

СИЛОВАЯ
ЭЛЕМЕНТНАЯ
БАЗА

ПРИВОДЫ

ИСТОЧНИКИ
ПИТАНИЯ

СИСТЕМЫ
ИНДУКЦИОННОГО
НАГРЕВА

АВТОМОБИЛЬНАЯ
ЭЛЕКТРОНИКА

СОФТ

ТЕМАТИЧЕСКОЕ
ПРИЛОЖЕНИЕ
К ЖУРНАЛУ
КОМПОНЕНТЫ
И ТЕХНОЛОГИИ
12+

№ 5-6'2022
ДЕКАБРЬ

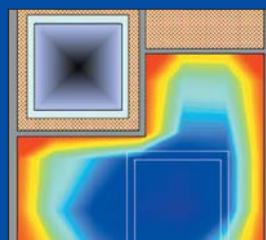
WWW.POWER-E.RU

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

ISSN 2079-9322

ДИОДНО- ТИРИСТОРНЫЕ МОДУЛИ

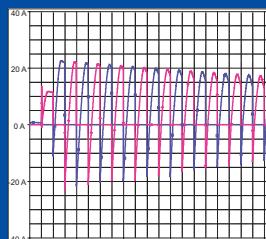
30 - летний опыт разработки
и производства модулей



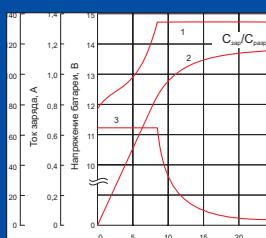
Инновационные
разработки отечественных
многокристалльных
силовых модулей



Четвертое поколение
SiC MOSFET в корректоре
коэффициента мощности
высокопроизводительного
SMPS



Мостовой резонансный
DC/DC-преобразователь
в режиме заряда емкостного
накопителя энергии



Выбор метода
определения емкости
кислотных аккумуляторов
вилочных погрузчиков



БОЛЬШИЕ
МОЩНОСТИ
ВОЗМОЖНОСТИ

НАЙДИ СВОЁ!

Т +7 8342 48 07 33
E nicpp@elvpr.ru



ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ
www.elvpr.ru

IGBT МОДУЛИ С ПОВЫШЕННЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ ИЗОЛЯЦИИ



Оптимизированное решение для
электропоездов,
карьерной и шахтной техники

ПРОТОН-ЭЛЕКТРОТЕКС
WWW.PROTON-ELECTROTEX.COM



Особенности:

- Напряжение изоляции 9.8 кВ
- Класс напряжения: 1700 В
- Номинальный ток: от 200 А до 400 А
- Схема включения:
полумост,
верхний чоппер,
нижний чоппер

rus-elektronika.ru



ЭЛЕКТРОНИКА РОССИИ

Выставка электронной продукции
российского производства

28|29|30
НОЯБРЯ
2023 МОСКВА
Крокус Экспо



По вопросам участия в выставке обращайтесь,
пожалуйста, в Оргкомитет: +7 (812) 401 69 55, electron@mvk.ru



Организатор:



Официальная поддержка:



Партнеры:



Главный редактор

Павел Правосудов pavel@fsmedia.ru

Зам. главного редактора

Анна Соснина a.sosnina@mtu-net.ru

Выпускающий редактор

Наталья Новикова natalia.novikova@fsmedia.ru

Технический консультант

Андрей Колпаков

Дизайн и верстка

Дмитрий Никаноров dmitry.nikanorov@fsmedia.ru

Отдел рекламы

Ольга Зайцева olga_z@fsmedia.ru

Отдел подписки

podpiska@fsmedia.ru

Москва

115088, Москва,
ул. Южнопортовая, д. 7, стр. Д, этаж 2
Тел. / Факс: +7 (495) 414-2132

Санкт-Петербург

197101, Санкт-Петербург,
Петроградская наб., 34, лит. Б
Тел. +7 (812) 467-4585
E-mail: compitech@fsmedia.ru
www.power-e.ru

Республика Беларусь

«ПремьерЭлектрик»
Минск, ул. Маяковского, 115, 7-й этаж
Тел./факс: (10-37517) 297-3350, 297-3362

Подписной индекс

Агентство «Урал-Пресс» 88471
«Почта России» П4213

Дата выхода в свет 23.12.22
Тираж 4000 экз.
Свободная цена

Управлением Федеральной службы по надзору
в сфере связи, информационных технологий и
массовых коммуникаций по Северо-Западному
федеральному округу

Регистрационный номер и дата принятия решения
о регистрации: серия ПИ № ТУ78-02250 от 28 апреля
2022 г.

Учредитель: ООО «Медиа КиТ»

Адрес редакции:
197046, Санкт-Петербург, Петроградская наб., д. 34,
литер Б, помещение 1-Н, офис 321в
Издатель: ООО «Медиа КиТ»
197101, СПб, Петроградская наб., д. 34, лит. Б,
помещение 1-Н офис 321в

Отпечатано в типографии «Премиум Пресс»
197374, Санкт-Петербург, ул. Оптиков, 4.

Редакция не несет ответственности за информацию,
приведенную в рекламных материалах.

Полное или частичное воспроизведение
материалов допускается с разрешения
ООО «Медиа КиТ».

Журнал включен в Российский индекс научного
цитирования (РИНЦ).
На сайте Научной электронной библиотеки
eLIBRARY.RU (www.elibrary.ru) доступны полные
тексты статей. Статьи из номеров журнала
текущего года предоставляются на платной основе.

В номере:

Силовая элементная база

Игорь Воронин, Павел Воронин, Евгений Лапин

Инновационные разработки отечественных
многоокристальных силовых модулей.

Часть I. Трехфазные и трехуровневые силовые модули 4

**Аалок Бхатт (Aalok Bhatt), Франсуа Перрод (Francois Perraud),
Жозе Падилла (José Padilla), Мартин Шульц (Martin Schulz)**

Перевод: Иван Сергеев

Усовершенствованный изолированный силовой SMPD-корпус
обеспечит полную реализацию преимуществ SiC MOSFET 12

**Кевин Ленц (Kevin Lenz),
Викнесваран Тайуманасами (Vikneswaran Thayumanasamy)**
Перевод: Иван Сергеев

Устойчивость к короткому замыканию транспортного
силового модуля с SiC MOSFET 4-го поколения.
Пример применения в тяговом приводе электромобиля (xEV) 16

**Евгений Обжерин, Маттиас Бюргер (Matthias Buerger),
Перевод: Евгений Карташев**

Новейшие 3,3-кВ IGBT4
расширяют горизонты плотности мощности 20

**Абделмунейм Чаркауй (Abdelmouneim Charkaoui),
Кристиан Фелгемахер (Christian Felgemacher),
Филип Филскекер (Felipe Filsecker),
Джохен Хёскенс (Jochen Huskens)**
Перевод: Иван Сергеев

Четвертое поколение SiC MOSFET
в корректоре коэффициента мощности
высокопроизводительного SMPS 23

**Александр Портной, Олег Мельниченко,
Вячеслав Знаенок, Вячеслав Лобанов, Илья Осипчук**

О частичной компенсации паразитных
трансформаторных связей паразитными индуктивностями
при параллельном включении IGBT-транзисторов 28

Источники питания

Андрей Руцкой, Михаил Моисеев

Высоковольтные источники питания
для монтажа в серверную 19" стойку 34

Т. Радке (T. Radke), Н. Солтау (N. Soltau), С. Миахара (S. Miyahara)

Перевод: Евгений Карташев

Простой инвертор на 1500 В DC
для возобновляемого источника энергии
с высокой плотностью мощности на базе 2-кВ IGBT LV100. 36

Борис Глебов

Мостовой резонансный DC/DC-преобразователь
в режиме заряда емкостного накопителя энергии 42

Ф. Зоммер (F. Sommer), М. Хиллер (M. Hiller),

Н. Солтау (N. Soltau), С. Идака (S. Idaka), Т. Хираи (T. Hirai)

Перевод: Евгений Карташев

500-кВт DC/DC-конвертер
на основе SiC-модуля 1200 А/1200 В. 46

Чжунминг Е (Zhongming Ye), Хуан-Дж. Аранда (Juan-G. Aranda)

Перевод: Евгений Карташев

Поникающие регуляторы решают проблему нехватки мощности
в цепи датчика токового контура 50

Транспорт

Вольфганг Рембоу (Wolfgang Rambow), Фабиан Бек (Fabian Beck),

Хайденхайм Элвис Кели (Heidenheim Elvis Keli),

Катарина Менкел (Katharina Mankel)

Перевод: Евгений Карташев

Сверхкомпактный приводной инвертор
для электротранспорта 55

Химические источники тока

Денис Павлов, Алексей Осетров, Владимир Чащин

Выбор метода определения емкости
кислотных аккумуляторов вилочных погрузчиков 58

Рубрикатор

Перечень статей, опубликованных
в журнале «Силовая электроника» в 2022 году 62

Инновационные разработки отечественных многокристальных силовых модулей.

Часть I. Трехфазные и трехуровневые силовые модули

В статье представлены отечественные силовые модули трехфазной и трехуровневой топологии, в низкопрофильных корпусах, разработанные в АО «НПО «ЭНЕРГОМОДУЛЬ». Рассмотрены способы оценки и снижения параметров паразитных компонентов и температурного перегрева в конструкциях многокристальных силовых модулей.

Игорь Воронин, д. т. н.

phd.voronin@gmail.com

Павел Воронин, к. т. н.

voroninpa@list.ru

Евгений Лапин

es.lapin@energomodul.ru

Значительные улучшения параметров преобразователей электроэнергии могут быть достигнуты на базе инновационных устройств нового поколения в виде усовершенствованных модульных сборок с широкой функциональностью и универсальностью применения. Подобно инновационным технологиям, применяемым для маломощных интегральных схем, мощные модульные сборки для силовой электроники (Power Electronics Building Block — PEBB) должны проектироваться со встроенным управлением, при контролируемых параметрах паразитных компонентов и пониженной темпера-

туре в гибридной конструкции. В представленной статье показаны способы оценки и снижения параметров паразитных компонентов и температурного перегрева применительно к новым инновационным разработкам отечественных многокристальных силовых модулей.

Паразитные компоненты в силовой цепи преобразователя

К паразитным компонентам относятся такие, которые самопроизвольно возникают в тех местах конструкции рассматриваемого устройства, где их наличие не предусматривалось. Паразитные соотивления проводящих шин, дросселей фильтров, а также каналов проводимости ключевых приборов относятся к пассивным компонентам омического типа, влияющим на суммарные статические потери мощности. Однако их прямое воздействие на принцип работы самого преобразователя незначительно, и им обычно пренебрегают. Влияние паразитных емкостных и индуктивных накопителей энергии является более существенным. Поскольку величина реактивностей данных компонентов практически пропорциональна геометрическим размерам силового блока, их влияние становится наиболее заметным в конструкциях мощных преобразователей, налага ограничения на допустимую скорость коммутационных процессов. На рис. 1 показана модель базового элемента импульсного преобразователя с паразитными компонентами [1–3]. Ключевой блок преобразователя представляет собой интегральное устройство

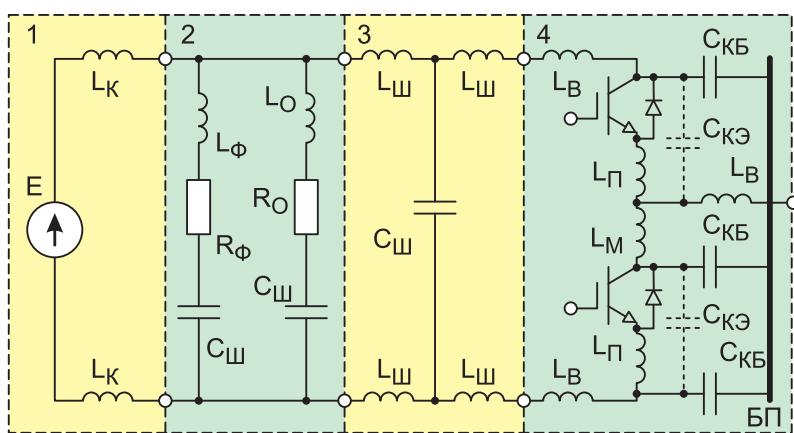


Рис. 1. Базовый элемент импульсного преобразователя с паразитными компонентами конструкции

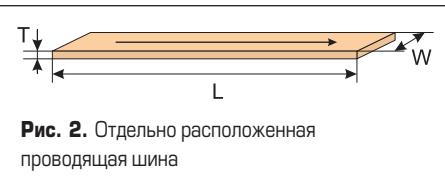


Рис. 2. Отдельно расположенная проводящая шина

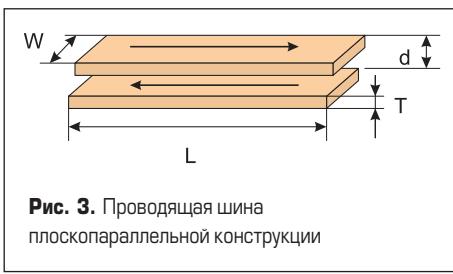


Рис. 3. Проводящая шина плоскопараллельной конструкции

гибридного типа в модульном исполнении, которое содержит полупроводниковые кристаллы, соединенные в определенной топологической конфигурации, и обеспечивает раздельное протекание электрической и тепловой энергии. Одной из самых распространенных топологий в силовых гибридных модулях является схема полумоста, используемая при создании целого ряда разработок: прерывателей тока с верхним и нижним управляемым ключом, однофазных и трехфазных мостов, трехфазных мостов с дополнительным ключом и т. д.

На рис. 1 выделены следующие основные узлы:

1. Источник питания Е.

L_k — индуктивность соединительного кабеля.

2. Блок конденсаторов.

C_ϕ — конденсатор входного фильтра;

R_{cf} — последовательное сопротивление в схеме замещения конденсатора C_ϕ ;

L_{cf} — индуктивность выводов конденсатора C_ϕ ;

C_0 — высокочастотный конденсатор;

R_0 — последовательное сопротивление в схеме замещения конденсатора C_0 ;

L_0 — индуктивность выводов конденсатора C_0 ;

3. Шина в цепи постоянного тока.

$L_{\text{ш}}$ — распределенная индуктивность шины;

$C_{\text{ш}}$ — распределенная емкость между шинами встречного тока.

4. Силовой IGBT-модуль (полумост с выводом средней точки).

L — индуктивность внешнего вывода;

L_M — индуктивность медной дорожки на керамической плате модуля;

L_P — индуктивность проволочных соединений;

$C_{K\Theta}$ — выходная емкость силового транзистора;

C_{KB} — распределенная емкость между металлизированной поверхностью керамической платы и базовой платой (БП).

Полное исключение паразитных компонентов с помощью конструктивных или технологических методов является практически невозможным. Однако необходимо стремиться к уменьшению их влияния на работу

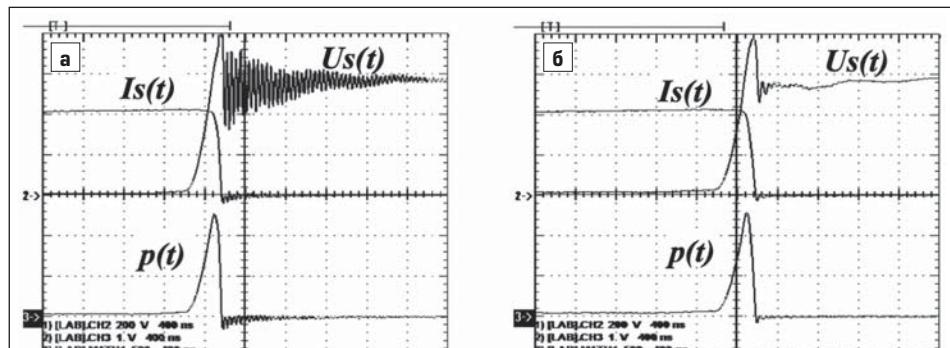


Рис. 4. Переходный процесс выключения транзистора силового модуля при паразитной индуктивности шины постоянного тока: а) 200 нГн; б) 40 нГн. Масштаб диаграмм: напряжение 200 В/дел., ток 100 А/дел., мощность 50 кВт/дел., время 400 нс/дел.

преобразователя. В первую очередь следует снижать распределенную индуктивность $L_{\text{ш}}$ внешних соединительных шин, обеспечивая кратчайшие связи между источником входного напряжения и внешними выводами силового модуля. Соединительные шины, даже с большим сечением, но отдельно расположенные друг от друга и имеющие относительно большую площадь контура входного тока, обладают повышенной паразитной индуктивностью. Данная индуктивность носит название «петлевая». Ее величина пропорциональна площади охвата и может составлять несколько сотен наногенри. По этой причине соединение конденсаторов звена постоянного тока с силовыми модулями преобразователя выполняют с помощью специализированной многослойной шины. Многослойная шина конструктивно изготавливается в виде прессованной сборки из плоскопараллельных медных пластин, изолированных друг от друга тонким слоем диэлектрика. Распределенная паразитная индуктивность такой шины не превышает 20–50 нГн.

Источником высокочастотных колебаний напряжения в переходном процессе выключения служит LC-контуры, образованный паразитной индуктивностью шины постоянного тока $L_{\text{ш}}$ и выходной емкостью силового ключа $C_{K\Theta}$. На рис. 4 показаны осциллограммы переходного процесса выключения транзисторов силового модуля при работе преобразователя на индуктивную нагрузку для двух конструкций шин в звене постоянного тока:

1. Отдельно расположенные параллельные медные шины длиной $L = 7$ см с петлевой паразитной индуктивностью 200 нГн (рис. 2).

2. Трехслойная шина с плоскопараллельной конструкцией и паразитной индуктивностью не более 40 нГн (рис. 3).

Обмен энергией индуктивности $L_{\text{ш}}$ и распределенной емкости между металлизированной поверхностью керамической платы и базовой платой C_{KB} становится причиной возникновения высокочастотных колебаний тока в переходном процессе включения. Величина паразитной емкости C_{KB} прежде всего зависит от размеров медной контактной площадки, сформированной на керамической плате силового модуля для вывода средней точки. Чем больше площадь контактной площадки, тем выше емкость C_{KB} . На рис. 5 показаны осциллограммы включения транзисторов силового модуля М6ТКИ-100-12 при работе преобразователя на индуктивную нагрузку для двух вариантов:

1. Площадь медной контактной площадки для вывода точки фазы равна 1 см² (рис. 5а).

2. Площадь медной контактной площадки для вывода точки фазы равна 0,2 см² (рис. 5б).

Масштаб диаграмм: напряжение 200 В/дел., ток 50 А/дел., мощность 50 кВт/дел., время 200 нс/дел.

За счет работы встречно-параллельных диодов включение транзисторов силового модуля в начальный момент времени протекает в режиме, близком к короткому замыканию,

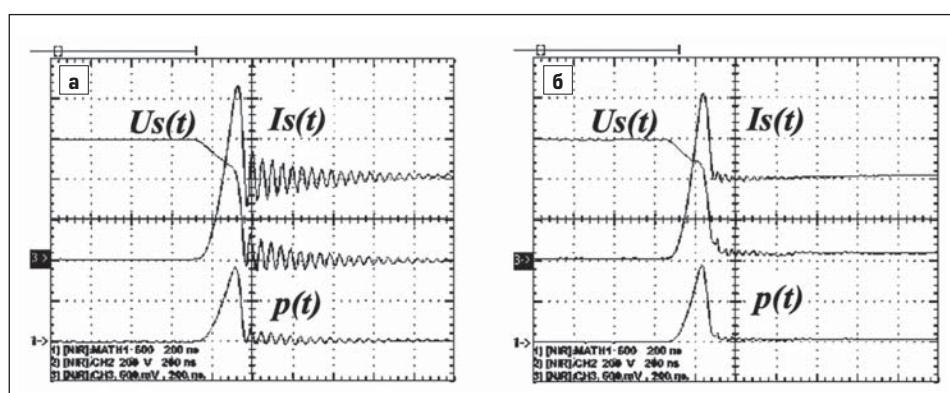
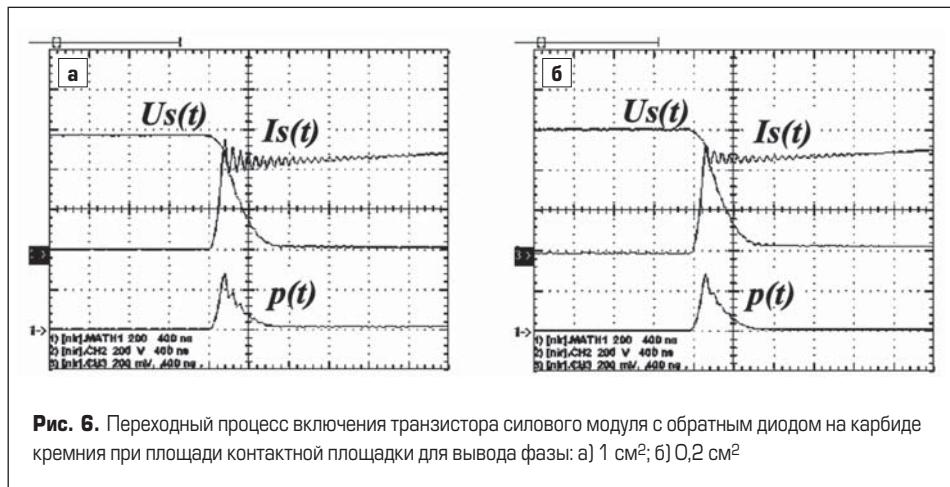


Рис. 5. Переходный процесс включения транзистора силового модуля при площасти контактной площадки для вывода фазы: а) 1 см²; б) 0,2 см²



и сопровождается дополнительным выбросом тока, связанным с величиной накопленного в диодах заряда, что увеличивает энергию в паразитной индуктивности $L_{\text{ш}}$.

При использовании в преобразователе силового модуля со встречно-параллельными диодами Шоттки на карбиде кремния выброс тока в переходном процессе включения транзисторов отсутствует. Однако интенсивность паразитных колебаний по-прежнему зависит от величины паразитной емкости $C_{\text{КБ}}$. На рис. 6 показаны осциллограммы включения транзисторов силового модуля М6ТКИШ-100-12 с диодами Шоттки при работе преобразователя на индуктивную нагрузку.

Масштаб диаграмм: напряжение 200 В/дел., ток 20 А/дел., мощность 20 кВт/дел., время 400 нс/дел.

Минимизация внутренних паразитных компонентов и температуры перегрева ключевых модулей трехфазных инверторов напряжения

Рассмотрим задачу минимизации внутренних паразитных компонентов силового модуля за счет оптимального позиционирования полупроводниковых кристаллов, образующих схему полумоста на общей керамической подложке. Решение задачи основано на численном расчете двумерных распределенных электростатических, магнитных и тепловых полей интегральной конструкции. При расчетах использовалась методика, представленная в работах [4, 5], однако применительно

к параметрам силовых модулей отечественной разработки: трехфазных мостов типа М6ТКИ-100-12, М6ТКИШ-100-12 и М6ТКПК-100-12, а также трехуровневых полумостов типа МЛЗУ-2Д4ТКИ-100-20, серийно выпускаемых АО «НПО «ЭНЕРГОМОДУЛЬ» (Москва).

Численные значения основных геометрических параметров указанных конструкций даны в таблице 1.

Значения теплофизических параметров для материалов, входящих в состав модуля, приведены в таблице 2.

При расчете двумерных полей нижнее основание (коллектор) первого полупроводникового кристалла располагалось на металлизированной поверхности, связанной с положительной шиной питания схемы полумоста, в левом верхнем углу керамической платы. Положение первого кристалла оставалось фиксированным. Нижнее основание второго кристалла располагалось на металлизированной поверхности, связанной со средней точкой фазы (Φ) полумоста. Положение второго кристалла варьировалось с заданным шагом в двумерном пространстве (x, y) по поверхности металлизированного слоя. Контактные площадки верхней поверхности кристаллов (эмиттеры) посредством алюминиевой проволоки соединялись с металлизированными поверхностями, связанными с точкой фазы (для первого кристалла) и отрицательной шиной питания (для второго кристалла) соответственно (рис. 7).

Линейный размер металлизированной площадки первого кристалла (с фиксированным положением) задавался равным 12 мм. Это минимально необходимая величина для размещения полупроводникового кристалла с заданным линейным размером 10 мм. Линейные размеры периода решетки керамической платы и металлизированной площадки для второго кристалла выбирались величиной 25 мм,

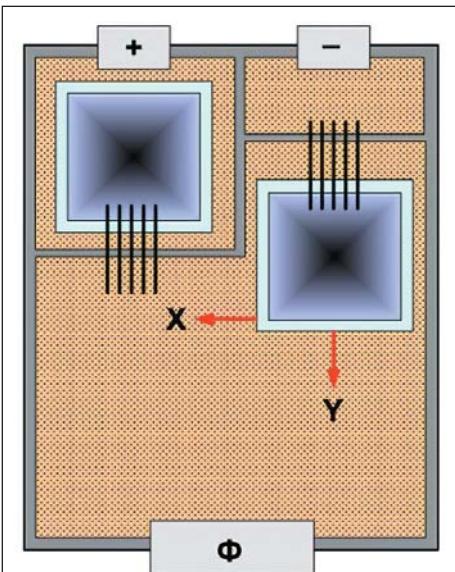


Рис. 7. Геометрическое позиционирование полупроводниковых кристаллов транзисторов силового модуля

примерно с двукратным запасом относительно линейных размеров кристалла, минимально необходимым для снижения температуры его перегрева [6].

Были рассчитаны двумерные пространства следующих распределенных паразитных компонентов конструкции:

- распределенных паразитных индуктивностей токовых дорожек верхнего металлизированного слоя керамики $L_{S1}(x, y)$ (рис. 8а);
- паразитных индуктивностей проволочных соединений с контактной площадкой эмиттера $L_{S2}(x, y)$ (рис. 8б);
- паразитной емкости, образованной верхней металлизированной поверхностью, керамической платой и медным базовым основанием модуля $C_S(x, y)$ (рис. 8в).

На всех представленных двумерных пространствах $L_{S1}(x, y)$, $L_{S2}(x, y)$ и $C_S(x, y)$ белым квадратом показано геометрическое положение кристалла с наименьшим значением для данного паразитного компонента. Стрелками отмечено допустимое направление смещения позиции кристалла, не приводящее к росту величины паразитной составляющей.

Аналогичный подход можно использовать и для поиска оптимальной геометрической позиции кристаллов, в которой наблюдается минимальный температурный перегрев. Двумерная картина температурного поля $T(x, y)$ вдоль металлизированной поверхности, по которой варьировалось положение второго кристалла, показана на рис. 9.

Таблица 1. Геометрические параметры элементов внутренней конструкции отечественного силового модуля

Наименование	Значение
Толщина кремниевого чипа, мкм	200
Ширина кремниевого чипа, мм	10
Толщина верхней металлизации платы DBC, мкм	300
Ширина верхней металлизации платы DBC, мм	2–60
Толщина керамики Al_2O_3 , мкм	300
Ширина керамики Al_2O_3 , мм	2–60
Толщина нижней металлизации платы DBC, мкм	400
Толщина базовой платы модуля, мм	3,0
Толщина термопасты, мкм	50
Толщина охладителя, мм	3

Таблица 2. Теплофизические параметры элементов внутренней конструкции отечественного силового модуля

Материал	Плотность (ρ), кг/м ³	Удельная теплопроводность (λ), Вт/м·К	Удельная теплоемкость C , Дж/кг
Кремний	2330	150	700
Медь	8960	400	390
Керамика Al_2O_3	3900	24	2700
Термопаста	2700	0,8	500

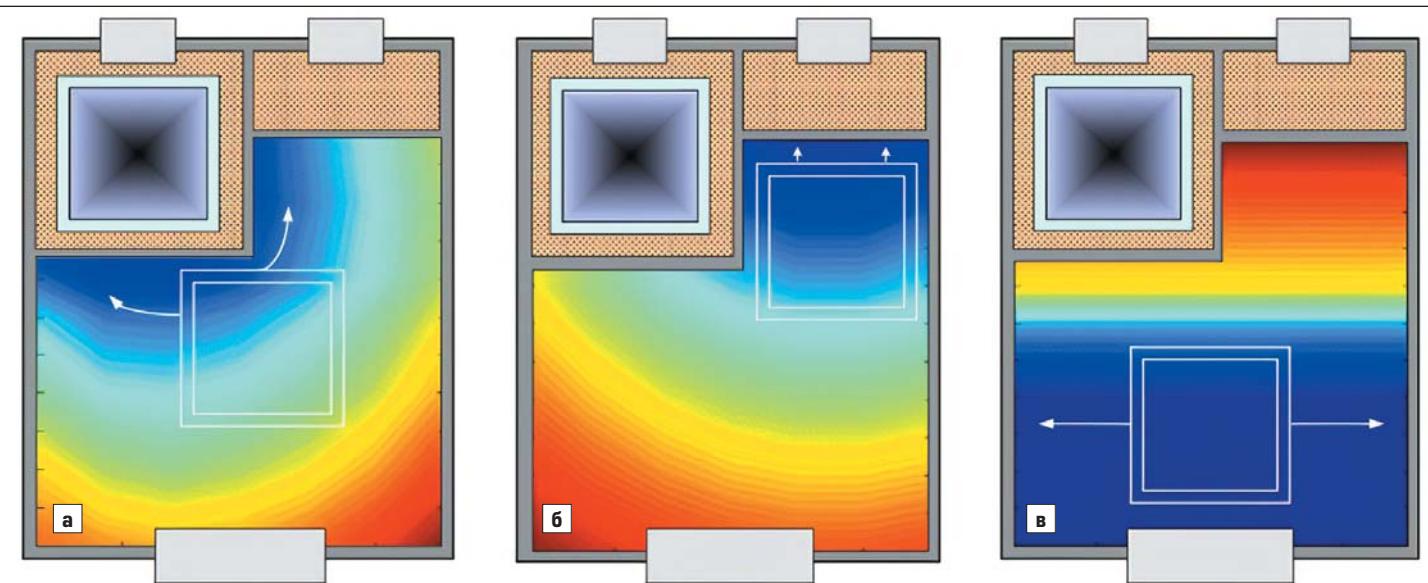


Рис. 8. Оптимальное геометрическое позиционирование полупроводниковых кристаллов транзисторов силового модуля по минимальным значениям:
а) индуктивности токовых дорожек; б) индуктивности проволочных соединений; в) паразитной ёмкости

Белым квадратом на диаграмме показано оптимальное положение второго кристалла, соответствующее минимальной температуре перегрева его центральной точки. При перемещении второго кристалла в сторону любой из внешних границ металлизированной поверхности керамической подложки условия теплоотвода ухудшаются, и температура перегрева кристалла увеличивается, достигая максимальных значений на краях.

Анализ полученных результатов расчета позволяет сделать вывод о том, что оптимальное геометрическое позиционирование второго кристалла относительно первого с минимальными паразитными элементами в конструкции не совпадает с его оптимальным геометрическим позиционированием по минимуму температурного перегрева. По этой причине в зависимости от требований, предъявляемых к параметрам конструкций, следует использовать весовые коэффициенты, учитывающие доминирующее влияние того или иного фактора [4].

Для силовых модулей с коммутируемой мощностью 100–500 кВт наиболее актуальна минимизация распределенной паразитной

индуктивности в контурах коммутации [3, 7]. Оптимальное расположение кристаллов при выборе относительно высоких весовых коэффициентов для индуктивных параметров $L_{S1}(x, y)$ и $L_{S2}(x, y)$ величиной 0,4 и пониженных весовых коэффициентов температурного и емкостного полей величиной 0,1 показано на рис. 10а и 11а.

Разработанная топология позиционирования полупроводниковых кристаллов, обеспечивающая минимальные значения паразитных индуктивностей, была применена в конструкциях трехфазных мостов типа М6ТКИ-100-12 (рис. 10б, в) и М6ТКИШ-100-12 (рис. 11б, в).

Особенностью конструкции силового модуля М6ТКИШ-100-12 является большое количество кристаллов встречечно-параллельных диодов (по девять кристаллов на один кристалл силового транзистора), что связано с более низким значением среднего тока SiC-диода (12 А) в сравнении с кремниевым аналогом (100 А). При этом эквивалентные площади контактных площадок для размещения диодов на медной поверхности керамической платы остались практически одинаковыми.

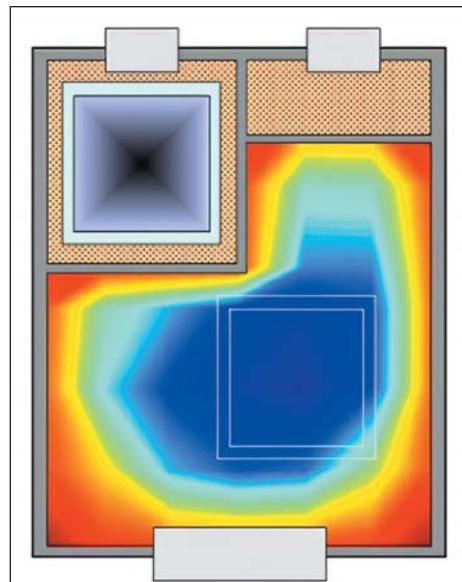


Рис. 9. Оптимальное геометрическое позиционирование полупроводниковых кристаллов транзисторов силового модуля по минимальным значениям температуры

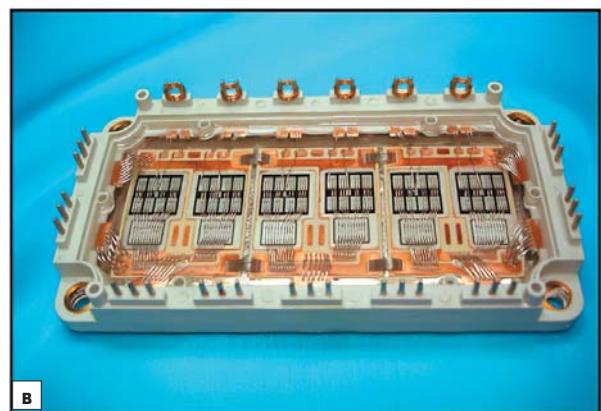
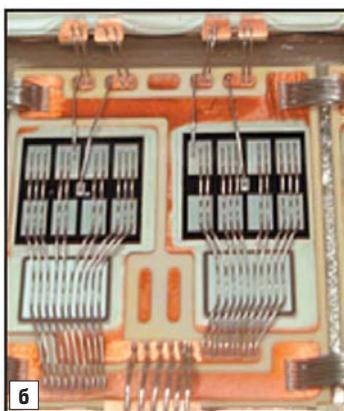
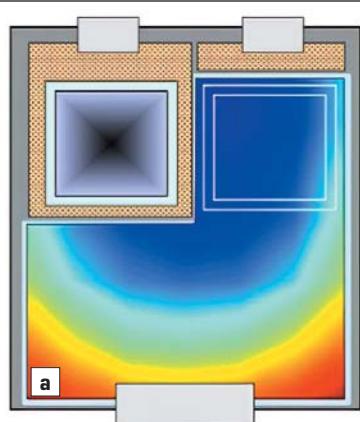


Рис. 10. Силовой модуль М6ТКИ-100-12: а) оптимальное позиционирование полупроводниковых кристаллов модуля по минимуму паразитной индуктивности; б) конструктивное исполнение отдельной фазы по схеме полумоста; в) 12-кристальная сборка модуля по схеме трехфазного моста

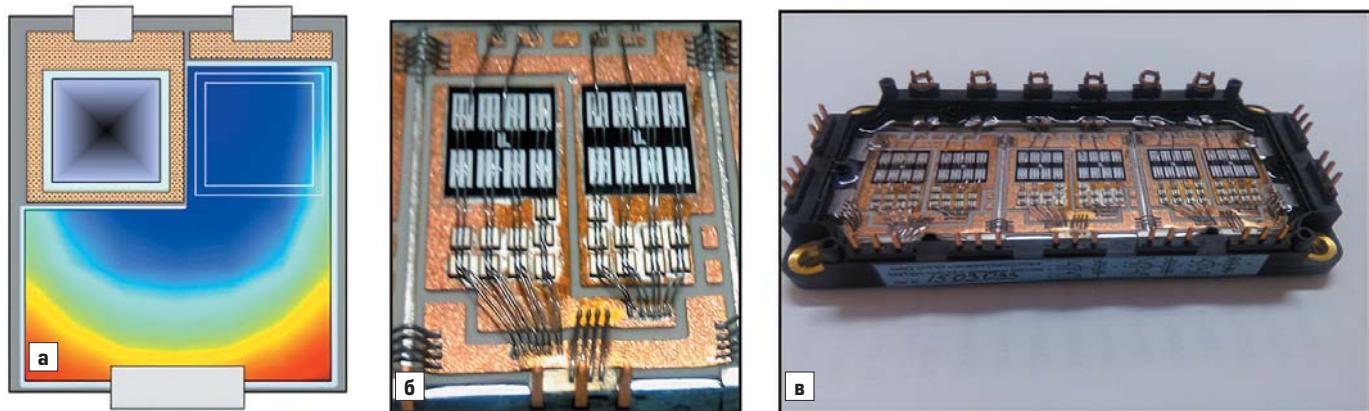


Рис. 11. Силовой модуль М6ТКИШ-100-12: а) оптимальное позиционирование полупроводниковых кристаллов модуля по минимуму паразитной индуктивности; б) конструктивное исполнение отдельной фазы по схеме полуострова; в) 60-кристальная сборка модуля по схеме трехфазного моста

При выбранном оптимальном позиционировании транзисторных кристаллов в схеме полумоста распределенная паразитная индуктивность модуля М6ТКИШ-100-12 в сравнении с аналогом практически не изменилась. Интерес представляло исследование качества коммутационных процессов в инверторе при отпирании транзисторных ключей, имеющем существенные особенности: отсутствие накопленного заряда в SiC-диодах Шоттки и влияние суммарной барьерной емкости большого количества диодных кристаллов.

