

Высокоэффективный, компактный резонансный ZVS мостовой конвертер

на основе 1200 В SiC-MOSFET

В статье рассматриваются преимущества использования SiC MOSFET компании Cree в целях повышения производительности резонансных DC/DC-преобразователей.

Валерия Смирнова

cree@macrogroup.ru

Последнее поколение (C2M) карбидокремниевых (SiC) приборов использовано в конвертере с коммутацией при нулевом напряжении (ZVS). Разработанный компанией Cree SiC MOSFET (1200 В, 160 мОм) применен при проектировании высокочастотного мостового ZVS LLC резонансного DC/DC-преобразователя. Благодаря очевидным преимуществам SiC MOSFET, имеющим меньшую емкость перехода и низкое сопротивление открытого канала по сравнению с кремниевыми (Si) приборами, резонансный преобразователь может работать на более высокой частоте с большей эффективностью, что позволяет увеличить плотность мощности при использовании меньшего количества компонентов и снижении общей стоимости изделия.

Прототип конвертера мощностью 8 кВт разработан для демонстрации возможностей SiC MOSFET по повышению производительности DC/DC-преобразователя, работающего в режиме мягкой коммутации при максимальном измеренном значении КПД 98,3%. Данные

типы конвертеров могут широко применяться в трехфазных промышленных системах электропитания. К ним относятся источники питания (ИП) телекоммуникационного оборудования и серверов, высоковольтные системы постоянного тока (HVDC), индукционные нагреватели, а также зарядные устройства электрических транспортных средств (EV).

Мощные изолированные DC/DC-преобразователи

В настоящее время в трехфазных устройствах промышленной электроники средней и высокой мощности, таких как AC/DC ИП телекоммуникационных систем, в HVDC-системах, зарядных устройствах EV и т. д., используются, в основном, две топологии схем на основе кремниевых ключей с «мягкой» коммутацией. Они применяются в изолированных DC/DC-каскадах, расположенных после трехфазного корректора коэффициента мощности (PFC), имею-

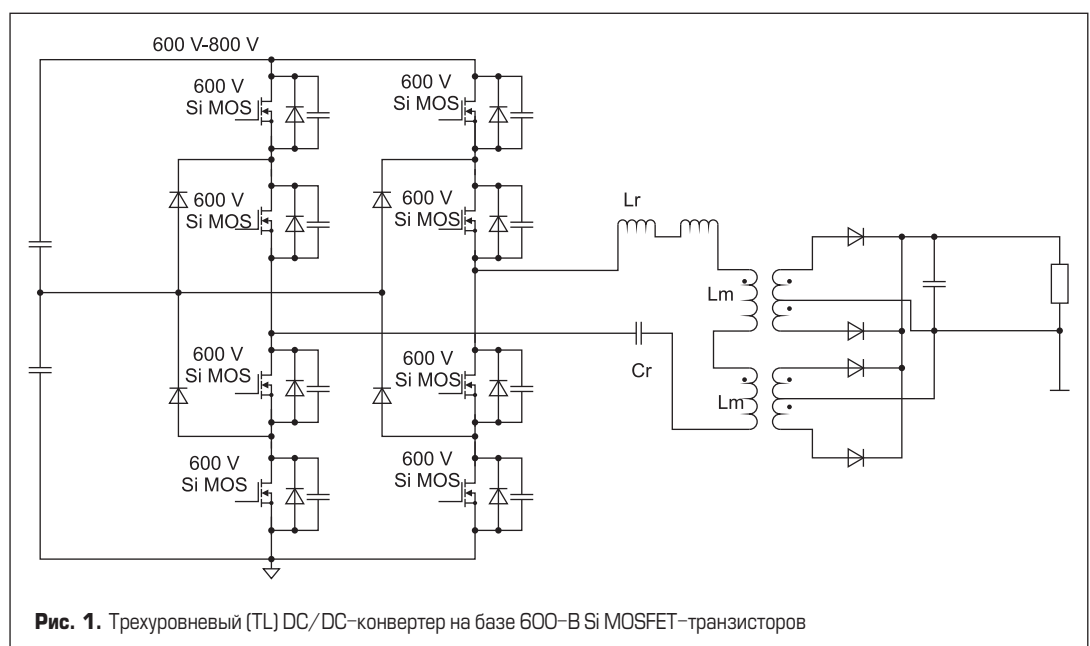


Рис. 1. Трехуровневый (TL) DC/DC-конвертер на базе 600-В Si MOSFET-транзисторов

шего выходное напряжение постоянного тока в диапазоне 600–800 В.

Первая топология — трехуровневый (TL) DC/DC-преобразователь, показанный на рис. 1. Такая схема, применяемая для построения DC/DC-преобразователей с 1992 г. [1], позволяет уменьшить уровень перенапряжения на силовых ключах. Главное преимущество TL DC/DC-конвертера состоит в том, что в нем можно использовать последовательно соединенные низковольтные транзисторы (например, 600 В MOSFET) для коммутации высокого входного напряжения постоянного тока. В таком преобразователе применяется метод управления со сдвигом фаз или резонансный метод для реализации режима «мягкого» переключения.

Однако топология TL имеет некоторые ограничения: во-первых, она требует более сложного алгоритма управления, кроме того, здесь нужны отдельные драйверы, по крайней мере, для восьми используемых ключей. Во-вторых, в каждом плече TL-инвертора вместо одного установлены два соединенных последовательно транзистора, что ведет к увеличению потерь проводимости. В-третьих, для обеспечения равномерного распределения напряжений между ними необходимы фиксирующие диоды и источники напряжения, компенсирующие разброс собственных характеристик приборов. Напряжение ограничения источника равно амплитудному значению напряжения базового конвертера, которое составляет половину от начального уровня сигнала на ключах. И наконец, при использовании двух последовательно соединенных транзисторов «мертвое время» между верхним и нижним плечом схемы должно быть достаточно большим, чтобы учесть изменения таких параметров приборов, как время нарастания и спада, а также время задержки включения/выключения. Это ограничивает частоту коммутации на уровне не выше 200 кГц.

