

# Моделирование стандартных топологий схем с карбидокремниевыми MOSFET Wolfspeed

Сегодня чаще чем когда-либо разработчики выбирают карбидокремниевые приборы (SiC) за их высокую эффективность, плотность мощности и лучшую экономическую эффективность на системном уровне по сравнению с кремниевыми (Si) компонентами. Помимо знания основных принципов проектирования, общих для SiC и Si, а также необходимости учитывать особенности характеристик, возможностей и преимуществ SiC, специалисты должны уметь моделировать систему, чтобы гарантировать ее соответствие целям проектирования. Как и в случае Si, для SiC-приборов теперь доступны оптимизированные инструменты и модели, предлагаемые различными поставщиками, что позволяет применять стандартные методы моделирования. Несмотря на то, что существуют различия между такими программами, как LTSpice, PLECS и Wolfspeed Speed Fit 2.0 Design Simulator, советы экспертов Wolfspeed помогут провести моделирование SiC-приборов с достаточной точностью.

Гай Мокси (Guy Moxey)

Статическое моделирование с LTSpice

Перевод:  
Евгений Карташов  
Смирнова Валерия

cree@macrogroup.ru

Spice-модели Wolfspeed оптимизированы для температуры +25 и +150 °C. Работа «тельных» диодов оптимизирована при напряжении управления  $V_{GS} = -4$  В для приборов поколения Gen. 3 и -5 В для приборов Gen. 2. Проектировщики имеют возмож-

ность учитывать эффект саморазогрева и переходные тепловые характеристики, а также паразитные индуктивности. Однако паразитные биполярные и связанные с ними эффекты, лавинный процесс и зависимость падения напряжения на «тельном» диоде от сигнала управления затвор-исток в модулях не учтены.