Как было установлено, на характер возможных паразитных колебаний в переходном процессе включения по-прежнему влияет паразитная емкость, связанная с выходными точками фазы инвертора. Как и в случае аналога, уменьшение емкостной составляющей осуществлялось за счет минимизации площади медных контактных площадок для точек фазы (рис. 6).

Трехфазный силовой модуль с МДП-транзисторами на карбиде кремния

Силовой модуль М6ТКПК-100-12 — это полный функциональный аналог рассмотренных выше модулей М6ТКИ-100-12 и М6ТКИШ-100-12, однако он имеет сущес-

твенные конструктивные отличия, связанные с особенностями применения SiC МДП-транзисторов с индуцированным каналом.

Применение транзисторных ключей на основе карбида кремния потребовало значительной переработки конструкции силового модуля в сравнении с рассмотренными выше устройствами. Диапазон среднего тока промышленно разработанных кристаллов SiC МДП-транзисторов составляет на сегодня 30–50 А. Поэтому для выхода на типовую нагрузочную способность, соответствующую кремниевым аналогам, необходимо увеличивать количество параллельных транзисторных кристаллов на общей керамической плате. Это, в свою очередь, требует разработки специальной конструкции модуля, обеспечивающей высокую геометрическую симметрию разветвленных силовых токовых выводов и надежность их крепления к основанию керамической платы. В силовом модуле М6ТКИШ-100-12 с электрическими параметрами 1200 В/100 А применена параллельная сборка из трех кристаллов SiC МДП-транзисторов, каждый из которых рассчитан на средний ток 35 А.

В многокристальной силовой сборке необходимо также учитывать возможность взаимного влияния температурных полей полупроводниковых SiC-кристаллов, расположенных на общем основании. В соответствии с рекомендациями работы [6] геометрические размеры периода решетки размещаемых на керамической плате кристаллов и их металлизированных площадок выбраны примерно с двукратным запасом относительно линейного размера самого кристалла, что необходимо для эффективного снижения температуры перегрева кристалла и исключения температурного влияния кристаллов друг на друга.

Паразитная индуктивность в контуре коммутации в типовой схеме модуля на кремниевых кристаллах IGBT составляет порядка 10–20 нГн. С учетом дополнительной индуктивности силовых выводов и индуктивности шины постоянного тока, а также процессов накопления и рассасывания заряда неосновных носителей, скорость коммутации тока в кремниевых IGBT не превышает 5 А/нс. Одним из основных преимуществ МДП-транзисторов на карбиде кремния является способность к высокоскоростной коммутации, которая теоретически может достигать 20–40 А/нс. При этом обеспечивается существенное снижение динамических потерь. Из сравнения скоростных возможностей приборов вытекает требование снижения паразитной индуктивности в контуре коммутации до значений менее 5–8 нГн, что невозможно обеспечить обычными конструктивными решениями. Один из способов

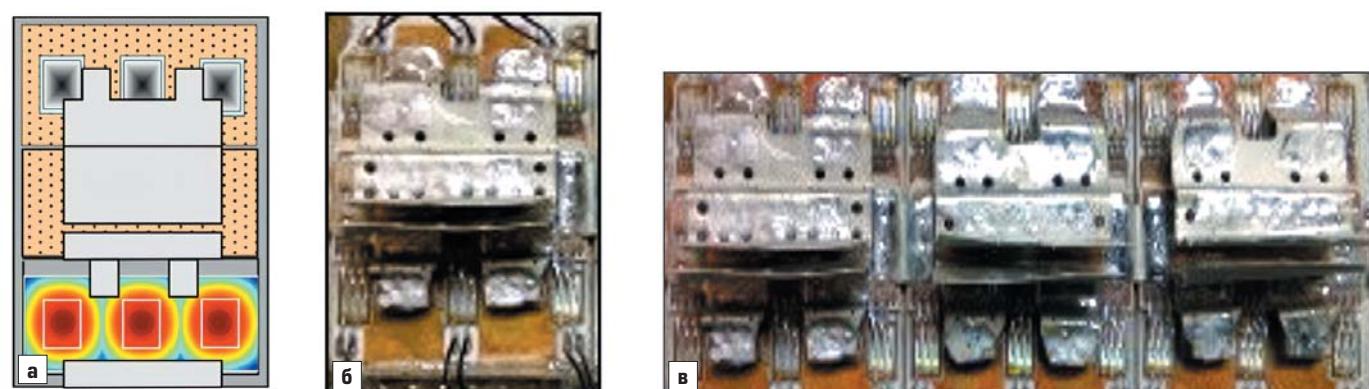


Рис. 12. Силовой модуль М6ТКПК-100-12: а) оптимальное позиционирование полупроводниковых кристаллов модуля; б) конструктивное исполнение отдельной фазы по схеме полуострова; в) 18-кристальная сборка модуля по схеме трехфазного моста

решения данной проблемы — интеграция звена постоянного тока или его значительной части в состав единой конструкции силового модуля [8].

На рис. 12 представлены следующие ключевые микросборки модуля:

- оптимальное позиционирование шести силовых полупроводниковых кристаллов в схеме полумоста в двумерном тепловом поле с минимизированным температурным перегревом транзисторных кристаллов (рис. 12a);
- конструктивное исполнение схемы полумоста на шести полупроводниковых SiC-кристаллах МДП со встроенными встречно-параллельными карбидокремниевыми диодами (рис. 12б) в соответствии с выбранным позиционированием;
- 18-кристальная сборка SiC МДП-транзисторов с индуцированным каналом со встроенными встречно-параллельными карбидокремниевыми диодами, размещенных по схеме трехфазного моста на трех двухсторонних керамических платах (рис. 12в).

Представленная конструкция обеспечивает следующие технические преимущества перед типовыми аналогами [9]:

1. Снижение паразитной индуктивности внешних силовых выводов модуля за счет применения в них ленточной конструкции, а также плоскопараллельное расположение положительного и отрицательного силовых выводов не только между собой, но и между силовыми выводами и проводящими дорожками на керамической плате.
2. Обеспечение расположения внешних силовых выводов модуля в соответствии с унифицированными конструкциями типовых полумостов.
3. Снижение влияния нелинейности выходной емкости силового полупроводникового кристалла за счет подключения распределенной емкости дополнительной керамической платы, что ограничивает скорость изменения напряжения в выходной цепи модуля и снижает динамические потери мощности.
4. Повышение качества пайки силовых выводов с широко распределенным основанием, применяемых в многокристальных конструкциях, за счет использования перфорации указанных оснований.

Рассмотрим конструктивные особенности силового полупроводникового модуля М6ТКПК-100-12, которые позволили обеспечить его основные преимущества в сравнении с известными аналогами.

Все внешние силовые выводы модуля изготовлены на основе гибких медных лент. Нижние основания ленточных силовых выводов модуля охватывают поверхности первой и второй контактных площадок основной керамической платы, на каждой из которых размещено по три полупроводниковых кристалла мощных МДП-транзисторов на основе карбида кремния.

На первую контактную площадку основной керамической платы модуля напаяна дополнительная керамическая плата с дву-

сторонней металлизацией. За счет применения дополнительной керамической платы положительный и отрицательный силовые выводы модуля расположены максимально близко друг к другу и образуют плоскопараллельную конструкцию не только между собой, но и между межкомпонентными проводочными соединениями. При этом токи в параллельных проводниках представленной конструкции имеют встречные направления. Это обеспечивает взаимную компенсацию наводимых магнитных потоков и снижает паразитную индуктивность как самих силовых выводов, так и межкомпонентных соединений на основной керамической плате.

Индуктивность положительного и отрицательного силовых выводов модуля в наногенри, выполненных на основе гибких металлизированных лент, образующих плоскопараллельную конструкцию, рассчитывается по формуле [10]:

$$L \approx 0,4\pi \frac{W \times d}{Z}, \quad (1)$$

где W — длина шины силового вывода, мм; d — расстояние между шинами силовых выводов, мм; Z — ширина шины силового вывода, мм.

В конструкции модуля длина положительного силового вывода $W = 30$ мм, длина отрицательного силового вывода $W = 15$ мм. Расстояние между проводящими шинами положительного и отрицательного силового вывода, образующих плоскопараллельную пару, $d = 4$ мм. Ширина всех шин силовых выводов $Z = 30$ мм. При этом согласно формуле (1) паразитная индуктивность положительного силового вывода $L = 5$ нГн, а индуктивность отрицательного силового вывода $L = 2,5$ нГн.

Длина общего силового вывода от точки фазы составляет величину $W = 20$ мм. При этом индуктивность отдельно расположенного общего силового вывода в наногенри рассчитывается по формуле [10]:

$$L \approx 0,2W \left[\ln \frac{2W}{Z+T} + 0,2235 \frac{Z+T}{W} + 0,5 \right], \quad (2)$$

где T — толщина шины общего силового вывода, мм.

Толщина шины общего силового вывода $T = 0,5$ мм. Тогда в соответствии с формулой (2) его паразитная индуктивность $L = 4,5$ нГн.

При этом типовые значения паразитных индуктивностей силовых выводов аналогов составляют значительно большую величину $L \approx 20$ нГн.

Дополнительная керамическая плата в зависимости от выбранного материала диэлектрика и площади основания может иметь собственную емкость от сотен пикофарад до единиц нанофарад. Конструктивно данная емкость подключена параллельно выходной емкости ключевых элементов силового модуля. Поскольку емкость дополнительной керамической платы является линейной, она в значительной мере компенсирует нелинейность и резкое снижение барьерных емкостей полупроводниковых кристаллов в переходном процессе выключения. Тем самым обеспечивается эффективное ограничение скорости нарастания выходного напряжения на ключевых элементах инвертора, что приводит к снижению энергии динамических потерь.

Перфорированные основания ленточных силовых выводов в предлагаемой конструкции позволяют проводить их пайку на значительно большей ширине оснований, чем это возможно для обычных силовых выводов аналогов. При этом не наблюдается эффекта выдавливания и растекания припоя. Это позволяет применять предложенную конструкцию для надежного подключения силовых выводов в многокристальных модульных сборках.

Верхние основания внешних силовых выводов расположены в одной плоскости и следуют одно за другим вдоль общего направления в соответствии с унифицированными конструкциями типовых полумостов.

Применение в инверторе напряжения трехфазного ключевого модуля М6ТКПК-100-12 с частичной интеграцией силовой шины постоянного тока в единую конструкцию с ленточными силовыми выводами модуля позволило получить наиболее качественную картину коммутационных процессов при токе нагрузки 50 А и напряжении в звене постоянного тока 600 В (рис. 13).

Масштаб диаграмм: напряжение 200 В/дел., ток 20 А/дел., мощность 20 кВт/дел., время 100 нс/дел.

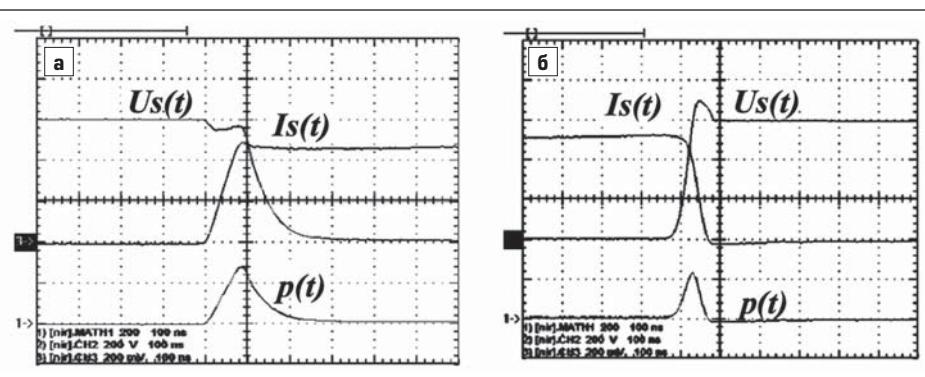


Рис. 13. Осциллограммы коммутации транзисторов силового модуля М6ТКПК-100-12 при работе на индуктивную нагрузку: а) переходный процесс включения транзистора; б) переходный процесс выключения транзистора

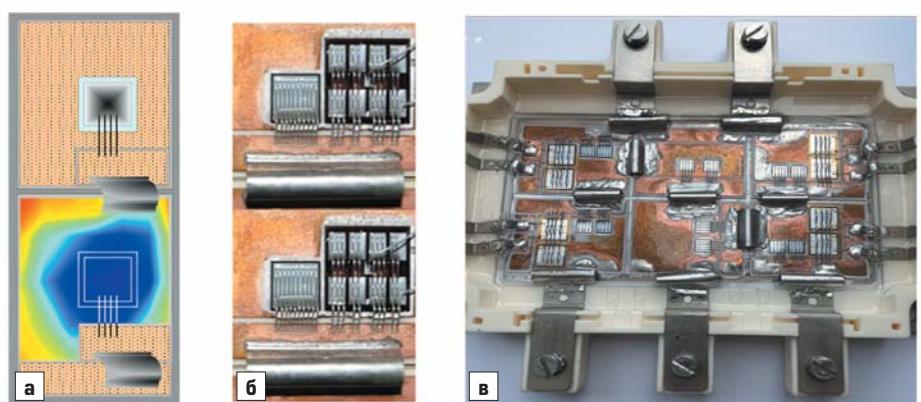


Рис. 14. Трехуровневый силовой модуль МЛЗУ-2Д4ТКИ-100-20: а) оптимальное позиционирование полупроводниковых кристаллов модуля по минимуму температуры; б) конструктивное исполнение для верхней пары ключей трехуровневого полумоста; в) 14-кристальная сборка модуля по схеме трехуровневого полумоста

Трехуровневый силовой модуль

Для многокристальных силовых модулей с высокой коммутируемой мощностью свыше 500 кВт наиболее актуальным является минимизация их температурного перегрева. Поскольку оптимальное позиционирование полупроводникового кристалла по температуре приводит к увеличению параметров

паразитных компонентов, наиболее рациональным решением представляются конструкции полумостов с применением раздельных керамических подложек, кристаллы на которых размещены ближе к их центральной части (рис. 14а).

Раздельные керамические подложки присоединены к общему базовому основанию, а электрические соединения между ними

выполнены на основе полосковых шин с минимальной паразитной индуктивностью. Уменьшение паразитных емкостей обеспечено за счет минимизации площади медной контактной площадки для вывода средней точки [6, 11].

Представленное решение применено в силовых модулях типа МЛЗУ-2Д4ТКИ-100-20, представляющих трехуровневый полумост (рис. 14б, в).

Расчет тепловых полей в конструкциях силовых модулей в режимах жесткой и мягкой коммутации

Проведена оценка влияния повышения рабочей частоты преобразователя на температурный перегрев кристаллов полупроводниковых ключей силовых модулей в режимах жесткой и мягкой коммутации [12].

Распределение температуры $T(t, r)$ описывается нестационарным и трехмерным уравнением теплопроводности:

$$\rho C \frac{\partial T(t, r)}{\partial t} = \lambda \Delta T(t, r) + P(t, r), \quad (3)$$

где Δ — оператор Лапласа; $P(t, r)$ — плотность выделяемой мощности, отличная от нуля только в объеме кремниевых чипов, через

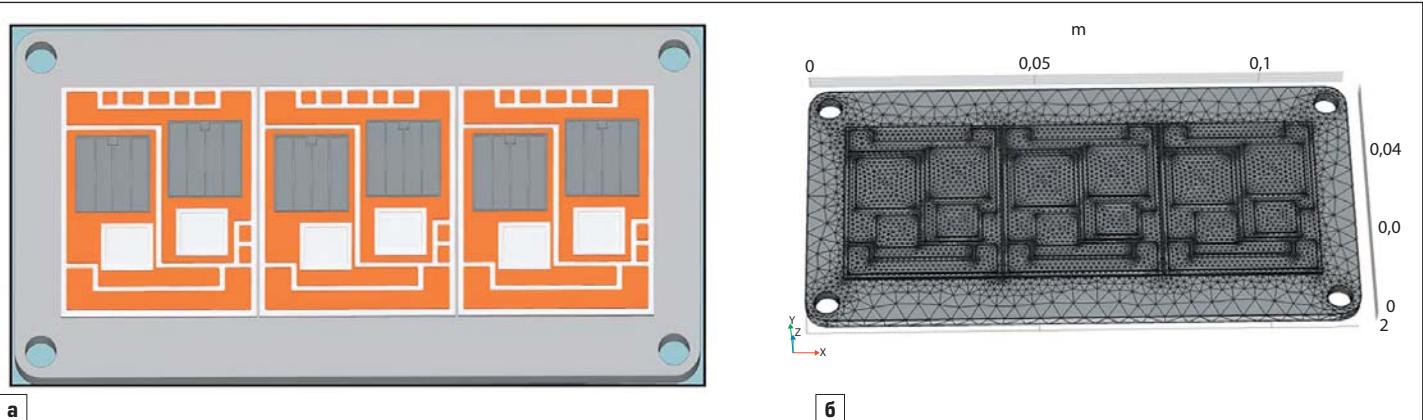


Рис. 15. а) Геометрическое расположение полупроводниковых кристаллов на керамической плате трехфазного модуля; б) сетка конечных элементов для расчета температурного поля

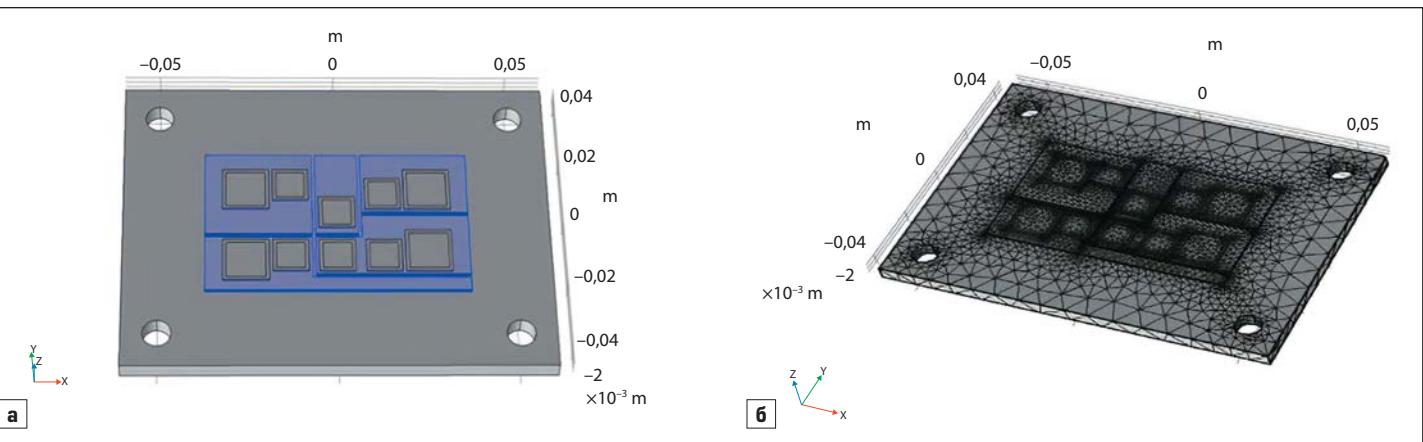


Рис. 16. а) Геометрическое расположение полупроводниковых кристаллов на керамической плате трехуровневого модуля; б) сетка конечных элементов для расчета температурного поля

которые протекает ток; ρ — плотность материала; C — удельная теплоемкость материала; λ — удельная теплопроводность материала.

Значения теплофизических параметров для материалов, входящих в состав модуля, приведены в таблице 2. При расчетах температурных полей полагалось, что тепло отводится от модуля только через нижнюю поверхность основания, температура которой равна постоянной величине 293 К (+20 °C).

Расчеты проведены для тех же типов силовых модулей, что и при решении задач с оптимальным позиционированием: трехфазного моста М6ТКИ и трехуровневого полумоста МЛЗУ-2Д4ТКИ. Нестационарное и трехмерное уравнение теплопроводности (3) решалось численно методом конечных элементов. Сетки конечных элементов, использованные при расчетах, изображены на рис. 15 для модуля М6ТКИ и на рис. 16 для модуля МЛЗУ-2Д4ТКИ.

Результаты расчетов установившихся температурных полей приведены на рис. 17, 18. При жесткой коммутации в типовом для IGBT диапазоне рабочих частот 10–20 кГц модуль трехфазного моста М6ТКИ сохраняет свою работоспособность при максимуме температурного перегрева кристаллов транзисторов +90 °C, что ниже предельно допустимого значения. Однако при частоте коммутаций $f_k = 30 температура кристаллов транзисторов приближается к своему критическому значению +125 °C.$

Максимальная температура перегрева внешних транзисторов трехуровневого полумоста МЛЗУ-2Д4ТКИ при жесткой коммутации и $f_k = 30 достигает +80 °C, поскольку конструкция трехуровневого полумоста обладает меньшим тепловым сопротивлением, чем у модуля М6ТКИ. Однако при этом следует учитывать, что силовой модуль МЛЗУ-2Д4ТКИ-100-20 спроектирован на практически вдвое большую номинальную коммутируемую мощность.$

В режиме мягкой коммутации температурный перегрев транзисторов в модуле М6ТКИ составляет не более +40 °C, а в модуле МЛЗУ-2Д4ТКИ — не более +30 °C.

Полученные результаты наглядно показывают, что сочетание оптимального позиционирования элементов конструкции и методов мягкой коммутации значительно улучшает параметры преобразователей электроэнергии, что позволяет перейти к созданию новых, энергетически более эффективных и унифицированных функциональных блоков для силовой электроники.

Литература

- Callegaro A. D., Guo J., Eull M. et al. Bus bar design for high-power inverters // IEEE Transactions on power electronics. 2018. Vol. 33. No. 3.
- Zhang N., Wang S., Zhao H. Develop parasitic inductance model for the planar bus bar of an IGBT H-bridge in a power inverter // IEEE Transactions on power electronics. 2015. Vol. 30. No. 12.

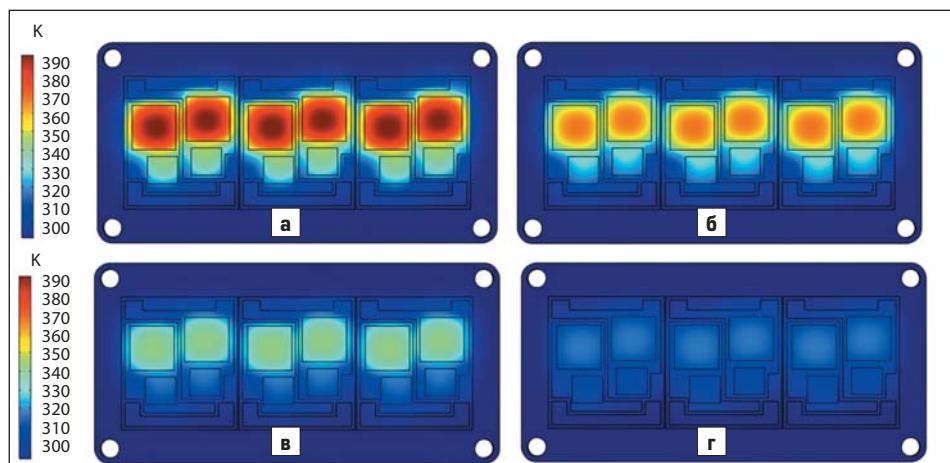


Рис. 17. Температурное поле в трехфазном силовом модуле М6ТКИ при жесткой коммутации на частотах: а) 30 кГц; б) 20 кГц; в) 10 кГц; г) при мягкой коммутации на частоте 30 кГц

- Foerster S., Lindemann A. Combined optimization of thermal behavior and electrical parasitics in power semiconductor components. Proceedings of the EPE 2009. Barcelona, 2009.
- Muehlfeld O., Fuchs F. Comprehensive optimization method for thermal properties and parasitics in power modules // IEEE Transactions on power electronics. 2010. Vol. 25.
- Muehlfeld O., Fuchs F. Design strategies for stray inductance optimized wire-bond power modules. PCIM 2010. Nuremberg, Germany.
- Воронин П. А., Воронин И. П. Исследование температурного поля и оптимизация топологии электрических соединений с целью улучшения показателей миниатюризации силовой интегральной схемы // Вестник МЭИ. 2018. № 2.
- Caponet M. C., Profumo F., De Doncker R., Tenconi A. Low stray inductance busbar design and construction for good EMC performance in power electronic circuits. Proceedings of the EPE-PEMC. 2004.
- Бекедаль П., Бетоу С., Мол А. и др. Концепция мощного SiC-модуля со сверхнизкой коммутационной индуктивностью // Силовая электроника. 2018. № 2.
- Воронин И. П., Воронин П. А., Лапин Е. С., Праведнов А. Г. Патент RU 184560 U1. Силовой полупроводниковый модуль // Бюллетень «Изобретения и полезные модели». 2018. № 31.
- Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей. М.: Энергия, 1970.
- Воронин П. А., Воронин И. П., Бономорский О. И., Лапин Е. С. Патент RU 148258 U1. Многокристальный силовой модуль // Бюллетень «Изобретения и полезные модели». 2014. № 33.
- Воронин П. А., Воронин И. П., Рожков Д. В. Резонансные ключи с активным разделением фронтов тока и напряжения // Практическая силовая электроника. 2016. № 2.

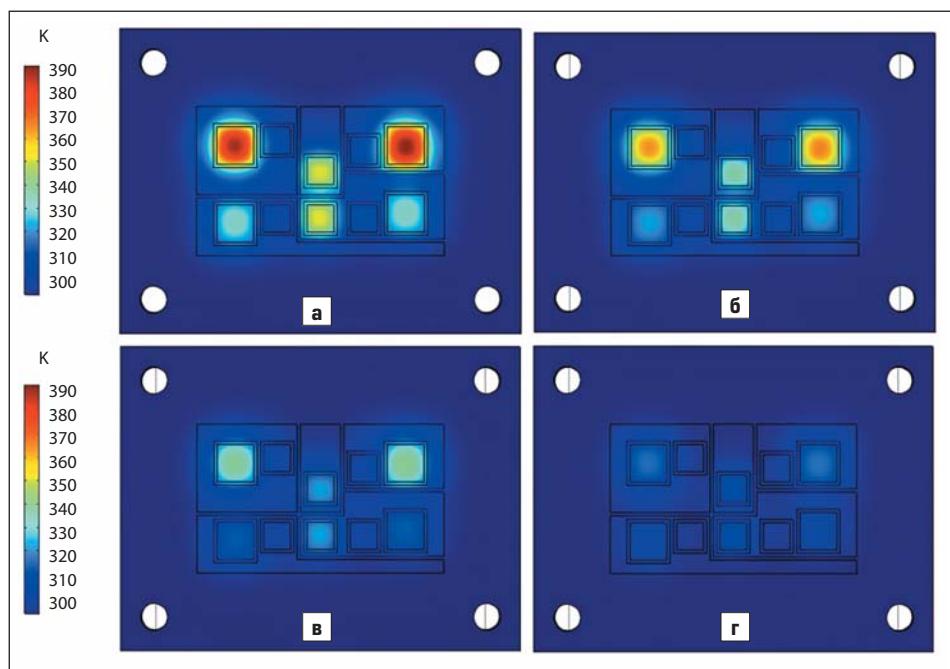


Рис. 18. Температурное поле в трехуровневом силовом модуле МЛЗУ-2Д4ТКИ при жесткой коммутации на частотах: а) 30 кГц; б) 20 кГц; в) 10 кГц; г) при мягкой коммутации на частоте 30 кГц

Усовершенствованный изолированный силовой SMPD-корпус

обеспечит полную реализацию преимуществ SiC MOSFET

При разработке стандартных корпусов дискретных силовых полупроводников не учитываются требования конкретного приложения. В то же время конфигурация силовых модулей, как правило, соответствует таким требованиям, но их применение намного сложнее. Усовершенствованные изолированные корпуса от Littelfuse, такие как SMPD, заполняют пробел между модулями и дискретными элементами, обеспечивая производительность силовых модулей и сохраняя гибкость, присущую дискретным приборам.

**Аалок Бхатт
(Aalok Bhatt)**

**Франсуа Перрод
(Francois Perraud)**

**Жозе Падилла
(José Padilla)**

**Мартин Шульц
(Martin Schulz)**

Перевод: Иван Сергеев

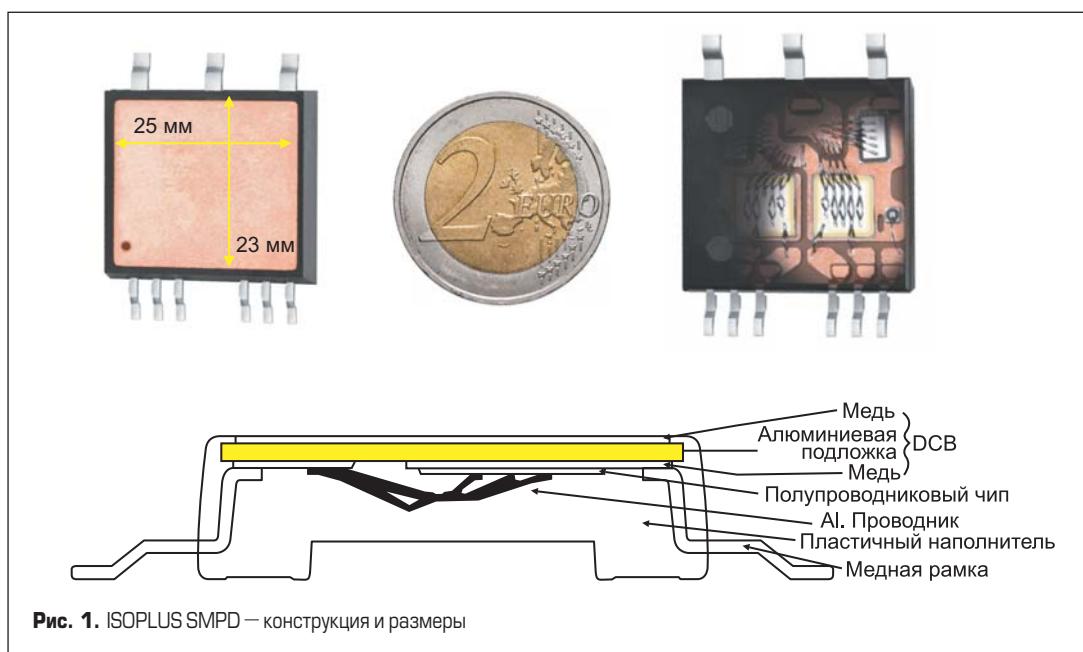
ISOPLUS SMPD и его преимущества

Усовершенствованный изолированный силовой корпус SMPD (Surface Mount Power Device), охлаждаемый с верхней стороны, еще в 2012 году был разработан компанией IXYS, ныне входящей в состав Littlefuse. Как показано на рис. 1, конструктив SMPD (размером с монету в два евро) имеет несколько важных преимуществ:

- изолирующая DCB-пластинка с медным напылением обеспечивает лучшую в своем классе

стойкость к воздействию пассивных и активных термоциклов;

- запатентованная IXYS DCB-подложка имеет минимальное напряжение изоляции 2,5 кВ;
- оптимизированное использование пространства DCB в составе силового прибора повышает плотность мощности и упрощает отвод тепла;
- применение корпуса SMPD позволяет полностью автоматизировать процесс монтажа и стандартной пайки оплавлением для упрощения процесса производства.



Использование компонентов в революционном конструктиве SMPD упрощает работу инженеров-конструкторов по проектированию и сборке силовых электронных преобразователей. Модули доступны в стандартных топологиях, таких как повышающий и понижающий DC/DC-конвертер, полумост, или в специализированных конфигурациях. Они могут содержать различные типы кристаллов, включая Si/SiC MOSFET, IGBT, диод, тиристор, симистор, в широком классе напряжений 40–3000 В, а также заказные комбинации чипов.

Сравнительные характеристики модулей SiC SMPD

Для количественной оценки преимуществ применения SMPD-конструктива были проведены измерения динамических характеристик карбидокремниевого модуля (SiC MOSFET) в корпусе SMPD и аналогичных компонентов в дискретных корпусах. Сравнение выполнялось с помощью стандартного двухимпульсного теста, схема которого показана на рис. 2. В ходе испытаний использовалась платформа Littelfuse для оценки динамических характеристик. Было проведено сопоставление динамических параметров MOSFET, таких как время T_{sw} и энергия переключения E_{sw} , и характеристик диодов, таких как время и энергия обратного восстановления t_{rr} и E_{rr} и максимальный обратный ток I_{rr} .

На рис. 3 приведены сравнительные характеристики SiC SMPD с напряжением 1200 В и приборов в стандартных дискретных корпусах, имеющих аналогичное сопротивление открытого канала $R_{DS(ON)}$ и аналогичное напряжение управления «затвор-исток» (V_{GS}).

Измеренные сигналы напряжения на затворе V_G тока стока I_D и тока обратного восстановления тельного диода I_{rr} приведены на рис. 4. Сравнение кривых V_G показывает, что у SMPD с кельвиновским истоком не только ускорен заряд затвора, но и подавлены паразитные пульсации в цепи затвора при тех же условиях эксплуатации благодаря низкой паразитной индуктивности корпуса. Сравнение графиков I_D при включении демонстрирует, что приборы в корпусах TO-247-4L и TO-263-7L имеют пиковый ток примерно на 25% выше, несмотря на аналогичное сопротивление открытого канала $R_{DS(ON)}$ и технологию кристаллов MOSFET. Следовательно, тельный диод этих полупроводниковых приборов может выдерживать большую нагрузку благодаря более высокому значению максимального тока обратного восстановления I_{rr} . Из сравнения эпюр токов I_{rr} можно заметить, что, несмотря на использование тех же самых чипов в корпусах SMPD и TO-247-3L, прибор SMPD обеспечивает меньшее время обратного восстановления при более высоком значении dI/dt , что, в свою очередь, уменьшает потери тельного диода и повышает общую эффективность системы.

Количественная оценка динамических параметров и их сравнение в процентах представлены на рис. 5. Измерения показывают, что на сегодня приборы SMPD обеспечивают

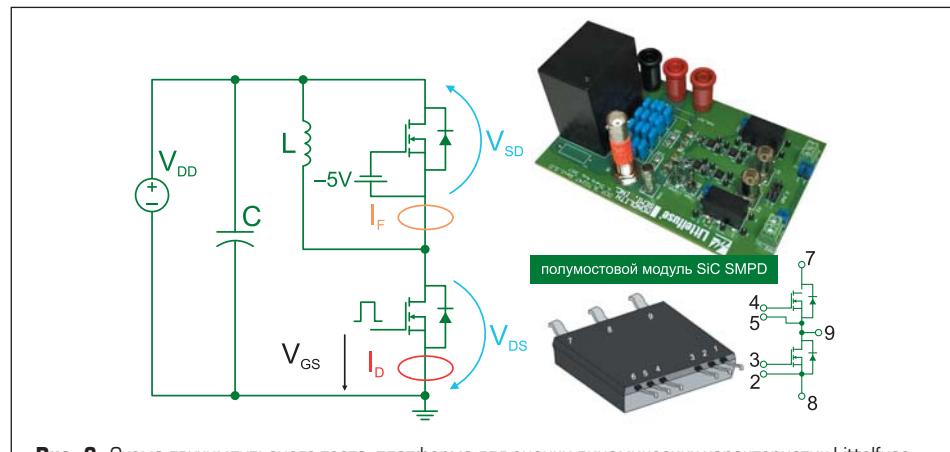


Рис. 2. Схема двухимпульсного теста, платформа для оценки динамических характеристик Littelfuse

	SMPD	TO-263-7L	TO-247-4L	TO-247-3L
Конфигурация	Полумост	Одиночный ключ с кельвиновским подключением истока	Одиночный ключ с кельвиновским подключением истока	Одиночный ключ
SiC Dice	Dia A	Dia B	Dia C	Dia A
V_{BR}, V	1200	1200	1200	1200
$R_{DS(ON)}, \text{мОм}$	80	80	80	80
I_D, A	25,5	30	36	39
$V_{GS,CP}, \text{В}$	от -5 до +20	от -5 до +20	от -5 до +20	от -5 до +20

Фотографии и схемы выводов для различных корпусов SiC MOSFET: 1) SiC Dice (квадратный чип), 2) TO-263-7L (корпус с 9 выводами), 3) TO-247-4L (корпус с 10 выводами), 4) TO-247-3L (корпус с 8 выводами). Схемы выводов показывают расположение затвора (G), истока (D) и стока (S).