Еще одной распространенной схемой на базе кремниевых ключей является двухуровневый DC/DC-преобразователь с чередующейся коммутацией (интерливингом), или последовательный конвертер с параллельным соединением выходов, показанный на рис. 2. Входное напряжение после цепи ККМ имеет нейтральную точку, разделяющую входное напряжение на положительную (+400 В DC) и отрицательную составляющую (-400 В DC). Два отдельных двухуровневых мостовых DC/DC-конвертера с интерливингом использованы для преобразования высоковольтного входного напряжения в выходное.

Благодаря малому уровню напряжения (400 В DC) на ключах, в устройстве можно использовать низковольтные транзисторы, например 600-В Si MOSFET. Однако, так же как и трехуровневый DC/DC-преобразователь, двухуровневый конвертер с интерливингом имеет сложное управление и требует применения большого количества независимых драйверов.

Кроме того, при наличии на входе двух мостовых, последовательно включенных преобразователей соблюдение баланса между положительным и отрицательным напряжением становится проблемой. Для выравнивания первичного напряжения и тока между этими двумя конвертерами необходимо применять

особые методы управления, в противном случае может возникнуть перегрузка одного из мостовых каскадов. Для решения этой проблемы существуют различные «обходные пути», однако это увеличивает стоимость и усложняет конструкцию устройства [2]. В заключение отметим основные недостатки рассмотренных топологий схем:

- сложный алгоритм управления, сложная реализация схемы управления;
- необходимость обеспечения баланса между входным (первичным) и отрицательным напряжениями;

- требуется большее количество компонентов;
- менее высокая надежность.

Высокочастотный мостовой ZVS LLC резонансный конвертер на базе 1200 В SiC-MOSFET

Транзистор C2M SiC MOSFET (1200 В, 160 мОм) от Cree использован при разработке высокочастотного двухуровневого однофазного ZVS LLC резонансного преобразователя, показанного на рис. 3. Благодаря высокой блокирующей способности, большой скорости коммутации

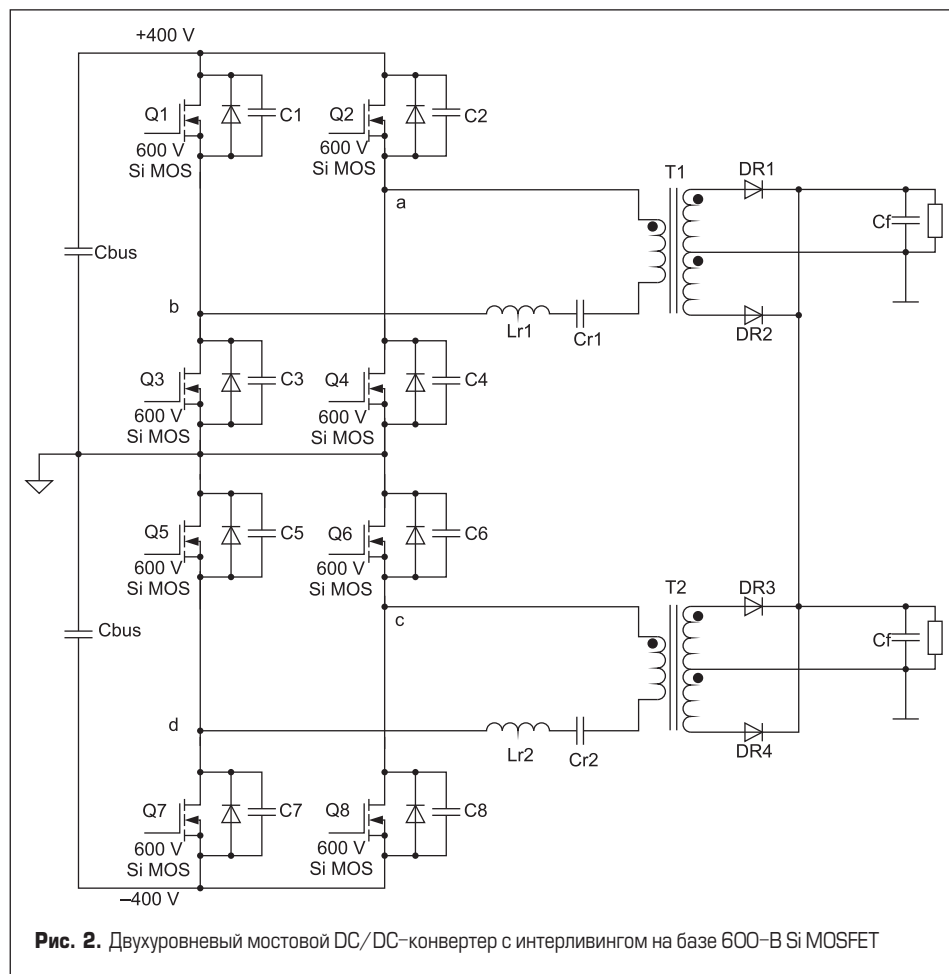


Рис. 2. Двухуровневый мостовой DC/DC-конвертер с интерливингом на базе 600-В Si MOSFET

