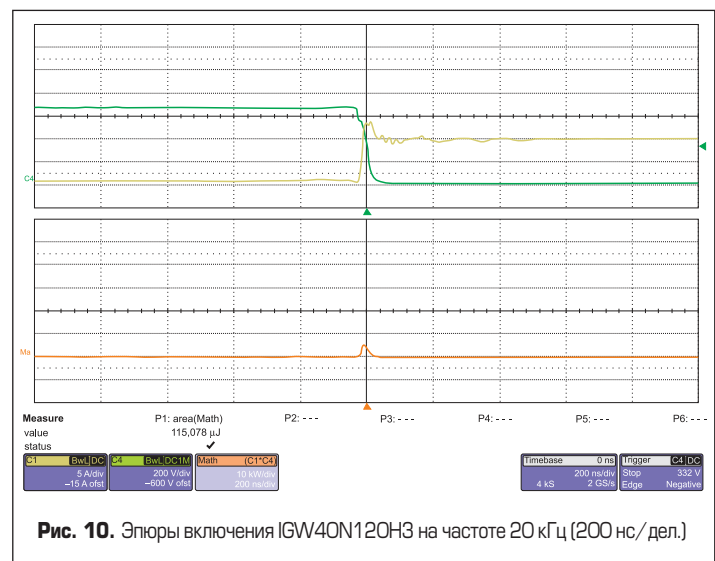


Рис. 10. Эюры включения IGW40N120H3 на частоте 20 кГц (200 нс/дел.)

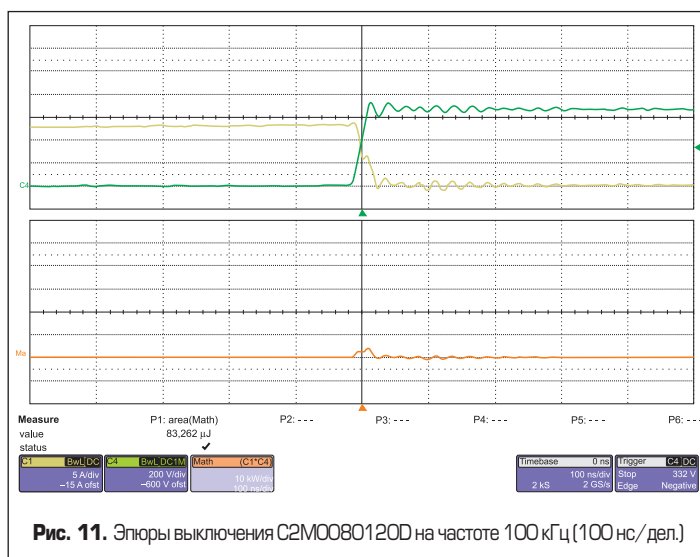


Рис. 11. Эюры выключения C2M0080120D на частоте 100 кГц (100 нс/дел.)

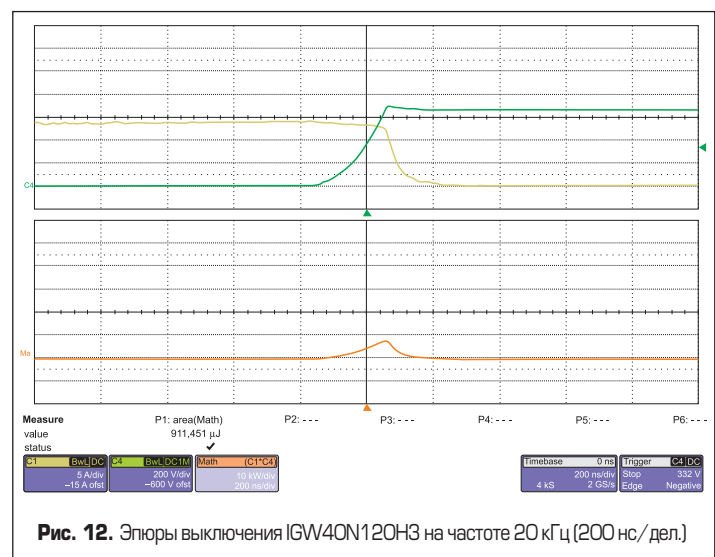


Рис. 12. Эюры выключения IGW40N120H3 на частоте 20 кГц (200 нс/дел.)



Рис. 13. Тепловой профиль при полной нагрузке C2M0080120D на частоте 100 кГц



Рис. 14. Тепловой профиль при полной нагрузке IGW40N120H3 на частоте 20 кГц

в режиме выключения. IGBT обладают большими потерями выключения из-за «хвостового тока», присущего даже высокоскоростным Si IGBT.

Тепловые характеристики

На рис. 13 и 14 представлено сравнение тепловых профилей устройств на основе SiC MOSFET C2M0080120D и кремниевых IGBT IGW40N120H3. Результаты испытаний получены при входном напряжении 450 В DC, выходном напряжении 650 В DC и полной нагрузке 2×5 кВт. Температура окружающей среды +25 °C, испытания проводились без охлаждения радиатора, печатная плата тестировалась без корпуса. В обоих случаях использовались выходные диоды Cree SiC Шоттки C4D20120D, что обеспечивает корректное сравнение для двух типов приборов. Транзисторы SiC MOSFET имеют более низкие потери и, соответственно, на 40 °C меньшую рабочую температуру корпуса, что более чем на 40% превышает показатели Si IGBT. Это означает, что для работы SiC MOSFET можно применять более легкий, тонкий и дешевый теплоотвод. Кроме того, для решения с Si IGBT на частоте 20 кГц приходится использовать большую индуктивность с низкой плотностью мощности по сравнению с SiC MOSFET на частоте 100 кГц.

Заключение

Испытания повышающего преобразователя мощностью 10 кВт, работающего в режиме жесткого переключения с чередованием фаз, описанного в этой статье, четко демонстрируют достоинства SiC MOSFET и диодов в системах высокой мощности. Преимущества от использования присущей SiC высокой динамической эффективности подчеркиваются снижением энергии потерь, уменьшением размеров и веса системы, сокращением количества и стоимости комплектующих и впечатляющим снижением рабочей температуры устройства. Описанный преобразователь на основе SiC-приборов может открыть двери для новых силовых приложений, которые, в свою очередь, приведут к выходу на коммерческий рынок новых SiC-устройств в различных корпусах. С увеличением доступности SiC-транзисторов и вариантов их исполнения будут сняты многие ограничения, сформированные кремниевыми приборами, что откроет путь к повышению гибкости проектирования высокочастотных систем преобразования энергии 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, 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. March 2013, Cree Inc.
4. B. Callanan. Application Considerations for Silicon Carbide MOSFETs. Jan 2011, Cree Inc.
5. K. Vanam, F. Barlow, B. Ozpineci, L. D. Marlino, M. S. Chinthavali, L. M. Tolbert, A. Elshabini. High-temperature SiC Packaging for HEV traction applications // Proc. IMAPS Int. Symp. Microelectron. 2007.
6. T. Sarkar, S. K. Mazumder. Photonic compensation of temperature-induced drift of SiC-DMOSFET switching dynamics // IEEE Trans. Power electron. Vol. 25, № 11. 2010.
7. X. Zhang, D. Domes, R. Rupp. Efficiency improvement with silicon carbide based power modules // Proc. PCIM Europe Conf. Nurnberg, 2009.
8. K. Sheng. Maximum junction temperature of SiC power devices // IEEE Trans. Electro Devices. Vol. 56. № 2. 2009.