Рис. 3. Основные характеристики SiC MOSFET в различных корпусах

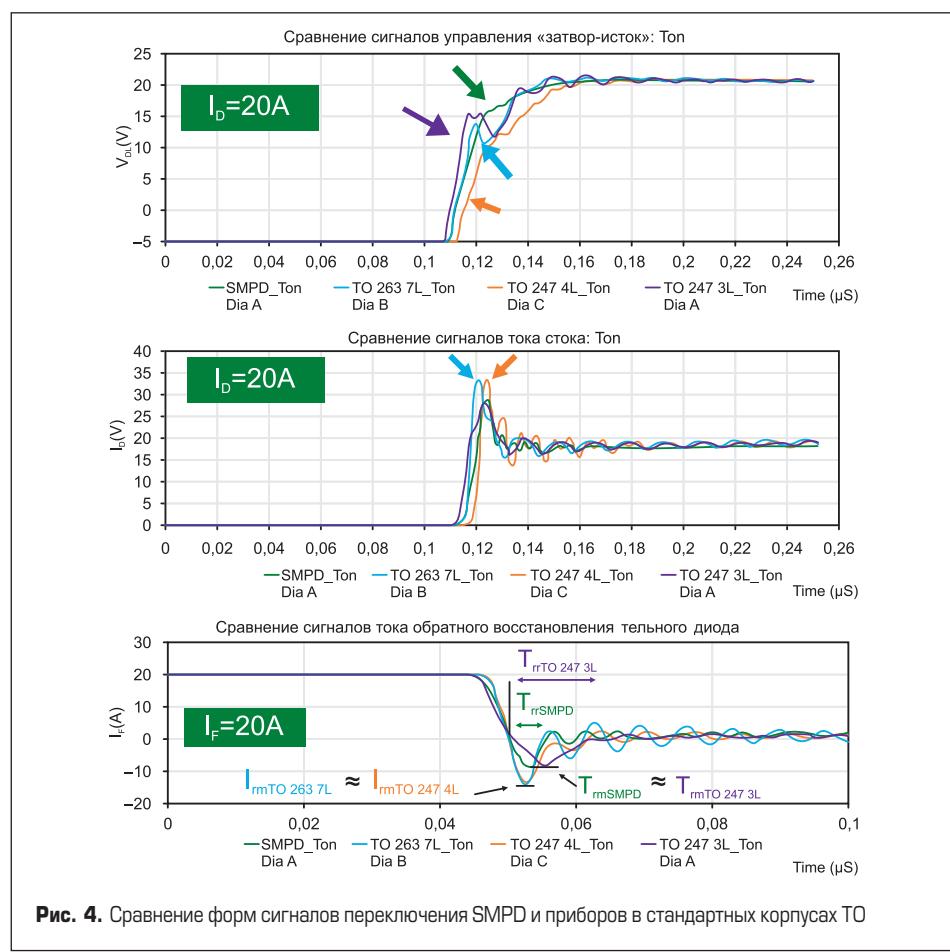


Рис. 4. Сравнение форм сигналов переключения SMPD и приборов в стандартных корпусах TO

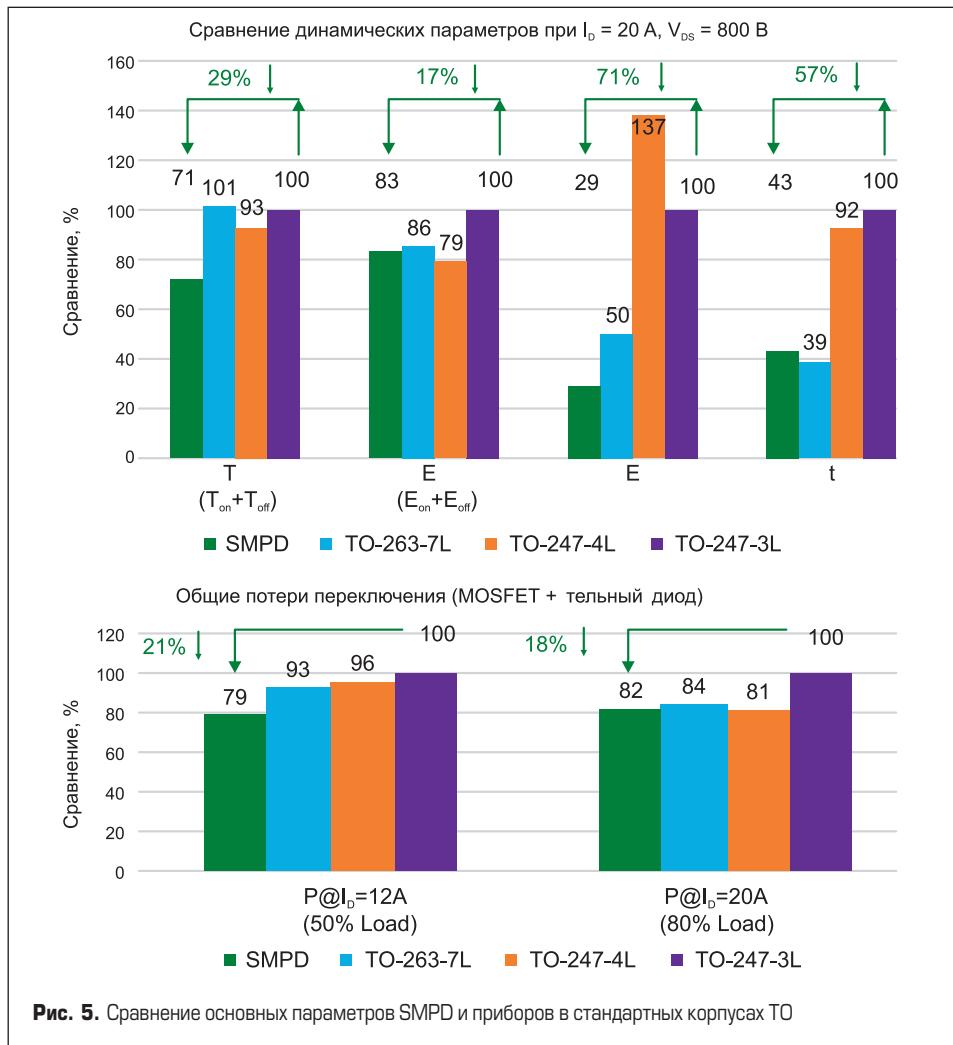


Рис. 5. Сравнение основных параметров SMPD и приборов в стандартных корпусах TO

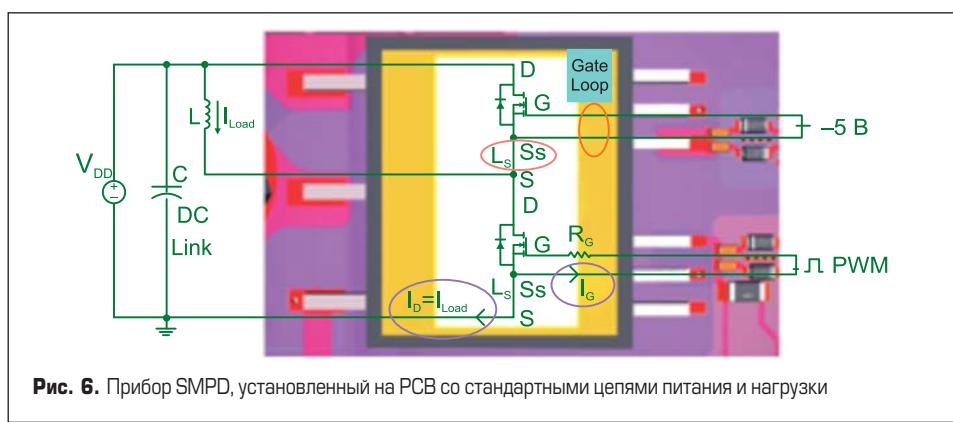


Рис. 6. Прибор SMPD, установленный на PCB со стандартными цепями питания и нагрузки

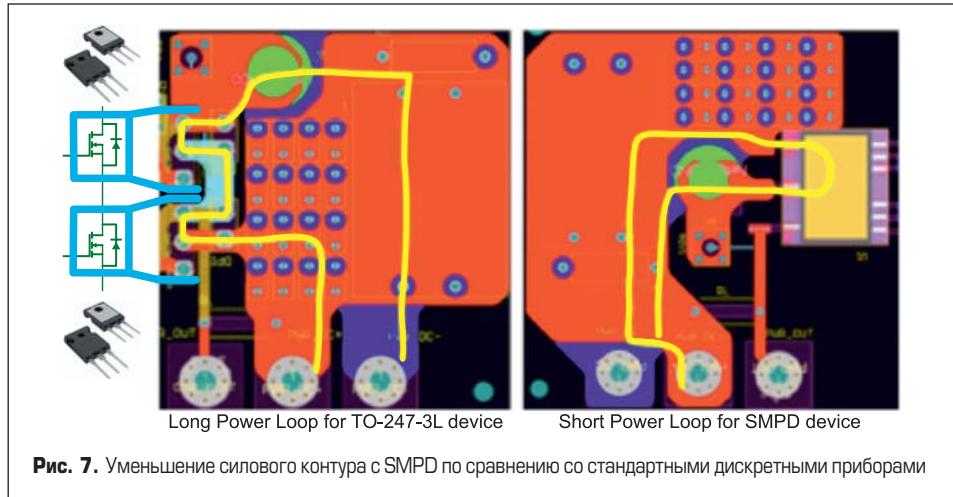


Рис. 7. Уменьшение силового контура с SMPD по сравнению со стандартными дискретными приборами

значительное улучшение всех динамических параметров по сравнению со стандартными дискретными ключами. Несмотря на использование одинаковых кристаллов в корпусах SMPD и TO-247-3L, именно SMPD дает значительное повышение производительности в конкретных приложениях. В эталонной системе, работающей с частотой переключения 80 кГц, приборы SMPD с напряжением сток-исток 800 В обеспечивают снижение потерь переключения на 21% при средней нагрузке и на 18% при нагрузке 80%. Этот показатель SMPD наиболее заметен при средней нагрузке по сравнению со всеми другими дискретными компонентами.

При полной нагрузке производительность транзистора в корпусе TO-263-7L сравнивается с SMPD, однако для его использования обычно требуется плата с изолированной металлической подложкой (IMS), что ограничивает количество слоев PCB, усложняет ее конструкцию и повышает стоимость почти на 50% по сравнению со стандартной печатной платой. У приборов SMPD с кельвиновским подключением истока минимизирована паразитная индуктивность на уровне корпуса, что обеспечивает оптимальную производительность, повышение КПД и плотности мощности и упрощает изготовление устройства на стандартной печатной плате. Перечисленные преимущества дополняются возможностью применения технологического процесса пайки оправлением и простотой системы охлаждения.

Преимущества SiC MOSFET в конструктиве SMPD

На рис. 6 показан прибор SMPD, установленный на печатной плате и подключенный к стандартной цепи питания и нагрузки. Такое решение имеет множество преимуществ:

- Цепь управления затвором отделена от нагрузки благодаря кельвиновскому подключению истока. Здесь отсутствует отрицательная обратная связь по току нагрузки в контуре затвора, что снижает уровень EMI и риск паразитного включения.
- Большая часть паразитной индуктивности L_s исключается из цепи затвора, обеспечивая быстрое переключение, снижение потерь, повышение эффективности и сокращение уровня паразитных осцилляций в затворе.
- Минимизируется взаимная паразитная индуктивность, а также емкостная связь корпуса.
- За счет снижения динамических потерь повышается эффективность, уменьшается температура кристаллов T_β упрощается отвод тепла.
- Применение полностью изолированного корпуса с DCB-подложкой упрощает монтаж и охлаждение прибора [1].

Использование приборов в конструктиве SMPD позволяет уменьшить площадь силовых контуров и сокращать количество необходимых в изделии компонентов. Снижение размеров токовых контуров сводит к минимуму паразитную индуктивность, что помогает под-

вить звон в цепи затвора и ограничить уровень коммутационного перенапряжения на стоке. Оптимизация силового контура за счет применения SMPD-прибора по сравнению со стандартными корпусами ТО показана на рис. 7.

Силовой каскад с использованием SiC MOSFET в корпусе SMPD

Полупроводниковые приборы SMPD Littelfuse предназначены для использования в типовых силовых электронных каскадах. Пример активного выпрямителя (AFE) мощностью 22 кВт на базе SMPD представлен на рис. 8. Устройство, работающее от сети 380 В (AC), формирует на выходе постоянное напряжение 750 В. Частота переключения составляет 55 кГц, мощность нормирована при температуре радиатора +65 °C.

Использование конструктива SMPD в подобном преобразователе позволяет повысить мощность на 36% при меньшем количестве компонентов. Решение с модулем SMPD занимает на 57% меньшую площадь на PCB по сравнению с дискретным корпусом TO-247-L, содержащим такие же чипы.

Заключение

Сравнение характеристик модуля SMPD с компонентами в стандартных дискретных корпусах показывает очевидные преимущества силового ключа Littelfuse. Применение конструктива SMPD в различных системах снижает производственные затраты, позволяет экономить пространство, обеспечивает изоляцию за счет DCB-подложки, увеличивает плотность

	SiC SMPD 25 мОм	SiS TO-247-3L SiS TO-247-4L 25 мОм
Общее количество компонентов	3	+ 12 X
Количество изоляторов	Не требуется	+ 12 X
Монтаж	Проще	+ 12 винтов 12 шайб X
R_{thJH} на прибор, К/Вт	0,85	+ 1,33 X
P_{dih} на прибор, Вт	176 ↑ 36% + 113 X	
Общая площадь полупроводников на PCB, мм ²	2453 ↓ 57% + 5651 X	

Рис. 8. Активный выпрямитель (AFE) мощностью 22 кВт с применением SMPD

мощности и эффективность, а также упрощает отвод тепла. Кроме того, конструкция SMPD позволяет интегрировать сенсорные элементы, такие как NTC-термисторы для контроля температуры полупроводника или резистивные шунты для измерения тока.

Литература

1. Application Note. Mounting and Cooling Solutions for SMPD Packages. www.littelfuse.com
2. Littelfuse SMPD product offering. www.littelfuse.com/products/power-semiconductors.aspx

Радиационно стойкие DC/DC-преобразователи напряжения от ECRI Microelectronics для систем электроснабжения с постоянными напряжениями 28 и 42 В



Компания ECRI Microelectronics (КНР) представляет радиационно стойкие DC/DC-преобразователи серии HCD(20-50), выполненные по гибридно-пленочной технологии и предназначенные для применения в бортовой аппаратуре ракетно-космической техники с шинами электропитания с номинальными напряжениями 28 и 42 В. Предлагаются одно-, двух- и трехканальные модели с выходными мощностями 1,5; 5; 15; 30 и 65 Вт. Модули обеспечивают выходные напряжения 3,3; 5; 12; 15; ±5; ±12; ±15; +5/±12 и +5/±15 В. Конструктивно модули реализованы в корпусах для установки в отверстия печатной платы и объемного монтажа.

Преобразователи серии HCD(20-50) разработаны, чтобы выдерживать воздействие потоков

нейтронов и больших мощностей доз, которые могут быть решающими факторами при выборе преобразователей для многих применений. Отбраковка потенциально ненадежных изделий в процессе производства за счет дополнительных испытаний позволяет значительно повысить надежность изделий. Кристаллы микросхем и пассивные компоненты также проверяются и испытываются для оценки качества. Все чувствительные к воздействию радиации элементы тестируются на воздействие радиации.

Общие характеристики гибридно-пленочных радиационно стойких DC/DC-преобразователей серии HCD(20-50):

- диапазон рабочей температуры: -55...+125 °C;
- диапазон температуры хранения: -65...+150 °C;
- диапазон входного напряжения: 20–50 В, номинальные напряжения 28 и 42 В;
- входные, выходные цепи и корпус изолированы друг от друга;
- электрическая прочность изоляции: 1000 В;
- фиксированная рабочая частота преобразования: 350–500 кГц; типовое значение: 400 кГц;
- высокое значение среднего времени наработки до отказа — MTBF (Mean Time Between Failure): от 2×105 до 3,3×106 ч (зависит

от модели), рассчитанное для условий применения на орбитальном участке полета;

- набор необходимых сервисных функций для обеспечения работы в аппаратуре: защита от короткого замыкания, пониженного входного напряжения, вход дистанционного управления включением/выключением, синхронизация частоты преобразования внешней частотой (для некоторых моделей), регулировка выходного напряжения (для некоторых одноканальных моделей), подключение внешней обратной связи, параллельное включение нескольких модулей (для некоторых моделей);
- уровень ионизационной дозовой стойкости: 100 крад (Si), уровень чувствительности к одиночным ядерным частицам с ЛПЭ: 75 МэВ·см²/мг.

Применение: аппаратура спутников для геостационарных орбит, автоматические научно-исследовательские станции дальнего космоса и коммуникационные космические системы.

Поставка преобразователей напряжения серии HCD(20-50) в Россию осуществляется без оформления экспортной лицензии.

www.prochip.ru

Устойчивость к короткому замыканию транспортного силового модуля с SiC MOSFET 4-го поколения.

Пример применения в тяговом приводе электромобиля (xEV)

Преимущества применения силовых карбидокремниевых (SiC) ключей в трансмиссии электрических транспортных средств (xEV) очевидны, поэтому карбид кремния рассматривается как технология следующего поколения. Более высокая эффективность SiC MOSFET по сравнению с Si IGBT позволяет увеличить пробег электромобиля или уменьшить размеры высоковольтных батарей, что делает карбидокремниевые ключи особенно привлекательными для рынка электротранспорта. В 2022 году компания ROHM — один из пионеров SiC-технологии — анонсировала 4-е поколение SiC MOSFET для широкого класса применений.

**Кевин Ленц
(Kevin Lenz)**

**Викнесваран
Тайуманасами
(Vikneswaran
Thayumanasamy)**

Перевод: Иван Сергеев

Четвертое поколение SiC MOSFET ROHM для xEV

С тех пор в 2012 году как компания ROHM квалифицировала свои продукты в соответствии с автомобильным стандартом AEC-Q101 для SiC, началось широкое внедрение карбидокремниевых ключей в различные автомобильные системы, в первую очередь зарядные устройства и DC/DC-преобразователи. Первый SiC MOSFET-транзистор с Trench-затвором был представлен ROHM уже в 2015 году. Опыт освоения технологических процессов и эксплуатации модулей помог создать следующее поколение силовых ключей с уменьшенным на 40% сопротивлением канала R_{DSon} по сравнению с предыдущим поколением.

Новейшие SiC MOSFET ROHM 4-го поколения отличаются низким удельным сопротивлением канала на единицу площади благодаря усовершенствованию канавочной структуры затвора (Trench Gate, рис. 1). Одновременно удалось уменьшить паразитную емкость — один из источников потерь пере-

ключения. Это привело к снижению сопротивления дрейфового слоя на 40% и динамических потерь — на 50% по сравнению с SiC MOSFET 3-го поколения. Отметим, что потери переключения вносят более 70% в общее значение мощности, рассеиваемой карбидокремниевыми транзисторами в тяговых инверторах, поэтому их минимизация способствует значительному повышению эффективности [1]. Оптимизация характеристик также позволила улучшить поведение SiC MOSFET 4-го поколения в режиме короткого замыкания (рис. 2).

Улучшение динамических характеристик дает возможность перейти на более высокие частоты переключения, что позволяет уменьшить размер радиаторов, конденсаторов и других компонентов, используемых для сглаживания пульсаций напряжения и тока. Поскольку габариты этих элементов во многом определяют размеры тягового инвертора, работа на повышенных частотах способствует решению задачи миниатюризации. Расширенный температурный диапазон SiC-структур также помогает уменьшить габариты. В отличие от кремниевых си-

ловых полупроводников, карбидокремниевые транзисторы могут стablyно работать при температурах до +175 °C и выше при условии, что материалы корпуса модуля тоже рассчитаны на данные условия. Это упрощает систему отвода тепла за счет перехода с жидкостного охлаждения на воздушное и уменьшения размеров радиаторов [1].

Тест К3

Директива ECPE AQG 324 описывает два сценария короткого замыкания, которые квалифицируются на уровне силового модуля:

- К3 типа 1: включение транзистора на замкнутую нагрузку, то есть изначально в цепи нет тока.
- К3 типа 2: короткое замыкание выхода работающего инвертора.

Из-за высокого тока К3 и меньшего допустимого времени перегрузки по сравнению с Si-IGBT карбидокремниевые транзисторы требуют быстрого и точного отклика на состояние перегрузки. Для этого на выставке PCIM-22 были представлены результаты экспериментов в части детектирования и защиты от К3 нового силового модуля с использованием традиционного метода мониторинга тока стока (DESAT). Для подобных исследований использовался силовой модуль, созданный на базе новейших чипов SiC MOSFET ROHM с Trench-затвором и предназначенный для эксплуатации в тяговом приводе.

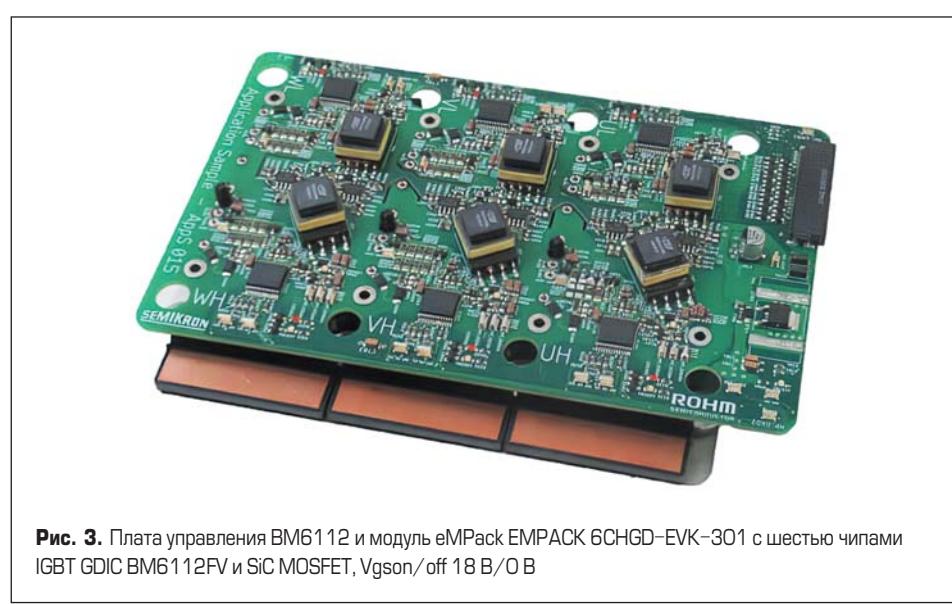
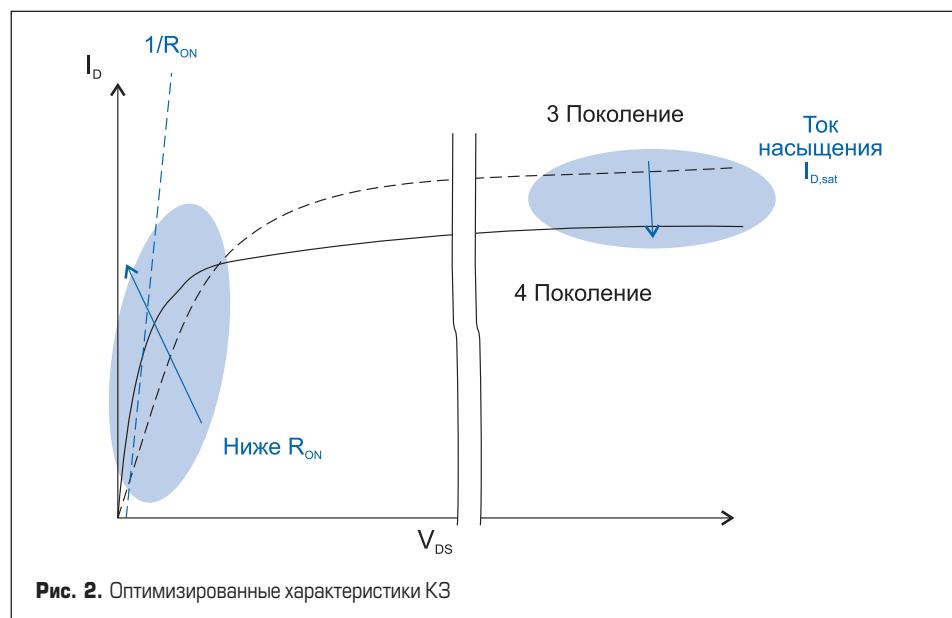
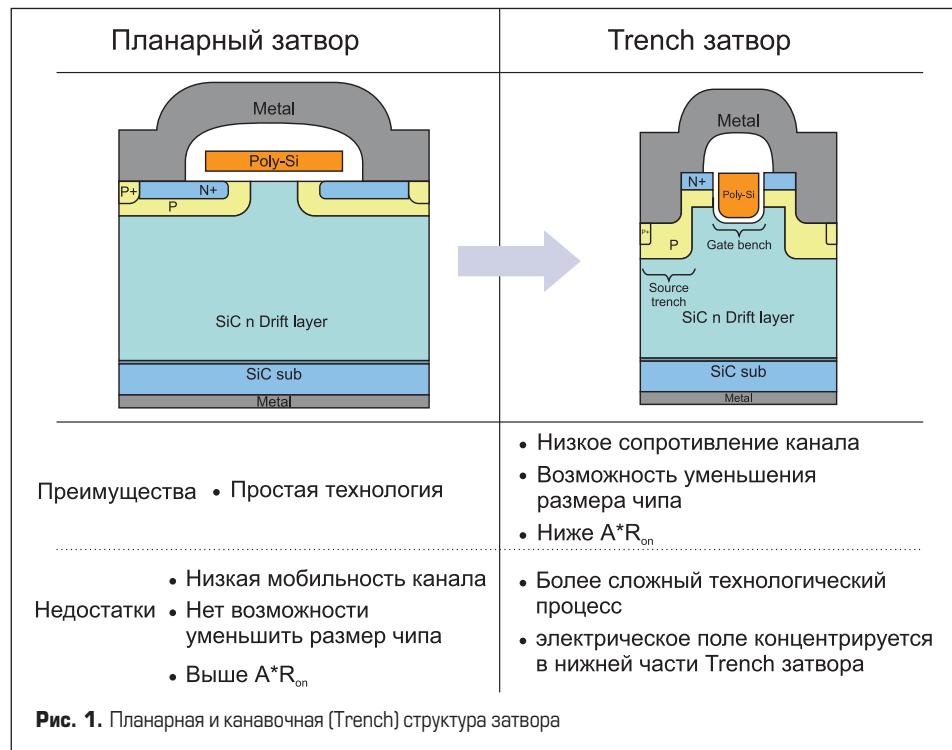
Поведение SiC MOSFET 4-го поколения в режиме К3

В силовых модулях SiC MOSFET ROHM 4-го поколения общие потери удалось снизить без ущерба для долговечности и надежности в терминах времени К3. В сочетании с усовершенствованным низкоиндуктивным конструктивом это делает приборы данного типа оптимальными для применения в тяговых инверторах электромобилей.

Тестируемый прибор и испытательная установка

Тесты на устойчивость к короткому замыканию модулей SiC 4-го поколения, представленные на [2], проводились в испытательной лаборатории ROHM в Виллихе (Германия). С этой целью использовался специализированный транспортный IGBT Semikron, а также для проведения тестов была разработана плата управления на основе драйвера ROHM BM6112 (схема DESAT настроена на 20 A, реализован режим плавного отключения STO).

Тестируемый прибор (модуль eMPack Semikron) содержит чипы SiC MOSFET 4-го поколения. Это трехфазный мост с nominalным напряжением 1200 В и током 780 А, специально разработанный для применения в автомобильных тяговых инверторах [4]. Модуль отличается сверхнизким значением паразитной индуктивности, полученным благодаря инновационной технологии



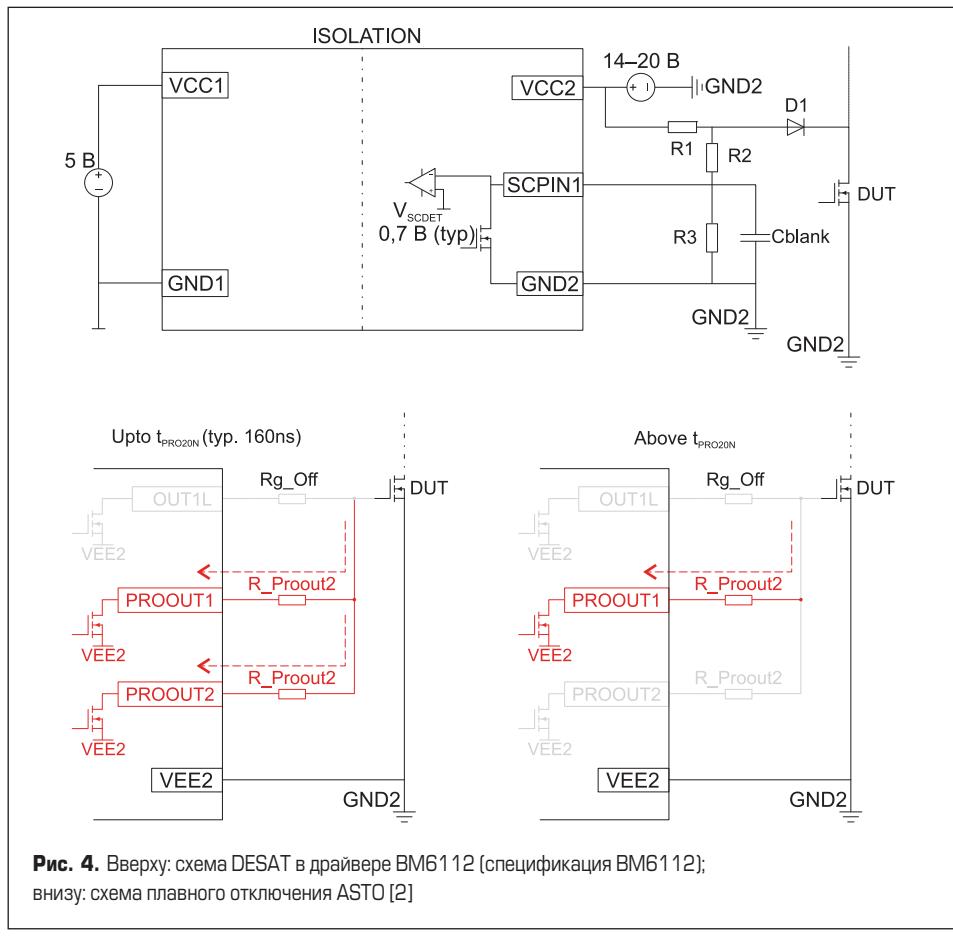


Рис. 4. Вверху: схема DESAT в драйвере BM6112 (спецификация BM6112); внизу: схема плавного отключения ASTO [2]

внутренних соединений и подключения к конденсатору DC-шины [2]. Для детектирования состояния КЗ используется традиционный метод мониторинга напряжения $V_{CE(sat)}$ (DESAT). При обнаружении перегрузки запускается ре-

жим плавного отключения ASTO (Advanced Soft Turn Off), обеспечивающий быструю и безопасную блокировку всех IGBT. Сборка платы управления и силового модуля показана на рис. 3.

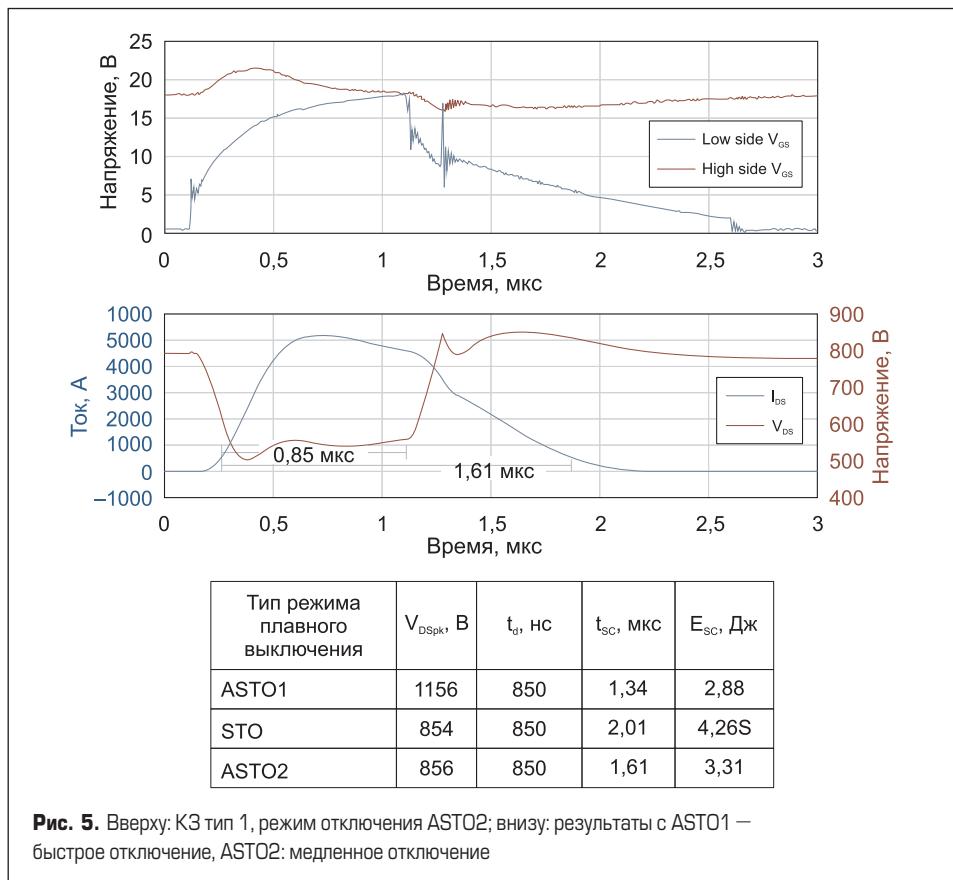


Рис. 5. Вверху: КЗ тип 1, режим отключения ASTO2; внизу: результаты с ASTO1 – быстрое отключение, ASTO2: медленное отключение

Результаты тестирования

Настройка схемы защиты драйвера затвора SiC имеет свои особенности. Несмотря на то что SiC MOSFET ROHMs 4-го поколения рассчитаны на более высокое время КЗ, параметры настройки основаны на типовых требованиях рынка. Типовое время срабатывания защиты от КЗ после обнаружения состояния DESAT составляет 1,5–2 мкс.

Согласно стандарту, время короткого замыкания t_{SC} определяется интервалом изменения тока от 10% I_{SC} при включении до 10% I_C при выключении. Существует два основных критерия проектирования драйвера затвора, влияющих на режим мониторинга и отключения тока КЗ:

1. Целевой показатель режима DESAT: компромисс между скоростью обнаружения КЗ и параметрами схемы детектирования: R1, R2, R3, D1 (рис. 4, вверху).
2. Скорость выключения. Цель: компромисс между временем выключения и уровнем перенапряжения на паразитной индуктивности $L_s \times di/dt$: Функция ASTO: резистор R_Proout1 работает в течение ~160 нс после обнаружения DESAT и R_Proout — оставшуюся часть периода отключения (рис. 4, внизу).