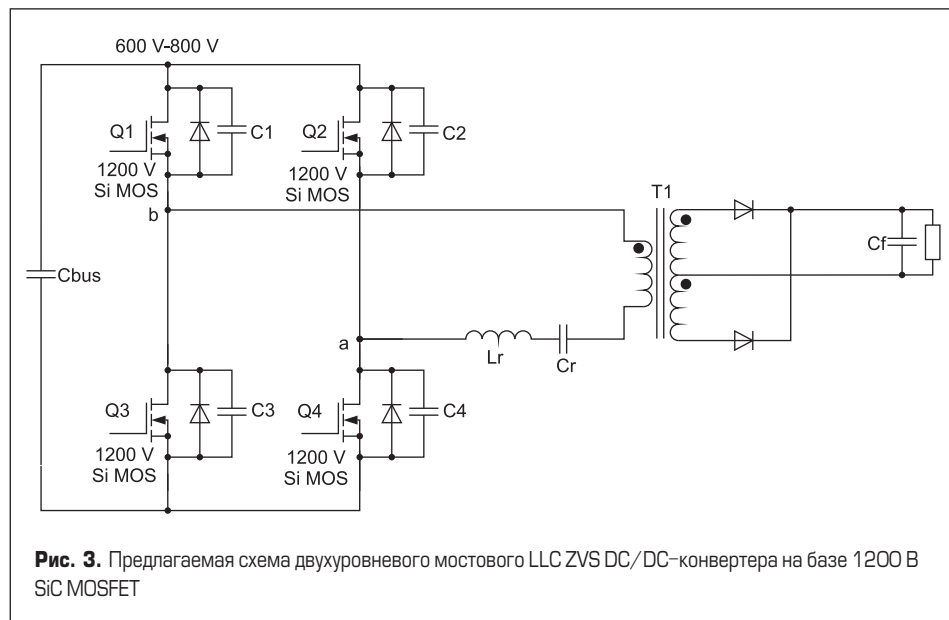


Рис. 3. Предлагаемая схема двухуровневого мостового LLC ZVS DC/DC-конвертера на базе 1200 В SiC MOSFET

Таблица 1. Сравнение параметров MOSFET в корпусе TO-247

Параметр	SiC MOSFET C2M0160120D	Si MOSFET SPW47N60CFD	Si MOSFET IPW65R110CFD
Напряжение пробоя @ T_{jmax} , В	1200	650	650
$R_{ds(on)}$ @ $T_c = +110$ °C, Ом	0,22	0,14	0,19
C_{iss} @ $f = 1$ МГц, $V_{DS} = 100$ В, пФ	527	7700	3240
C_{oss} @ $f = 1$ МГц, $V_{DS} = 100$ В, пФ	100	300	160
C_{rss} @ $f = 1$ МГц, $V_{DS} = 100$ В, пФ	5	10	8
$T_{d(on)}$ задержка включения, нс	7 (VDD = 800 В)	30 (VDD = 400 В)	16 (VDD = 400 В)
$T_{d(off)}$ задержка выключения, нс	13 (VDD = 800 В)	100 (VDD = 400 В)	68 (VDD = 400 В)
Q_{dr} типовое значение, нКл	32,6	248	118
t_{rr} интегральный диод, нс	35	210	150
Q_{rr} интегральный диод, мКл	0,12	2	0,8

Таблица 2. Сравнение основных параметров преобразователей на базе SiC MOSFET и Si MOSFET

Параметр	Двухуровневый H-мост, SiC MOSFET, 260 кГц	Трехуровневый H-мост, Si MOSFET, 130 кГц	Двухуровневый H-мост с интерливингом, Si MOSFET, 130 кГц
MOSFET	C2M0160120D, 8 шт.	SPW47N60CFD, 16 шт.	SPW47N60CFD, 16 шт.
Трансформатор L_m	PQ6560, 1 шт.		PQ5050, 2 шт.
Резонансный дроссель, L_r	PQ3535, 1 шт.		PQ3535, 2 шт.
Резонансная емкость C_r , нФ	25		35
Драйвер MOSFET	4 шт.		8 шт.
Трансформатор драйвера	2 шт.		4 шт.
Фиксирующие диоды	Нет	4 шт.	Нет
Цель балансировки	Нет		Есть

и малым потерям применение карбидокремниевых приборов позволяет упростить топологию схемы и использовать один мостовой каскад для создания изолированного DC/DC-преобразователя с высоким входным напряжением.

В таблице 1 приведено сравнение параметров MOSFET различного типа в корпусе TO-247, включая SiC MOSFET (1200 В, 160 мОм) и высокопроизводительный Si MOSFET с рабочим напряжением 650 В. Сопротивление открытого канала ($R_{ds(on)} = 160$ мОм) карбидокремниевое ключа при температуре +110 °C больше, чем у 650-В кремниевого транзистора. В трехуровневой схеме на базе Si MOSFET необходимо рассматривать два пути коммутации тока в сравнении с простой двухуровневой мостовой топологией с применением SiC MOSFET. В результате общее значение $R_{ds(on)}$ карбидокремниевое транзистора может оказаться меньше, соответственно, меньше будут и потери проводимости по сравнению с кремниевыми приборами.

Применение 1200 В SiC-MOSFET обеспечивает следующие преимущества в мостовой схеме с «мягкой» коммутацией:

- Низкое значение паразитных емкостей C_{iss} , C_{oss} , C_{rss} гарантирует карбидокремниевым приборам высокую скорость коммутации и снижение потерь выключения, поэтому они имеют лучшие динамические характеристики и больше подходят для использования в высокочастотных преобразователях частоты.
- Меньшее время восстановления t_{rr} и заряд обратного восстановления Q_{rr} встроенного диода способствуют снижению коммутационных потерь и электрических помех благодаря малому времени обратного восстановления.
- Малое время задержки включения и выключения позволяет уменьшить величину «мертвого времени», это, в свою очередь, снижает потери проводимости и потери в обмотках, что повышает эффективность работы преобразователя.

- Низкая величина заряда затвора Q_g позволяет снизить мощность рассеяния драйвера на высоких частотах переключения.