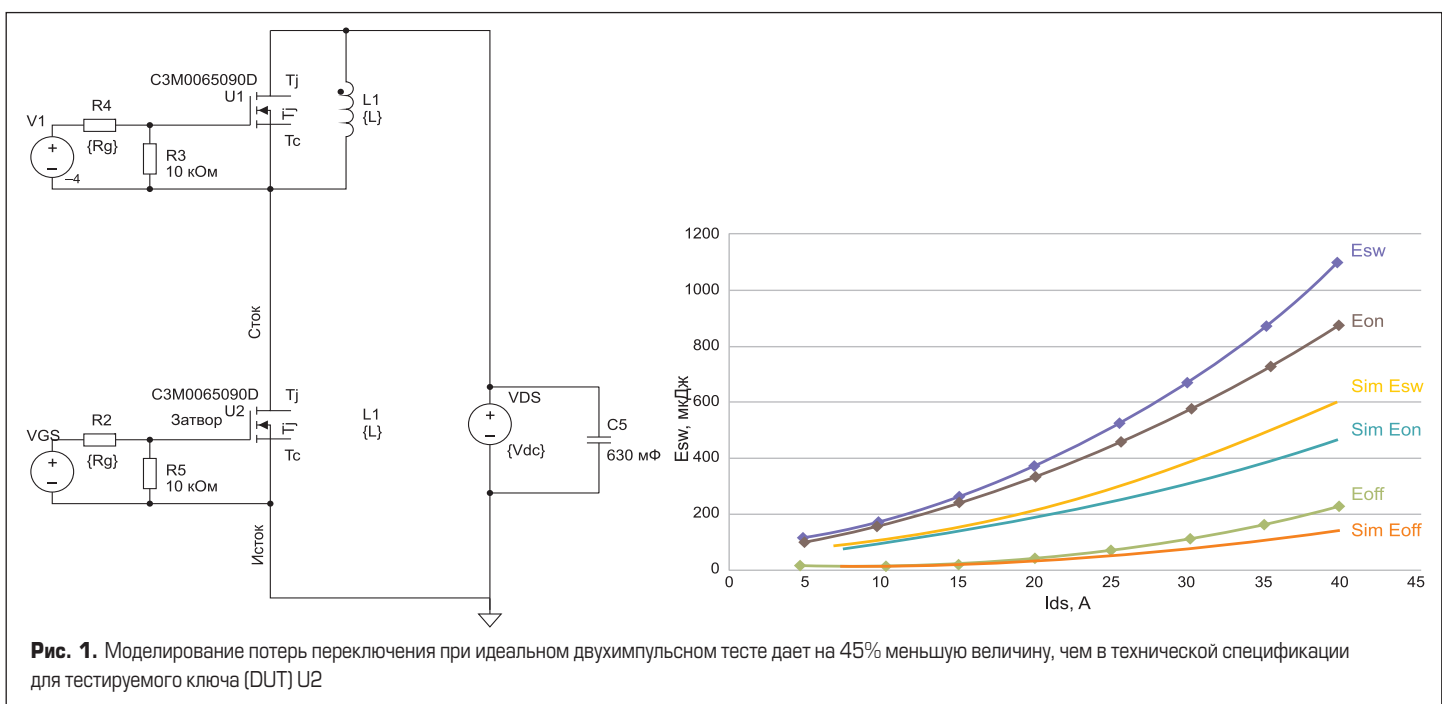
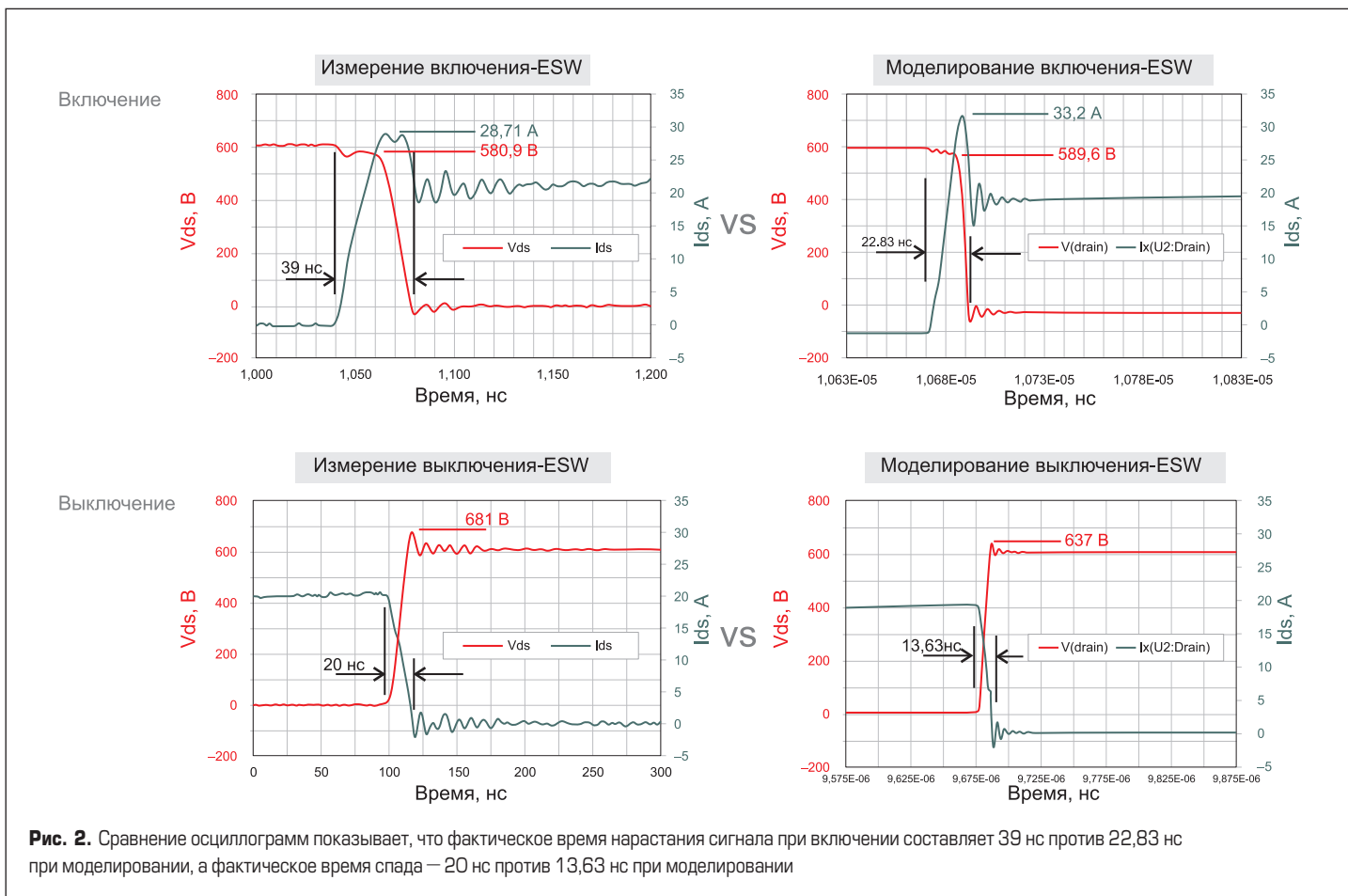


Рис. 1. Моделирование потерь переключения при идеальном двухимпульсном тесте дает на 45% меньшую величину, чем в технической спецификации для тестируемого ключа (DUT) U2



**Рис. 2.** Сравнение осциллограмм показывает, что фактическое время нарастания сигнала при включении составляет 39 нс против 22,83 нс при моделировании, а фактическое время спада — 20 нс против 13,63 нс при моделировании

Результаты статического моделирования, проведенного с помощью LTSpice, — кривая  $I_V$  при различных значениях  $V_{GS}$  и характеристики «тельного» диода — хорошо совпадают с данными измерений. В отношении емкостей (входная  $C_{iss}$ , выходная  $C_{oss}$  и обратная  $C_{rss}$ ) результаты статического моделирования также достаточно достоверны. Поэтому разработчики могут уверенно использовать статическое моделирование в среде Spice.

