

IGBT-модули.

Практическое исследование трехуровневых инверторов, выполненных по гибридной технологии с использованием SiC- и Si-транзисторов

Трехфазные выходные инверторы, установленные в современных системах солнечных батарей, бесперебойных источниках питания и устройствах преобразования энергии общего назначения, часто основаны на трехуровневых топологиях с использованием кремниевых IGBT. В этой статье демонстрируется потенциал гибридного инвертора, выполненного на базе карбид-кремниевых МОП-транзисторов CoolSiC и кремниевых транзисторов TRENCHSTOP 5.

**Фабио Бручи
(Fabio Bruschi)**

**Давид Чиола
(Davide Chiola)**

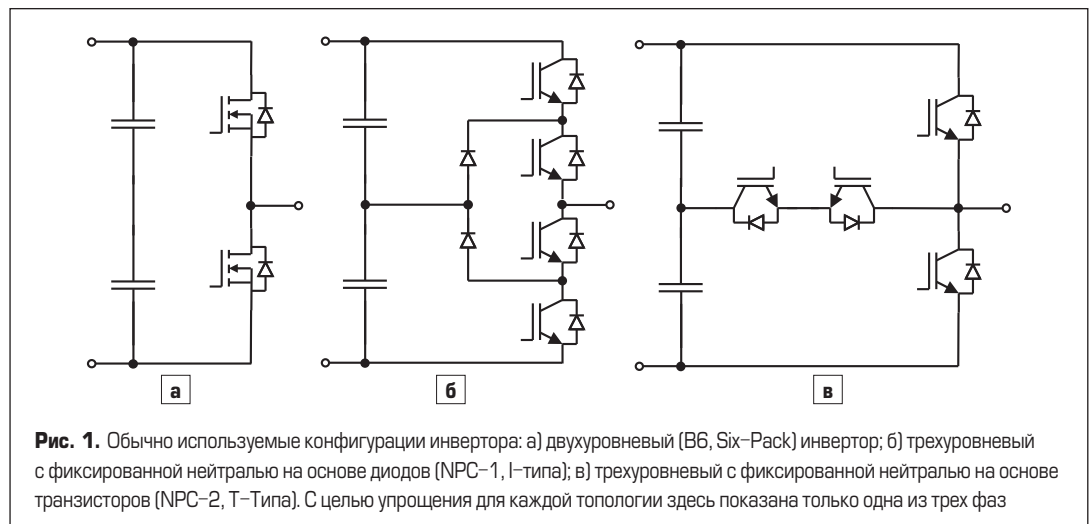
**Перевод:
Владимир Рентюк**

Топологии современных трехуровневых инверторов

Современные трехуровневые инверторы строятся на основе кремниевых IGBT — это общее дизайнерское решение, обеспечивающее отличное соотношение цены и производительности. Как поясняется в [1–3], техническое преимущество такого решения над классическим двухуровневым В6-инвертором, представленным на рис. 1а, заключается в уменьшении коммутационных потерь, еще называемых «потери переключения», и снижении сложности системы фильтрации — правда, все это достигается за счет значительного повышения сложности схемы

конечного решения. Наиболее часто используемыми трехуровневыми топологиями инверторов в диапазоне низких и средних мощностей являются схемы с фиксированной нейтралью и емкостным делителем напряжения. Здесь мы имеем дело с двумя технологиями их реализации: на базе диодов (Neutral Point Clamping Diode) и транзисторов (Neutral Point Clamping Transistor), которые показаны на рис. 1б, в соответственно.

Как объяснено в [2, 4 и 5], обе представленные на рис. 1 трехуровневые топологии имеют свои преимущества и недостатки. В то время как инверторы Т-типа имеют меньшее количество полупроводниковых устройств на пути прохождения тока и, следо-



вательно, более низкие потери проводимости, инверторы I-типа выигрывают в результате присущих им более низких коммутационных потерь, поскольку в них не используются относительно медленные полупроводниковые приборы с высокими допустимыми рабочими напряжениями. В результате инверторы T-типа обычно работают на частотах переключения максимум до 20–30 кГц, а в инверторах I-типа применяются более высокие частоты преобразования.