Благодаря малым паразитным емкостям SiC-ключей можно уменьшить величину «мертвого времени», что позволяет снизить энергию намагничивания при ZVS-коммутации. Это позволяет использовать маленькую резонансную цепь с низкой индуктивностью намагничивания L_m для разряда паразитной емкости SiC MOSFET. В схеме с SiC-транзисторами резонансная частота может быть вдвое больше, чем с обычными кремниевыми ключами. На рис. 4 показаны передаточные характеристики для различных резонансных цепей при увеличении частоты резонанса f_r со 130 кГц до 260 кГц. Параметры контура меняются от $L_m = 150$ мГн, $L_r = 35$ мкГн и $C_r = 40$ нФ до $L_m = 100$ мкГн, $L_r = 15$ мкГн и $C_r = 25$ нФ. Для формирования меньшего резонансного контура можно использовать пассивные компоненты с меньшими номиналами и стоимостью.

Мостовой ZVS LLC резонансный 8 кВт конвертер на базе 1200 В SiC-MOSFET

Для сравнения характеристик двух топологий схем был разработан двухуровневый ZVS LLC резонансный конвертер мощностью 8 кВт с применением SiC-ключей.

В таблице 2 дано сравнение основных параметров схем на основе кремниевых и карбидокремниевых приборов. При использовании SiC MOSFET и высокой резонансной частоты (260 кГц) резонансный контур получается маленьким, соответственно, в нем использованы меньшие номиналы компонентов. Кроме того, это решение оказывается более простым по сравнению с конвертером на Si MOSFET с частотой резонанса 130 кГц. В результате стоимость системы с высокой резонансной частотой на основе 1200 В SiC-MOSFET может быть снижена.

Рабочие режимы

Поскольку резонансный LLC контур имеет частотную модуляцию, конвертер может рабо-

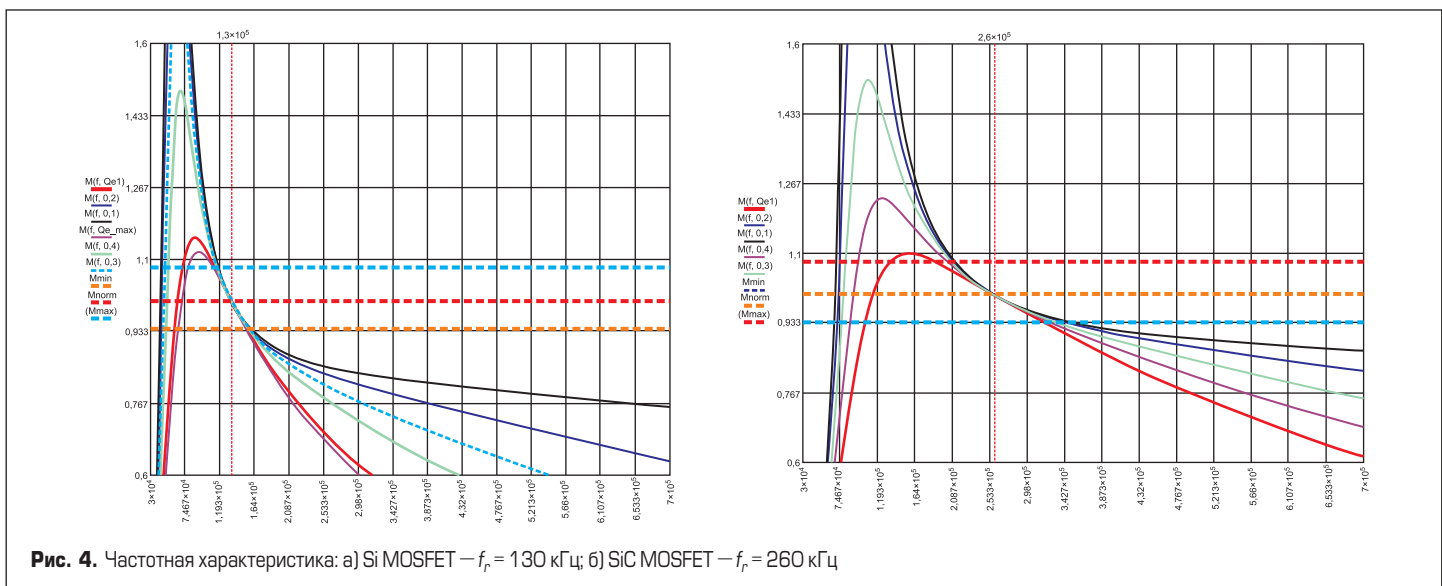


Рис. 4. Частотная характеристика: а) Si MOSFET — $f_r = 130$ кГц; б) SiC MOSFET — $f_r = 260$ кГц

тать в трех состояниях в зависимости от входного напряжения и тока нагрузки.

Состояние 1

На резонансной частоте ($f_s = f_r$) на каждом полупериоде происходит передача полной энергии, при этом половина периода резонанса завершается в момент переключения полуволны. В конце процесса коммутации ток резонансного индуктора I_{Lr} равен току намагничивания I_{Lm} , а ток выпрямителя приближается к нулю. Резонансный контур имеет единичный коэффициент усиления и наилучшие условия работы при оптимальной эффективности, поэтому коэффициент трансформации выбирается таким образом, чтобы преобразователь использовался при номинальных величинах входного V_{in} и выходного V_{out} напряжения. В нашем случае мощность составляет 8 кВт, номинальное значение $V_{in} = 700$ В DC, $V_{out} = 270$ В DC.