**Тест «Двойной импульс»**

Эталонным способом оценки динамического поведения силовых ключей является так называемый двухимпульсный тест полумостового каскада. При анализе схемы без учета таких особенностей, как наличие паразитных элементов, результаты моделирования будут значительно отличаться от результатов измерений (рис. 1). Поскольку потребление энергии влияет на эффективность работы устройства, данная разница оказывает большое влияние на тепловые расчеты.

В ходе теста после первого длительного импульса имеется пауза 1 мкс, за которой следует второй короткий импульс. Процессы включения и выключения анализируются обычным методом, так же как и в устройствах на основе Si-приборов. Более внимательная оценка осциллограмм на рис. 2 подчеркивает разницу между фактическими и идеальными результатами моделирования.

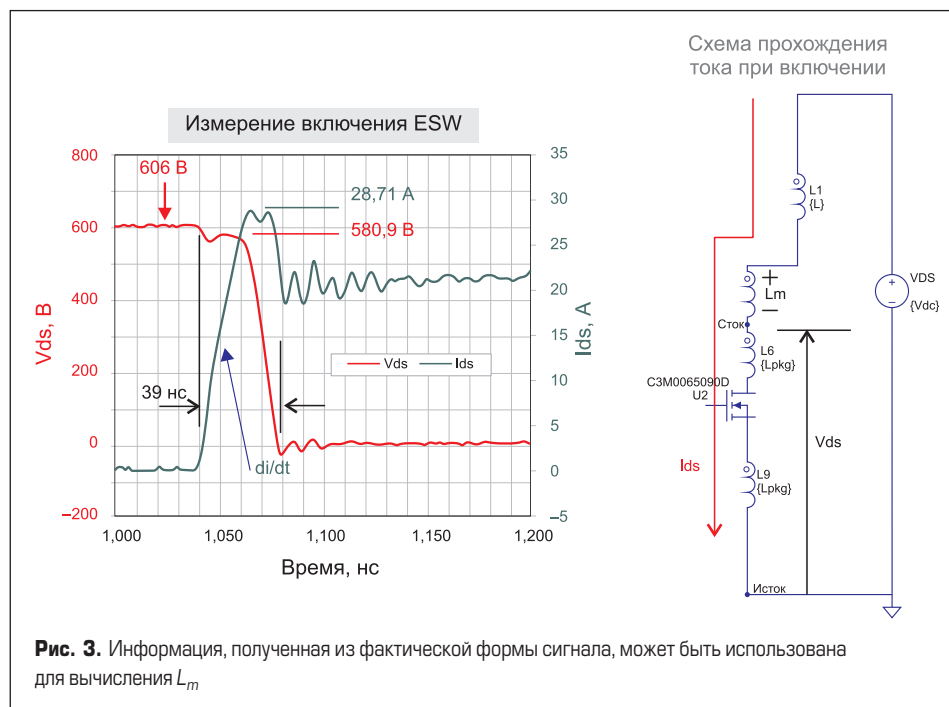
Нарастание и спад тока при моделировании происходят намного быстрее, чем пока-

зывают измерения, поскольку фактические данные зависят от распределенных индуктивностей: паразитной индуктивности  $L_m$  между двумя ключами полумоста и индуктивности конструктива  $L_{pkg}$ , которая является характеристикой корпуса. Существует также разница между пиковыми значениями сигнала при включении и выключении. Эти особенности вносят свой вклад в общую разницу потерь переключения.

Для получения точной модели распределенные индуктивности должны быть определены и вручную импортированы в LTSpice. Отметим, что тепловая модель в PLECS не содержит паразитных компонентов.

**Определение  $L_m$**

$L_m$  — это индуктивность между истоком верхнего ключа U1 и стоком нижнего U2.