Плата драйвера затвора (рис. 3 и 4) построена таким образом, чтобы сначала оценить работу схемы DESAT при жестком коротком замыкании (например, тип 1). Были протестированы различные сценарии мягкого отключения:

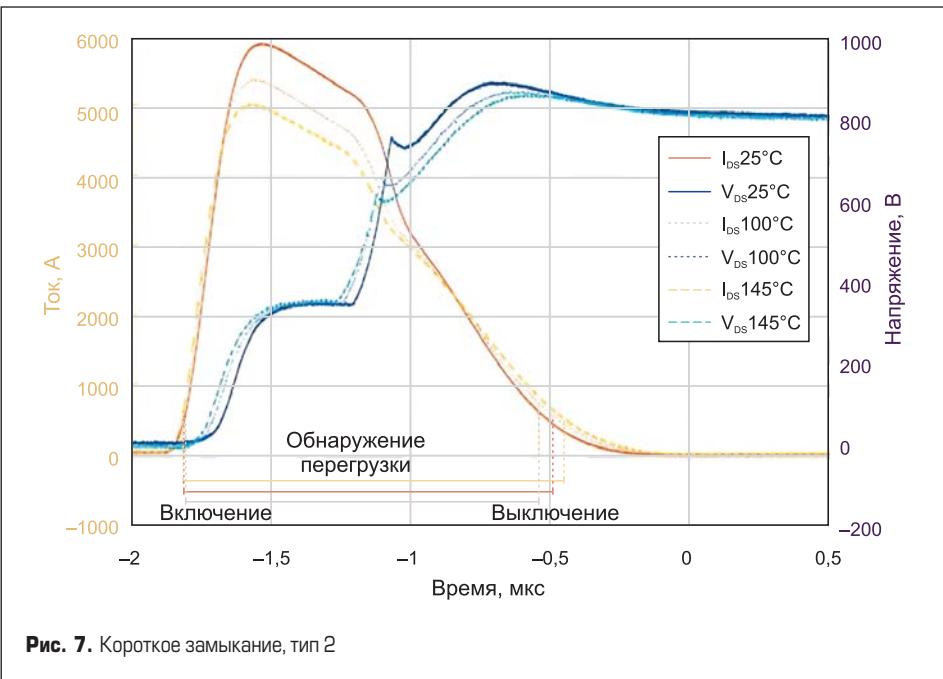
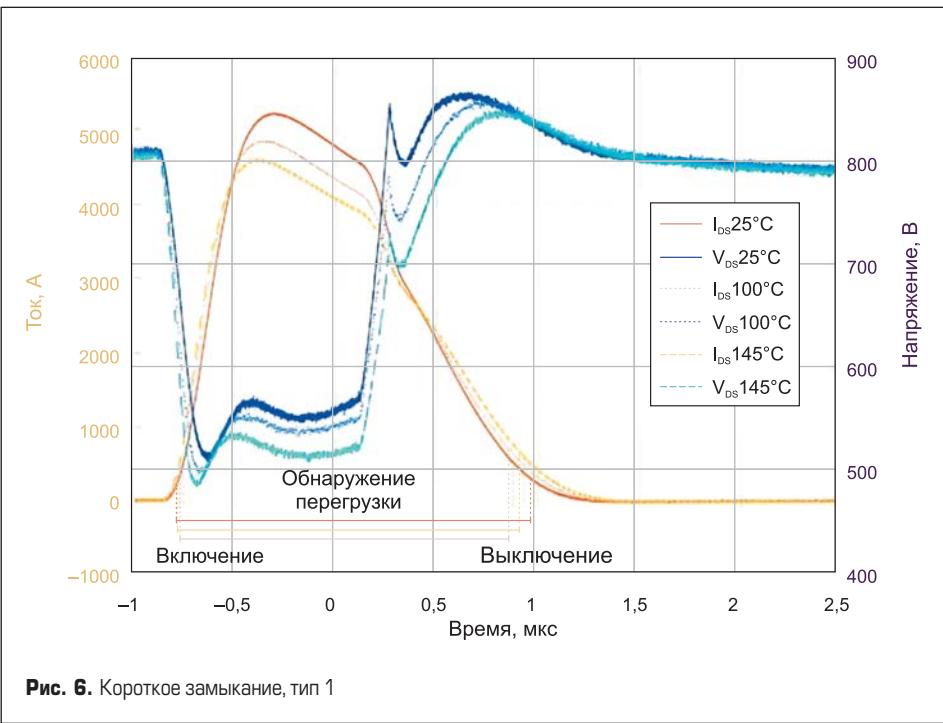
- стандартный режим STO: R_Proout1=10 Ом, R_Proout2 отсутствует;
- улучшенный режим ASTO1: R_Proout1=10 Ом, R_Proout2 = 1,2 Ом;
- улучшенный режим ASTO2: R_Proout1=10 Ом, R_Proout2 = 2,7 Ом.

В режиме ASTO 1 (рис. 5) зафиксировано самое малое время t_{SC} . Однако пиковый уровень перенапряжения при выключении составляет 1156 В, что близко к предельному значению для приборов с номинальным напряжением 1200 В.

В режимах STO и ASTO2 (рис. 5) амплитуда ΔV может быть заметно снижена (до уровня менее 60 В), что обеспечивает хороший запас надежности. Время КЗ в обычном режиме STO составило около 2 мкс при величине $\Delta V = 56$ В. В режиме ASTO2 период t_{SC} снижается до 1,6 мкс при том же уровне перенапряжения, что и STO. Вариант ASTO2, несомненно, является предпочтительным, поскольку обеспечивает оптимальное сочетание параметров t_{SC} и ΔV . Поэтому режим ASTO2 используется для дальнейших измерений.

На следующем шаге производилась оценка влияния температуры на характеристики КЗ типа 1 и 2 с использованием функции ASTO2. В ходе исследований проводились измерения параметров t_D (время детектирования DESAT), t_{sc} (время КЗ) и E_{sc} (энергия потерь в режиме КЗ).

Блокировка тока короткого замыкания в обоих случаях возможна в течение 2 мкс. Драйвер затвора обнаруживает перегрузку



независимо от температуры: КЗ 1 в пределах 870 нс и КЗ 2 в пределах 550 нс. Схема защиты безопасно отключала силовой модуль в течение 1,7 мкс при КЗ типа I и в течение 1,3 мкс при КЗ типа 2. Соответствующие характеристики показаны на рис. 6 и 7.

Заключение

Новейшее поколение SiC MOSFET ROHM имеет высокую устойчивость к короткому замыканию. Ток КЗ тестируемого транзистора с рабочим напряжением 1200 В примерно в 6 раз превышает номинальное значение. Итоговое время отключения тока КЗ — 1,6 мкс оказалось ниже целевого значения (< 2 мкс), а благодаря оптимизации схемы драйвера (функции DESAT и ASTO) перенапряжение при выключении составило менее 60 В.

Сборка модуля eMPack от Semikron с чипами SiC MOSFET 4-го поколения и драйвера затвора ROHM BM6112, разработанная для применения в тяговом приводе хEV, обеспечивает высочайший уровень производительности и надежности.

Литература

1. Tamegai Y. The Impact of Silicon Power. ROHM Co., Ltd., White Paper.
2. Thayumanasamy V. Short circuit protection of a power module with Trench-SiC MOSFET. Can DESAT be fast enough? Nuremberg, PCIM 2022.
3. ECPE Guideline AQG 324, Release 03.1/2021.
4. www.semikron.com/products/product-lines/empack.html

Медицинские источники питания от компании MORNsun



Компания MORNsun представляет серию LOF импульсных AC/DC-источников питания с высокой плотностью мощности. Эта серия преобразователей подходит для широкого спектра медицинских применений, в том числе для непосредственного контакта с телом пациента. AC/DC-преобразователи соответствуют новейшим стандартам медицинской безопасности (включая 2xMOPP) и имеют входное напряжение от (85)90 до 264 В переменного тока и ток утечки менее 0,1 мА.

Как и серия LOF, все источники питания MORNsun, предназначенные для медицинского оборудования, разработаны для решения наиболее распространенных проблем. Действительно, AC/DC- и DC/DC-преобразователи MORNsun для медицинских устройств отличаются высокой надежностью и хорошим соотношением характеристик и цены. Медицинские источники питания MORNsun обеспечивают высокую эффективность и надежность без ущерба для стоимости или каких-либо компромиссов в отношении безопасности. Модули питания этой серии соответствуют ряду стандартов медицинской промышленности, включая EN60601-1 и ANSI/AAMI ES60601-1 (2xMOPP), и сертифицированы согласно UL/IEC/EN/BS EN 62368.

Решения MORNsun в области источников питания используются не только в медицине, поскольку могут помочь инженерам, работающим над множеством разнообразных проектов. К наиболее распространенным отраслям, в которых могут использоваться эти модули питания, относятся возобновляемые источники энергии, «умные» дома, железнодорожная отрасль и многое другое.

www.mornsunpower.ru

ПЛАТЫ ПЕЧАТНЫЕ
опытное и серийное производство,
проектирование, монтаж

КОНТРАКТНАЯ РАЗРАБОТКА
И ПРОИЗВОДСТВО ЭЛЕКТРОНИКИ

ООО «Вектор Технологии»
194044, Санкт-Петербург
Чугунная ул., д. 20
www.vectech.spb.ru
E-mail: [\(812\) 329-38-01](mailto:vectechspb@yandex.ru)

Новейшие 3,3-кВ IGBT4

расширяют горизонты плотности мощности

В течение многих лет компания Infineon Technologies последовательно совершенствовала характеристики модулей IGBT 3,3 кВ в промышленном высоковольтном корпусе (IHV). Внедрение новейших технологий кристаллов IGBT4 и EC4 с рабочим напряжением 3,3 кВ и улучшенными электрическими характеристиками позволяет создавать модули с номинальным током до 2400 А в корпусах серии IHV — В (IHV B).

Возможности новых силовых ключей делают их особенно привлекательными для таких применений, как тяговые преобразователи, средневольтовые приводы (MVD) и преобразователи для высоковольтной передачи DC-энергии (HVDC), где основное внимание уделяется повышению плотности мощности без ущерба для надежности.

Евгений Обжерин

**Маттиас Бюргер
(Matthias Buerger)**

**Перевод:
Евгений Карташев**

Одна из основных тенденций силовой электроники — постоянное увеличение плотности мощности. Это особенно актуально для таких ответственных приложений, как тяговые средневольтовые приводы (MVD) и высоковольтные системы передачи постоянного тока (HVDC), к которым предъявляются самые строгие требования в отношении предельных электрических характеристик и надежности.

Для того чтобы соответствовать последним требованиям силовой электроники, компания Infineon разработала технологии кристаллов IGBT4 и EC4 3,3 кВ с повышенной плотностью тока, высокой устойчивостью к электрическим перегрузкам и вдвое улучшенной стойкостью к активному термоциклированию по сравнению с предыдущим поколением IGBT3 3,3 кВ. Использование новых чипов IGBT4 и EC4 3,3 кВ позволяет на 60% повысить плотность тока модуля в корпусе IHV B по сравнению с аналогичными по размеру (190×140 мм, рис. 1) ключами IGBT3, обладающими максимальной на сегодня плотностью тока. В результате величина I_{Cnom} уве-

личена с 1500 А для поколения IGBT3 до 2400 А для генерации IGBT4. Еще один модуль в линейке IGBT4 с рабочим напряжением 3,3 кВ в корпусе меньшего размера (130×140 мм) имеет $I_{Cnom} = 1600$ А. Таким образом, плотность тока этого ключа на 56% выше, чем у 1500-А ключа предыдущего поколения. Удвоение этого показателя демонстрируется при сравнении полупроводниковых приборов IGBT3 на 1200 А и IGBT4 на 2400 А, имеющих одинаковые корпуса.

Столь заметного повышения плотности тока удалось достичь за счет переработки топологии подложки и схемы внутренних соединений, что дало больше места для установки чипов и позволило увеличить их активную площадь. В сочетании с оптимизированной концепцией эмиттера IGBT4 это привело к значительному сокращению статических потерь. В кристаллах диодов EC4 также использована новая структура эмиттера, что в сочетании с уменьшенной толщиной чипов снижает потери проводимости [1].

Увеличение плотности тока требует повышения надежности работы силовых ключей в динамических режимах. С этой целью разработаны чипы IGBT4 с рабочим напряжением 3,3 кВ, гарантирующие ток отключения 4800 А для модуля с $I_{Cnom} = 2400$ А. В сочетании с оптимизированной скоростью выключения таким образом удалось повысить надежность модулей 1600 и 2400 А в рамках области безопасной работы при обратном смещении (RBSOA), что подтверждается характеристиками коммутации при двойном номинальном токе ($2 \times I_{Cnom}$), показанными на рис. 2.

Рост номинального тока обычно приводит к увеличению рассеиваемой диодом мощности. У модуля IGBT4 2400 А на 125% расширены пределы области безопасной работы (SOA) диода по сравнению с IGBT3 1500 А [2, 3]. На рис. 3 показан процесс

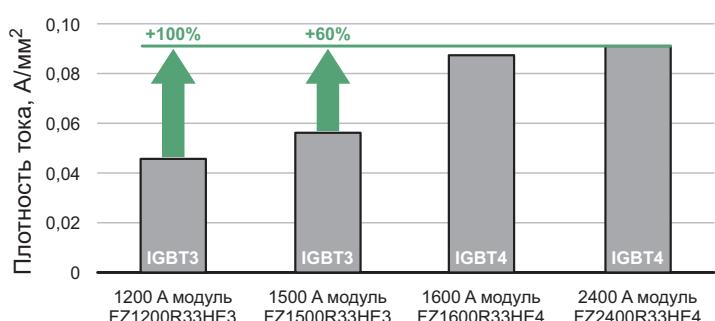


Рис. 1. Увеличение плотности мощности новейших 3,3-кВ модулей IGBT4

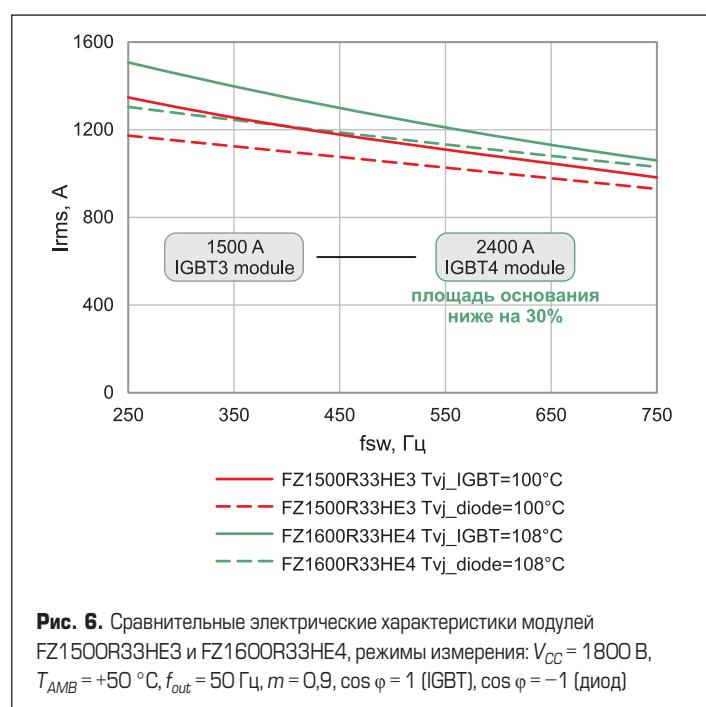
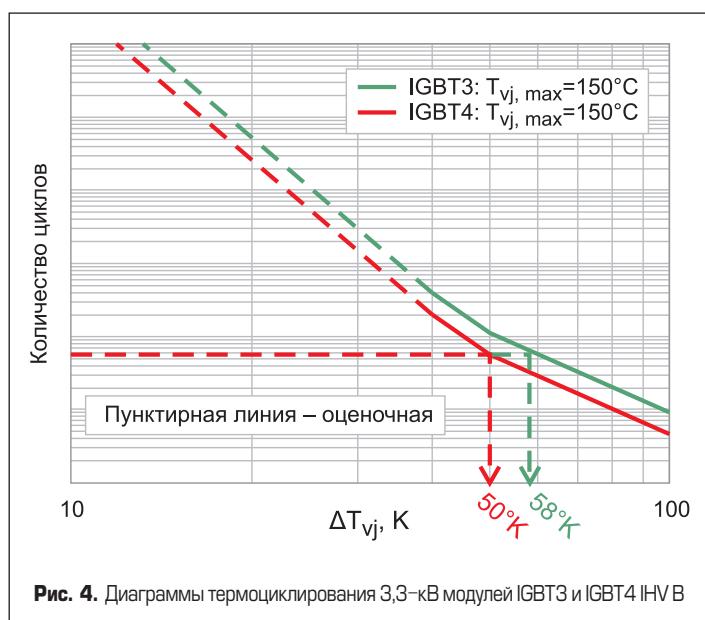
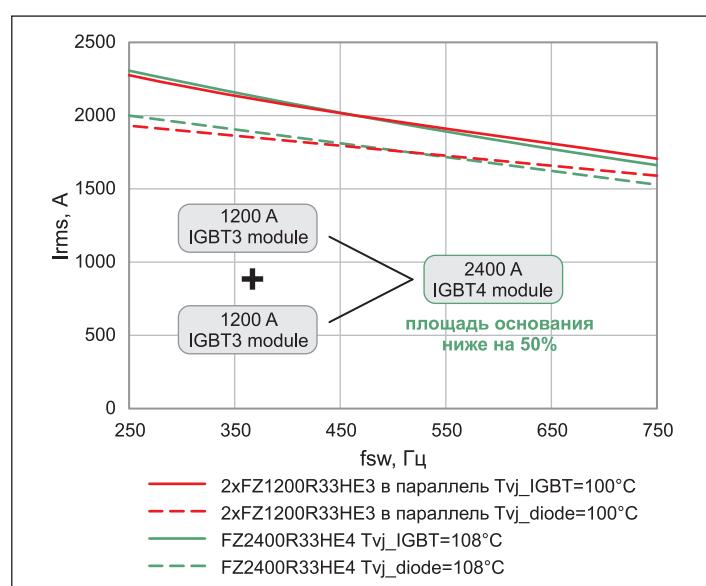
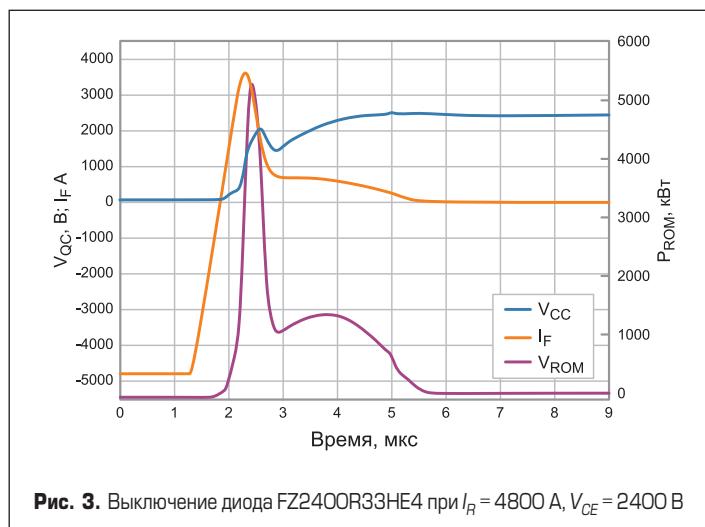
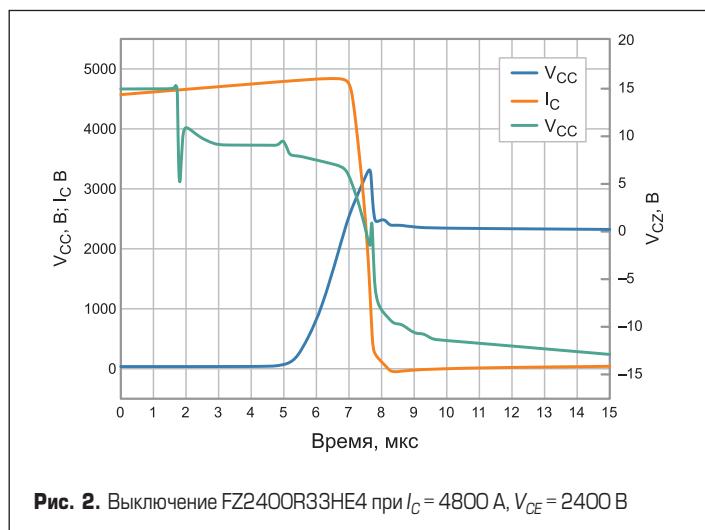
выключения диода с высоким di/dt при $V_{CE} = 2400$ В и $I_C = 4800$ А. Явно виден пик мощности обратного восстановления, достигающий $P_{ROM} = 5,4$ МВт и находящийся в пределах границ SOA.

К модулям IGBT, применяемым в тяговых приводах, предъявляются самые жесткие требования в силовой преобразовательной технике. Постоянные ускорения и замедления подвижного состава создают экстремальные токовые нагрузки на модуль. Кроме того, большое количество пусков и остановок приводит к ускоренному старению связей в IGBT-модулях, которые должны надежно функционировать

в течение типового срока службы 30 лет [4]. Удвоение стойкости к термоциклированию за счет использования новейших технологий IGBT4 и EC4 является важной особенностью данных ключей в части тяговых применений. Это позволяет увеличить градиент температурного цикла и, как следствие, повысить пиковую температуру чипов IGBT4 в приложениях, чьи возможности ограничены стойкостью к циклированию мощности.

На рис. 4 показано два графика зависимости количества термоциклов от градиента температуры кристаллов ΔT_{vj} для модулей IGBT3 и IGBT4 IHV B с рабочим напряжением 3,3 кВ. В данном случае величина ΔT_{vj} определена как 50 К для модуля IGBT3 и 58 К для IGBT4. Если предположить, что температура кристаллов падает до температуры окружающей среды $T_{AMB} = +50$ °С на каждом цикле нагрузки, ее пиковая величина для модуля IGBT3 будет ограничена на уровне +100 °С, а для IGBT4 — +108 °С. Разница в 8 °С указывает на то, что стойкость к термоциклированию модулей IGBT4 в два раза выше, чем у IGBT3.

Исходя из описанных условий применения, с помощью ПО IPOSIM выполнено моделирование электрических режимов двухуровневой



топологии инвертора с высокоэффективными радиаторами жидкостного охлаждения ($R_{thHA} = 5 \text{ К/кВт}$ для IHV В 190×140 мм и $R_{thHA} = 7 \text{ К/кВт}$ для IHV В 130×140 мм).

На рис. 5 представлено сравнение нагрузочных характеристик двух параллельных модулей 1200 A IGBT3 FZ1200R33HE3 и модуля 2400 A IGBT4 FZ2400R33HE4. Из рисунка видно, что нагрузочная способность (I_{out_RMS}) одного IGBT4 2400 A такая же, как у двух IGBT3 1200 A, включенных параллельно.

Второй пример (рис. 6) демонстрирует возможность замены модуля IGBT3 1500 A FZ1500R33HE3 (размер 190×140 мм) на FZ1600R33HE4 IGBT4 с номинальным током 1600 A в корпусе меньшего размера 130×140 мм. Среднеквадратичная величина

выходного тока IGBT4 на 4–10% выше, чем у IGBT3 1500 A, который имеет больший корпус. Это позволяет сократить площадь теплопровода на 30%.

модуль IGBT4 2400A вместо параллельного соединения двух IGBT3 с номинальным током 1200 A.

Выводы

Новейшие высоковольтные 3,3-кВ модули IHV B, созданные с применением технологий IGBT4 и EC4, демонстрируют отличные характеристики в приложениях, требующих высокой стойкости к термоциклированию. Силовой ключ IGBT4 1600 A может заменить элемент предыдущего поколения IGBT3 1500 A и тем самым уменьшить размер радиатора и всего преобразователя. Для увеличения мощности можно применить

Литература

- Jadhav V., Mansuetto S., Buerger M., Schwarzer U., Car D., Felsl H., Soellradl T., Kurzmann T. Latest IGBT4 chip technology enables the first 2000 A 3300 V module in IHV package. PCIM Europe digital days 2020
- Datasheet FZ2400R33HE4. www.infineon.com
- Datasheet FZ1500R33HE3. www.infineon.com
- Infineon Technologies AG, AN2019-5 PC and TC diagrams. Application Note 2019.

LSP-160 — серия источников питания с увеличенной мощностью до 200 Вт от MEAN WELL



Компания MEAN WELL представляет обновленную серию LSP-160 источников питания.

LSP-160 — это тонкий источник питания с одним выходом, низкопрофильным 20-мм дизайном и пассивной системой охлаждения. MEAN WELL улучшила показатель мощности источников питания до 200 Вт при условии подачи не менее 230 В переменного тока на входе, чтобы сделать серию LSP-160 применимой для наибольшего спектра различных промышленных применений, включая решения систем электропитания для светодиодных дисплеев. Используя полный диапазон входного напряжения 100–264 В переменного тока, вся серия обеспечивает линию выходного напряжения 3,3; 4,2; 5; 12; 24; 36 и 48 В. В дополнение к высокому КПД до 93,5%, вся серия работает при температуре $-30\ldots+70^\circ\text{C}$ при конвекции воздуха

без вентилятора. Устройства линейки LSP-160 обладают полными функциями защиты и антивibrationными возможностями 5G.

Серия источников питания LSP-160 обеспечивает следующие ключевые преимущества:

- Универсальный вход с диапазоном 100–264 В переменного тока и 141–370 В постоянного тока со встроенным ККМ.
- Конструкция имеет свободное воздушное конвекционное охлаждение без вентилятора.
- Широкий эксплуатационный температурный диапазон: $-30\ldots+70^\circ\text{C}$.
- Защита: от сбоев при коротком замыкании; по перегрузке 105–145%; по постоянному току; при перегреве.
- Сертификаты безопасности: TUV BS EN/EN62368, UL62368 и GB4943.
- Размер (Ш×В×Г): 194×55×20 мм.
- Гарантия: три года.

Применение LSP-160: для различного промышленного оборудования и светодиодных дисплеев, у которых ограничено внутреннее пространство для установки источников питания.

www.eltech.spb.ru

Линейные стабилизаторы напряжения с малым падением напряжения для работы в широком температурном диапазоне от ECRI Microelectronics



Для замены линейных стабилизаторов напряжения с малым падением напряжения LDO (LowDropOut) компании M.S. Kennedy Corporation (США) компания ECRI Microelectronics, входящая в Китайскую корпорацию электронных технологий (China Electronics Technology Group Corporation — CETC), предлагает обширный набор LDO-стабилизаторов серии HSK, предназначенных для работы в широком диапазоне температур $-55\ldots+125^\circ\text{C}$ и хранения в диапазоне $-65\ldots+150^\circ\text{C}$. Модули соответствуют ТУ, устанавливающим строгие требования к техническим характеристикам и качеству микросхем, изготовленных по гибридно-пленочной

технологии, и других подобных устройств для применения в специальной аппаратуре.

Микросхемы LDO-стабилизаторов напряжения выполнены в различных типах корпусов, предлагаются модели с фиксированными выходными напряжениями и регулируемыми в широком диапазоне напряжениями. Точность установки выходного напряжения 1% (макс.).

Все модели оснащены функциями защиты от перегрева, обратного подключения входного напряжения и поддерживают режим холостого хода; вход дистанционного управления включением/выключением совместим с уровнями сигналов ТТЛ/КМОП.

Предлагаются модели с входными напряжениями $-20\ldots+60$ В, $+3\ldots+6$ В, выходными напряжениями 1,5–15 В (диапазон регулировки); 1,8; 2,5; 3,3; 5 и 12 В.

Основной сектор применения LDO-стабилизаторов напряжения серии HSK — портативные устройства с батарейным питанием, а также источники питания для процессоров и ПЛИС, в которых требуются разные напряжения питания.

www.prochip.ru

Четвертое поколение SiC MOSFET

в корректоре коэффициента мощности высокопроизводительного SMPS

В статье представлен компактный оценочный набор для демонстрации возможностей использования SiC MOSFET ROHM четвертого поколения в современном мостовом корректоре коэффициента мощности (ККМ или РFC). В дополнение к анализу ключевых показателей, таких как эффективность, описаны некоторые проблемы проектирования данной топологии и решения, позволяющие создать ККМ с универсальным входом.

**Абделмунейм Чаркауй
(Abdelmouneim Charkaoui)**

**Кристиан Фелгемахер
(Christian Felgemacher)**

**Филип Филсекер
(Felipe Filsecker)**

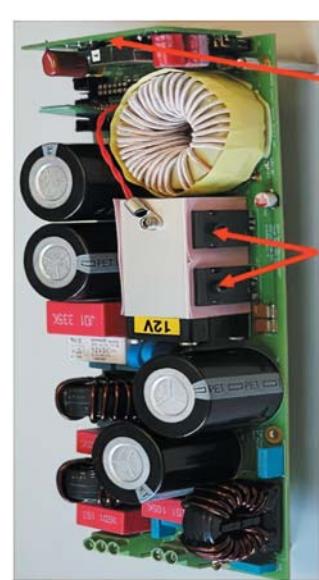
**Джохен Хёскенс
(Jochen Huskens)**

**Перевод:
Иван Сергеев**

Мостовая схема ККМ (также называемая Totem Pole PFC, или TP-PFC) неоднократно обсуждалась в прошлом, в частности в [1]. С появлением широкозонных полупроводников (WBG), имеющих высокоеффективные тельные диоды, такая топология стала особенно привлекательной. Ее ключевое преимущество перед традиционным повышающим ККМ состоит в отсутствии низкочастотных диодов и соответствующих потерь мощности, связанных с прямым падением напряжения на выпрямителе, работающем на частоте 50 Гц. Это позволяет достичь КПД выше 98% и при использовании вторичного каскада с аналогичной эффективностью обеспечить целевые показатели энергосбережения в соответствии с директивой «80+ Titanium».

На рис. 1 представлено изображение оценочного комплекта (EVK), в котором реализована схема TP-PFC с номинальным входным током 16 А, выделены основные узлы устройства, а также приведены некоторые технические характеристики изделия. Кроме SiC MOSFET четвертого поколения, в корректоре коэффициента мощности использованы транзисторы Si SJ MOSFET, а также драйверы затвора BM61S41/BM61M41 и другие компоненты ROHM, в том числе шунтирующий резистор и контроллер обратноходового стабилизатора во вспомогательном источнике питания. Принципиальная схема устройства представлена на рис. 2.

Характеристики разработанного EVK, в частности измеренное значение КПД и коэффициент мощно-



Обратноходовой
вспомогательный
источник питания

750 В
SiC MOSFET
четвертого
поколения

Параметр	Значение
Входное напряжение (частота)	85–265 В (AC) (50±3) Гц или (60±3) Гц
Выходное напряжение	400 В (±5% пульсации напряжения)
Выходная мощность	3,6 кВт @ 230 В (AC)
Частота коммутации	100 кГц
КПД @ 50% нагрузка, VAC = 230 В	≥98,5%
Охлаждение	Воздушное принудительное
Топология	Н-мост
HF-ключ (Q2, Q4)	SiC MOSFET 4 поколения SCT4045DR (TO-247)
LF-ключ (Q1, Q3)	Si SJ MOSFET R6076ENZ4
Обратноходовой импульсный стабилизатор	BM2P101FK-LBZ
Габариты	233×89×40/45 мм

a

б

Рис. 1. Внешний вид и основные параметры преобразователя TP-PFC EVK: а) плата TP-PFC EVK; б) основные параметры

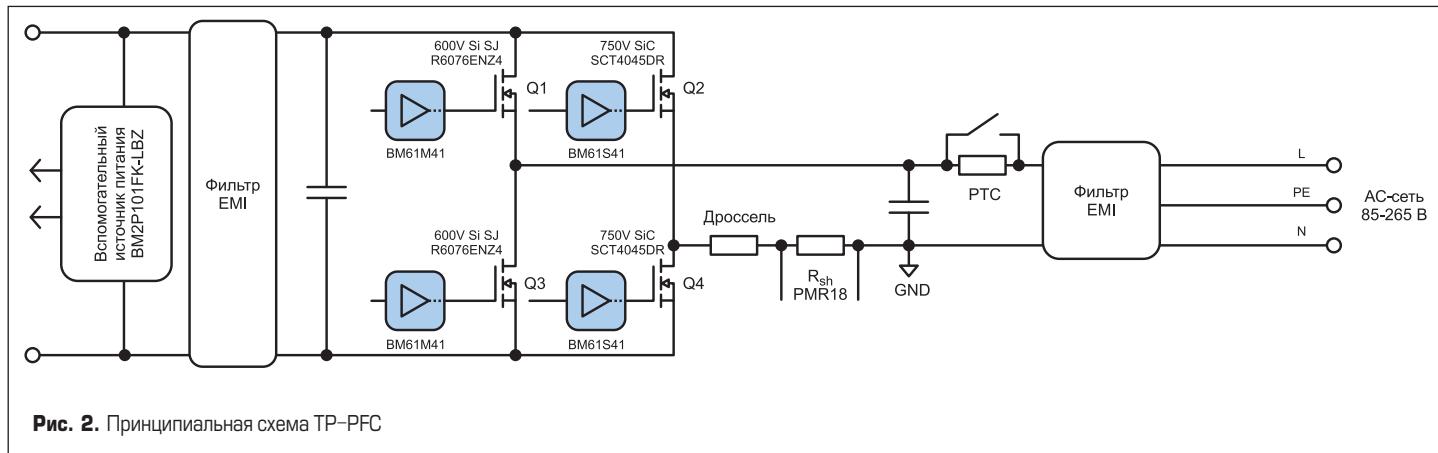


Рис. 2. Принципиальная схема TP-PFC

сти при входном AC-напряжении 230 и 115 В, показаны на рис. 3. На рис. 4 отображена зависимость сопротивления канала от напряжения управления V_{GS} у третьего и четвертого поколения SiC MOSFET.

При измерении эффективности учитывалась вся мощность, потребляемая вспомога-

тельными источниками питания драйверов, низковольтной электроникой и вентилятором охлаждения. Как видно на рисунке, устройство выполняет заданные требования по коэффициенту мощности: более 0,95 при 20%-ной нагрузке. Если схема ККМ объединена с DC/DC-каскадом, обладаю-

щим достаточно высокой эффективностью, то устройство соответствует директиве «80+ Titanium».

В следующих разделах статьи обсуждается процесс разработки и способы решения некоторых сложных вопросов, связанных с данной топологией:

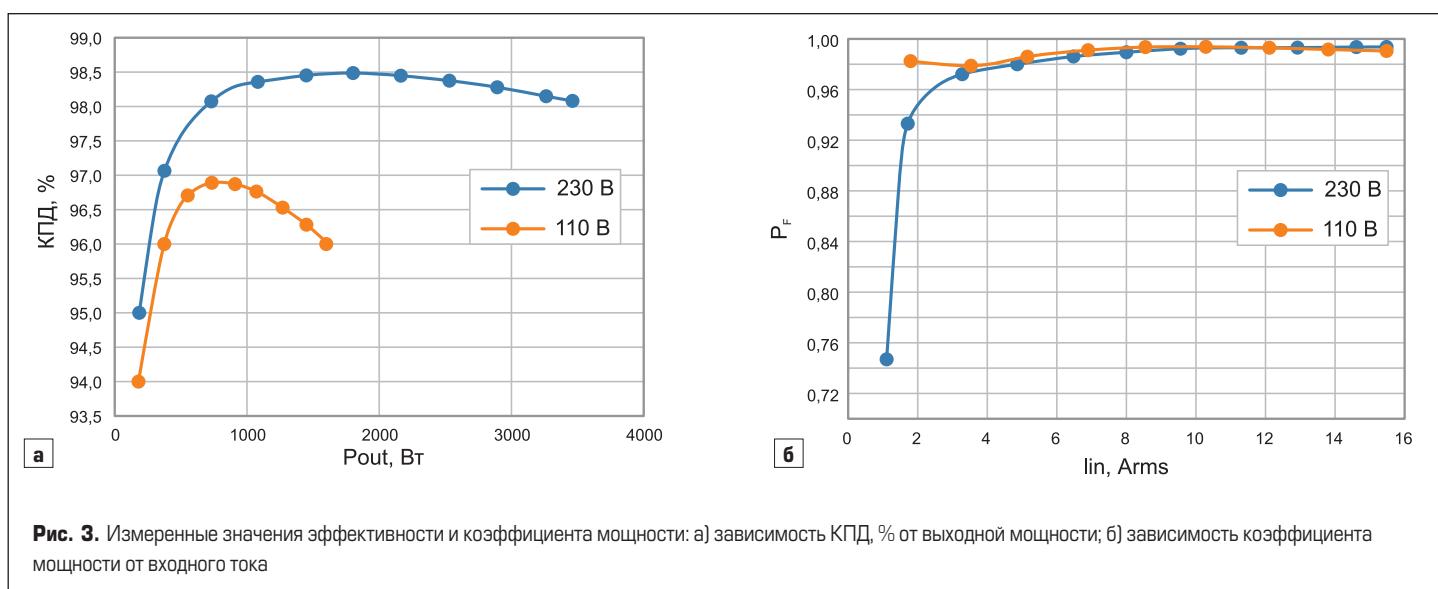


Рис. 3. Измеренные значения эффективности и коэффициента мощности: а) зависимость КПД, % от выходной мощности; б) зависимость коэффициента мощности от входного тока

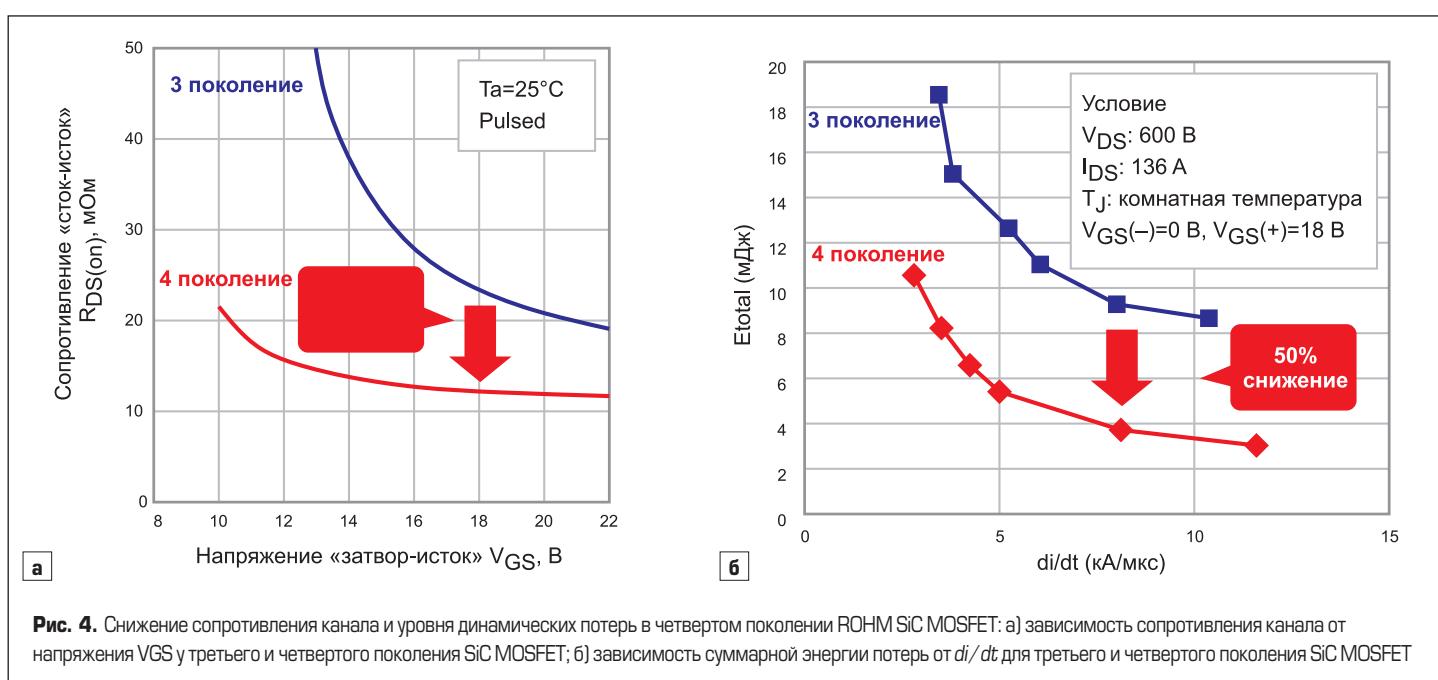
Рис. 4. Снижение сопротивления канала и уровня динамических потерь в четвертом поколении ROHM SiC MOSFET: а) зависимость сопротивления канала от напряжения V_{GS} у третьего и четвертого поколения SiC MOSFET; б) зависимость суммарной энергии потерь от di/dt для третьего и четвертого поколения SiC MOSFET

Таблица. Транзисторы четвертого поколения SiC MOSFET ROHM

Номер партии	R _{DS(on)} typ [*] , мОм	I _D , А	Корпус
MOSFET с рабочим напряжением 750 В			
SCT4045DE(*)	45	34	
SCT4026DE(*)	26	56	
SCT4013DE	13	105	
SCT4045DR(*)	45	34	
SCT4026DR(*)	26	56	
SCT4013DR	13	105	
SCT4045DW7(*)	45	31	
SCT4026DW7(*)	26	51	
SCT4013DW7	13	98	
MOSFET с рабочим напряжением 1200 В			
SCT4062KE(*)	62	26	
SCT4036KE(*)	36	43	
SCT4018KE	18	81	
SCT4062KR(*)	62	26	
SCT4036KR(*)	36	43	
SCT4018KR	18	81	
SCT4062KW7(*)	62	24	
SCT4036KW7(*)	36	40	
SCT4018KW7	18	75	

- Определение корректных настроек времени блокировки и «мертвого» времени.
- Безопасный автоматический запуск при универсальном входном напряжении сети.
- Плавный пуск при пересечении нулевого значения AC-тока для минимизации токовых выбросов.