Состояние 2

На частотах выше резонансной ($f_s > f_r$) на каждом полупериоде передается только часть мощности, поскольку, в отличие от состояния 1, резонансный полупериод здесь не завершен и прерван началом второго полупериода цикла переключения. В результате у первичного MOSFET увеличиваются потери выключения, а выпрямительные диоды на выходе работают в режиме жесткой коммутации. При этом преобразователь функционирует при повышенном входном напряжении, поэтому необходимо использование понижающего режима работы. Для нашего случая конвертера мощностью 8 кВт это происходит при входном напряжении в диапазоне 700–750 В DC.

Состояние 3

На частотах ниже резонансной ($f_s < f_r$) на каждом полупериоде передается полная мощность. В момент времени, когда резонансный полу-

период завершается и ток резонансного индуктора I_{Lr} достигает величины тока намагничивания, он переходит в оппозитный диод, и этот процесс продолжается до конца полупериода. При этом у силового ключа повышаются потери проводимости из-за циркуляции коммутируемой энергии, выходные диоды работают в ZCS-режиме. Конвертер находится в таком состоянии при снижении входного напряжения, поэтому требуется использование повышающего режима работы. В нашем случае это происходит при V_{in} в диапазоне 700–650 В DC.

В данном состоянии возможен дополнительный режим, когда резонансный ток I_{Lr} становится равным току намагничивания I_{Lm} , что вызывает его циркуляцию во входном каскаде. Это создает циркулирующие потери проводимости, однако данный режим не наблюдается в описанных выше состояниях 1 и 2. На рис. 5 показаны режимы работы SiC MOSFET в режиме 3. В состояниях 1 и 2 происходит почти

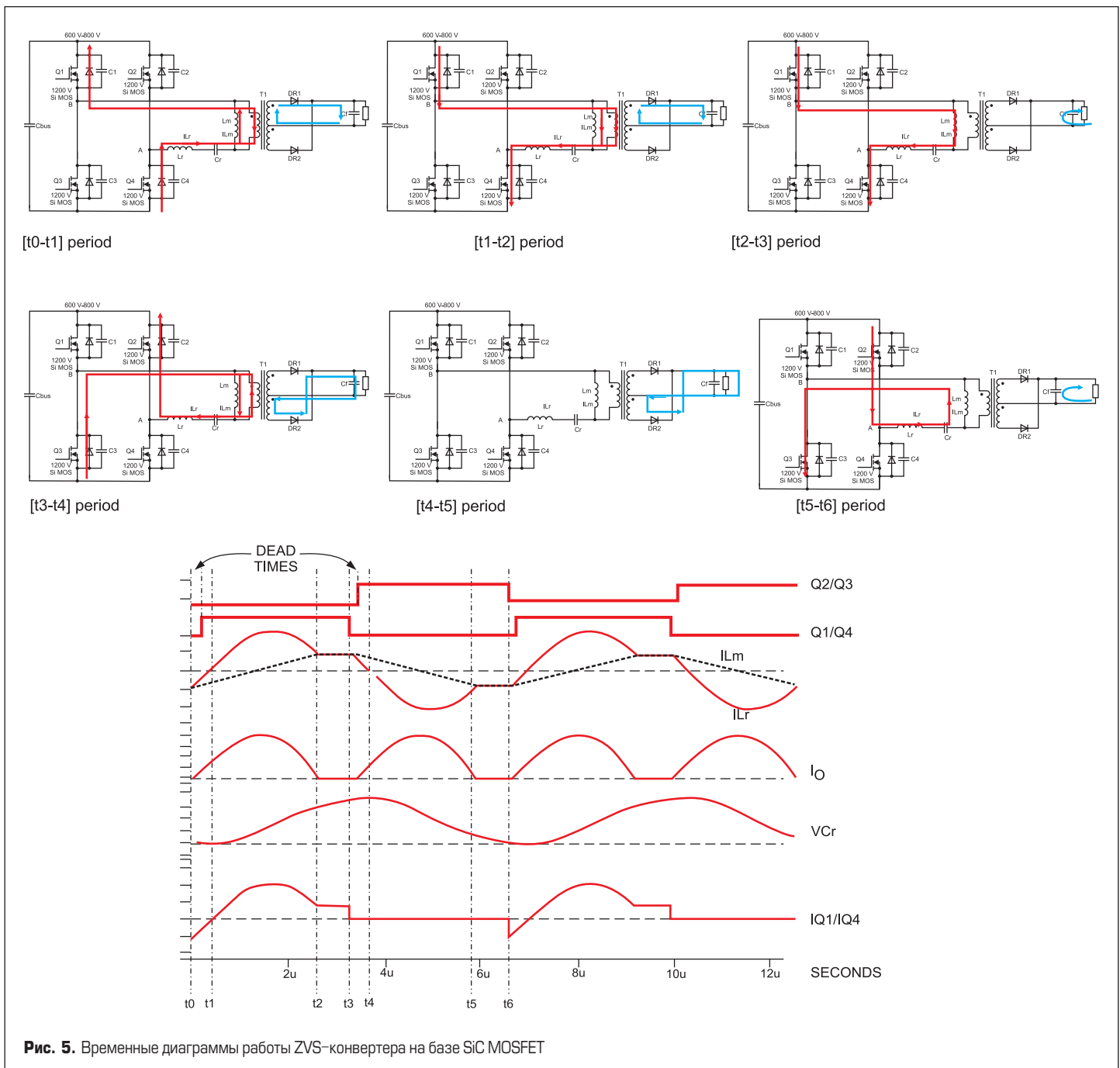


Рис. 5. Временные диаграммы работы ZVS-конвертера на базе SiC MOSFET



Рис. 6. Прототип мостового ZVS LLC резонансного конвертера мощностью 8 кВт на базе 1200 В SiC MOSFET

то же самое, но без режима циркуляции между моментами t_2-t_3 и t_5-t_6 . Здесь L_m представляет собой эквивалентную индуктивность намагничивания трансформатора T_1 .