SiC-технология коренным образом меняет ситуацию

Уникальные особенности характеристик переключения транзисторов, выполненных по технологии карбида кремния (SiC), были описаны в [7, 8] вместе с потенциальным эффектом, который дает их использование в приложениях, связанных с преобразованием энергии. С открывающимися в результате применения полупроводниковой SiC-технологии возможностями разработчики получают большую свободу в выборе своих решений, при этом им открываются недоступные ранее варианты реализации инверторов. В этом плане быстродействующие ключи на базе SiC-транзисторов с блокирующим напряжением 1200 В могут сделать инверторы T-типа привлекательными для более высоких рабочих частот преобразования, и даже совершить переход обратно к двухуровневому решению. Последний вариант может быть рассмотрен в целях достижения более высокой эффективности и сокращения общей ведомости покупных элементов, а также снижения расхода основных и вспомогательных материалов [6].

В следующих разделах будет экспериментально продемонстрирован потенциал гибридного инвертора T-типа с использованием МОП-транзисторов Cool-SiC с блокирующим напряжением 1200 В и IGBT TRENCHSTOP 5 с блокирующим напряжением 650 В (блокирующее напряжение иногда называют «напряжение пробыя перехода» и принимают его как максимальное рабочее напряжение силового транзистора). Ключевыми преимуществами этого подхода являются низкие потери проводимости и коммутационные потери, а также относительно низкая энергия на включение и более простая схема фильтрации электромагнитных помех (ЭМП) по сравнению с преобразователями более чем с тремя уровнями. И главное, о чем нельзя забывать, — это относительно простая организация управления.

Особенности примененной испытательной установки и условия тестирования

Поскольку цель данной статьи — рассмотрение и оценка влияния на эффективность конечной системы только лишь силовых полупроводниковых приборов разной технологии, все измерения проводились с помощью однофазной тестовой платы (рис. 2) и одного и того



Рис. 2. Однофазные устройства, использованные для тестирования. Вид спереди и сбоку

же выходного LCL-фильтра, разработанных компаниями Technologie Future S.r.l. и Infineon Technologies Austria A.G. Целью проектирования этого устройства, использованного для тестирования транзисторов, было обеспечить простоту замены компонентов, а также легкий доступ для проведения тепловых и электрических измерений, а отнюдь не демонстрация достижений в части увеличения плотности мощности или снижения стоимости.

Следует отметить, что абсолютные значения эффективности (в данном случае коэффициента полезного действия, КПД), полученные в однофазной системе, не соответствуют значениям КПД в трехфазной и трехпроводной системах, то есть в системах без нейтрали. Это связано с тем, что, во-первых, здесь имеются различия в части потерь в сердечнике фильтров, а во-вторых, использованная для тестирования схема модуляции не может применять метод добавки третьей гармоники.

Во всех вариантах испытаний использовались драйверы управления затворами Infineon 1EDI60N12AF. Этот компактный изолированный одноканальный драйвер выполнен по технологии с прямой индуктивной трансформаторной связью без сердечника и обладает высокой устойчивостью к переходным процессам синфазного режима, что является основным требованием при управлении высокоскоростными ключами ин-

верторов. Выходное напряжение драйверов формируется с помощью отдельного высоко-частотного трансформатора, расположенного в непосредственной близости к драйверу, на который подается напряжение от одного из резонансных каналов переменного тока. С помощью заданного коэффициента трансформации трансформатора напряжение затвора устанавливается на уровне +12 В для включения и –8 В для выключения.

Однофазный инвертор работал при фиксированном и поддерживаемом постоянном напряжении на шине DC-link, равном 720 В напряжения постоянного тока, обеспечивающем напряжение 230 В (скач.) на выходе. Для того чтобы определить эффективность преобразования для разных уровней нагрузки, выходной ток инвертора увеличивался с шагом в 1,5 А (скач.) каждые 5 мин. Для этой цели использовалась электрическая нагрузка переменного тока.