Транзисторы SiC MOSFET ROHM Gen. 4 имеют очевидные преимущества, в частности обеспечивают существенное снижение удельного сопротивления на единицу площади чипа (на 40%) по сравнению с SiC MOSFET третьего поколения. Это улучшение достигается без ущерба для устойчивости к короткому замыканию, что делает новые

приборы чрезвычайно производительными и надежными.

Кроме того, потери переключения SiC MOSFET Gen. 4 на 50% меньше, чем в третьем поколении, благодаря резкому снижению паразитной емкости затвор-сток C_{GD} , что повышает эффективность преобразования.

В отличие от типового напряжения включения затвора $V_{GS} = 18$ В, используемого в третьем и предыдущих поколениях SiC MOSFET, новые приборы поддерживают более широкий диапазон сигналов управления (15–18 В). Кроме того, благодаря уменьшению паразитной емкости C_{GD} и, соответственно, соотношения C_{GS} и C_{GD} транзисторы SiC MOSFET четвертого поколения безопасно блокируются при нулевом напряжении на затворе без риска паразитного включения из-за высокого значения dV_{DS}/dt . Это позволяет упростить и уменьшить драйвер затвора, поскольку отпадает необходимость в отрицательном смещении для выключения прибора.

В таблице представлена линейка SiC MOSFET четвертого поколения ROHM с рабочим напряжением 750 и 1200 В. Транзисторы выпускаются в корпусах для монтажа в сквозные отверстия (THD) TO-247 N и TO-247-4L, а также в исполнении SMD TO-63-7L. Квалификация в соответствии с автомобильными стандартами запланирована для всех устройств, отмеченных звездочкой (*).

Установка времени блокировки и «мертвого» времени

При формировании ШИМ-сигналов необходимо учитывать ошибки, связанные с детектированием момента перехода через нулевой ток, а также паразитные элементы MOSFET. В рассматриваемом комплекте TP-PFC EVK задано время блокировки 50 мкс. В течение этого периода все четыре ключа запираются незадолго до перехода тока через 0 как при изменении полярности с положительной на отрицательную, так и наоборот, чтобы предотвратить сквозной пробой. При этом работа контура управления замораживается, чтобы накопление сигнала в интеграторе не привело к нежелательному всплеску тока при подаче большого ШИМ-импульса на следующем цикле включения. Короткое время блокировки

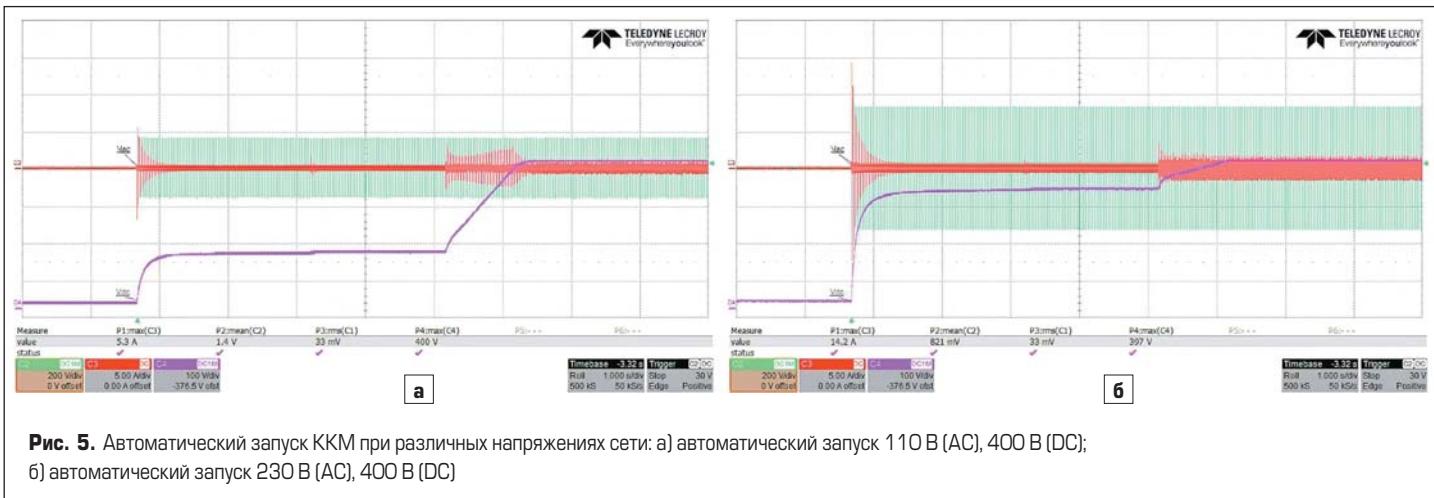
обеспечивает лучшую управляемость формой токового сигнала, меньший уровень гармонических искажений (THD) и более высокую эффективность.

Минимальное время блокировки ограничено частотой дискретизации контроллера и частотой сети. В дополнение к отключению транзисторов при пересечении нулевого тока, необходимо установить соответствующее значение «мертвого» времени T_{dt} между импульсами управления SiC MOSFET в полумостовом каскаде. Согласно спецификации драйвера BM61S41, максимальная задержка распространения составляет 65 нс. Добавление еще 10 нс для компенсации ошибки распространения сигнала ШИМ дает минимальную величину $T_{dt} = 75$ нс. Чтобы учесть задержку выключения и включения SiC MOSFET и иметь некоторый запас надежности, общее значение «мертвого» времени для рассматриваемого изделия установлено равным 150 нс. Отметим, что этот параметр следует оценивать отдельно для каждой схемы и учитывать, что величина T_{dt} влияет на выбор сопротивлений включения и выключения затвора.

Автоматический запуск с универсальным сетевым входом

Комплект TP-PFC EVK оснащен термистором РТС для предварительного заряда конденсаторов, установленным в DC-цепи параллельно с байпасным реле. При запуске системы (реле выключено) емкость заряжается через РТС-термистор до достижения безопасного порога напряжения V_{DC} после чего реле замыкается и выдается команда на включение преобразователя. Это предотвращает повреждение элементов цепи из-за высоких пусковых токов. Процесс автоматического запуска ККМ при различных напряжениях сети представлен на рис. 5.

Устройство было протестировано во всем универсальном диапазоне входных сигналов (85–265 В AC) и доказало свою работоспособность при автоматическом запуске вплоть до предельного значения 265 В. Благодаря реализованному интегратору второго порядка с частотным дискриминатором (SOGI-FLL) изделие также способно отслеживать и детектировать вариации частоты сети (50 ± 3) или (60 ± 3) Гц.



Минимизация бросков тока при коммутации в нулевой точке АС-цепи АС-цепи

Для корректной работы топологии TP-PFC большое значение имеет последовательность переключения MOSFET. Непонимание и несоблюдение требований к управлению такой схемой может привести к сбоям в работе, неожиданному повышению уровня EMI или даже выходу из строя силовых транзисторов. Одной из самых распространенных проблем является возникновение бросков тока при пересечении нуля [2, 3]. В основном это вызвано наличием выходного паразитного конденсатора C_{OSS} и связанным с ним зарядом обратного восстановления Q_{rr} , MOSFET-ключей, коммутируемых на сетевой частоте и изменяющих состояние только при пересечении нулевой точки. Подробный анализ этой проблемы в топологии TP-PFC представлен в [2].

В схеме ROHM TP-PFC EVK режим плавного пуска реализуется после каждого пересечения нуля переменного тока. Это предусматривает увеличение рабочих циклов высокочастотных SiC MOSFET (Q2, Q4) и точное управление включением низкочастотных Si SJ MOSFET. Реализация режима плавного пуска позволила значительно уменьшить уровень пиковых токов, соответствующая диаграмма переключения силовых транзисторов показана на рис. 6.

Ключи Q2 и Q4, входящие в состав полумостового каскада, коммутируются в противофазе. Во время отрицательного полупериода MOSFET Q2 является активным, управляемым в соответствии с рассчитанным рабочим циклом «D». В течение этого времени Q4 работает в режиме синхронного выпрямления с рабочим циклом «1 – D». Отметим, что MOSFET Q1 коммутируется только на частоте сети и остается включенным в течение всего отрицательного полупериода, чтобы обеспечить низкоимпедансную обратную цепь относительно сети.

Процесс происходит в обратном направлении во время положительного полупериода, когда транзисторы верхнего и ниж-

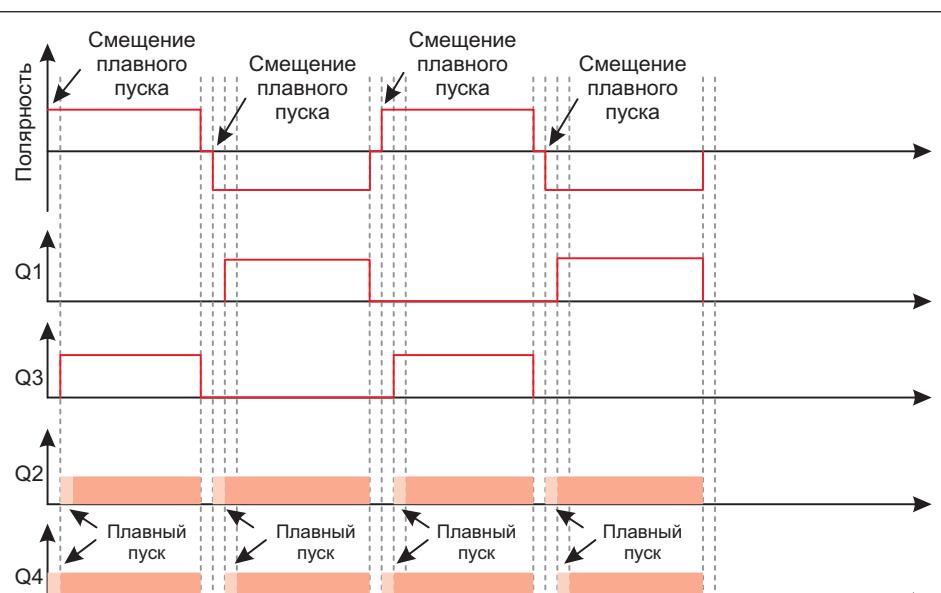


Рис. 6. Плавное включение MOSFET в TP-PFC

него плеча каждого полумоста меняются местами.

Когда входное напряжение меняет полярность с отрицательной на положительную, то сразу после пересечения нуля АС-тока включается режим плавного пуска MOSFET Q4. Плавный пуск осуществляется путем увеличения длительности импульса таким образом, что время включения этого транзистора постепеннорастет с 0 до 100% от расчетного «D-цикла». В течение этого периода происходит полное обратное восстановление MOSFET Q1, а напряжение V_{DS} Q3 снижается до 0. Это позволяет подавить положительный скачок тока, вызванный медленным восстановлением Q1 и высоким напряжением на стоке MOSFET Q3.

С учетом того что АС-сигнал имеет низкую величину сразу после пересечения нуля и поскольку индуктор уже заряжен до напряжения DC-шины, большой отрицательный обратный ток будет протекать через дроссель обратно в сеть. Это приводит к броску тока при включении синхронного MOSFET Q2 даже

при рабочем цикле «1 – D». Следовательно, как только Q4 отработает полный цикл «D», необходимо использовать режим плавного пуска также для синхронного ключа Q2, чтобы уменьшить всплеск тока почти до нуля. Одновременно с плавным включением Q2 нужно открыть транзистор Q3 и обеспечить путь току обратно в сеть. Большой скачок отрицательного тока при пересечении нуля также может происходить, если MOSFET Q3 будет включен слишком поздно после завершения плавного пуска Q2, этот процесс подробно описан в [2].

Экспериментальные результаты

На рис. 7 показана форма входного тока в точке пересечения нуля при использовании режима плавного пуска и без него.

Обратите внимание, что, поскольку период «1 – D» очень мал при первом включении транзистора Q2, он будет стремиться к нулю при умножении его длительности на расчетные коэффициенты плавного

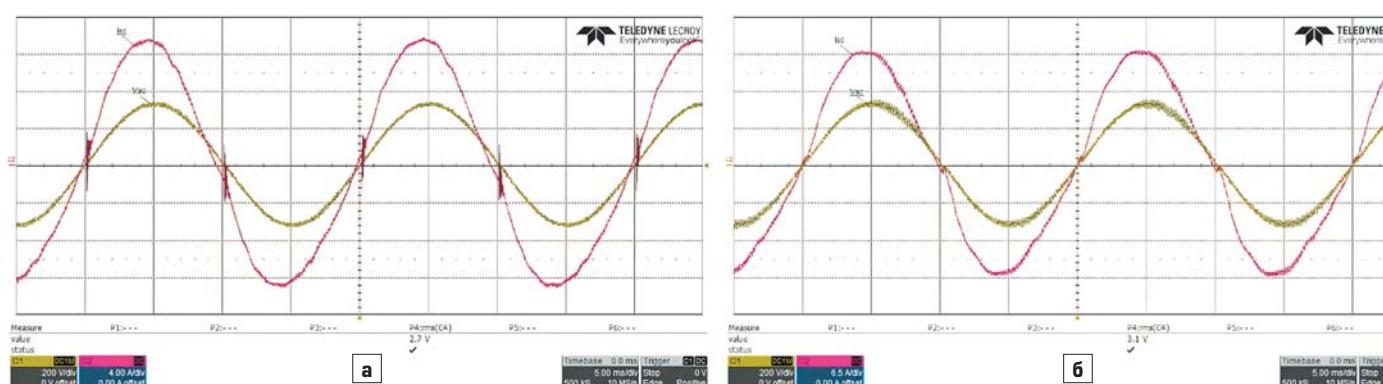


Рис. 7. Скачки входного тока при пересечении АС нуля с использованием плавного пуска и без него (красный: I_{AC} , зеленый: V_{AC}):
а) традиционный метод управления без плавного пуска; б) управление с плавным пуском

пуска. В зависимости от используемого драйвера затвора Q2 может оставаться заблокированным в течение нескольких циклов ШИМ, пока значение «1 – D» не станет больше, чем минимальное время включения драйвера, определяемое контроллером ШИМ. Это приводит к появлению остаточного, очень небольшого (положительного и отрицательного) скачка тока при каждом пересечении нуля.

Способ управления MOSFET-ключами, описанный в предыдущем разделе, реализован и протестирован в прототипе TP-PFC EVK мощностью 3,6 кВт. Судя по результатам испытаний, при использовании традиционного метода контроля в системе наблюдаются как отрицательные, так и положительные броски тока. Применение режима плавного пуска в отношении активных и синхронных MOSFET, а также включение низкочастотных MOSFET-транзисторов в нужный момент времени позволяет улучшить форму токового

сигнала и заметно снизить уровень гармонических искажений (THD).

Выводы

Описанный в статье прототип корректора коэффициента мощности TP-PFC EVK показал высокую производительность по основным параметрам, относящимся к устройствам данного класса, включая функции управления и эффективность. Измеренное значение КПД достигает 98,5% с учетом энергопотребления вспомогательных источников питания и охлаждающего вентилятора. Эти показатели достигнуты за счет применения транзисторов SiC MOSFET четвертого поколения, отличающихся низким сопротивлением канала и малыми потерями переключения. Полученные результаты демонстрируют высокую пригодность новых полупроводниковых приборов для применения в таких устройствах, как источники питания серверов и центров обработки данных,

аппаратура телекоммуникации, промышленные импульсные источники питания (SMPS), системы хранения энергии (включая блоки ОВС в электромобилях), где нужна большая плотность мощности и эффективность, простая схема управления затвором и высокая стойкость к короткому замыканию.

Литература

1. Felgemacher C., Mashaly A. SiC Based Totem Pole PFC for Industrial Power Supplies // Bodo's Power Systems. 2020. February.
2. Sun B. How to reduce current spikes at AC zero-crossing for totem-pole PFC. www.ti.com/lit/an/slyt650
3. L. Xue, Z. Shen, D. Boroyevich and P. Mattavelli, "GaN-based high frequency totem-pole bridgeless PFC design with digital implementation," 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015, pp. 759-766, doi: 10.1109/APEC.2015.7104435.

Преобразователи для ж/д применения от Mornsun

В рамках семейства UWTH1D компания Mornsun анонсировала DC/DC-преобразователи мощностью 6–30 Вт для применения на железной дороге, тем самым расширяв диапазон доступных в линейке UWTH1D мощностей 6–100 Вт.

Преобразователи UWTH1D имеют очень широкий входной диапазон 12:1 (14–160 В) постоянного тока. Напряжение изоляции между входом и выходом составляет 3000 В.

Для обеспечения безопасности и высокой надежности системы данные преобразователи имеют широкий набор защит: от обратной полярности на входе, от пониженного входного напряже-

ния и выходного перенапряжения, от перегрузки по току, а также от короткого замыкания и от перегрева.

Модели UWTH1D имеют стандартизированное для применения на ж/д исполнение и несколько вариантов отвода тепла: без радиатора, со встроенным радиатором и рассчитанные на внешний радиатор. Диапазон рабочих температур преобразователей UWTH1D составляет $-40\dots+105^{\circ}\text{C}$.

Преобразователи UWTH1D сертифицированы на соответствие стандартам CSA62368, EN62368, BS EN62368, IEC62368-1, EN50155 и EN45545.



www.macrogroup.ru

Новые серии DC/DC-преобразователей от компании AIPULNION



Компания AIPULNION представила две новые серии DC/DC-преобразователей ZCD150-48S12, выполненных в металлическом корпусе.

Технические характеристики:

- сверхширокий диапазон входного напряжения (4:1) 18–75 В DC;
- выходное напряжение: 12 В DC;
- мощность: 150 Вт;
- изоляция: 1500 В DC;
- рабочая температура: $-40\dots+105^{\circ}\text{C}$;

- защита от короткого замыкания, пониженного входного напряжения, перегрузки по току, перенапряжения, перегрева;
- дистанционное управление;
- регулировка выходного напряжения: $-20\dots+10\%$;
- радиатор охлаждения (оциально);
- позитивная, негативная логика;
- габаритные размеры: 60,4×39×12,7 мм (1/4 Brick).

Также были представлены DC/DC-преобразователи ZBD350-48S12, реализованные в металлическом корпусе.

Технические характеристики:

- диапазон входного напряжения (2:1) 36–75 В DC;
- выходное напряжение: 12 В DC;
- мощность: 350 Вт;
- изоляция: 1500 В DC;
- рабочая температура: $-40\dots+105^{\circ}\text{C}$;
- КПД: до 90%;



- защита от КЗ, пониженного входного напряжения, перегрузки по току, перенапряжения, перегрева;
- дистанционное управление;
- регулировка выходного напряжения: $\pm 10\%$;
- радиатор охлаждения (оциально);
- позитивная, негативная логика;
- габаритные размеры: 61×57,9×15 мм (1/2 Brick).

www.ptelectronics.ru

О частичной компенсации паразитных трансформаторных связей паразитными индуктивностями при параллельном включении IGBT-транзисторов

В статье рассмотрены особенности паразитных индуктивностей и паразитных магнитных связей, возникающих в силовых цепях коллекторов и эмиттеров параллельно включенных IGBT-транзисторов с воздушным охлаждением радиаторов. Предложен метод моделирования таких связей с их частичной компенсацией на меньших токах при измерении с помощью катушек Роговского. Показана возможность распространения условий оптимизации на большие токи.

Александр Портной

portnoy_alexander@mail.ru

Олег Мельниченко

Вячеслав Знаенок

Вячеслав Лобанов

Илья Осипчук

Введение

Проблема соединения ключевых элементов для повышения мощности существовала всегда. Так, в случае малых и средних мощностей из-за отрицательного температурного коэффициента сопротивления в открытом состоянии для диодов, тиристоров и биполярных транзисторов принято либо использовать выравнивающие ток резисторы, например [1], либо предварительно подбирать диоды, тиристоры или транзисторы по падению напряжения в открытом состоянии. Из-за положительного температурного коэффициента сопротивления в случае полевых или IGBT-транзисторов можно обойтись и без резисторов [1].

Также в тиристорных преобразователях принято выравнивать токи в получившемся плече с помощью либо индуктивных делителей, например [2], либо включения индуктивностей, к примеру [3].

Tem не менее при управлении IGBT-преобразователем как по включению, так и по отключению дополнительная индуктивность в плечах транзисторов крайне нежелательна, поскольку обуславливает дополнительные перенапряжения при выключении.

В работе [4] рассматривается согласование IGBT-транзисторов по напряжению при требованиях к минимальным расстояниям и паразитным индуктивностям по силовым цепям.

В публикации [5] описана проблема параллельного соединения шести IGBT-модулей по 450 А, расположенных на едином охладителе, с характерным расстоянием между модулями порядка 60 мм. Сделан вывод, что наиболее удобным способом балансировки токов является активный контроль за-

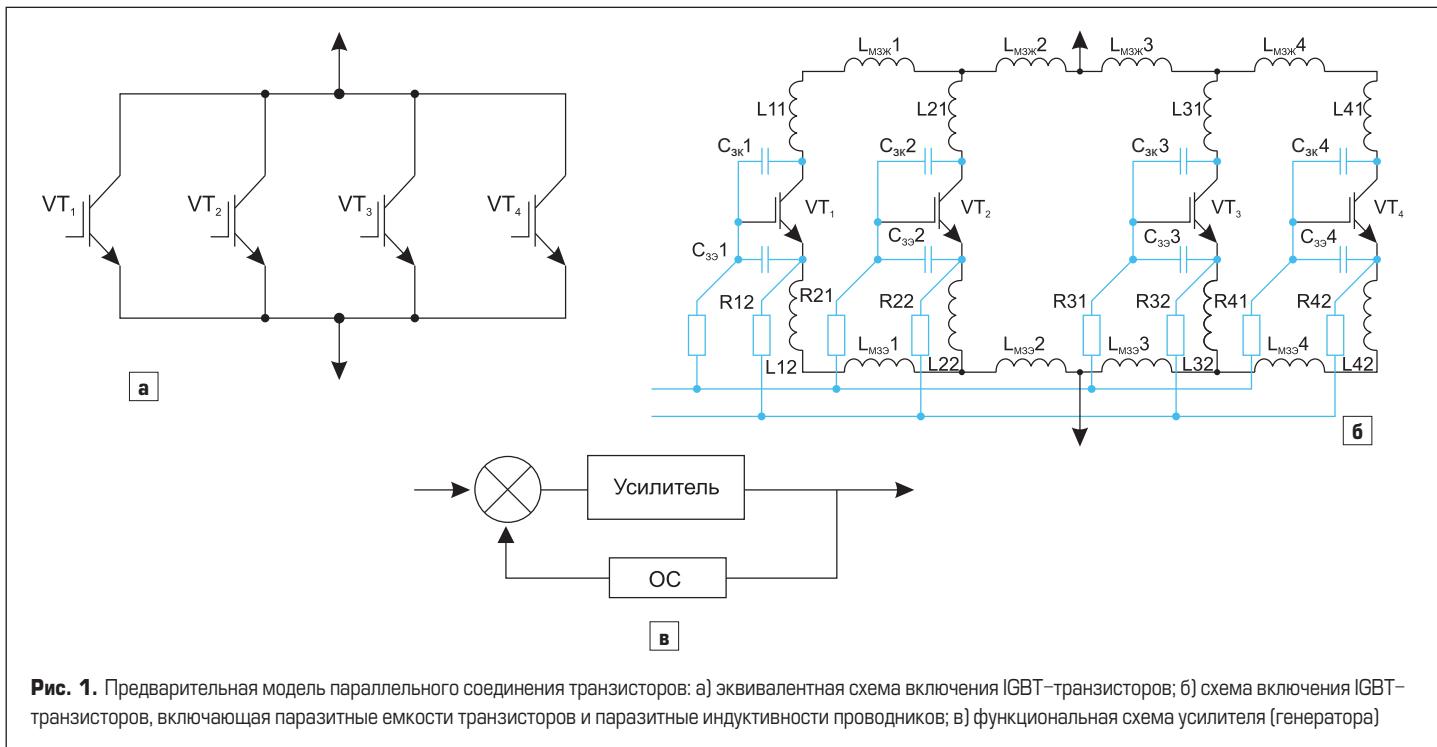
держки фронтов управляющих импульсов, а главной проблемой может быть небаланс тепловых потерь используемых модулей. При этом выводы статьи не могут автоматически распространяться на более мощные модули, если необходимо воздушное охлаждение.

Аналогичный подход применяется и в статьях [6, 7].

При рассмотрении параллельного включения IGBT-транзисторов (рис. 1а) особых проблем не усматривается. Однако следует отметить, что в реальности при учете даже только индуктивностей рассеяния и паразитных емкостей схема получается гораздо более сложной (рис. 1б). Особенностью перехода модели от рис. 1а к рис. 1б является резкий рост порядка системы, до величины как минимум $2 \times N$, где N — количество транзисторов. Проблема учета индуктивностей рассеяния усиливается в преобразователях с воздушным охлаждением при необходимости геометрического разнесения радиаторов транзисторов в пространстве.

Следует отметить, что при индуктивности 0,2 мГн, характерной для суммы индуктивностей L_{12} и $L_{m\omega 1}$ при воздушном охлаждении и скорости нарастания или спада тока 500 А/мкс, которая может быть характерна для транзистора VT1 и рассматриваемой нагрузки параллельного плеча, напряжение 100 В, возникающее на такой индуктивности при отсутствии компенсации разности фаз, будет более чем достаточно, чтобы искажить сигнал на затворах других транзисторов, вызвав возможную генерацию.

На рис. 1в приведена типовая схема усилителя либо генератора, например [8], при этом усилитель становится генератором при сдвиге фаз обратной связью на 180°.



В рассматриваемом варианте обратная связь в плече возникает на индуктивностях эмиттера, и в общем случае при таком порядке системы нет оснований предполагать, что ее фаза не достигнет 180° при коэффициенте усиления более 1, что означает генерацию при включении или отключении плеча, с практическим мгновенным выходом плеча из строя. Ситуация будет усложняться тем, что относительно низкочастотные измерения (например, с частотой дискретизации 20 кГц) не позволят даже увидеть проблему, поскольку генерация, вероятно, будет происходить на частотах порядка от единиц до десятков мегагерц, и все выглядит как мгновенный выход плеча из строя по непонятным причинам. Дополнительный вклад в неопределенность причин выхода плеча из строя вносят и параметры нагрузки плеча, в том числе паразитные параметры, в частности распределенная индуктивность и распределенная емкость цепей подключения нагрузки.

Таким образом, в случае разработки и конструирования плеча на IGBT-транзисторах требуется метод, который исключал бы условия генерации и минимизировал фазовые сдвиги между параллельно включенными транзисторами на всех частотах. В качестве измеряемых параметров здесь может использоваться измерение токов плеч при переходных характеристиках, то есть при отключении или включении плеча, а критерием отсутствия недопустимого сдвига фаз — равенство токов плеч, поскольку оно (при отсутствии задержек) эквивалентно равенству спектров токов — амплитудных и фазовых.

Уточнение задачи

Обратимся к «идеальной» схеме включения четырех IGBT-транзисторов в параллельном плече (рис. 2a). Эквивалентной схемой при включении в рассмотрение паразитных индуктивностей является схема, приведен-

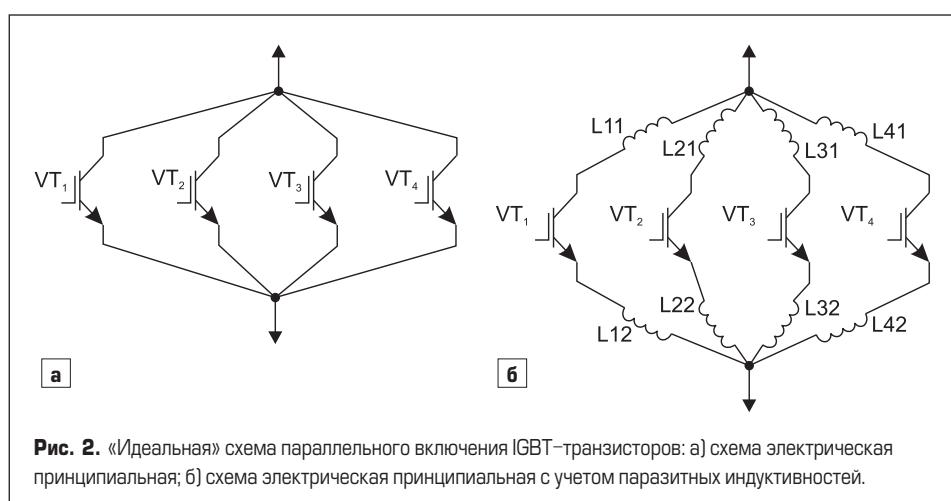
ная на рис. 2б и включающая индуктивности в коллекторе и эмиттере, причем при равенстве индуктивностей — схема должна работать с равными токами по плечам, при равном напряжении падения на транзисторах. Как правило, в таком случае резистивное падение напряжения на шинах выбирают таким, чтобы им можно было пренебречь по сравнению с падением напряжения на переходах коллектор-эмиттер транзистора.

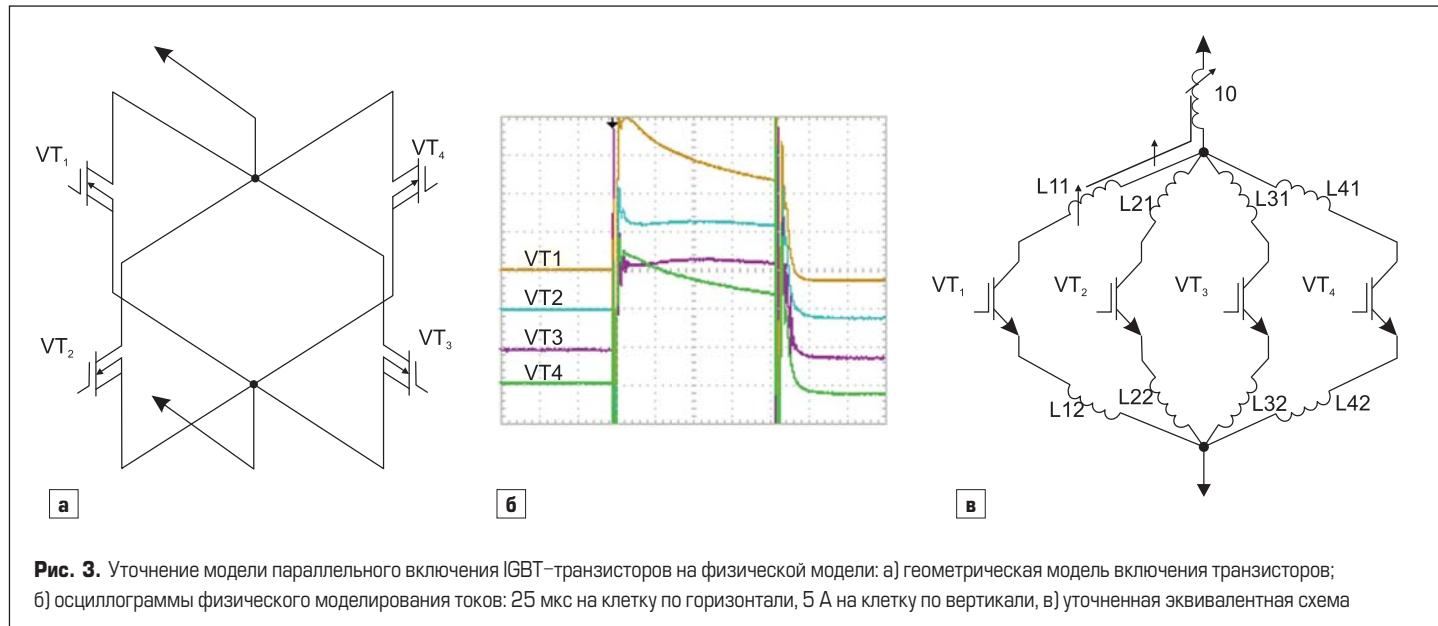
В нашем случае токи будем измерять в коллекторах IGBT и стоках полевых транзисторов, что должно уменьшить степень влияния на эмиттерные шины. Измерения будем проводить с помощью катушек Роговского LEM B22-D125, результаты будут представлены после интегрирования аналоговым интегратором. Разброс амплитудных значений, получаемых при последовательном включении катушек и измерении переходной характеристики, не более 2% как до интегрирования, так и после него. При включении данных катушек, во-первых, вносится минимальная дополнительная индуктивность в измеряемые

цепи; во-вторых, характеристики катушек имеют максимальный частотный диапазон для средств измерения тока — до 10 МГц минимум. В качестве средства регистрации использовался осциллограф TDS2024C с полосой пропускания до 200 МГц.

Для моделирования паразитных магнитных параметров схемы в соответствии с рис. 2б была изготовлена физическая модель на базе четырех транзисторов средней мощности. Для оценки влияния паразитных магнитных параметров сборки из параллельно включенных транзисторов использовались транзисторы IRF3205 с драйвером MC33151 с геометрическими размерами модуля каждого транзистора, соответствующими габаритам модуля мощного IGBT-транзистора с радиатором, в дальнейшем применяемого, например, в IXYS T1500TB25E.

Характерными размерами транзистора с радиатором будем считать 200 мм вертикально между шинами, 150 мм в глубину и 200 мм в ширину модуля и придерживаться этих размеров во всех экспериментах при моделировании.





На рис. 3а приведена трехмерная модель транзисторного плача для имитации схемы, показанной на рис. 2б. Очевидно, подводящие шины необходимо выводить наружу, и в данном эксперименте они выведены вдоль плоскости транзистора VT1, немножко ближе к транзистору VT4 и немножко дальше от транзистора VT2.