Ниже описаны режимы для положительной полуволны t_0-t_3 , отрицательная полуволна t_3-t_6 симметрична:

1. В период времени t_0-t_1 при условии, что Q_2/Q_3 отключаются в момент t_0 , первичный ток течет в обратном направлении. До того как Q_1/Q_4 включатся на короткое время, ток проходит через интегральные диоды Q_1/Q_4 . Амплитуда тока резонансного индуктора I_{Lr} превышает ток намагничивания I_{Lm} . Верхняя катушка трансформатора T_1 обеспечивает выходной ток в нагрузку через диод DR1. Интегральные диоды находятся в состоянии проводимости до отпираания Q_1/Q_4 , и они могут достичь условия включения в режиме ZVS. Ток течет в обратном направлении через SiC MOSFET Q_1/Q_4 при его отпирании, что соответствует режиму работы в 3 квадранте. Благодаря небольшой паразитной емкости схема с SiC MOSFET может работать при меньшем значении «мертвого времени» и меньшем циркулирующем токе в первичной цепи, что позволяет повысить эффективность.
2. В период t_1-t_2 (момент времени t_1) ток резонансного индуктора I_{Lr} стремится к нулю и позволяет первичному току I_p проходить в обратном направлении. В результате он течет в прямом (нормальном)

направлении через транзисторы Q_1/Q_4 . Ток резонансного индуктора I_{Lr} поддерживается на уровне, превышающем ток намагничивания I_{Lm} . Верхняя катушка трансформатора T_1 обеспечивает выходной ток в нагрузку через диод DR1.

3. В период времени t_2-t_3 резонансный ток I_{Lr} становится равным I_{Lm} , в результате чего диоды DR1 и DR2 блокируются. Индуктивности L_r и L_m начинают резонировать с емкостью C_r для разряда C_2/C_3 и заряда C_1/C_4 для формирования предстоящей отрицательной полуволны, затем процесс переходит к следующей симметричной отрицательной полуволне (t_3-t_6).

Экспериментальные результаты

На базе SiC MOSFET был разработан прототип мостового ZVS LLC резонансного конвертера мощностью 8 кВт. Диапазон входного напряжения 650–750 В DC, выходное напряжение 270 В DC, ток 30 А. Целевое значение КПД 98% при резонансной частоте 260 кГц. Внешний вид прототипа размером 8×12,5×3,5" показан на рис. 6, плотность мощности при таких габаритах превышает 35 Вт/дюйм³. Каждый силовой ключ содержит два параллельных SiC MOSFET C2M0160120D, выходные диоды DR1 и DR2 — SiC C3D16060D (два в параллель на прибор).

На рис. 7 приведено распределение потерь конвертера при полной нагрузке 8 кВт,

входном номинальном напряжении 700 В и выходном 270 В. На диаграмме рис. 7а показаны потери SiC MOSFET в предлагаемой схеме двухуровневого мостового ZVS резонансного преобразователя (рис. 3), на рис. 7б — потери Si MOSFET в трехуровневом конвертере (рис. 1). Во втором случае силовой ключ состоит из двух параллельных транзисторов SPW47N60CFD.

Несмотря на то, что резонансная частота в схеме с SiC (260 кГц) в 2 раза выше, чем у конвертера на основе кремниевого ключа, расчет показывает, что общие потери SiC MOSFET на 10 Вт меньше, чем у Si MOSFET. С учетом меньших магнитных компонентов суммарные потери преобразователя SiC MOSFET могут быть ниже на 20 Вт. Целевое значение КПД конвертера на базе SiC MOSFET при полной нагрузке 98%.

Эпюры переключения

На рис. 8 и 9 приведены эпюры переключения при полной (8 кВт) и минимальной нагрузке (400 Вт) и при разных значениях V_{in} : 650, 700 и 750 В. Показаны осциллограммы напряжения на резонансном контуре V_{ab} (зеленый) и резонансный ток I_{Lr} (желтый). При номинальном входном напряжении 700 В первичный ток I_{Lr} имеет чистую синусоидальную форму с частотой коммутации $f_s = f_r = 260$ кГц, при этом достигается оптимальная производительность и эффективность. Минимальная частота переключения