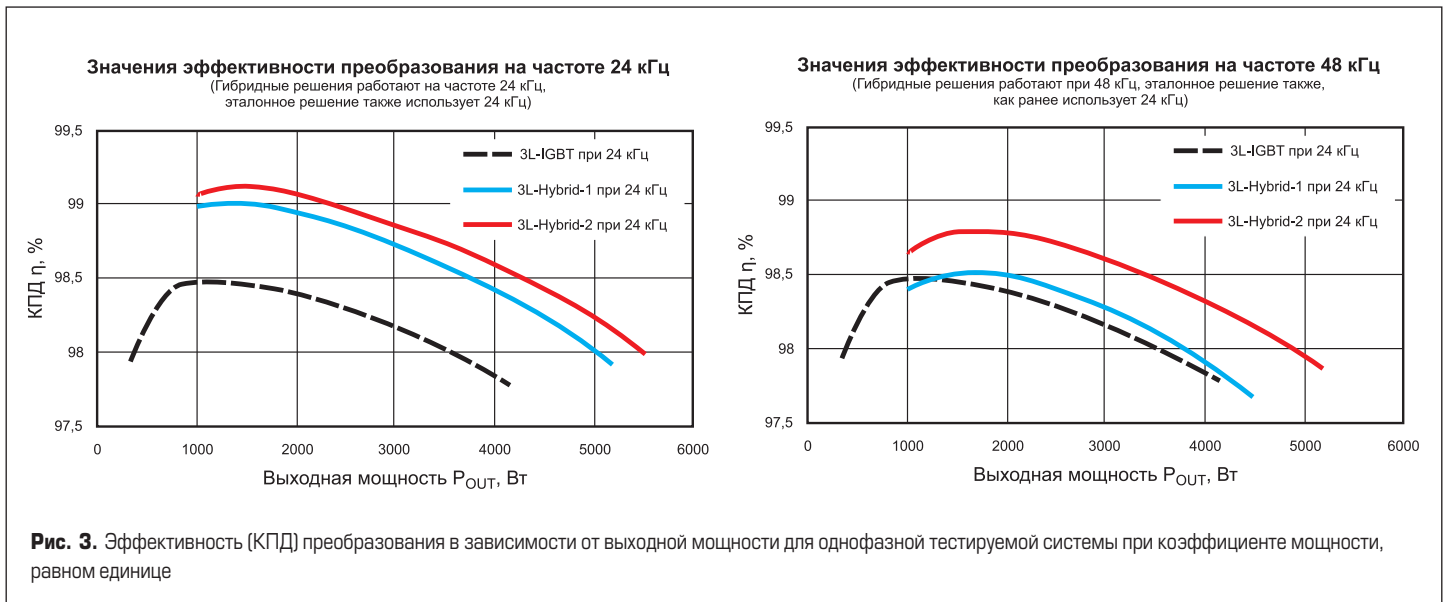
Результаты испытаний

Результаты всех измерений, полученных в ходе испытаний, приведены в таблице 1. Для каждого варианта представлена схема, перечислены испытываемые полупроводниковые приборы, рабочая частота коммутации f_{sw} , а также предельная достигнутая выходная мощность P_{max} и максимальная эффективность η_{max} .

Таблица 1. Варианты испытаний и результаты, полученные для однофазной системы при коэффициенте мощности, равном единице

Схемная реализация	3L-IGBT	3L-Hybrid-1 (гибридное решение)		3L-Hybrid-2 (гибридное решение)	
T1/T2 D1/D2	IKW40N120H3 1200 В 40 А Si IGBT (H3) 1200 В 20 А Si Диод	IMW120R045T1 1200 В 45 мОм CoolSiC MOSFET		IMW120R045T1 1200 В 45 мОм CoolSiC MOSFET	
T3/T4 D3/D4	IKW30N65ES5 650 В 30 А Si IGBT (S5) 650 В 30 А Si Диод (Rapid 1)	IKW30N65ES5 650 В 30 А Si IGBT (S5) 650 В 30 А Si Диод (Rapid 1)		IKW30N65_S5 + IDH16G65C5 650 В 30 А Si IGBT (S5) 650 В 16 А SiC SBD (Gen 5)	
f_{sw} , кГц	24	24	48	24	48
P_{max} , кВт ¹⁾	4	5	4,2	5,5	5,2
η_{max} , % ²⁾	98,5	99	98,5	99,1	98,8

Примечания. ¹⁾ За P_{max} принимается уровень выходной мощности, которая может быть получена до достижения испытываемым полупроводниковым прибором температуры +100 °С, измеренной на лицевой стороне его корпуса.
²⁾ За η_{max} принято максимальное значение эффективности (КПД), которое было получено в ходе испытаний.