На рис. 3б показано распределение токов между транзисторами плача, при этом очевидно отсутствие симметрии токов.

Такое распределение токов достаточно легко объяснить принципом минимума действия: возникающее при появлении токов магнитное поле должно при заданном токе генерировать как можно меньший поток поля. Это возможно, если эффективная площадь контура будет уменьшаться — например, при большем количестве тока через транзистор VT1, чем через транзистор VT3, что и происходит

в эксперименте. Таким образом, транзистор, ближайший к шинам, несколько шунтирует остальные транзисторы на высокой частоте. Только примерно через 100 мкс после начала импульса токи транзисторов выравниваются вследствие влияния паразитного сопротивления проводников и самих транзисторов.

Поведение токов можно объяснить наличием не только паразитных индуктивностей, но и паразитных магнитных трансформаторных связей между всеми паразитными индуктивностями (рис. 3в).

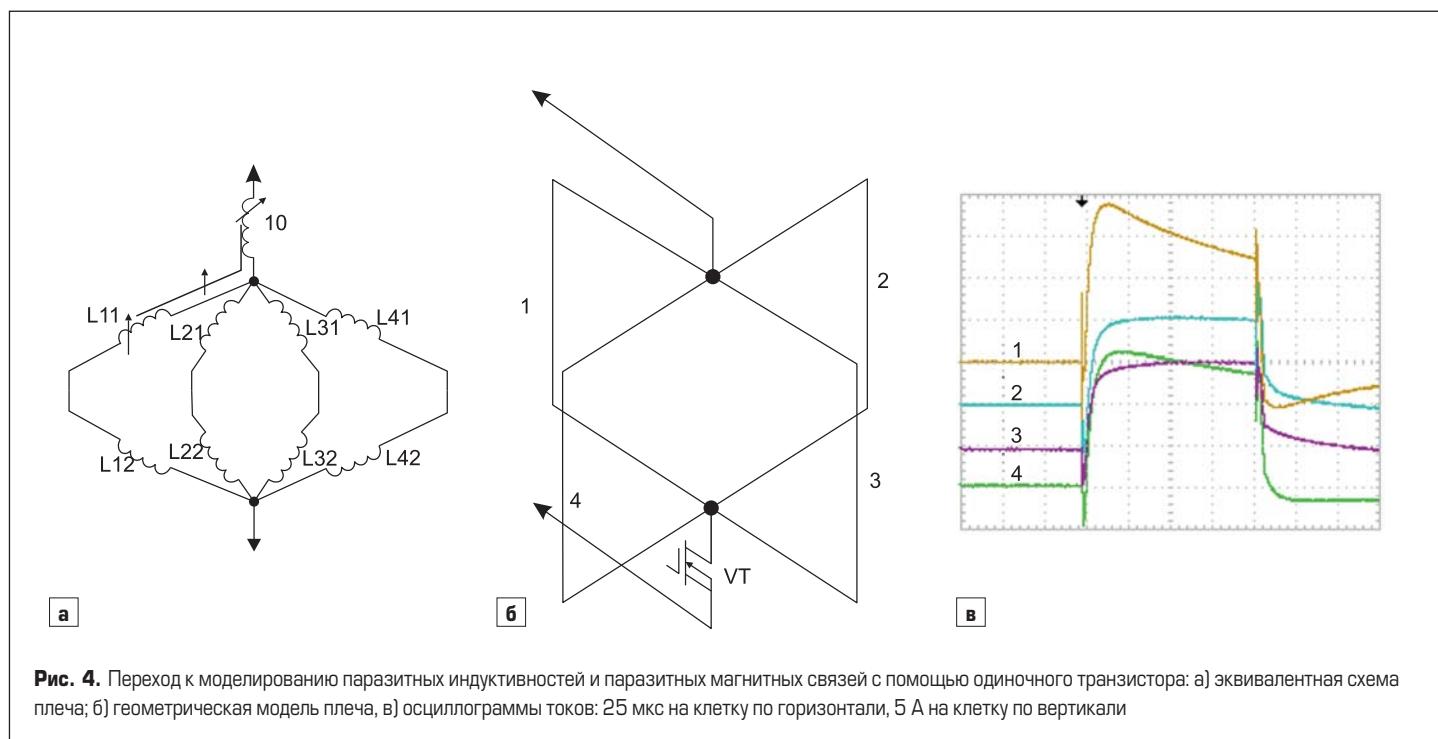
Рассмотрим дальнейшее упрощение, показанное на рис. 4. В данном случае индуктивности и магнитные связи оставим соответствующими рис. 3а, толщину проводников, имитирующих транзисторы, подберем так, чтобы их сопротивление по постоянному току воспроизвело падение напряжения на переходе «коллектор — эмиттер» транзистора. Эксперимент

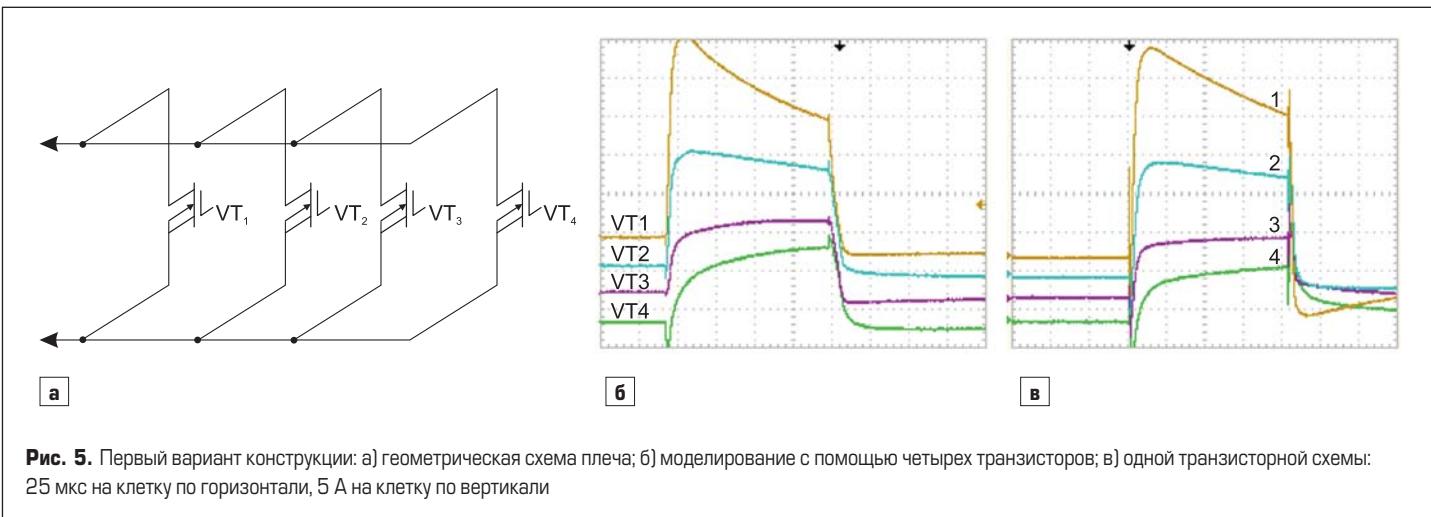
по нахождению переходной характеристики будем проводить с помощью одного транзистора, включенного в общую цепь. Такой эксперимент позволяет уйти от рассмотрения разности времен включения транзисторов.

Из полученных данных видно, что результаты измерения совпадают с предыдущими, рассмотренными на рис. 3, а схему рис. 4а можно использовать вместо схемы рис. 3в на начальной стадии измерений.

На основе проведенных измерений можно сделать следующие выводы:

1. Наибольший ток проходит через транзисторное плачо, максимально приближенное к цепям, по которым ток подводится. Этот факт проще всего объяснить, используя принцип минимума действия применительно к возникающему магнитному полю. Таким образом, данная цепь из-за геометрии шунтирует остальные цепи, по которым прохождение





тока должно сопровождаться созданием дополнительного магнитного поля. Естественно, в рассматриваемом случае транзистор, через который проходит наибольший ток, зависит от расположения подводящих и окружающих шин. Также следует отметить, что геометрическая симметрия плеча не означает симметрии токов из-за взаимодействия с подводящими шинами, как правило не имеющими симметрии в рамках плеча из-за конструктивных соображений.

2. Эквивалентная схема, объясняющая данное неравномерное распределение токов, показана на рис. 3в, при этом надо иметь в виду, что абсолютно все цепи, которым свойственна паразитная индуктивность, имеют и общие паразитные трансформаторные связи, не показанные на данном рисунке для упрощения.
3. Паразитные магнитные связи и паразитные индуктивности существенно изменяются от геометрии, поэтому на рис. 3в показаны изменяемыми.

Поведение токов и влияние паразитных индуктивностей и магнитных паразитных связей на рис. 4 можно считать аналогичными тем, что показаны на рис. 3.

Можно сделать предварительный вывод, что начальное исследование паразитных магнитных связей и паразитных индуктивностей с целью оптимизации геометрии шин возможно при помощи физического моделирования

цепей с одиночным транзистором, формирующими ступенчатую переходную характеристику, и набором геометрических моделей шин малого сечения с размерами реальных силовых модулей.

В дальнейшем, чтобы не загромождать схему, будем считать все токовые цепи имеющими и паразитную индуктивность, и паразитные магнитные связи между собой, но не указывать это в явном виде, акцентируя внимание на трехмерной геометрии рассматриваемых схем параллельного соединения транзисторов.

2. Промежуточный вариант. На рис. 6 рассмотрен промежуточный вариант плеча, в котором нагрузка подключена к первому и последнему транзистору. Несмотря на то что при чисто индуктивном рассмотрении характеристик шин схема должна давать результат, идентичный для транзисторов VT1 и VT4, вывод о неравенстве токов и, соответственно, разных амплитудных и фазовых частотных характеристиках остается прежним.

3. Вариант с максимальной полученной коррекцией.

На рис. 7 показана топология транзисторного плеча с наибольшей полученной коррекцией. Видно, что конструкция плеча усложнена и «перекошена» в сторону последнего транзистора, а переходные характеристики по току, получаемые по транзисторным ветвям, наиболее близки друг к другу среди всех рассматриваемых случаев.

На рис. 7г показана токовая переходная характеристика транзисторов плеча из мощных IGBT-транзисторов IXYS T1500TB25E. Она соответствует приведенным на рис. 7б, в характеристикам, это говорит о том, что для частичной взаимной коррекции паразитных индуктивностей и паразитных магнитных связей и выравнивания токовых АЧХ и ФЧХ плеч с транзисторами можно использовать модели, содержащие как соответствующий набор транзисторов, так и один транзистор с моделированием транзисторов с помощью соответствующих проволочных цепей.

Топологии плеча преобразователя

Рассмотрим набор топологий плеча из четырех транзисторов, исходя из удобства конструирования подобного модуля.

1. Очевидный для конструктора вариант приведен на рис. 5а и состоит из четырех параллельно включенных транзисторов в ветви, причем нагрузка на плечо подключается к крайнему транзистору (VT1).

Токи по транзисторам при подаче импульсов показаны на рис. 5б для четырехтранзисторной схемы контроля и на рис. 5в для однотранзисторной. Транзистор VT1 ведет себя аналогично фильтру высоких частот, VT4 — аналогично фильтру низких частот. Очевидно, что схема непригодна для распределения токов по параллельным ветвям и имеет фазовые сдвиги, наибольшие для рассматриваемых схем.

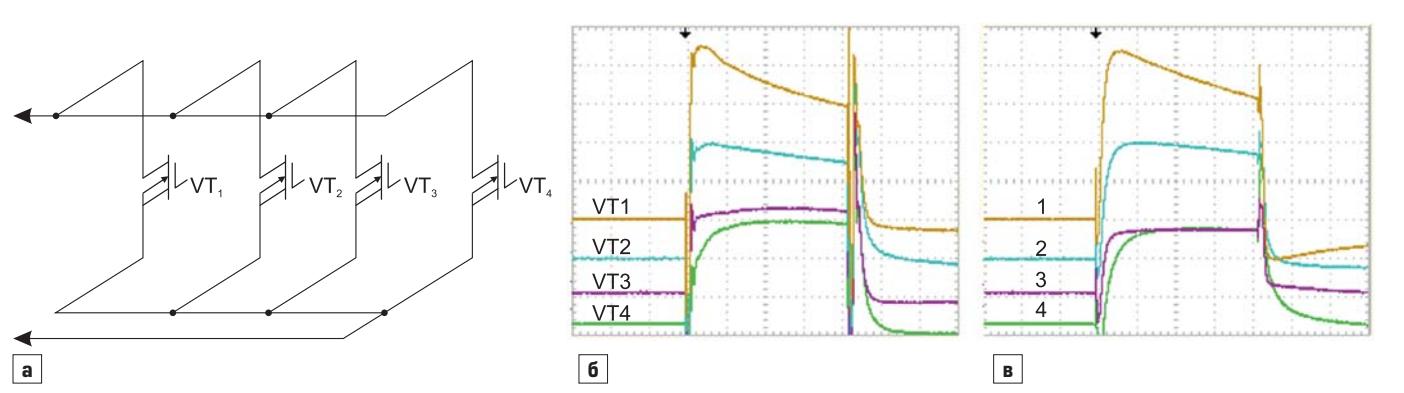
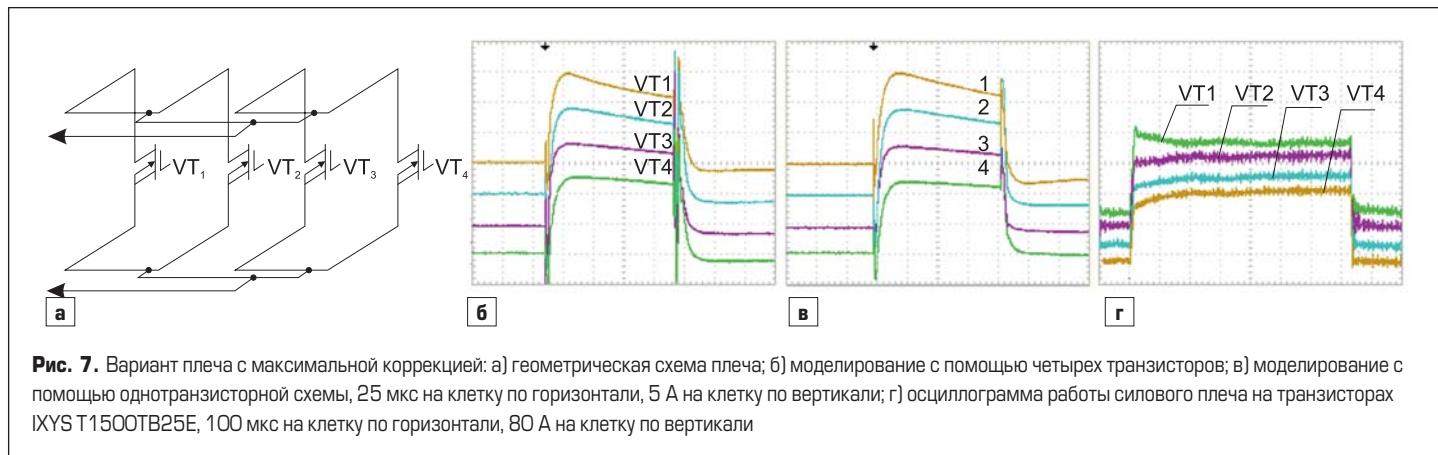


Рис. 6. Промежуточный вариант плеча: а) геометрическая схема плеча; б) моделирование с помощью четырех транзисторов; в) моделирование с помощью однотранзисторной схемы: 25 мкс на клетку по горизонтали, 5 А на клетку по вертикали



Заключение

- Плечо из N IGBT-транзисторов, паразитных индуктивностей шин и паразитных емкостей затвора представляет собой систему $2 \times N$ -го порядка, в которой легко могут достигаться условия генерации — сдвиг фаз 180° при условии коэффициента усиления более единицы, что превращает такое плечо в генератор при выполнении данных условий. Генерация может запускаться по цепям эмиттера и затвора при параметрах паразитных индуктивностей, характерных для работы IGBT-транзисторов при воздушном охлаждении при включении и выключении транзисторов. Генерация в процессах включения и выключения приводит к выходу из строя транзисторного плеча, что требует принятия особых конструктивных мер для исключения генерации.
- В качестве критерия минимизации разности фаз между параллельно включенными транзисторами может применяться критерий равенства токов через транзисторы. Равенство мгновенных токов при переходных процессах в сложной системе, содержащей паразитные индуктивности и паразитные индуктивно-трансформаторные связи, говорит о том, что фазовые характеристики токов, проходящих в ветвях транзисторного плеча, равны, а следовательно, фазовые

условия для генерации в процессах включения и отключения отсутствуют.

- Показано, что для исследования паразитных связей для выбора оптимальной топологии возможно применение способов как с включением более быстрых полевых транзисторов (по сравнению с IGBT) в каждой применяемой ветви, так и использование достаточно слаботочной модели с общим полевым транзистором.

В качестве измерителей тока могут применяться катушки Роговского — как для измерения скорости нарастания или спада тока, так и тока после интегрирования.

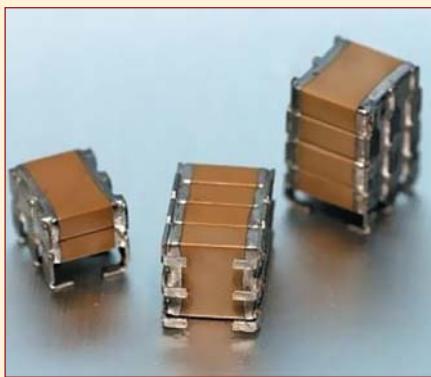
- Показаны промежуточные результаты для выбора оптимальной топологии транзисторного плеча, результаты оптимизации существенно отличаются от таковых при чисто индуктивной модели паразитных индуктивностей. Результаты моделирования сравнены с итоговыми измерениями мощного транзисторного плеча с токами 200 А на транзистор. Показана удовлетворительная сходимость результатов.

Работа выполнена в рамках государственного задания по государственной работе «Проведение прикладных научных исследований» на 2022 год №121050600025-2 от 06.05.2021.

Литература

- Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Т. 1. М.: Мир, 1993.
- Дубровский З.М., Попов В.И., Тушканов Б.А. Грузовые электровозы переменного тока. Справочник. М.: Транспорт, 1991.
- Преобразователь ВИП-4000, ИЖРФ 435612.005 ЭД.
- Donald A. Dapkus II DT-94-6 Параллельная работа БТИЗ. International Rectifier.
- Винтрих А., Ульрих Н., Турски В., Рейман Т., Колпаков А., Карташев Е. Проблемы параллельного и последовательного соединения IGBT. Часть 1. Параллельная работа IGBT. // Силовая электроника. 2013. № 4.
- Хофштоттер Н., Ламп Й., Колпаков А. Параллельная работа IGBT при различных способах управления затворами // Силовая электроника. 2017. № 4.
- Знаенок В. Н., Мельниченко О. В., Линьков А. О. Влияние конструкции силовых шин на токовую симметрию в ветвях плеча выпрямительно-инверторного преобразователя на IGBT-транзисторах при их параллельном включении // Известия Транссиба. 2022. Т. 50. № 2.
- Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. М.: Мир, 1982.

Стековые MLC-конденсаторы от PDC



Компания Prosperity Dielectrics Co. (входящая в состав Passive System Alliance) расширяет линейку керамических стековых конденсаторов серии FE, доведя количество слоев в одном конденсаторе до четырех, что является одним из лидирующих показателей в отрасли.

Особенности серии FE:

- доступные типоразмеры: 1206–2225 (или 3225–5750, мм);
- напряжение: 25–1000 В;
- диэлектрики: NP0/X7R;
- емкость: до 47 мкФ;

- высокая надежность, в том числе и при механическом воздействии;
- исполнение эксклюзивного изделия по требованиям клиента.

Стековые конденсаторы серии FE находят широкое применение в областях:

- источники питания;
- DC/DC-преобразователи;
- системы промышленной автоматики;
- схемы фильтрации, сглаживания;
- авиа- и автомобилестроение;
- системы защиты от перегрузки.

www.macrogroupp.ru

**АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО
ЭЛЕКОНД**



КОНДЕНСАТОРЫ
разработка и производство

оксидно-электролитические алюминиевые
K50-15, K50-17, K50-27, K50-37, K50-68, K50-77, K50-80,
K50-81, K50-83, K50-84, K50-85, K50-86, K50-87, K50-88, K50-89,
K50-90, K50-91, K50-92, K50-93, K50-94, K50-95(чип), K50-96,
K50-97(чип), K50-98, K50-99, K50-100, K50-101(чип),
K50-102, K50-103, K50-104, K50-105, K50-106

объемно-пористые танталовые
K52-1, K52-1М, K52-1БМ, K52-1Б, K52-9, K52-11,
K52-17, K52-18, K52-19, K52-20, K52-21, K52-24,
K52-26(чип), K52-27(чип), K52-28, K52-29, K52-30

оксидно-полупроводниковые танталовые
K53-1А, K53-7, K53-65(чип), K53-66, K53-68(чип),
K53-69(чип), K53-71(чип), K53-72(чип), K53-74(чип),
K53-77(чип), K53-78(чип), K53-82

суперконденсаторы (ионисторы)
K58-26, K58-27, K58-28, K58-29, K58-30, K58-31, K58-32, K58-33

накопители электрической энергии
на основе модульной сборки суперконденсаторов
МИК, МИЧ, ИТИ, НЭЭ

Россия, 427968, Удмуртская Республика,
г. Сарапул, ул. Калинина, 3
Тел.: (34147) 2-99-53, 2-99-89, 2-99-77
Факс: (34147) 4-32-48, 4-27-53
e-mail: elecond-market@elcudm.ru
<http://www.elecond.ru>

реклама

**Акционерное общество
«Завод «Комета»**



173003, Россия, г. Великий Новгород, ул. Великая, 20
+7 (8162) 335 390, 225 482, 334 938
market@kometa53.ru
www.kometa53.ru

СТАНОК НАМОТОЧНЫЙ СНПУ-2-01М
для открытой намотки электрических катушек проводом диаметром
от 0,02 до 2,5 мм. Может комплектоваться устройством многоместной намотки



**ТРАНСФОРМАТОРЫ ПИТАНИЯ
НА ВИТЫХ РАЗРЕЗНЫХ МАГНИТОПРОВОДАХ**
однофазные и трехфазные, мощностью от 25 Вт до 10 кВт
на рабочие частоты 50 Гц, 400 Гц, 1000 Гц



ДРОССЕЛИ СЕТЕВЫЕ И МОТОРНЫЕ
трехфазные на токи до 640 А и напряжение до 500 В



МАГНИТОПРОВОДЫ
СТАНДАРТНЫЕ серии ШЛМ, ШЛ, ПЛ, ПЛР, ПЛМ, ОЛ по ГОСТ 22050-76
на рабочую частоту 50–60 Гц, 400 Гц
НЕСТАНДАРТНЫЕ на рабочую частоту 50–60 Гц



Высоковольтные источники питания

для монтажа в серверную 19" стойку

В статье представлены серии высоковольтных источников питания для монтажа в серверную стойку, выпускаемые компанией «ПАРАМЕРУС».

Андрей Руцкой

Михаил Моисеев

ООО «ПАРАМЕРУС» выпускает широкий ряд высоковольтных источников питания для монтажа в серверную стойку. Все высоковольтные источники питания снабжены активным корректором коэффициента мощности, который обеспечивает надежную защиту прибора от кондуктивных помех, а также предотвращает искажение качества электропитания эксплуатируемой сети со стороны высоковольтного источника.

Ранжирование источников питания происходит как по выходной мощности, так и по пульсациям:

- Серия SHVLP. Выходное напряжение составляет 1–60 кВ, мощность 10–60 Вт, типоразмер корпуса 1U. Отличительной особенностью данной серии является возможность исполнения с переключаемой полярностью выходного напряжения посредством замены умножителя.
- Серия SHVMP. Предназначены для научного и лабораторного применения, обеспечивают оптимальные характеристики при минимальном размере.

Выходное напряжение составляет 1–60 кВ, мощность 100–1200 Вт, типоразмер корпуса 1U, 2U.

- Серия SHVHP. Предназначены для промышленного применения, для нагрузок более 1 кВт. Выходное напряжение составляет 0,5–60 кВ, мощность 2–6 кВт, типоразмер корпуса 2U для 2 и 3 кВт, 3U для 4 кВт, 5U для 6 кВт.
- Серия L-HVLP представлена одной моделью. Предназначены для питания устройств, которым требуется высокое стабильное напряжение с ультранизкими пульсациями и низким температурным временным дрейфом параметров. Выходное напряжение двуполярное (0 ± 3100) В, выходная мощность 15,5 Вт, уровень пульсаций выходного напряжения составляет менее 750 мКВт.

Все устройства SHVxx имеют одинаковую панель управления, систему индикации и аналоговый интерфейс (рис. 1). На передней панели находятся кнопка включения питания, кнопка включения/выключения высоковольтного выхода, потенциометры установки



Рис. 1. Передняя панель источника SHVxx

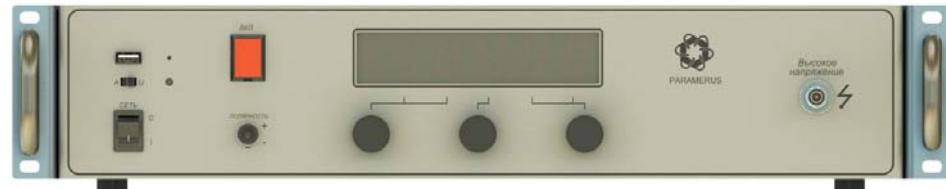


Рис. 2. Передняя панель источника L-HVLP

уровня напряжения и тока, четырехразрядные семисегментные индикаторы (напряжение, ток) и светодиодные указатели текущего состояния и ошибок.

Устройства серии L-HVLP имеют два разъема высоковольтного вывода на передней и задней панели корпуса. На передней панели (рис. 2) располагается кнопка включения питания, тумблер переключения полярности, кнопка включения высокого напряжения, поворотные регуляторы-кнопки для настройки выходного напряжения, семисегментный пятиразрядный дисплей, движковый переключатель выбора способа управления: ПК/панель, светодиод — индикатор связи с управляющим ПК, USB-разъем. Следует отметить, что для точной установки выходного напряжения предусмотрено три энкодера, которые позволяют задавать параметры поразрядно с шагом 100 мВ, 10 и 100 В.

Все модели снабжены комплексом защит с настраиваемыми порогами срабатывания:

- Защита по входному питанию. Срабатывает при повышенном/пониженном входном напряжении или при коротком замыкании внутри источника питания.

- Защита от превышения выходного напряжения. Срабатывает при превышении номинального выходного напряжения более чем на 2%, задержка срабатывания 10 мс.
- Защита от пониженного выходного напряжения. Срабатывает при детектировании выходного напряжения ниже установленного более чем на 1%, задержка срабатывания 3 с.
- Защита от превышения выходного тока. Срабатывает при превышении относительно номинального выходного тока на 10%, задержка срабатывания 500 мс.
- Защита от превышения установленной мощности. Порог срабатывания задается пользователем, задержка срабатывания 500 мс.
- Защита от короткого замыкания на выходе. Срабатывает при превышении относительно номинального выходного тока на 50%, задержка срабатывания 10 мс.
- Защита от дугового разряда на выходе. Реализуется с помощью детектора дугового разряда на выходе источника, реализована возможность его отключения.
- Защита от превышения рабочей температуры. Срабатывает при превышении значения температуры внутри корпуса выше +60 °C.

Программное обеспечение значительно расширяет функционал прибора, позволяет устанавливать скорости нарастания тока и напряжения на выходе источника, уровни срабатывания ошибок, счетчик ошибки электродугового разряда и др. На выбор доступны следующие цифровые интерфейсы управления: USB, RS-232, RS-485, GPIB, Ethernet.

Высоковольтные источники могут применяться для решения широкого спектра промышленных и научно-исследовательских задач:

- электростатические фильтры;
- обработка полупроводниковых материалов;
- фотоумножители (PMT);
- фотодиоды (PD);
- многопиксельные счетчики фотонов (MPPC);
- MCP (микроканальные пластины);
- сканирующие электронные микроскопы;
- масс-спектрометры;
- газовые хроматографы;
- спектрометры;
- НИОКР;
- тестовое оборудование;
- лабораторное оборудование;
- источник опорного питания/напряжения.

Радиационно стойкий DC/DC-преобразователь с выходным напряжением 3,3 В и мощностью 66 Вт



Компания ECRI Microelectronics (East China Research Institute of Microelectronics), входящая в Китайскую корпорацию электронных технологий (China Electronics Technology Group Corporation — CETC), расширила серию радиационно стойких модулей серии HCD/(20-50) моделью с выходным напряжением 3,3 В и выходным током 20 А (выходная мощность 66 Вт). Предлагаемый гибридно-пленочный преобразователь напряжения HCD/(20-50) — 3R3-66/SP MbCR реализован в корпусе с горизонтальным расположением выводов для объемного монтажа.

Преобразователь выполнен по однотактной прямодиодовой структуре. Для регулирования напряжения используется метод широтно-импульсной модуляции (ШИМ) с постоянной рабочей частотой 400 кГц (350–500 кГц) и обратной связью по напряжению. Специализированная радиационно стойкая микросхема ШИМ-контроллера осуществляет возбуждение, управление и защиту преобразователя. Для гальванической развязки в контуре формирования сигнала цепи обратной связи предусмотрен трансформатор, что позволяет значительно повысить уровень стойкости узла обратной

связи к ионизирующему излучениям космического пространства и импульсного стабилизатора напряжения в целом к ионизирующему излучениям космического пространства.

Для обеспечения работы модуля в составе электронной аппаратуры он снабжен сервисными функциями: защита от короткого замыкания и пониженного напряжения на входе, дистанционное включение/выключение (по первичной и вторичной цепи), равномерное распределение тока нагрузки между включенными параллельно модулями, синхронизация частоты преобразования внешним синхросигналом, формирование выходного сигнала синхронизации. Эта функция позволяет синхронизировать рабочую частоту преобразователей с желаемой для конкретного применения частотой 400–500 кГц. При этом устраняются частоты биений, создаваемые несколькими модулями, подключенными к одной шине. Для устранения влияния падения напряжения на соединительных проводниках, соединяющих выходные контакты преобразователя с нагрузкой, возможно применение внешней обратной связи. За счет применения параллельного включения можно увеличить мощность, повысить надежность аппарата, используя принципы резервирования отдельных модулей преобразователей напряжения. Включать параллельно допускается до трех модулей.

Для снижения уровня высокочастотных электромагнитных помех на входных линиях преобразователя предусмотрен внутренний двухзвеный LC-фильтр, а для дополнительного подавления помех на входных подводящих проводниках рекомендуется установить внешний фильтр

HFE/(20-50)100-461-500 с вносимым затуханием 40 дБ на частоте 1 МГц.

Основные характеристики гибридно-пленочного радиационно стойкого DC/DC-преобразователя HCD/(20-50)-3R3-66/SP

- диапазон входного напряжения: 20–50 В, номинальные напряжения: 28 и 42 В;
- выходное напряжение: 3,3 В; ток нагрузки 20 А;
- КПД 80%;
- входные, выходные цепи и корпус изолированы друг от друга;
- электрическая прочность изоляции 1000 В;
- фиксированная рабочая частота преобразования: 350–500 кГц, типовое значение: 400 кГц;
- среднее время наработки до отказа, MTBF (Mean Time Between Failure): 1,5×10⁶ ч, рассчитанное для условий применения на орбитальном участке полета при температуре корпуса +25 °C;
- обширный набор сервисных функций;
- уровень ионизационной дозовой стойкости: 100 крад (Si), уровень чувствительности к одиночным ядерным частицам с ЛПЭ: 75 МэВ·см²/мг;
- диапазон рабочей температуры: -55...+125 °C (по основанию корпуса);
- диапазон температуры хранения: -65...+150 °C;
- габаритные размеры: 76,7×38,6×10,16 мм;
- вес: 95 г;
- назначение: применение в бортовой аппаратуре спутников для геостационарных орбит, автоматических научно-исследовательских станциях дальнего космоса и коммуникационных космических системах.

www.prochip.ru

Простой инвертор на 1500 В DC для возобновляемого источника энергии

С высокой плотностью мощности
на базе 2-кВ IGBT LV100

Использование силовых модулей IGBT 1700 В для приложений с рабочим напряжением 1500 В DC сопряжено со многими рисками, включая непредсказуемые отказы системы. Недавно разработанные IGBT класса 2 кВ позволяют создавать надежные и эффективные двухуровневые инверторы для возобновляемых источников энергии с питанием от 1500-В DC-шины. Конкурентоспособность такого решения обусловлена простотой конструкции и компоновки инвертора, высокой плотностью мощности и хорошей масштабируемостью.

Т. Радке (T. Radke)

Н. Солтау (N. Soltau)

С. Миахара (S. Miyahara)

**Перевод:
Евгений Карташев**

Стандартные IGBT-модули 17-го класса предназначены для применения в моторных драйверах с питанием от сети 690 В AC, где напряжение на DC-шине обычно составляет около 970 В (максимальное значение с учетом допусков <1200 В). Для возобновляемых источников энергии требуется более высокое напряжение в цепи постоянного тока, достигающее 1500 В, что является пределом в соответствии с низковольтной директивой (2014/35/EU).

Новый модуль IGBT класса 2 кВ в корпусе LV100 разработан и квалифицирован согласно требованиям рынка возобновляемых источников энергии, к которым относятся, в частности, фотоэлектрические и ветроэнергетические преобразователи. Проведено сравнение нового IGBT со стандартными силовыми ключами 17-го класса, а также 1200-В IGBT в трехуровневой топологии NPC в отношении потерь мощности, рабочих температур, плотности мощности, конструктивных ограничений и долговременной стабильности характеристик смещения (LTDS).

690 В AC, необходимо напряжение на DC-шине более 1200 В с учетом требований по реактивной мощности [2]. Однако особенности сети могут вызвать появление высоких кратковременных всплесков в цепи постоянного тока. Кроме того, переход на повышенное выходное напряжение конвертера ВЭУ, например 900 В AC, позволяет снизить стоимость системы [1]. Таким образом, уровни сигналов в ветроэнергетических преобразователях приближаются к границе низковольтной директивы, то есть к 1500 В DC/1000 В AC.

Аналогичная тенденция наблюдается и в секторе батарейных систем хранения энергии. Физические ограничения IGBT класса 1700 В не позволяют им надежно работать в таких условиях, поэтому требуются IGBT с рабочим напряжением 2 кВ для обеспечения стабильного функционирования двухуровневого инвертора при $V_{DC} = 1500$ В. Для реализации модуля с чипами IGBT 2 кВ выбран конструктив LV100, отвечающий требованиям мощных преобразовательных систем возобновляемых источников энергии по номинальным токам и плотности мощности [3].

Предпосылки к разработке IGBT класса 2 кВ

В последние годы постоянное напряжение 1500 В стало стандартом для солнечных энергетических станций. Увеличение размеров фотоэлектрических панелей приводит к повышению напряжения МРР (точка максимальной мощности) и даже к работе в длительном режиме при $V_{DC} = 1400$ В для «центральных» фотоэлектрических инверторов [1]. В ветроэнергетических установках (ВЭУ), работающих на классическую сеть

Ограничения силовых модулей 1700 В

Модули IGBT класса 1700 В разработаны для мощных промышленных преобразователей, действующих в сети 690 В AC. Однако их использование в системах с напряжением на DC-шине 1500 В связано с высокими рисками, существенно ограничивающими возможность их применения.

Известным механизмом повреждения модулей IGBT, работающих на предельных значениях V_{DC} , является самопроизвольный отказ из-за воздействия

космических лучей. Космическое излучение приводит к образованию частиц, проникающих в атмосферу Земли и деформирующих полупроводниковые структуры. С определенной вероятностью этот процесс приводит к выходу из строя силового модуля. Важно отметить, что подобные отказы случайны и могут произойти в любое время.

Вероятность такого повреждения полупроводника постоянна в течение всего срока службы, в отличие от отказа вследствие старения, вероятность которого возрастает в ходе наработки. Возможность выхода из строя из-за воздействия космического излучения зависит главным образом от соотношения класса напряжения силового модуля и приложенного напряжения. Интенсивность подобных отказов измеряется в лаборатории и в конечном итоге выражается в терминах LTDS [8]. Измерения показывают, что у силовых модулей 17-го класса показатель LTDS недостаточен для приложений с питанием от DC-шины 1500 В. Эксплуатация IGBT 1700 В в подобных условиях будет приводить к случайным выходам из строя с неприемлемо высокой интенсивностью.

Помимо отказов из-за космического излучения, коммутационное перенапряжение становится еще одним ограничивающим фактором при работе IGBT с высоким значением V_{DC} . При отключении силового модуля возникает переходное перенапряжение, связанное с наличием паразитных индуктивностей L_S в цепи коммутации. Суммарная величина L_S состоит из распределенных индуктивностей силового модуля, DC-шины и конденсаторов звена постоянного тока. Переходное перенапряжение суммируется с величиной V_{DC} и эта сумма никогда не должна превышать блокирующую способность полупроводника.