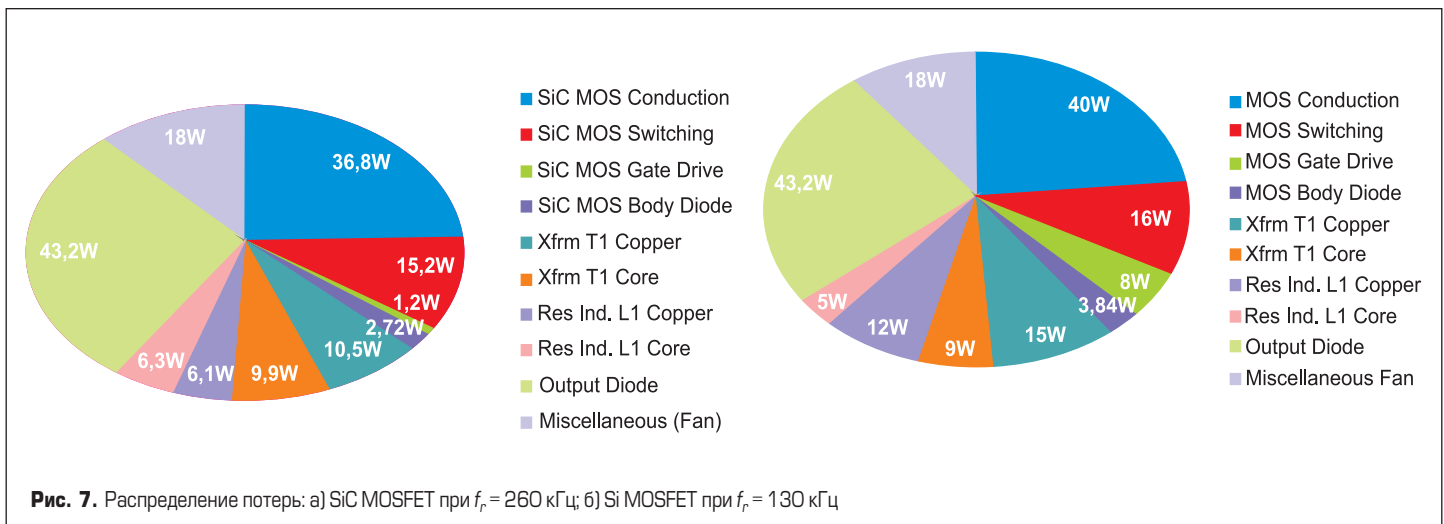
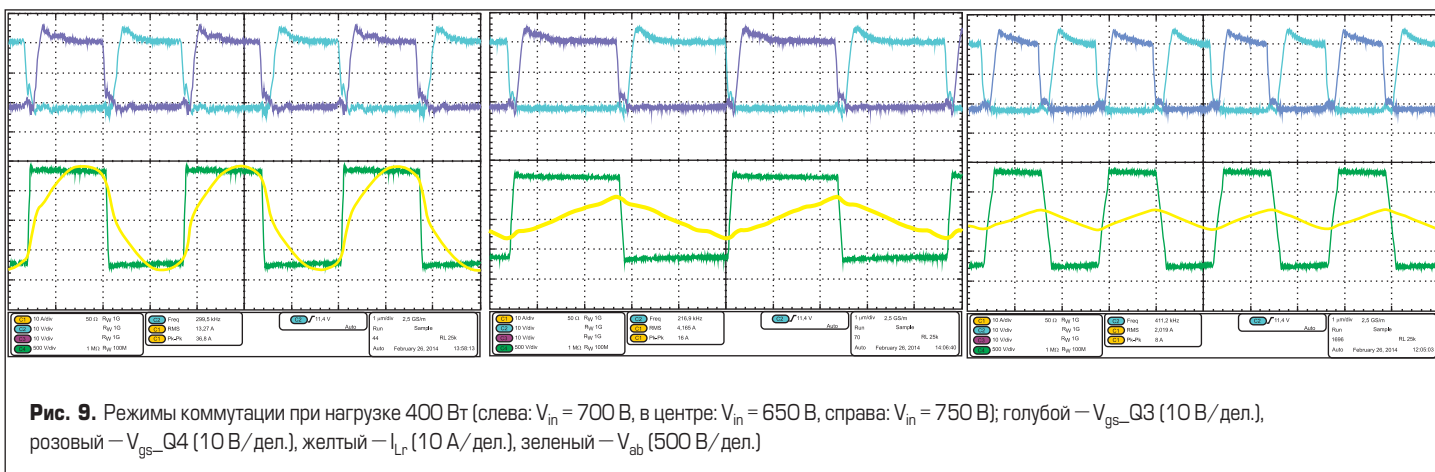
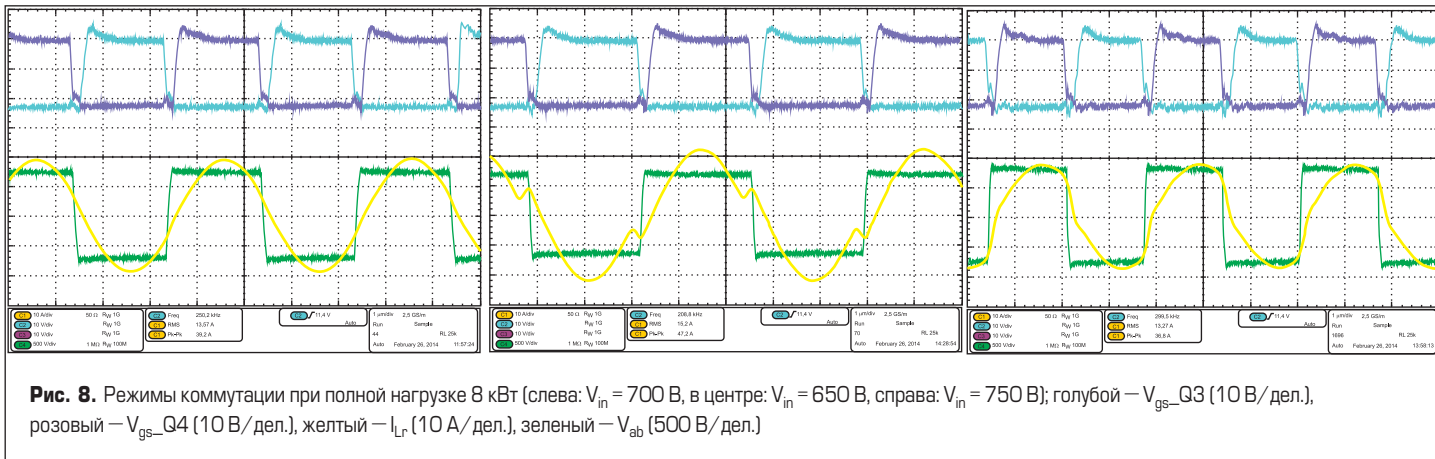


Рис. 7. Распределение потерь: а) SiC MOSFET при $f_r = 260$ кГц; б) Si MOSFET при $f_r = 130$ кГц



$f_s = 200$ кГц наблюдается при $V_{in} = 650$ В и полной мощности нагрузки (8 кВт), максимальная частота $f_s = 410$ кГц будет при $V_{in} = 750$ В и малой нагрузке (400 Вт). Частота коммутации регулируется в пределах 200–410 кГц для поддержания на выходе постоянной величины $V_{out} = 270$ В при изменении входного напряжения 650–750 В.