**Рис. 3.** Информация, полученная из фактической формы сигнала, может быть использована для вычисления  $L_m$

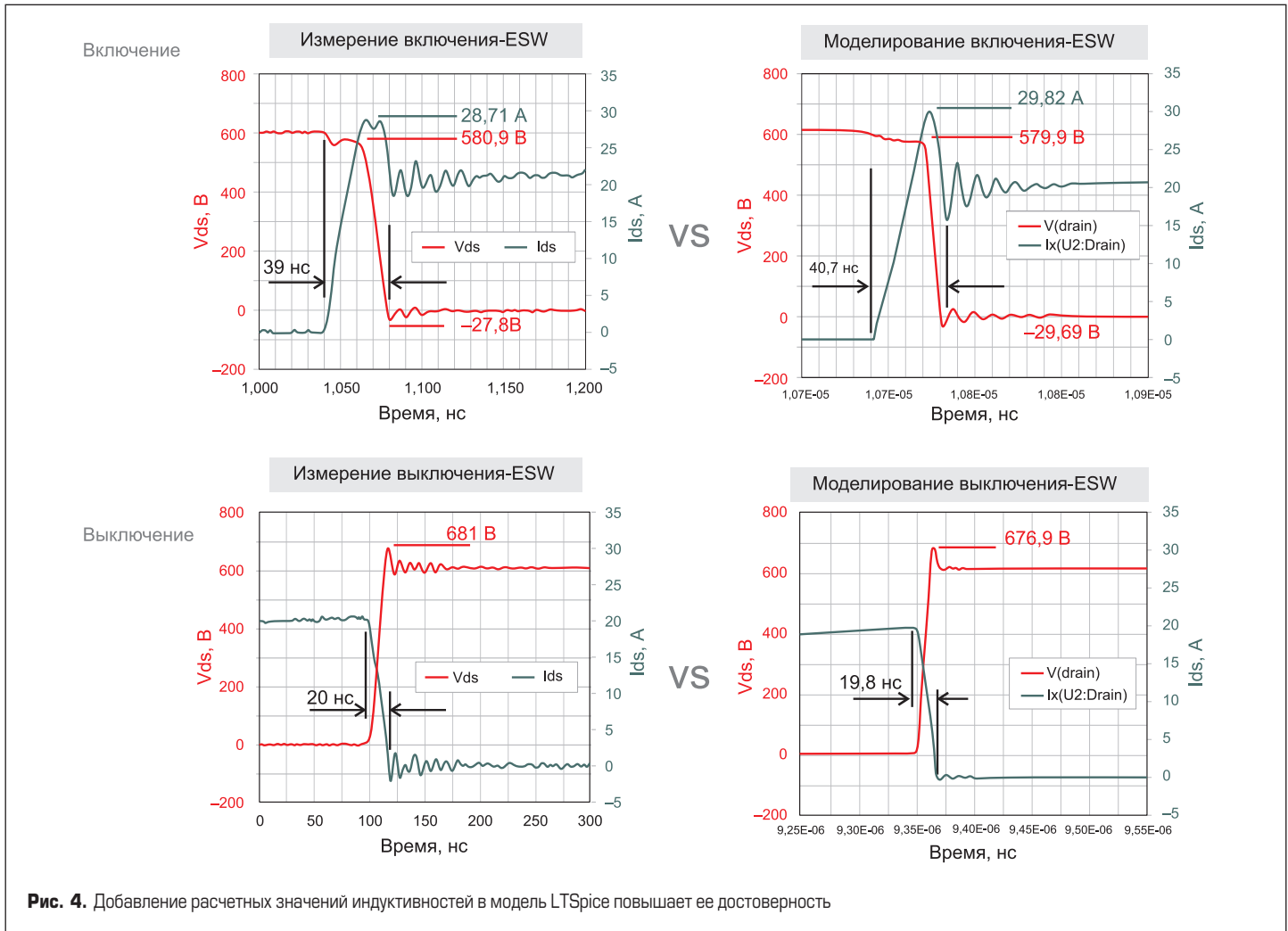


Рис. 4. Добавление расчетных значений индуктивностей в модель LTSpice повышает ее достоверность

Эта величина может быть непосредственно измерена или получена способом, показанным на рис. 3, где:  $V_{lm} = V_{in} - V_{ds}$ , из примера  $(di/dt) = 1,105 \times 10^9$ ,  $V_{in} = 606$  В,  $V_{ds} = 580,9$  В, что дает значение  $L_m = 23,1674$  нГн.

Чаще всего в таких устройствах, как синхронный понижающий или повышающий

конвертер, полумостовой или мостовой каскад, используются ключи верхнего и нижнего плеча, расположенные на печатной плате. Если следовать правилам компоновки, то  $L_m$  находится в диапазоне 20–25 нГн. Инженеры могут рассматривать это как эмпирическое правило для моделирования.

### Определение $L_{pkg}$

Разработчики могут предположить, что значение  $L_{pkg}$  одинаково для всех стандартных корпусов, например ТО-247. Однако существуют различия, обусловленные вариациями толщины базы, подключения проводников и длины корпуса. Если индуктивность указана в спецификации, то ее можно использовать при создании модели. Если нет, то величину  $L_{pkg}$  можно определить по измеренным формам сигналов и экстраполировать в модель, что может быть хорошей оценкой параметров конструктива.

Где:  $V_{l_{pkg}} = V_{ds} - V_{Lds} + V_{DSon} = -11,515$  В,  
 $L_{ds} = 6,5372$  нГн,  
 $V_{ds} = (\sim -27,8)$  В,  
 $V_{Lds} = -15,035$  В,  
 $V_{DSon}@20$  А = 1,25 В из спецификации С3М0065090D,  $(di/dt) = 1,105 \times 10^9$ .

В нашем примере это дает  $L_{pkg} = 2,503$  нГн. Несмотря на различия, данное значение может рассматриваться как хорошая оценка и надежное эмпирическое правило. Моделирование с учетом паразитных индуктивностей делает динамическую модель более точной (рис. 4).