Очевидно, что когда силовой модуль 17-го класса работает при $V_{DC} = 1500$ В, то запас по перенапряжению составляет всего 200 В. Технически применение IGBT с рабочим напряжением 1700 В возможно только в том случае, если после «критической точки» (1250 В) система управления ограничивает ток и скорость переключения модуля. При этом будут расти потери в полупроводниках, снизится эффективность преобразователя и его выходная мощность. С учетом вышесказанного становится очевидным, что силовые модули 17-го класса не подходят для разработки преобразователей с DC-шиной 1500 В. Риск снижения надежности, эффективности и в целом конкурентоспособности изделия при этом очевиден.

Силовой модуль класса 2 кВ от Mitsubishi

Недавно выпущенный силовой модуль класса 2 кВ серии T от Mitsubishi Electric предназначен для силовых преобразователей, работающих от шины постоянного тока с напряжением до 1500 В. В нем использованы новейшие чипы IGBT 7-го поколения и диоды RFC (Relaxed Field at Cathode). Кристаллы размещены во вновь разработанном корпусе LV100 (рис. 1), обеспечивающем высокую



Рис. 1. Модуль IGBT 2 кВ в корпусе LV100

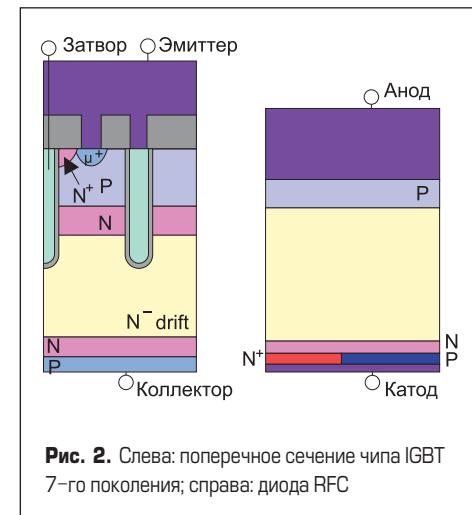


Рис. 2. Слева: поперечное сечение чипа IGBT 7-го поколения; справа: диода RFC

Таблица 1. Основные характеристики модулей в корпусах LV100 и HV100

Модуль		Ind LV100	HV LV100	HV HV100
Размеры, мм		100×140×40		100×140×40
Напряжение изоляции, кВ		4		6
Номинальное напряжение, кВ	1,2	1,7	2	1,7
	Si	1200 800	1200 800	1200
	SiC-гибрид	—	—	—
Номинальный ток, А	Полный SiC	—	—	750
	ISO9001	IRIS		IRIS
Сертификат качества		IRIS		IRIS

плотность мощности и простоту параллельного соединения. Модуль CM1200DW-40T 2-кВ расширяет линейку компонентов LV100 и HV100, основные характеристики которых показаны в таблице 1.

Схематическое поперечное сечение чипа IGBT и диода RFC показано на рис. 2. Топология RFC с тонким, слабо легированным LPT(II) N буфером и комбинацией неглубоких слоев N+ и P со стороны катода обеспечивает блокирующую способность 2 кВ при малом прямом падении напряжения. Особенности структу-

ры позволяют подавлять осцилляции, возникающие при высоком напряжении DC-шины, без ухудшения соотношения потерь восстановления E_{rr} и прямой характеристики V_F [7].

При увеличении блокирующего напряжения с 1700 В до 2 кВ следует ожидать увеличения прямых потерь и/или энергии переключения. Это соотношение было тщательно исследовано при разработке силового модуля 2 кВ. На рис. 3 показано, как величина $V_{CE(sat)}$ зависит от энергии отключения E_{off} у IGBT с разной блокирующей способностью. Из рисунка видно, что,

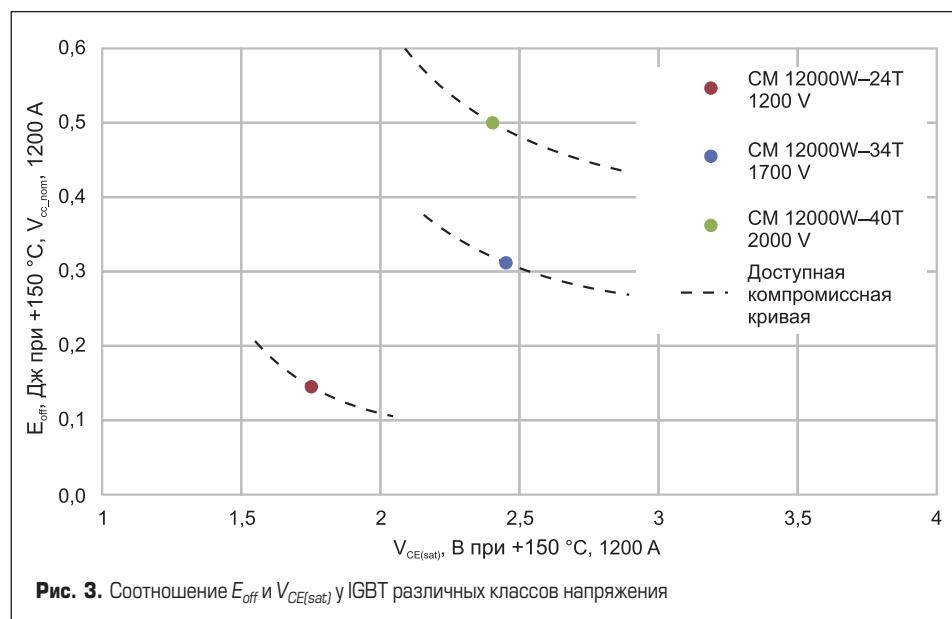


Рис. 3. Соотношение E_{off} и $V_{CE(sat)}$ у IGBT различных классов напряжения

хотя кривые для разных классов напряжения смещены, у 2-кВ модуля удалось сохранить V_{CEsat} аналогичный этому показателю у транзисторов класса 1700 В. На рис. 4 также представлено соотношение прямого напряжения V_F диода и энергии обратного восстановления E_{rr} .

Для применения в силовом модуле 2 кВ выбран чип с низким значением V_F .

Как было сказано ранее, у силовых модулей с рабочим напряжением 1700 В долговременная стабильность характеристик смещения (LTDS) является одной из основных проблем

при работе от DC-шины 1500 В. На рис. 5 показано сравнение измеренной интенсивности отказов стандартного модуля 1700 В и прибора класса 2 кВ. Как показывают измерения, показатель LTDS нового модуля с рабочим напряжением 2 кВ заметно улучшен.

На рис. 3–5 наглядно продемонстрирован компромисс между потерями силового модуля и характеристиками LTDS. Полученные результаты подтверждают, что IGBT класса 2 кВ представляет собой эффективное, надежное и хорошо сбалансированное решение для многих приложений, работающих со звеном постоянного тока 1500 В.

Сравнение с трехуровневой топологией

Применение IGBT с напряжением 1700 В в двухуровневом инверторе с DC-шиной 1500 В не рекомендуется из-за недостаточного запаса по перенапряжению и высокой интенсивности отказов, вызванных космическим излучением. Обычно в таком случае используется трехуровневая (A)-NPC топология инвертора с модулями IGBT 1200 В. Сравним этот подход с более простым двухуровневым решением на базе нового IGBT LV100 класса 2 кВ.

Условия эксплуатации

На рис. 6 представлены два возможных способа построения инвертора с DC-шиной 1500 В — двухуровневая и трехуровневая топология с использованием IGBT 1200 В.

Был проведен сравнительный тест и оценка трехуровневого инвертора с тремя модулями CM1200DW-24T LV100 (1200 А/1200 В) в фазной стойке и трех параллельных модулей CM1200DW-40T класса 2 кВ в фазной стойке двухуровневой схемы. Предельное значение напряжения в звене постоянного тока определяется директивой по низковольтному оборудованию, то есть 1500 В DC.

Для оценки потерь мощности в длительном режиме работы выбрано пониженное напряжение $V_{DC} = 1400$ В. При испытаниях инверторов использовался высокоэффективный радиатор жидкостного охлаждения, применяемый в ветроэнергетических установках (ВЭУ). Был выбран коэффициент мощности 1 и частота переключения 2,5 кГц — типовые значения для «центрального» преобразователя солнечной энергетической станции и сетевых инверторных блоков ВЭУ. В трехуровневом варианте инвертора частота переключения уменьшена в два раза (1,25 кГц), поскольку при этом обеспечивается одинаковый уровень пульсаций тока при сопоставимых значениях индуктивности фильтра.

Потери мощности и тепловые характеристики

Условия тестирования двух вариантов инвертора, при которых производилось измерение потерь и тепловых режимов, приведены в таблице 2. Полученные результаты представлены на рис. 7. Как видно из рисунка, максимальная температура кристаллов об-

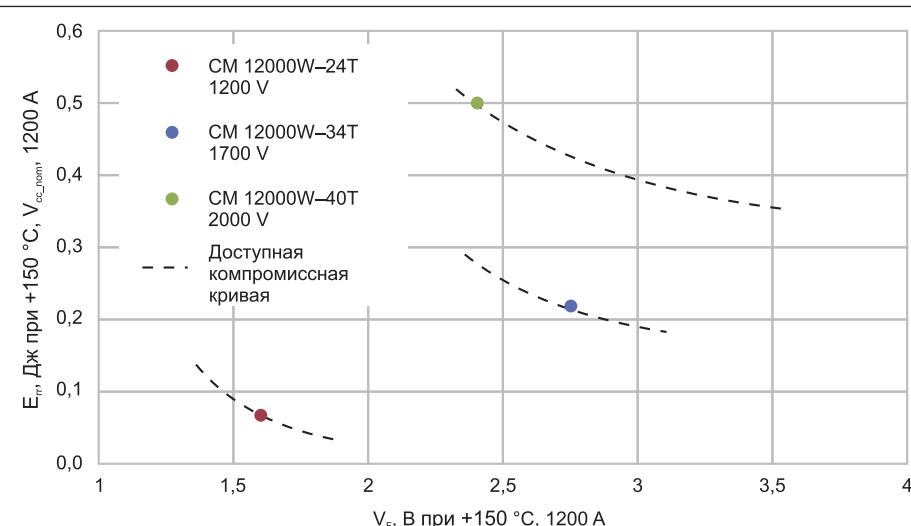


Рис. 4. Соотношение E_{rr} и V_F у диодов различных классов напряжения

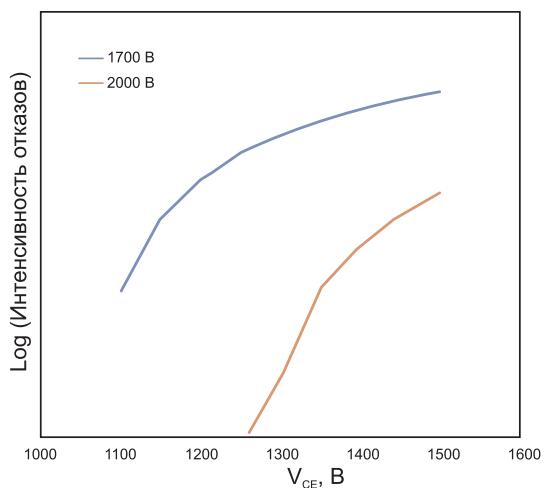


Рис. 5. Кривые LTDS (ток 1200 А) для модулей различного класса напряжения

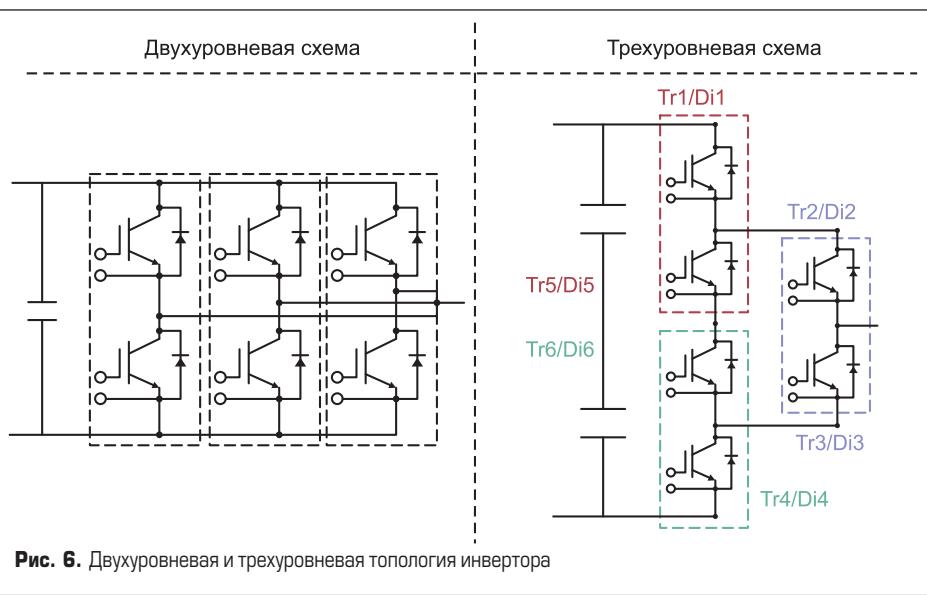


Рис. 6. Двухуровневая и трехуровневая топология инвертора

разца 1200 A/2 кВ LV100 (CM1200DW-40T) составляет +129 °C, что значительно ниже предельно допустимых значений $T_{vjop} = +150$ °C и $T_{vjmax} = +175$ °C. Для охлаждения модулей 1200 A/1200 В в трехуровневой конфигурации NPC использовался такой же вентилятор. Однако максимальная температура кристаллов в этом случае достигает +145 °C, что близко к допустимому пределу. Причина состоит в том, что в трехуровневом NPC-инверторе потери сконцентрированы в нескольких полупроводниковых приборах. «Внешние» IGBT Tr1 и Tr4 работают с очень большим рабочим циклом, и они пропускают полный выходной ток инвертора, в то время как в двухуровневой схеме ток рассредоточен по параллельным ключам.

В результате потери проводимости IGBT Tr1 и Tr4 достигают 827 Вт. Кроме того, эти ключи участвуют в процессе переключения, соответственно, добавляется динамическая составляющая 235 Вт. Таким образом, общие потери IGBT составляют 1061 Вт, что примерно на 47% выше, чем у IGBT 2 кВ в двухуровневой конфигурации. Столь высокая концентрация потерь приводит к повышению температуры «внешних» IGBT в трехуровневой схеме. Перегрев кристаллов ограничивает достижимую выходную мощность инвертора. С учетом предельной температуры чипов +150 °C в трехуровневой топологии, среднеквадратичный выходной ток должен быть ограничен на уровне 1250 А. При этом в двухуровневом инверторе с модулями 2,0 кВ можно получить на 24% больший выходной ток — 1500 Arms.

Частота коммутации

Можно видеть, что в двухуровневом инверторе с модулями 2 кВ, работающем на частоте 2,5 кГц, доминируют потери переключения (около 69%). В трехуровневой топологии с IGBT 12-го класса основную долю составляют потери проводимости — 97,6%. Поэтому считается, что трехуровневый инвертор предпочтителен при более высокой

частоте коммутации. Было проведено моделирование для сравнения тепловых режимов обоих вариантов схем (рис.8-9). В диапазоне частот до 9 кГц двухуровневый инвертор имеет меньшую температуру кристаллов. В диапазоне 0–1 кГц мощность трехуровневой схемы ограничена нагревом «внутренних» IGBT Tr2 и Tr3. При коэффициенте мощности $\cos(\theta) = 1$ потери и температура ключей Tr2 и Tr3 не зависят от частоты переключения, поскольку доминирующими являются потери проводимости.

При частоте коммутации свыше 1 кГц мощность трехуровневого инвертора ограничена перегревом внешних ключей Tr1 и Tr4. В двухуровневой схеме при заданных условиях применения самая высокая температура наблюдается у IGBT Tr1 и Tr2. Однако, поскольку в трехуровневом инверторе коммутируется только половина напряжения DC-шины, частота переключения может быть уменьшена

на 50% для достижения сопоставимого уровня пульсаций тока при такой же индуктивности выходного фильтра тока, что и в двухуровневом инверторе. Соответственно, при моделировании был учтен фактор уменьшения F_{sw} .

Результаты моделирования показывают, что до частоты переключения 3,5 кГц (двухуровневая схема) и 1,75 кГц (трехуровневая схема) обычный инвертор с IGBT класса 2 кВ демонстрирует меньший нагрев чипов и более высокий выходной ток. При F_{sw} выше 3,5 кГц и 1,75 кГц соответственно использование трехуровневой схемы считается более выгодным с точки зрения тепловых режимов. Таким образом, выбор наилучшей топологии инвертора зависит от частоты переключения. Использование различных методов модуляции, таких как DPWM, обеспечивающих снижение динамических потерь, позволяет сдвинуть «границу точку» 3,5 кГц в область более высоких значений F_{sw} .

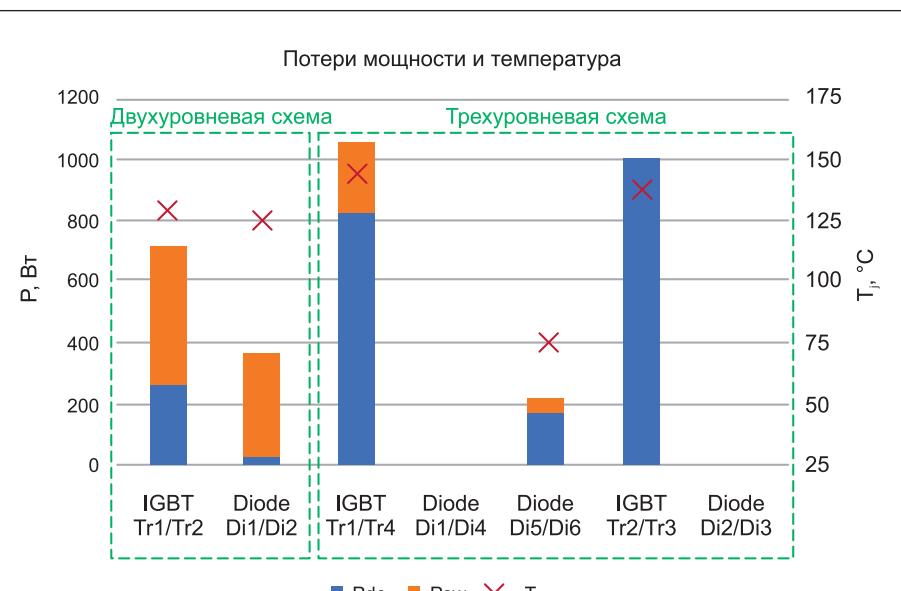


Рис. 7. Результаты измерения мощности потерь и температуры чипов IGBT и диодов в двухуровневом и трехуровневом инверторе

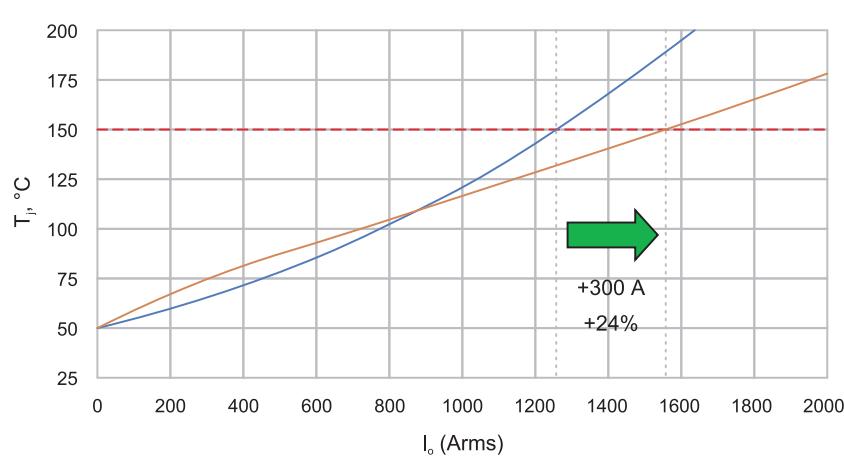


Рис. 8. Зависимость максимальной температуры кристаллов от выходного тока двухуровневого инвертора (три параллельных модуля 1200 A/2 кВ) и трехуровневого инвертора (три модуля 1200 A/1200 В в (A)-NPC конфигурации)

Особенности конструкции инвертора

Модули IGBT класса 2 кВ в корпусе LV100 могут быть использованы в простой двухуровневой топологии с напряжением на DC-шине до 1500 В. Конструкция такого инвертора намного проще, чем трехуровневого.

Коммутационные индуктивности

Паразитные индуктивности в трехуровневой схеме, как правило, выше, чем в двухуровневой (100 нГн и более [6]), поскольку в каждой стойке инвертора задействовано несколько последовательно соединенных ключей. Повышение распределенной индуктивности в цепи коммутации вызывает рост амплитуды переходного перенапряжения [6]. В двухуровневом инверторе с использованием модулей LV100 легко достигается низкая коммутационная индуктивность [3] за счет использования планарных DC-шин.

Драйвер затвора IGBT

Для управления одной фазной стойкой трехуровневого NPC-инвертора требуется четыре отдельных канала управления затворами. Следовательно, для всего инвертора нужно 12 контрольных сигналов и каналов управления IGBT. Топология A-NPC (active neutral point clamp) содержит два дополнительных активных IGBT-ключа на фазу в цепи фиксации. В последнее время схема A-NPC стала более популярной, поскольку дополнительные пути коммутации позволяют уменьшить распределенную индуктивность и разделить потери внутренних ключей [6].

Однако для управления фазной стойкой инвертора A-NPC требуется шесть отдельных каналов управления затворами, то есть в полной трехфазной системе будет 18 таких каналов. Это в три раза больше, чем у классического двухуровневого инвертора. Необходимая драйверу мощность на один канал в такой схеме выше, поскольку в каждой фазной стойке использовано три параллельных модуля. Однако это компенсируется за счет уменьшения количества изолированных источников питания, элементов развязки (таких как оптопара, трансформатор или волоконная оптика) и упрощения схемы защиты (от короткого замыкания, падения питания и т. д.). Более того, конструкция LV100 разработана с учетом удобства параллельного соединения силовых модулей [9].

Силовые шины и радиатор

Типовым способом реализации трехуровневой топологии является последовательное включение трех полумостовых модулей в фазной стойке инвертора. Для их соединения нужны дополнительные шины, которые увеличивают общее значение распределенной индуктивности. Кроме того, DC-шина должна содержать три слоя вместо двух, как это делается в двухуровневой топологии. В результате расположение модулей и их промежуточные соединения в трехуровневом трехфазном ин-

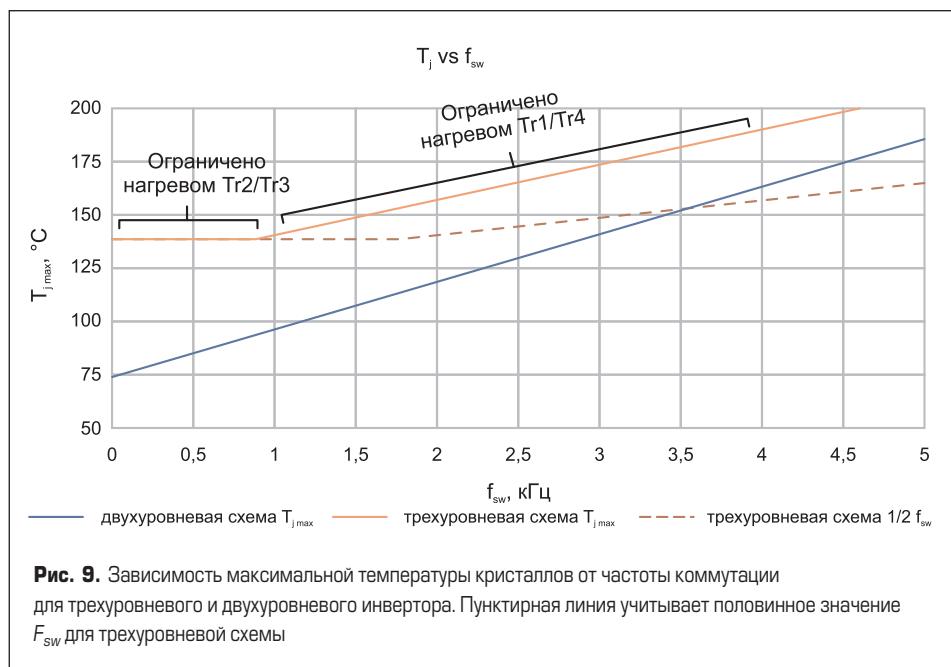


Рис. 9. Зависимость максимальной температуры кристаллов от частоты коммутации для трехуровневого и двухуровневого инвертора. Пунктирная линия учитывает половинное значение F_{sw} для трехуровневой схемы

верторе оказываются намного сложнее, что видно на рис. 10.

В двухуровневом инверторе силовые модули могут располагаться по одной линии в одной плоскости. Это позволяет использовать простой воздушный или жидкостный радиатор с каналами охлаждения, находящимися под модулями. Кроме того, в системе с воздушным охлаждением такое положение модулей

очень выгодно, поскольку достигается равномерный отвод тепла для всех силовых ключей. В трехуровневой системе размещение модулей на радиаторе выбирают с учетом паразитной индуктивности, что усложняет конструкцию (рис. 10). Система охлаждения в этом случае также становится более сложной, кроме того, появляется риск возникновения локальных зон перегрева.

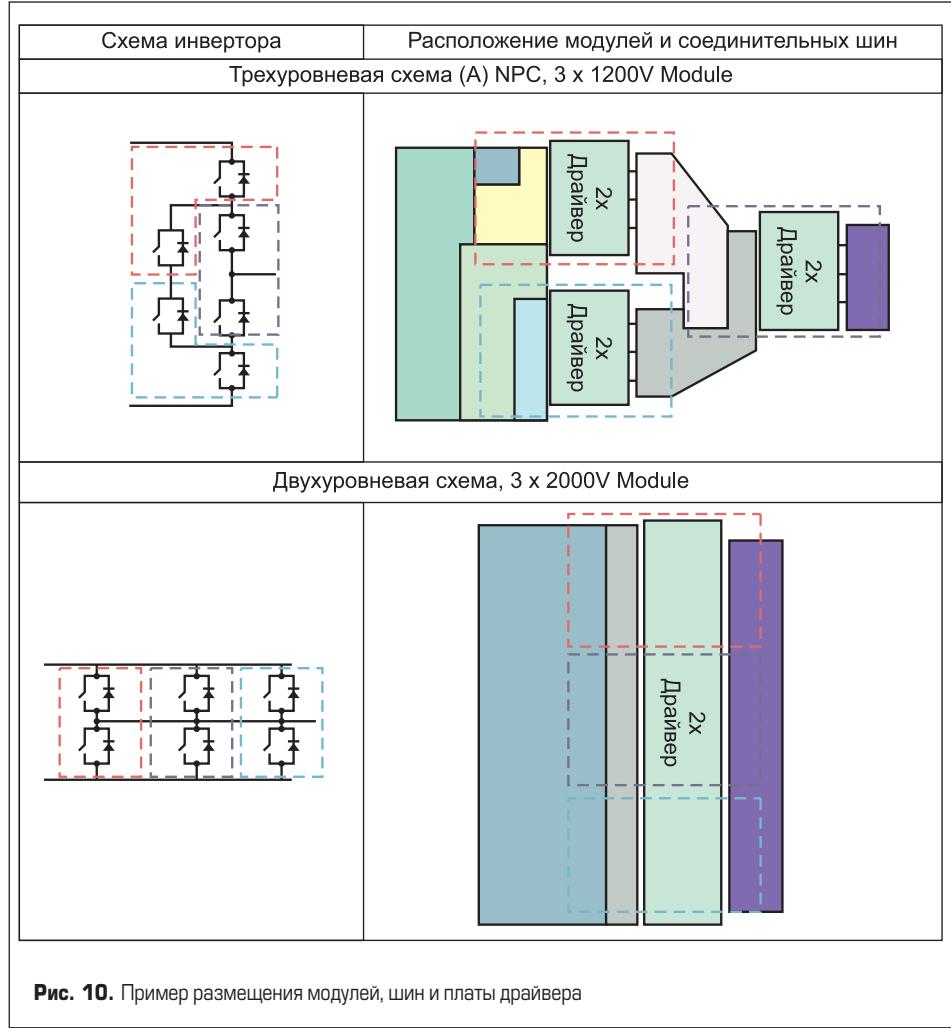


Рис. 10. Пример размещения модулей, шин и платы драйвера

Масштабирование мощности

Концепция корпуса LV100 разрабатывалась с учетом параллельной работы IGBT. В нашем случае рассматривается использование в каждой фазной стойке трех модулей в параллель, что позволяет получить выходную мощность 1800 кВт. При этом на каждый из IGBT приходится по 600 кВт, то есть, изменяя количество параллельных ключей, можно регулировать выходную мощность с шагом 600 кВт в соответствии с системными требованиями. Таким образом, двухуровневый инвертор на базе IGBT класса 2 кВ обеспечивает высокий уровень масштабируемости.

В трехуровневой системе использование параллельной конфигурации затруднено, поскольку это приводят к увеличению размеров внешних контуров коммутации и, соответственно, к повышению распределенной индуктивности. Шаг мощности при параллельном соединении инверторов будет составлять 1800 кВт, что в три раза больше, чем в двухуровневой системе. Поэтому такой подход считается экономически нецелесообразным.

Заключение

Проведенные исследования показали, что применение нового модуля CM1200DW-40T 1200 A/2 кВ LV100 в двухуровневом инверторе с питанием от DC-шины 1500 В обеспечивает увеличение плотности мощности на 24% по сравнению с трехуровневой (A)-NPC топологией. Кроме того, использование стандартной двухуровневой схемы с модулями IGBT класса 2 кВ в подобных системах дает ряд преимуществ, таких как упрощение конструкции, снижение паразитной индуктивности, уменьшенное количество каналов управления затвором и высокий уровень масштабируемости.

Сравнение потерь мощности, параметра LTDS и тепловых характеристик проводилось для типовых условий работы инвертора, применяемого в возобновляемых источниках энергии. Благодаря равномерному распределению потерь в двухуровневом инверторе с модулем 2 кВ его выходная мощность и ее плотность на 24% выше, чем в трехуровневой NPC-системе, где потери неравномерно распределены между ключами и сосредоточены в основном во «внешних» IGBT.

Литература

- Miyahara S. et al. 2000V Class IGBT Concept for Renewable Energy Converter. PCIM Europe, 2020.
- Eckel H. G., Wigger D. 690 V line side inverters with improved reactive power capability for wind power integration. PCIM Europe, 2013.
- Radke T. et al. The Next Generation of High Power IGBT Modules. Bodo's Power Systems, June 2021.
- CM1200DW-34T datasheet, Mitsubishi Electric 1200A/1700V Ind. LV100 IGBT Module datasheet. www.mitsubishielectric.com/semiconductors/php/oPartProfile.php?FILENAME=cm1200dw-34t_e.pdf&FOLDER=/product/powermodule/igbt/t_series
- CM1200DW-24T datasheet, Mitsubishi Electric 1200A/1200V Ind. LV100 IGBT Module datasheet. www.mitsubishielectric.com/semiconductors/php/oPartProfile.php?FILENAME=cm1200dw-24t_e.pdf&FOLDER=/product/powermodule/igbt/t_series
- Radke T. et al. Low Commutation Inductance Using Standard Half Bridge IGBT Modules in High Power 3-Level (A)-NPC Inverters. PCIM Europe digital days, 2020.
- Nakamura K., Iwanaga H., Okabe H., Saito S., Hatade K. Evaluation of oscillatory phenomena in reverse operation for High Voltage Diodes. 21st International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's, 2009.
- Suzuki K. et al. Tight relationship among field failure rate, single event burn-out (SEB) and cold bias stability (CBS) as a cosmic ray endurance for IGBT and diode. IEEE 30th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), 2018.
- Soltau N. et al. Demands by Future Railway Converters and How They Change Power Semiconductor Modules. Bodo's Power Systems, July 2021.

Высокотемпературные литиевые батареи с низкой магнитной сигнатурой от AkkuTronics

Компания AkkuTronics расширила линейку высокотемпературных литиевых элементов, дополнив номенклатуру элементом, который обеспечивает высокую выходную мощность при постоянном и импульсном токе, — ER49800S (внутренний партномер производителя 48-80-MR). Ключевой особенностью данного элемента является низкая магнитная сигнатура, что критически важно для применения в приложениях, чувствительных к магнитному полю, таких как MWD- и LWD-телеметрия. ER49800S аналогичен по техническим параметрам и габаритам LIRE-HT-LM (Electrochem, Канада) и 48-80-H150G (VITZROCELL, Корея). Основные технические характеристики батареи ER49800S:

- емкость: 36 А·ч;
- напряжение (@23±2 °C): ≥ 3,65 В;
- постоянный ток разряда: 500 мА (ном.), 1800 мА (макс.);
- рабочая температура: -40...+150 °C;
- уровень саморазряда: <2%/год;
- размер ØB: 48,4×80 мм.

www.macrogroupru

ЛИГРА литиевые ольчатые радиаторы Производство

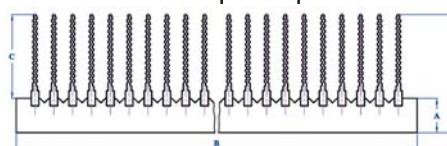
198095, Россия, г. Санкт-Петербург, ул. Швецова, д.23,
Тел./Факс: (812) 600-18-55
www.ligra.ru E-mail: ligra-spb@mail.ru

Новинка — сварные радиаторы

Любой профиль из каталога ЛИГРА может быть сварен в конструкцию **нужной ширины и длины**

**Новинка — охладители О57**

по вашим размерам



реклама

Мостовой резонансный DC/DC-преобразователь

в режиме заряда ёмкостного накопителя энергии

Рассматриваются мостовой резонансный DC/DC-преобразователь, а также группа, содержащая несколько подобных схем, при работе в режиме заряда ёмкостного накопителя энергии.

Борис Глебов

Мостовой резонансный DC/DC-преобразователь, силовая схема которого представлена на рис. 1, функционирует на частоте, равной резонансной. Возможность работы на этой частоте без опасности неконтролируемого возрастания амплитуды и средних значений токов в ветвях силовой схемы, вызванного резонансными процессами, обусловлена применением технических решений, предложенных в [1].

В устройстве на рис. 1 резонансная LC-цепь образована конденсатором C5 и двумя дросселями L1, L2. Выводы конденсатора связаны с выводами выходной цепи транзисторной мостовой схемы через два двухполюсника, одинаковых по конструкции и параметрам. Каждый из них содержит секцию первичной обмотки трансформатора и обмотку дросселя, соединенные последовательно (W11, L1, и W12, L2). Числа витков двух секций первичной обмотки одинаковы, а кроме того, равны друг другу индуктивности обмоток дросселей L1 и L2.

При фазовом управлении транзисторами мостовой схемы [1] (рис. 1) потенциал каждого из выводов

ее выходной цепи в одну половину периода работы практически равен потенциальну одной шины питания, а в другую половину периода — потенциальну другой шины. Поэтому средние значения потенциалов каждого из выводов выходной цепи транзисторной мостовой схемы одинаковы и равны значению $E/2$.

Из-за симметрии топологии схемы, а также в силу отмеченного характера изменения во времени потенциалов на выводах выходной цепи моста, образованного силовыми транзисторами, потенциалы на выводах конденсатора C5 представляются двумя функциями времени, которые изменяются симметрично относительно уровня $E/2$. При этом в каждый момент времени отклонение потенциала одного вывода конденсатора C5 относительно уровня $E/2$ равно и противоположно по знаку отклонению потенциала другого вывода этого конденсатора по отношению к тому же уровню. Соответственно, изменение напряжения на конденсаторе представляется в виде симметричной знакопеременной функции времени. Ее амплитуда ограничена значением, равным E , и это ограничение обеспечивается цепью, образованной диодами VD1–VD4.