На рис. 3 показаны значения эффективности преобразования, полученные в зависимости от выходной мощности на частоте 24 и 48 кГц соответственно. Значения эффективности предусматривают потери на полупроводниковых приборах и пассивных элементах, но без учета мощности, требуемой для системы управления, и мощности, потребляемой драйвером.

Распределение потерь (рис. 4) оценивалось с помощью аналитической процедуры расчета и проверялось с использованием температуры чипа и теплоотвода. Малые отклонения считались вызванными отклонением потерь переключения и были скорректированы в соответствии с экспериментальными данными. Калибровочные измерения для определения корреляции между потерями и температурой были выполнены заранее.

Выбор полупроводникового прибора с блокирующим напряжением 1200 В основан на его номинальном рабочем токе в режиме DC, указанном в спецификации (data sheet). Ключи с напряжением 650 В сохранялись во всех тестах одни и те же — это S5 IGBT на основе компромисса в части потерь

проводимости и коммутационных потерь. В качестве диодов были выбраны быстрый кремниевый диод, а также SiC SBD (карбид-кремниевые диоды с барьером Шоттки) — оба с одинаковыми номинальными токами в режиме DC при температуре корпуса +100 °C.

IGBT трехуровневое решение: 3L-IGBT

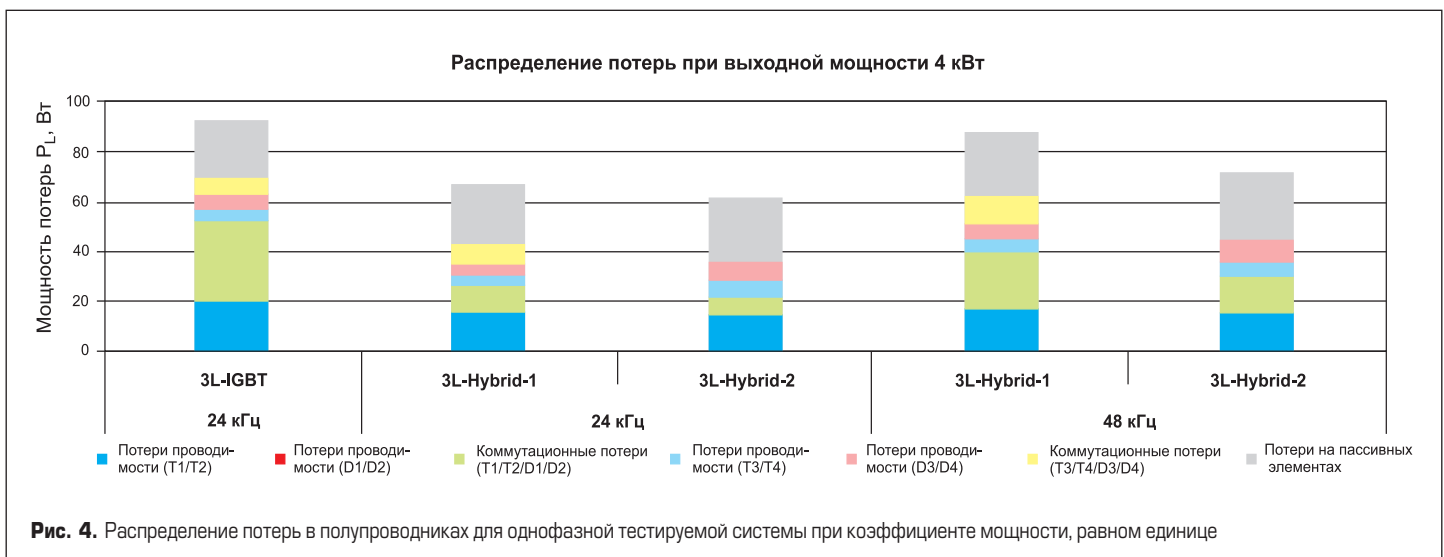
Поскольку трехуровневое, чистое кремниевое решение на IGBT можно рассматривать как современное, используемое на текущий момент, оно в рамках этой статьи служит эталоном для сравнения. Как показано на рис. 3, выходная мощность 4 кВт на фазу и максимальная эффективность 98,5% (при мощности в 1 кВт) достигались при рабочей частоте преобразования, равной 24 кГц. Небольшое повышение эффективности и выходной мощности может быть достигнуто с более низкой частотой переключения за счет увеличения фильтра, что необходимо для поддержания одинакового уровня пульсаций и показателей в части уровней электромагнитных помех.