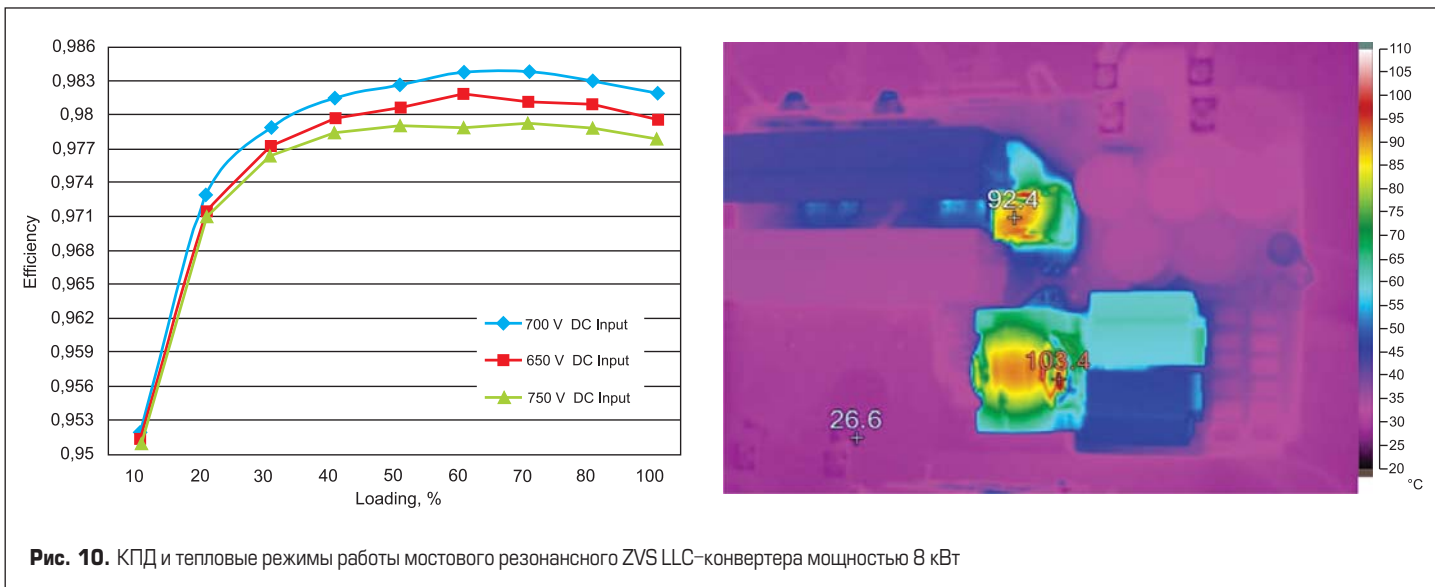
Эффективность и тепловые характеристики

На рис. 10 приведены измеренные значения КПД, а также показано распределе-

ние тепла в критических зонах конвертера. В соответствии с графиками, при входном напряжении 700 В максимальная эффективность наблюдается при 60%-й нагрузке. Величины КПД 98,3 и 98,1% на полной нагрузке согласуются с расчетными значениями потерь, приведенными на рис. 7. При $V_{in} = 650$ В из-за циркулирующих потерь проводимости в периоды времени t_2-t_3 и t_5-t_6 КПД ниже, чем при $V_{in} = 700$ В. При входном напряжении 750 В из-за повышенной частоты переключения и работы DR1 и DR2 в режиме жесткого переключения эффективность преобразования оказыва-

ется меньше, чем в остальных рассматриваемых случаях.

Измеренные значения КПД согласуются с предварительной оценкой величины потерь. Тепловые характеристики анализировались при $V_{in} = 700$ В и полной нагрузке (8 кВт) после часа постоянной работы. В нашем тесте для охлаждения трансформатора T_1 и дросселя L_r использовался только один вентилятор мощностью 12 Вт. Радиатор SiC MOSFET работает почти без принудительной вентиляции, однако температура транзистора и теплостока не превышает +60 °С. Наибольший нагрев в прототипе наблюда-



ется на трансформаторе T_1 и дросселе L_1 . Для изготовления сердечника трансформатора и индуктора использован популярный недорогой феррит PC95. Применение специальных ферритов с низкими потерями позволяет снизить нагрев моточных изделий и повысить общую производительность.

* * *

В статье приведен пример использования 1200 В SiC-MOSFET в резонансном преобразователе с мягкой коммутацией. Испытания ZVS LLC резонансного конвертера мощностью 8 кВт доказали, что применение карбидокремниевых транзисторов помогает упростить конструкцию высоковольтного изолированного DC/DC-преобразователя с высокой производительностью.

завателе с мягкой коммутацией. Испытания ZVS LLC резонансного конвертера мощностью 8 кВт доказали, что применение карбидокремниевых транзисторов помогает упростить конструкцию высоковольтного изолированного DC/DC-преобразователя с высокой производительностью.

Литература

1. J. R. Pinheiro and I. Barbi. The three-level ZVS PWM converter — A concept in high-voltage

DC-to-DC conversion. // Proc. IEEE IECON. 1992.

2. Jong-Pil Lee etc. Input-Series-Output-Parallel Connected DC/DC Converter for a Photovoltaic PIECES with High-Efficiency under a Wide Load Range // Journal of Power Electronics. 2010. Vol. 10, № 1.
3. C2M0160120D Datasheet. Cree Inc.
4. Jimmy Liu etc. Increase Efficiency and Lower System Cost with 100 kHz, 10kW Silicon Carbide (SiC) Interleaved Boost Circuit Design // PCIM Europe. 2013.