С учетом паразитных индуктивностей измеренные значения общей энергии переключения  $E_{sw}$ , так же как  $E_{on}$  и  $E_{off}$  и результаты моделирования в ходе двухимпульсного теста,

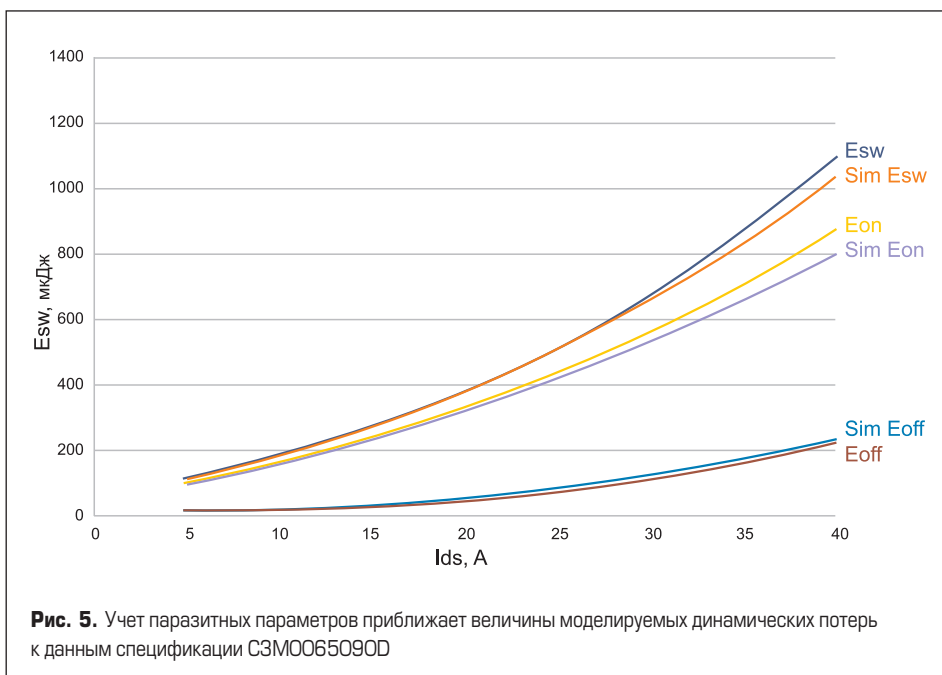


Рис. 5. Учет паразитных параметров приближает величины моделируемых динамических потерь к данным спецификации С3М0065090D