Гибридное трехуровневое решение: 3L-Hybrid-1

Весьма эффективным способом уменьшения коммутационных потерь является замена ключей T1 и T2 инвертора T-типа на МОП-устройствах CoolSiC, что приводит нас к решению, называемому 3L-Hybrid-1. Сохраняя ту же рабочую частоту переключения, как и для классической схемы, равной 24 кГц, максимальный КПД повышается на 0,5% при одновременном увеличении выходной мощности на 25%. При удвоении рабочей частоты размер и, соответственно, стоимость выходного фильтра можно уменьшить, сохранив при этом характеристики эффективности на уровне решения на базе IGBT. Это гибридное решение можно считать относительно сбалансированным: здесь при всех циклах коммутации всегда используется один карбид-кремниевый и один кремниевый транзистор.

Гибридное трехуровневое решение: 3L-Hybrid-2

Дальнейшее повышение производительности может быть достигнуто



заменой кремниевых диодов Rapid 1 (D3, D4) на диоды CoolSiC с барьером Шоттки, что приведет к третьему решению — 3L-Hybrid-2. Хотя SiC-диоды (D3, D4) и увеличивают потери проводимости на несколько ватт, это более чем уравновешивается экономией, если рассматривать коммутационные потери в связке T1, T2 и D3, D4. Поэтому преимущества данного решения растут с частотой переключения. По-видимому, такое решение удастся оптимизировать к частотам, которые могут быть даже выше, чем использованная в рамках представленных исследований частота преобразования энергии 48 кГц.

Заключение и выводы

Результаты, представленные в этой статье, демонстрируют, что использование устройств на базе SiC-технологии позволяет разработчикам иметь достаточно большую и доступную для них ранее степень свободы при проектировании силовых электронных систем. Когда главными задачами проектирования становятся высокая эффективность и мощность, существующая трехуровневая топология T-типа может быть адаптирована простой заменой кремниевых IGBT на карбид-

кремниевые МОП-транзисторы (вариант 3L-Hybrid-1) и поддержанием относительно низкой рабочей частоты преобразования энергии.

Если подходить с точки зрения оптимизации системных затрат, то рабочая частота преобразователей может быть увеличена. В этом случае оба гибридных решения являются приемлемым вариантом. Выбор будет в значительной степени зависеть от требований в части КПД и коэффициента мощности, а также от компромисса между уменьшением стоимости магнитных компонентов и добавленной стоимости за счет применения более дорогих в настоящее время карбид-кремниевых компонентов.

Литература

1. Schweizer M., Lizama I., Friedli T., Kolar J. Comparison of the Chip Area Usage of 2-level and 3-level Voltage Source Converter Topologies. Proc. IECON 2010. Nov. 2010.
2. Schweizer M., Friedli T., Kolar J. W. Comparative Evaluation of Advanced Three-Phase Three-Level Inverter/ Converter Topologies Against Two-Level Systems // Industrial Electronics. IEEE Transactions. 2013. Vol. 60. Iss. 12. Dec.
3. Schweizer M., Friedli T., Kolar J. W. Comparison and implementation of a 3-level NPC voltage link back-to-back converter with SiC and Si diode., Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf., 2010.
4. Schweizer M., Kolar J. W. Design and implementation of a highly efficient three-level T-type converter for lowvoltage applications // IEEE Trans. Power Electron. 2013. Vol. 28. No. 2.
5. Burkart R. M., Kolar J. W., Griepentrog G. Comprehensive Comparative Evaluation of Single and Multi-Stage Three-Phase Power Converters for Photovoltaic Applications. Proc. INTELEC, Oct. 2012.
6. Burkart R. M., Kolar J. W. Comparative evaluation of SiC and Si PV inverter systems based on power density and efficiency as indicators of initial cost and operating revenue. Proceedings of the 14th IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL 2013), Salt Lake City, USA., 2013.
7. Friedrichs P., Buschkühle M. The Future of Power Semiconductors — Rugged and Higher Performing Silicon Carbide Transistors // Bodo's Power. Apr. 2016.
8. Slawinski M., Buschkühle M. Cool- SiCTM MOSFET — a Revolution to Rely on // Bodo's Power. Oct. 2016.