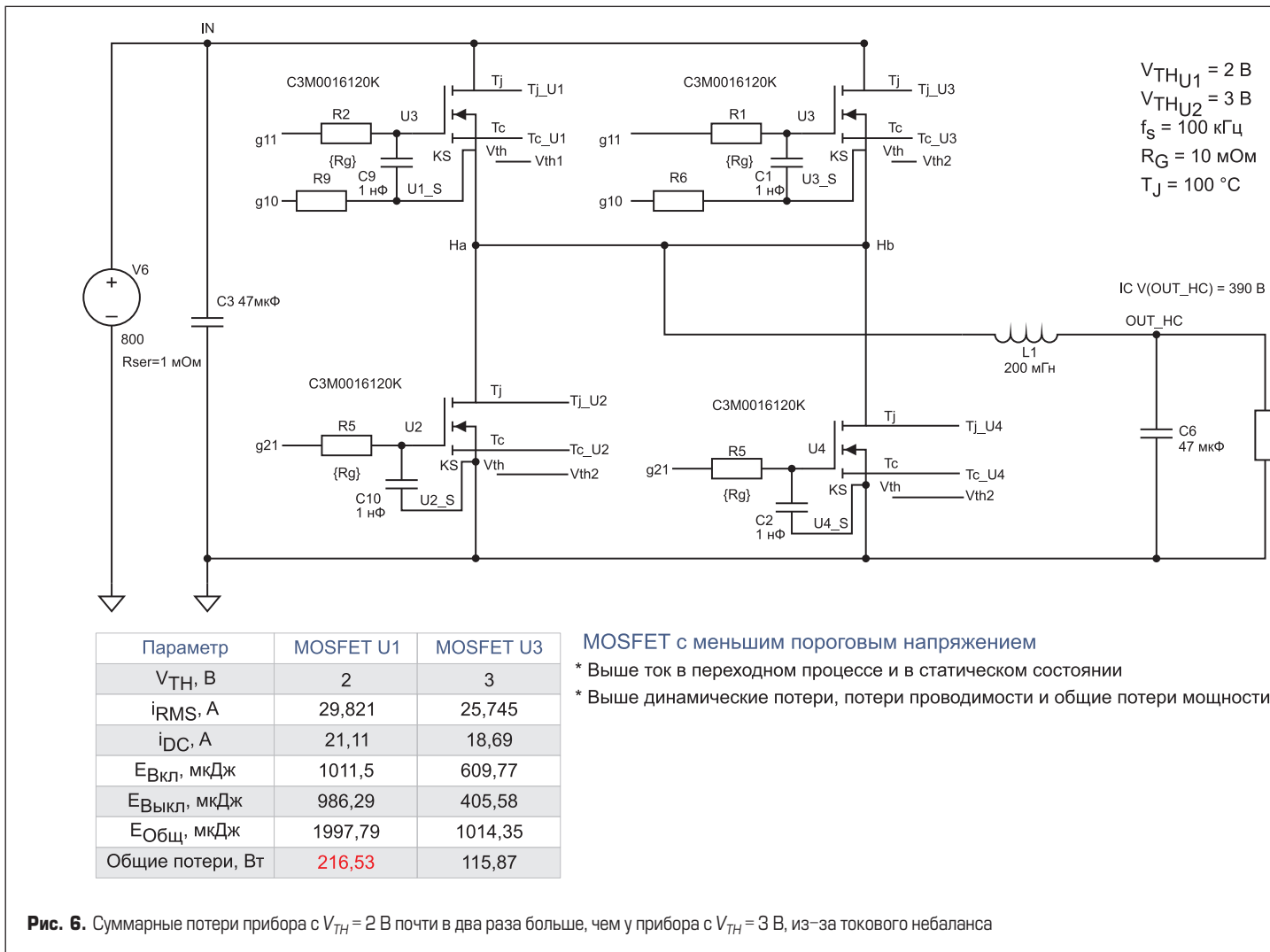


Рис. 6. Суммарные потери прибора с  $V_{TH} = 2\text{ В}$  почти в два раза больше, чем у прибора с  $V_{TH} = 3\text{ В}$ , из-за токового небаланса

становятся очень близкими (рис. 5). Используя описанные эмпирические правила для оценки  $L_m$  и  $L_{pk}$  можно получить довольно точные значения потерь и провести корректные тепловые расчеты.

**Параллельное соединение MOSFET**

Для увеличения мощности и нагрузочной способности SiC MOSFET соединяются в параллель. Однако здесь нужно иметь в виду следующие аспекты:

- токовый небаланс из-за разброса порогового напряжения  $V_{TH}$ ;

- токовый небаланс из-за асимметрии паразитных индуктивностей;
- осцилляции в цепи затвора.

При использовании SiC MOSFET Wolfspeed вероятность несовпадения характеристик невелика. Однако при проектировании системы могут потребоваться другие SiC-компоненты с более широким допуском, например один ключ будет иметь  $V_{TH} = 2\text{ В}$ , а другой —  $3\text{ В}$ . Прибор с меньшим пороговым напряжением имеет больший переходный процесс, и из-за этого возникают более высокие коммутационные потери и потери проводимости, следовательно, большие общие потери мощности (рис. 6).

Хотя у обоих транзисторов одинаковое сопротивление затвора  $R_G$  и они работают при одинаковой температуре и частоте переключения, моделирование «идеального случая» показывает, что U1 имеет общие потери свыше 200 Вт, а U3 — чуть более 100 Вт. Моделирование показывает, что ток U1 достигает пика примерно 70 А, прежде чем перейти в установившееся состояние 50 А, тогда как пиковый ток U3 примерно 49 А, а стационарный — 30 А. Поэтому наблюдается значительное несоответствие токонесущей способности этих двух приборов, а также небольшие различия во времени включения и выключения.

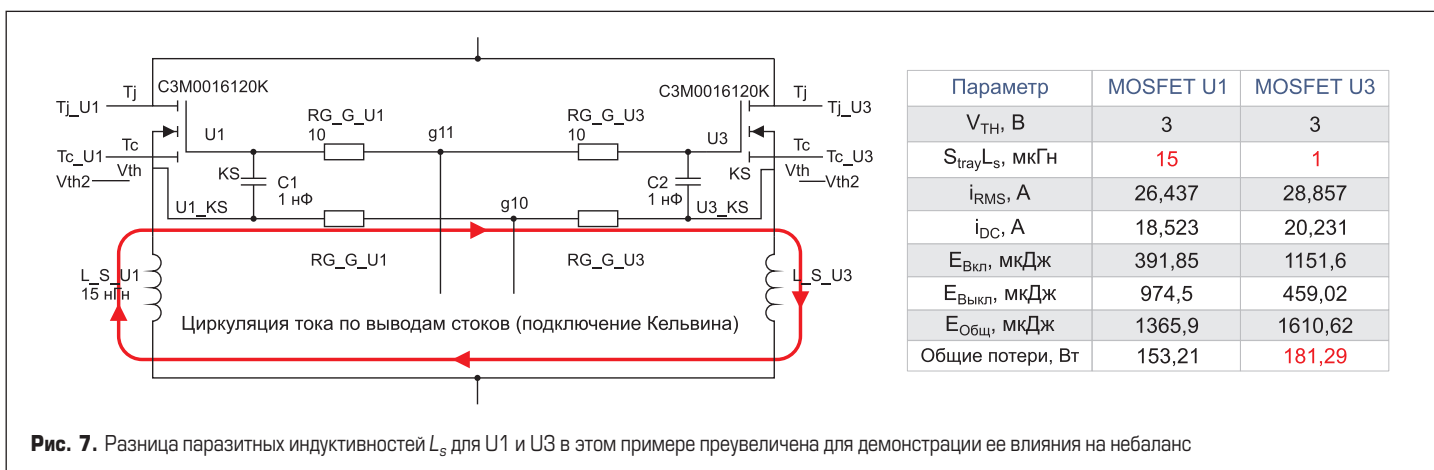


Рис. 7. Разница паразитных индуктивностей  $L_s$  для U1 и U3 в этом примере преувеличена для демонстрации ее влияния на небаланс

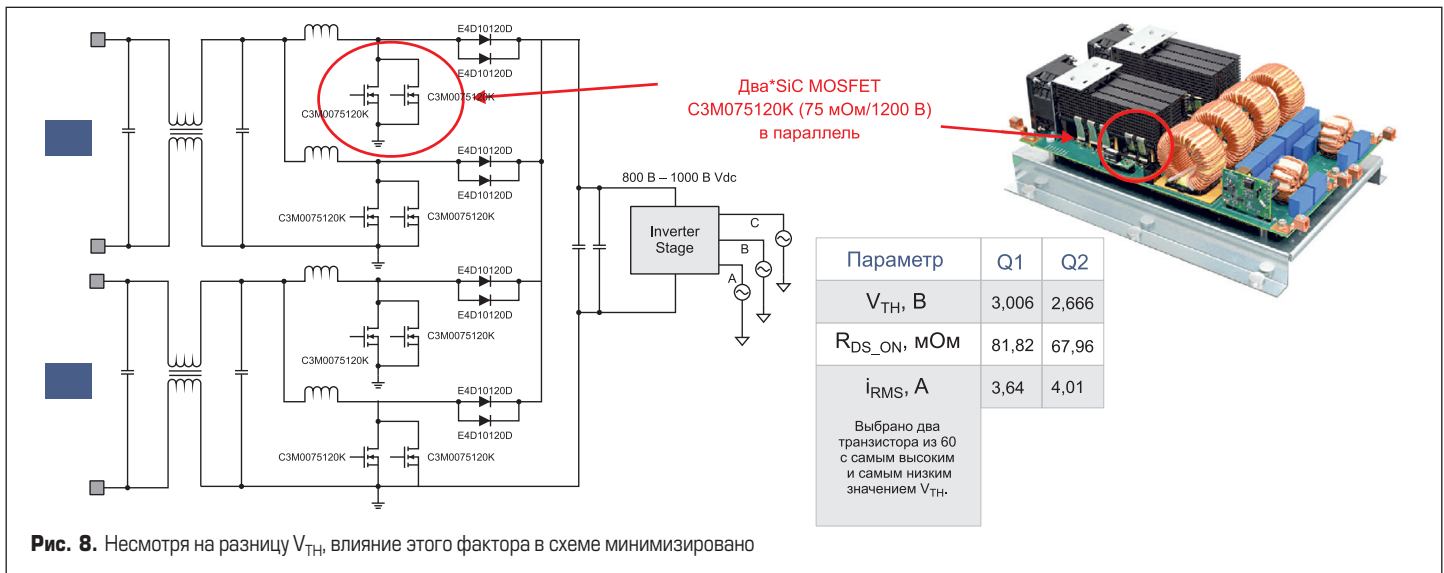


Рис. 8. Несмотря на разницу  $V_{TH}$ , влияние этого фактора в схеме минимизировано

Еще одна причина токового небаланса — асимметричность паразитных элементов. Рассмотрим два ключа — U1 и U3 (рис. 7), которые имеют одинаковое значение  $V_{TH}$  но разную индуктивность в цепи истока. Это создает сильный дисбаланс  $di/dt$ , напряжений на паразитных индуктивностях и выводах затвора, а также токов стока. Моделирование показывает, что ток U3 нарастает и спадает гораздо быстрее, наблюдаются более высокие значения  $I_{DC}$  и  $I_{RMS}$ , что создает в этом MOSFET на 17,9% больше коммутационные потери и на 18,3% больше общие потери.

**Решение проблемы небаланса за счет оптимального проектирования**

Влияние небаланса характеристик MOSFET может быть уменьшено при использовании передовых методов проектирования. В качестве примера возь-

мем эталонную конструкцию солнечного инвертора CRD60DD12N мощностью 60 кВт, в котором использовано два параллельных MOSFET C3M075120K с рабочим напряжением 1200 В и сопротивлением 75 мОм (рис. 8). Применение двух четырехвыводных MOSFET в корпусе TO-247 с самым высоким и самым низким значением  $V_{TH}$ , выбранных из 60 транзисторов, по-прежнему дает хорошие результаты, если используются оптимальные методы проектирования.

Симметричная компоновка печатной платы имеет решающее значение для снижения циркулирующих токов в цепях затворов параллельных ключей. Отделение силового контура от контура затвора обеспечивает достаточное демпфирование и подавление осцилляций, а ферритовая шайба на выводе затвора уменьшает скачки напряжения и дребзг в цепи затвора,

которые могут привести к повреждению транзистора (рис. 9).

Благодаря использованию оптимальных методов проектирования, ключ Q1 в тестируемой схеме проводит 47,6% общего тока, а Q2 — 52,4%, что является приемлемым результатом, несмотря на несоответствие характеристик приборов.

**Широкий выбор инструментов**

Моделирование схем с применением SiC-приборов может проводиться с помощью программ WolfSpeed SpeedFit, LTSpice или PLECS. Для использования пакетов SpeedFit и LTSpice достаточно зарегистрироваться в WolfSpeed, а PLECS предусматривает абонентскую плату. Эти инструменты различаются по способам моделирования и по ограничениям, таким как учет влияния паразитных элементов и расчет потерь.

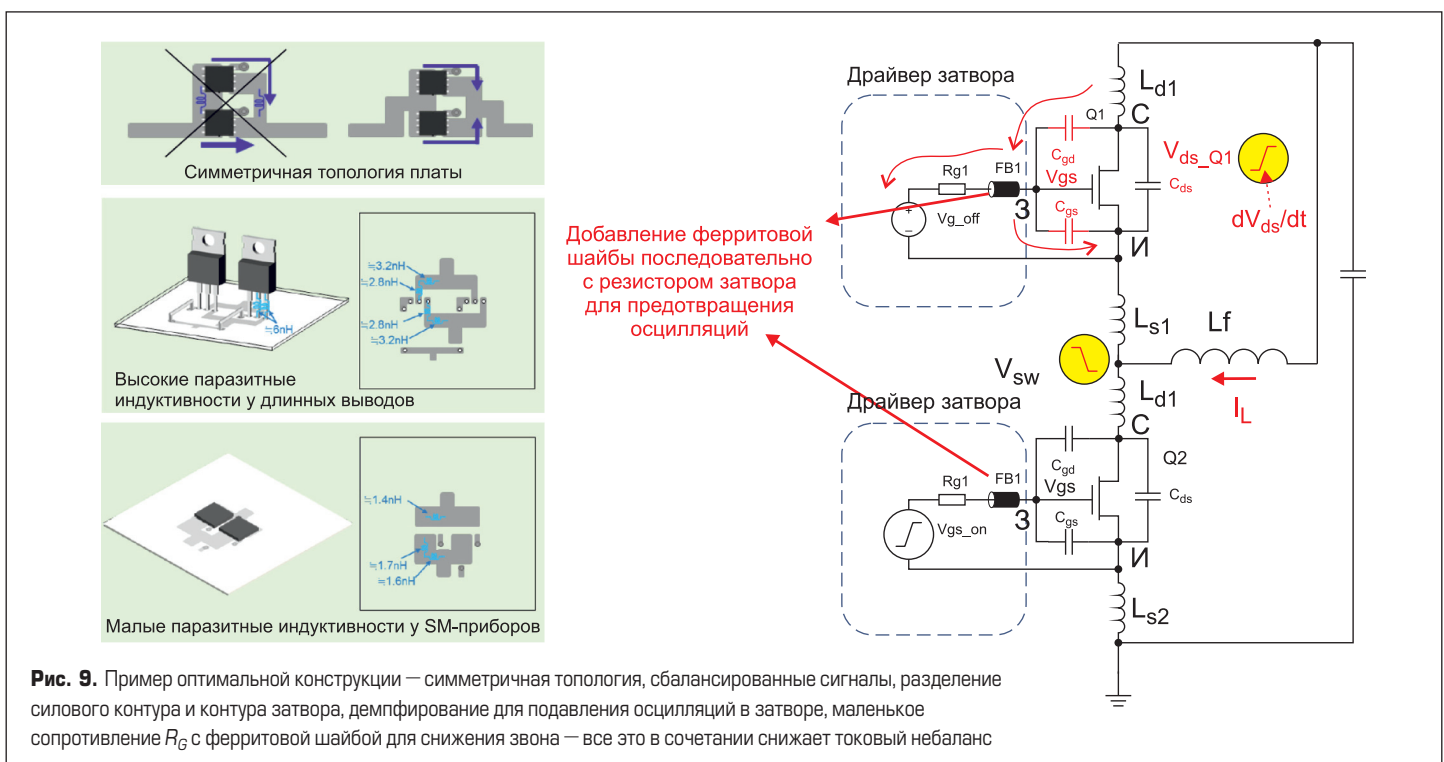


Рис. 9. Пример оптимальной конструкции — симметричная топология, сбалансированные сигналы, разделение силового контура и контура затвора, демпфирование для подавления осцилляций в затворе, маленькое сопротивление  $R_G$  с ферритовой шайбой для снижения звона — все это в сочетании снижает токовый небаланс