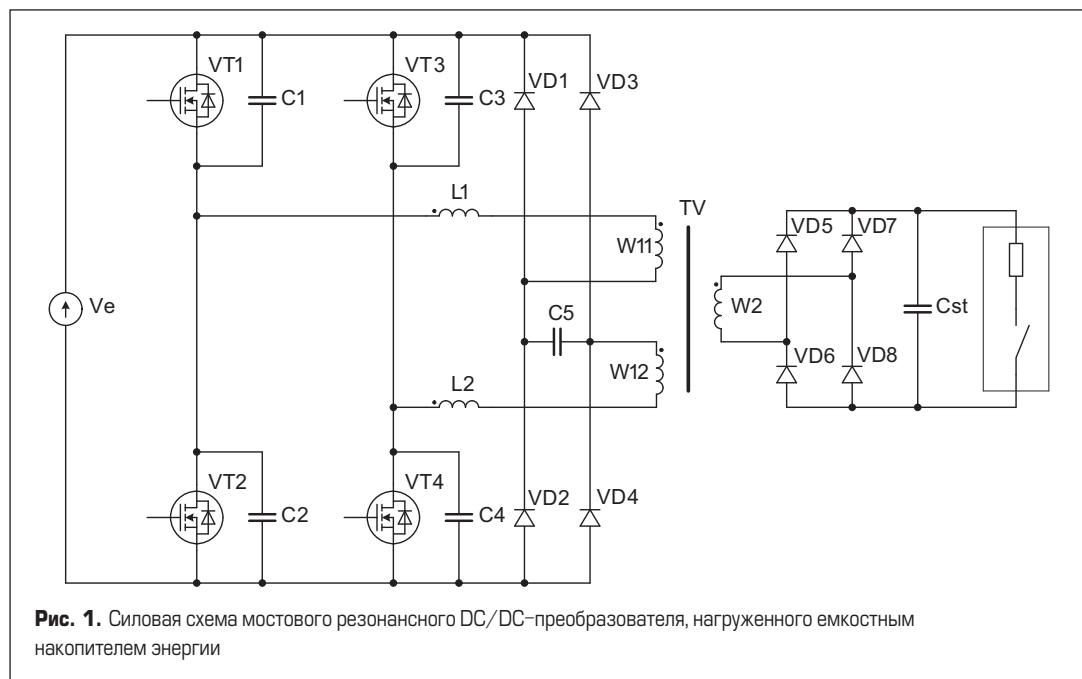


Рис. 1. Силовая схема мостового резонансного DC/DC-преобразователя, нагруженного ёмкостным накопителем энергии

В каждом цикле работы преобразователя энергия потребляется от источника питания на интервалах, когда создан контур, по которому замыкается ток, протекающий через источник. Образованиею контура отвечают два условия. Во-первых, в состоянии проводимости должны находиться силовые транзисторы противолежащих плеч мостовой схемы (VT1 и VT4 — во время первого такта, VT2 и VT3 — во время второго). Во-вторых, ток должен замыкаться через конденсатор C5, и, следовательно, должна изменяться во времени разность потенциалов между его выводами. На интервалах, когда с помощью диодов VD1–VD4 разность потенциалов фиксируется на уровне, равном E , контур протекания тока через источник питания разрывается и потребление энергии от источника прекращается.

При фазовом принципе управления транзисторами мостовой схемы, а также в режиме максимума ее выходной мощности, первое условие для потребления энергии от источника питания, то есть состояние проводимости транзисторов, находящихся в противолежащих плечах моста, оказывается выполненным практически в течение всего цикла работы DC/DC-преобразователя.

Напряжение на конденсаторе C5 в каждом цикле его работы изменяется во времени дважды: в первом такте — от значения $+E$ до значения $-E$; во втором такте — от значения $-E$ до значения $+E$. При этом от источника питания во входную цепь преобразователя поставляется заряд, который равен $4 \times C5 \times E$. Ему соответствует порция энергии, потребляемая от источника питания и передаваемая во входную цепь преобразователя, которая составляет $4 \times C5 \times E^2$. Число циклов в единицу времени равно частоте f , и, таким образом, максимум мощности, которую устройство может получить от источника питания, ограничен значением $P_{max} = 4 \times C5 \times E^2 \times f$.

Заряд емкостных накопителей энергии является одной из задач, которую решает силовая электроника. Заряд осуществляется преобразователем электрической энергии, к выходной цепи которого подключен накопитель (storage), то есть конденсатор Cst. Последующий разряд этого конденсатора происходит через мощный быстродействующий ключ (например, тиристор) и нагрузку, включенную с ним последовательно. Особенность работы преобразователя в режиме заряда состоит в том, что напряжение на конденсаторе Cst, то есть на выходе преобразователя, непрерывно изменяется от нуля до максимального значения.

Для схемы, изображенной на рис. 1, характерна ограниченность амплитуды токов в элементах силовой цепи, которая имеет место независимо от уровня выходного напряжения. Это свойство устройства делает целесообразным применение его в качестве зарядного.

В силу непрерывного характера нарастания напряжения на конденсаторе Cst, происходящего при его заряде, условия работы устройства, схема которого представлена на рис. 1, изменяются от такта к такту. Поэтому процессы в нем нестационарны, далее они рассматриваются на основе PSpice-моделирования [3].

В моделируемой схеме мостового резонансного DC/DC-преобразователя предусмотрены:

- Силовые транзисторы VT1–VT4 типа IRFPS38N60L (600 В, 38 А, 0,12 Ом). Их выходные цепи шунтированы конденсаторами C1–C4 емкостью 100 пФ.
- Первая и вторая последовательности импульсов управления транзисторами характеризуется параметрами: напряжение — 15 В, сопротивление источника импульсов — 5 Ом, частота повторения — 100 кГц, длительность импульсов — 4,6 мкс. Каждая из последовательностей содержит по два импульса, причем второй из них задержан относительно первого на время, равное 5 мкс. Вторая последовательность импульсов задержана относительно первой на время, равное 5 мкс. Импульсы первой и второй последовательностей управляют транзисторами VT1, VT2 и VT3, VT4 соответственно.
- Дроссели L1, L2 резонансной LC-цепи: сердечник типоразмера PQ 35/35; магнитный материал N87 (EPCOS); немагнитный зазор толщиной 1,4 мм; число витков обмотки 14; индуктивность обмотки 29,63 мГн; сопротивление обмотки 6,19 мОм.
- Конденсатор C5 резонансной LC-цепи емкостью 47 нФ.
- Силовой трансформатор TV: сердечник типоразмера PQ 40/40; магнитный материал

N87 (EPCOS); немагнитный зазор толщиной 0,1 мм. Число витков первой и второй секций первичной обмотки 13. Число витков вторичной обмотки 63. Индуктивности первой и второй секций первичной обмотки 621,9 мГн. Сопротивление первой секции первичной обмотки 7,53 мОм. Сопротивление второй секции первичной обмотки 11,2 мОм. Сопротивление вторичной обмотки 316 мОм.

- Конденсатор Cst емкостного накопителя энергии емкостью 1 мкФ.
- Диоды D1–D8: использованы обобщенные модели кремниевых диодов.

Результаты моделирования мостового резонансного DC/DC-преобразователя, работающего в режиме заряда конденсатора Cst, которым отображается емкостной накопитель энергии, представлены на рис. 2–6.

На рис. 2 показано изменение условий работы преобразователя в процессе заряда конденсатора Cst. На рисунке красным цветом изображена временная диаграмма изменения напряжения на конденсаторе. Синий цвет соответствует знакопеременному напряжению на вторичной обмотке силового трансформатора, которое изменяется в процессе его заряда.

Ограниченнность токов в элементах силовой схемы мостового резонансного DC/DC-преобразователя отображена временными

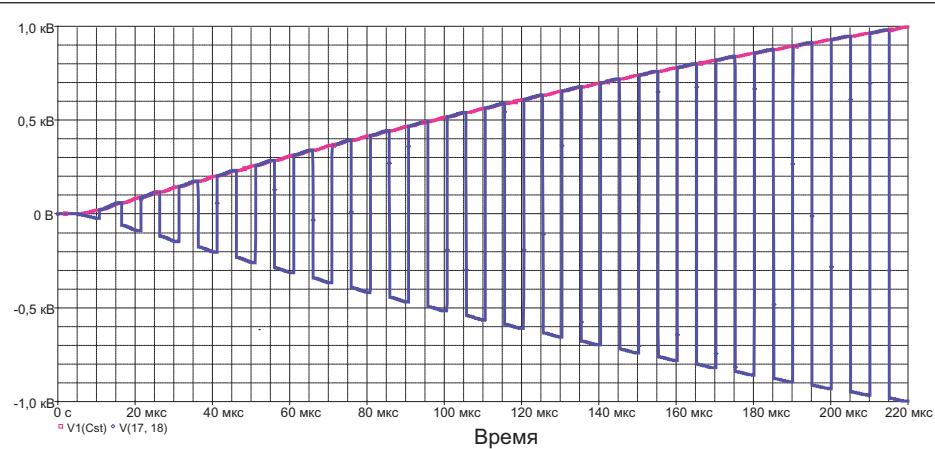


Рис. 2. Диаграммы изменения во времени напряжения на конденсаторе Cst и знакопеременного напряжения на вторичной обмотке трансформатора TV

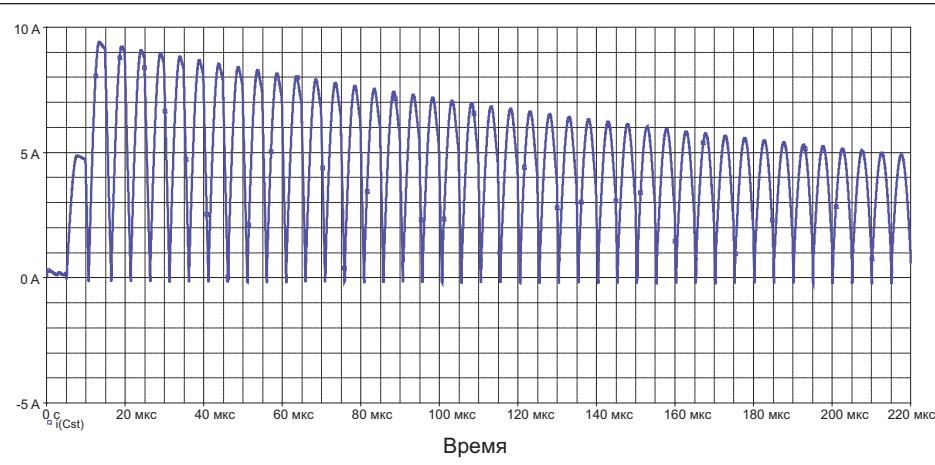


Рис. 3. Временная диаграмма изменения тока заряда конденсатора Cst

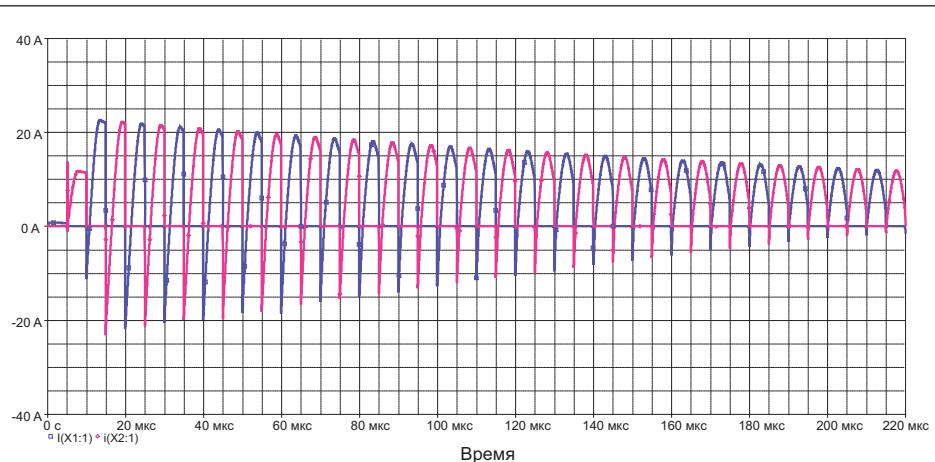


Рис. 4. Временные диаграммы токов выходных цепей транзисторов VT1 и VT2

диаграммами на рис. 3 и 4. На рис. 3 представлена диаграмма тока выходной цепи преобразователя, которым заряжается конденсатор Cst, а на рис. 4 — диаграммы токов двух транзисторов мостовой схемы: VT1 и VT2 (цвет кривых — синий и красный соответственно). Амплитуда токов уменьшается по мере повышения напряжения на конденсаторе Cst в процессе его заряда.

На рис. 5а, б приведены временные диаграммы напряжений и токов транзисторов VT1 и VT2, которые соответствуют началу

и окончанию процесса заряда конденсатора Cst. На этих рисунках зеленым цветом обозначено напряжение во входной цепи транзисторов, красным — 1/10 напряжения в выходной цепи, синим — ток выходной цепи.

Из рисунков следует, что по мере повышения напряжения на конденсаторе Cst не только уменьшается амплитуда тока выходной цепи транзисторов, но и снижается мгновенное значение тока в моменты их запирания. Это отвечает сокращению тепловых потерь в транзисторах.

Эффективность устройства, преобразующего электрическую энергию, которое работает в импульсном режиме и передает преобразованную энергию в нагрузку, характеризуется значением его коэффициента полезного действия (КПД). Если устройством формируется постоянное напряжение неизменного уровня, а само устройство находится в стационарных условиях, то его КПД определяется отношением мощности, переданной в нагрузку, к этой же мощности, которая сложена с суммарной мощностью тепловых потерь в элементах устройства.

Силовая схема мостового резонансного DC/DC-преобразователя, нагруженная на емкостной накопитель энергии (конденсатор Cst), как уже отмечалось, работает в нестационарном режиме. В этих условиях его КПД определяется отношением энергии, переданной в конденсатор Cst, к этой же энергии, которая сложена с суммарной энергией тепловыделения в элементах силовой схемы за интервал заряда конденсатора.

На рис. 6 приведена зависимость КПД мостовой схемы резонансного DC/DC-преобразователя, изображенной на рис. 1, от максимального значения напряжения, до которого заряжается конденсатор Cst. Зависимость построена на основе результатов моделирования схемы, параметры которой даны выше.

Как следует из кривой на рис. 6, значение КПД понижается при уменьшении уровня напряжения, до которого заряжается конденсатор Cst. Это вызвано тем, что при снижении указанного уровня возрастают токи в элементах схемы и повышаются тепловые потери при коммутации силовых транзисторов. В связи с этим следует задавать коэффициент трансформации так, чтобы заряд конденсатора Cst осуществлялся до значения напряжения, которое близко к верхнему пределу, достижимому при выбранном коэффициенте трансформации (в моделируемой схеме этот предел равен примерно 1070 В).

Время заряда конденсатора Cst до максимального уровня зависит от значения тока выходной цепи преобразователя. Оно уменьшается при увеличении этого тока, что может быть достигнуто только путем увеличения токов во всех элементах силовой схемы. Такое решение ограничено нагрузочной способностью элементов по току. Соответственно, снизу ему ограничена также длительность заряда конденсатора Cst.

В схеме, представленной на рис. 1, например, максимум тока силовых транзисторов может быть поднят до уровня, близкого к предельному значению для транзисторов IRFPS38N60L (38 А). Возможно также использование транзисторов, обладающих большим предельным значением тока.

Кроме того, для сокращения потерь в трансформаторе TV возможно применение второго варианта схемы, предложенной в [1], содержащего два трансформатора. В этом варианте первичная обмотка первого трансформатора заменяет собой обмотку W11 трансформатора TV схемы на рис. 1, а первичная обмотка второго — обмотку W12. Вторичные обмотки обоих трансформаторов подключены через два выпрямителя к общей для них нагрузке, то есть к конденсатору Cst.

Следует заметить, что нагрузочная способность DC/DC-преобразователя по току всегда

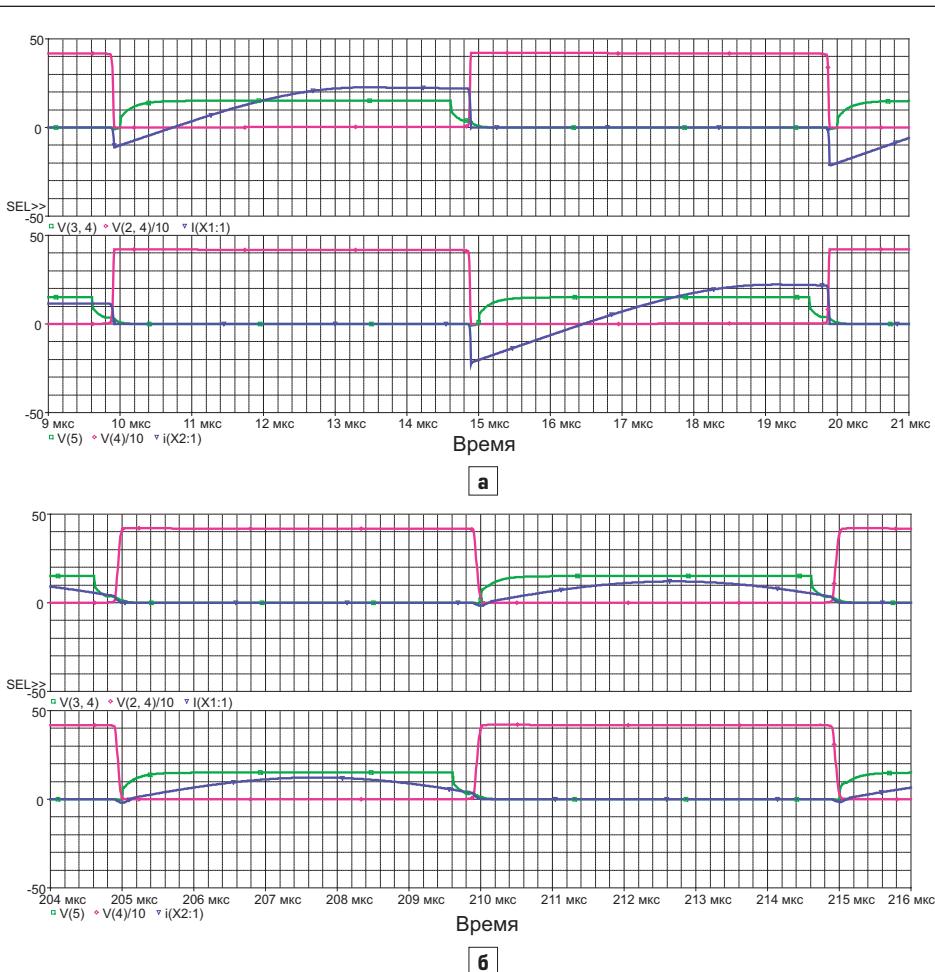


Рис. 5. Временные диаграммы, иллюстрирующие процессы в транзисторах в моменты:
а) близкие к началу; б) к окончанию заряда конденсатора Cst

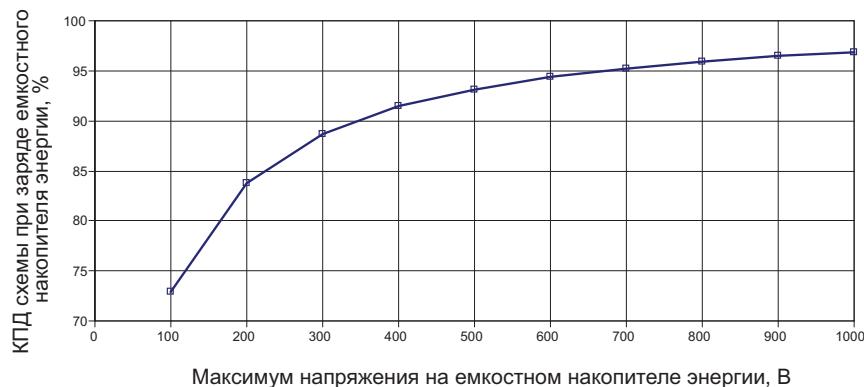
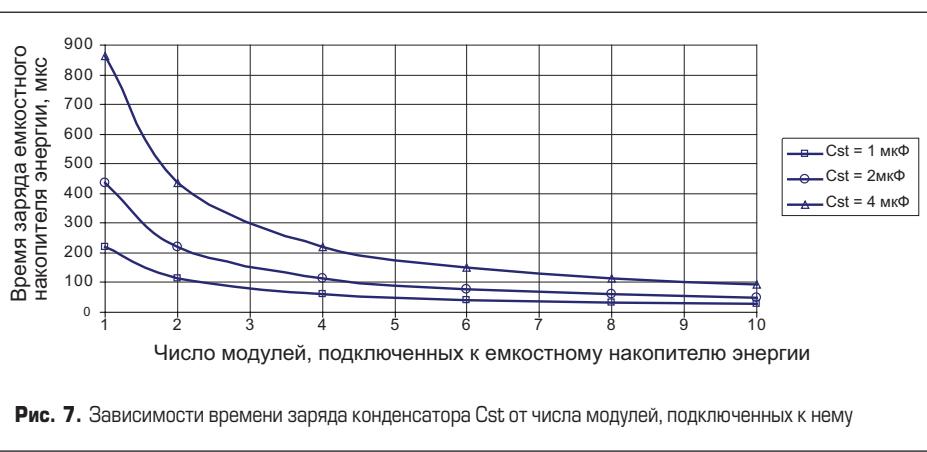


Рис. 6. Зависимость КПД преобразователя от максимума напряжения на конденсаторе Cst

реально ограничена. Поэтому единственным кардинальным способом сокращения длительности заряда конденсатора C_{st} является использование нескольких силовых модулей (DC/DC-преобразователей) при параллельном соединении их выходных цепей, подключенных к этому конденсатору. Указанное обстоятельство иллюстрируется рис. 7, на котором показаны зависимости времени заряда конденсатора C_{st} (1, 2 и 4 мкФ) от числа модулей, обеспечивающих этот заряд.

Использование множества модулей в системе, заряжающей емкостный накопитель энергии, позволяет попутно достаточно просто решить проблему резервирования данной системы с целью повышения ее надежности. При этом во входной и выходной цепях каждого из модулей целесообразно включение плавких предохранителей.

Рис. 7. Зависимости времени заряда конденсатора C_{st} от числа модулей, подключенных к нему

Литература

- Патент на изобретение РФ № 2455745. Патентообладатель ЗАО «Связь инжиниринг». Автор Глебов Б. А. Двухтактный мостовой преобразователь. Гос. реестр изобретений РФ 10 июля 2012 г.
- Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. Справочник. 2-е изд., испр. и доп. М.: Додэка — XXI, 2001.
- Раззевиг В. Д. Система проектирования OrCAD 9.2. М.: СОЛОН-Р, 2001.

HEP-2300-серия 4G/5G телекоммуникационных блоков питания от MEAN WELL для суровых условий эксплуатации



Компания MEAN WELL представляет новую серию источников питания HEP-2300.

HEP-2300 — это специальный источник питания для суровых условий с защитой IP67, антивibrationной способностью 10G, безвентиляторной конструкцией, алюминиевым корпусом с кондуктивным охлаждением. Серия HEP-2300 предназначена для использования с различным внутренним и наружным промышленным и телекоммуникационным оборудованием, обеспечивает множество функций цифровой связи и может интегрироваться в человеко-машинный интерфейс для системного управления высокотехнологичными комплексами.

В серии HEP-2300 предлагаются модели с высоковольтными выходными напряжениями: 55, 115, 230 и 380 В. Источники питания данной серии могут применяться в оборудовании для зарядки электромобилей, в установках электролиза, в оборудовании для лазерной резки и установках ультрафиолетового отверждения.

Выходное напряжение можно регулировать тремя способами: с помощью встроенного переменного резистора, с помощью программируемой функции (PV/PC) или с помощью цифровых коммуникационных протоколов CANBus, PMBus, MODbus.

Помимо различных выходных напряжений, серия HEP-2300 также предлагает три способа подключения к электрической сети и потребляющим устройствам: с помощью традиционной клеммной колодки; водонепроницаемого кабеля для подключения или водонепроницаемого разъема. В частности, водонепроницаемый разъем может использоваться для телекоммуникационного радиооборудования 4G RRU (Remote Radio Unit) и активной антенны 5G AAU (Active Antenna Unit), которые применяются на наружных базовых станциях в телекоммуникационной индустрии. В своем арсенале серия HEP-2300 имеет разные монтажные решения, такие как различные типы монтажных пластин для заднего или бокового крепления. Серия источников питания HEP-2300 дополняет линейки цифровых источников питания UHP-1500-HV, PHP-3500-HV, CSP-3000 для наиболее полного охвата применений в различных промышленных решениях — как по мощности, так и по другим параметрам, указанным ниже.

Источники питания серий HEP-2300 обеспечивают следующие ключевые преимущества:

- высоковольтные Uвых.: 55, 115, 230, 380 В;
- полная герметичность IP67/IP66 и уровень защиты от вибрации 10G;
- программируемое выходное напряжение и ток;
- доступно вспомогательное питание: 12 В/0,5 А;
- цифровой интерфейс: CANBus, PMBus, MODbus;
- несколько способов подключения: клеммная колодка, проводка, водонепроницаемый разъем;
- соответствует испытаниям изоляции OVC III;
- соответствует стандарту IEC 62368-1/60335/61558.

www.eltech.spb.ru

500-кВт DC/DC-конвертер

на основе SiC-модуля 1200 А/1200 В

Разработчики силовых электронных преобразователей постоянно стремятся к повышению плотности мощности и обеспечению высочайшей эффективности. В наши дни это стало еще более важным с учетом глобальных задач по сокращению выбросов CO₂ и ответственному использованию энергии и материалов. Достижение указанных целей при проектировании DC/DC-конвертеров неразрывно связано с применением новейших полупроводниковых технологий, в частности карбида кремния (SiC).

Ф. Зоммер (F. Sommer)

М. Хиллер (M. Hiller)

Н. Солтау (N. Soltau)

С. Идака (S. Idaka)

Т. Хираи (T. Hirai)

**Перевод:
Евгений Карташев**

DC/DC-конвертеры, общие положения

Обычным способом увеличения плотности мощности силовых преобразователей считается повышение рабочей частоты. В большинстве приложений переход на более высокую частоту коммутации позволяет уменьшить размер фильтров за счет использования меньших номиналов индуктивностей и емкостей. Потенциал такой оптимизации огромен, особенно для систем с трансформаторами, работающими на частоте 16, 50 или 60 Гц, поскольку их размер и вес в первую очередь определяются данным параметром. Это объясняет стремление разработчиков использовать «непрямое» преобразование AC-напряжения с помощью мощных DC/DC-конвертеров, обеспечивающих гальваническую развязку через высокочастотный трансформатор. Возможность применения подобных твердотельных трансформаторов (SST — Such Solid-State Transformers) в электросетях и железнодорожных системах сегодня широко обсуждается [1, 2].

Мощные преобразователи постоянного тока требуются во многих приложениях, таких как зарядные станции для электромобилей [3], батарейные системы хранения энергии [4], системы распределения энергии постоянного тока [5], вспомогательные преобразователи для железной дороги [6]. Для гальванической изоляции в них обычно используются среднечастотные и высокочастотные трансформаторы. Как правило, они работают на частоте, аналогичной или близкой к частоте переключения силовых полупроводниковых ключей. Это позволяет существенно сократить размер и вес трансформатора за счет уменьшения потребности в магнитных материалах.

Кроме того, увеличение частоты предоставляет возможность заменить магнитный материал сердечника более эффективным или более дешевым. Повысить частоту коммутации DC/DC-конвертера без снижения его эффективности можно при использовании

силовых SiC-ключей, имеющих гораздо меньшие динамические потери по сравнению с традиционными IGBT. В следующем разделе представлен преобразователь постоянного тока номинальной мощностью 500 кВт, созданный с применением карбидокремниевых модулей Mitsubishi Electric 1200 В/1200 А.

Прототип DC/DC-конвертера 500 кВт

Для разработки мощного DC/DC-преобразователя выбрана топология с двойным активным мостом (DAB — Dual Active Bridge). Она обеспечивает гальваническую развязку, двунаправленный поток энергии и возможность «мягкой» коммутации. Эпюры основных сигналов и базовая эквивалентная принципиальная схема показаны на рис. 1. Устройство состоит из четырех полумостов (HB), соединенных между собой среднечастотным трансформатором (MFT).

В зависимости от режима работы может потребоваться вспомогательный индуктор, включенный последовательно с трансформатором, однако в большинстве случаев достаточно собственной индуктивности рассеяния трансформатора L_σ . Поток мощности DAB контролируется изменением фазовых сдвигов между четырьмя полумостами. Результирующими параметрами управления являются фазовые углы δ_1 , δ_2 и ϕ , как показано на рис. 1, — такой способ называется тройным фазовым сдвигом (TPS — Triple Phase Shift). Наиболее часто используемые разновидности режима TPS — треугольная и трапециевидная модуляции [7].

В данной работе представлен простейший вариант управления — одиничный фазовый сдвиг (SPS — Single Phase Shift). В этом случае углы в пределах мостов (от HB1 до HB2 и от HB3 до HB4) равны нулю ($\delta_1 = \delta_2 = 0$), а поток мощности регулируется только за счет сдвига фазы ϕ между каскадами DC1 и DC2. Выходная мощность P_{OUT} может быть рассчитана в соответствии с (1) и (2) [8]:

$$P_{OUT} = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} v_1(t) i_{L_\sigma}(t) dt, \quad (1)$$

$$P_{OUT} = \frac{n V_{DC1} V_{DC2}}{2\pi f_{sw} L_\sigma} \varphi \times \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi}\right). \quad (2)$$

Передаваемая мощность DAB в режиме SPS рассчитывается в соответствии с (2), она достигает максимума при $\varphi = \pm\pi/2$:

$$P_{OUT} = \pm \frac{n V_{DC1} V_{DC2}}{8 f_{sw} L_\sigma}. \quad (3)$$

Видно, что паразитная индуктивность в АС-цепи является критически важным конструктивным параметром для достижения высокой мощности DAB. На фиксированной частоте переключения это ограничивает максимальный уровень передаваемой энергии.

Аппаратная реализация DAB

Для оценки работы DAB на высокой мощности была создана тестовая установка, представленная на рис. 2. Основой силового каскада служит полумостовой модуль FMF1200DX1-24A SiC MOSFET (1200 В/1200 А), имеющий встроенный блок детектирования и защиты от короткого замыкания [9]. Для производства сердечников среднечастотных трансформаторов часто используется нанокристаллический материал, обеспечивающий высокую плотность потока насыщения и низкие потери. Однако в трансформаторе представленного

Таблица 1. Параметры DAB и трансформатора

Параметры DAB		
L_{AC1}	Индуктивность AC1	300 нГн
L_{AC2}	Индуктивность AC2	100 нГн
$V_{DC1/2}$	Диапазон входных/выходных напряжений	500–850 В
f_{sw}	Частота коммутации	20 кГц
P_{OUT}	Номинальная выходная мощность	500 кВт
T_{dt}	«Мертвое» время инвертора	250 нс
Параметры трансформатора		
n	Коэффициент трансформации	1:1
$L_{g,T}$	Индуктивность рассеяния	200 нГн
$L_{h,T}$	Индуктивность намагничивания	250 нГн
	Объем трансформатора	56,1 л
	Вес трансформатора	110 г
P_{max}	Максимальная мощность	640 кВт

DC/DC-конвертера применен ферритовый сердечник, что представляется экономичным решением даже в сравнении с низкочастотным исполнением.

Возможность использования феррита в преобразователе мощностью 500 кВт обусловлена малыми потерями переключения силовых SiC-модулей и, как следствие, возможностью работы на высокой частоте. Кроме того, для получения низкой индуктивности рассеяния и принудительного воздушного охлаждения в трансформаторе предусмотрена ленточная обмотка. Среднечастотный трансформатор и его размеры показаны на рис. 3, результатирующие значения индуктивности рассеяния и намагничивания, а также параметры DAB приведены в таблице 1.

Индуктивность рассеяния L_σ является ключевым параметром, она ограничивает скорость нарастания тока в случае $V_{DC1} \neq V_{DC2}$. Кроме того, согласно (3) величина L_σ должна быть меньше 3,5 мкГн, чтобы избежать снижения мощности при заданных параметрах DC/DC-конвертера.

Для анализа потерь полупроводниковых ключей использована калориметрическая измерительная система, контролирующая тепловые параметры мостов DC1 и DC2.



Рис. 2. Установка для испытаний двойного активного моста (DAB)

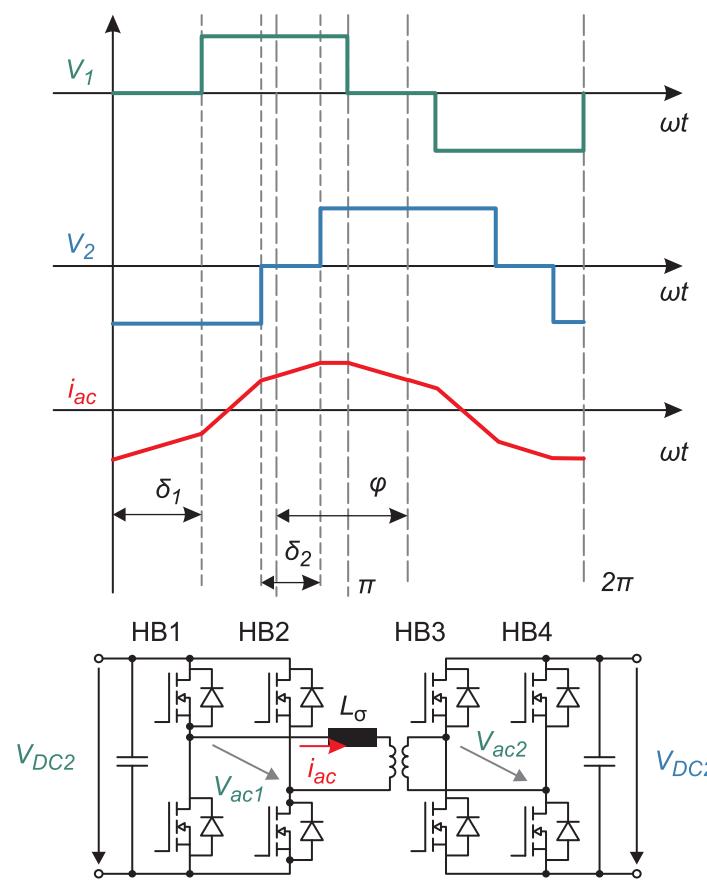


Рис. 1. Токи и напряжения DAB с TPS-модуляцией, эквивалентная схема

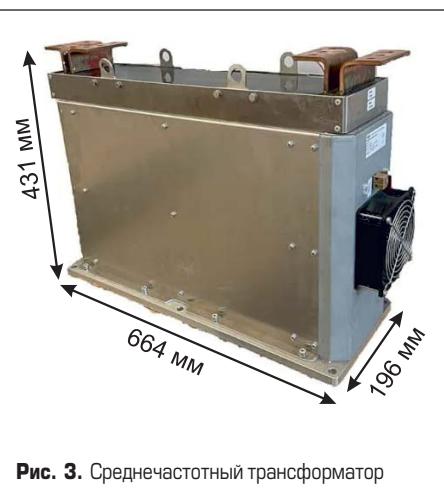


Рис. 3. Среднечастотный трансформатор

Температура на входе T_{IN} и на выходе T_{OUT} а также расход воды Q в каждом радиаторе охлаждения измеряются отдельно. С учетом теплоемкости C_p и плотности воды ρ потери для всех силовых ключей, входящих в мосты, могут быть рассчитаны в соответствии

с (4) [10]. Общая схема измерения показана на рис. 4. Цепи постоянного тока обоих мостов подключены к одному источнику питания, а потребляемая им мощность соответствует потерям DC/DC-преобразователя, что делает возможным их точное измерение.

Калориметрический анализ позволяет разделить потери силовых каскадов DC1, DC2 и трансформатора:

$$P_{v,calorimetric} = (T_{OUT} - T_{IN})Q \times C_p \times \rho. \quad (4)$$

Экспериментальные результаты

Экспериментальные результаты получены с помощью установки, схема которой описана ранее и изображена на рис. 4. При измерениях рассматривался только один коэффициент передачи, равный единице ($V_{DC1} = V_{DC2}$). Технические характеристики прототипа приведены в таблице 1. Для оценки производительности были проведены измерения до $P_{OUT} = 504$ кВт и $V_{DC} = 800$ В, полный анализ представлен в [11].

На рис. 5 показана зависимость КПД DAB от передаваемой мощности. Максимальная эффективность $\eta = 98,24\%$ достигается при $P_{OUT} = 110$ кВт и $V_{DC} = 500$ В. В рабочих точках с низкой нагрузкой режим переключения с нулевым напряжением (ZVS) не обеспечивается, и эффективность, соответственно, падает.

Калориметрические измерения позволяют разделить источники рассеиваемой мощности, в частности, на рис. 6 показаны потери силового каскада DC2. Номинальная мощность, при которой достигается режим ZVS, хорошо определяется, поскольку в этой точке потери становятся минимальными [11, 12].

Силовой модуль SiC от Mitsubishi Electric

Как показано в предыдущем разделе, использование карбидокремниевых силовых модулей позволило создать DC/DC-конвертер мощностью 500 кВт, работающий с частотой переключения 20 кГц. В среднечастотном трансформаторе преобразователя применен сердечник из феррита, имеющий меньшие потери по сравнению с обычной кремнистой сталью и меньшую стоимость, чем у нанокристаллических материалов. Изделие разработано на основе серийного силового SiC-модуля первого поколения Mitsubishi (1200 В/1200 А).

Сегодня Mitsubishi Electric предлагает промышленные карбидокремниевые модули второго поколения [13, 14], номенклатура которых показана на рис. 7. Наличие таких компонентов с различными номинальными напряжениями и токами позволяет создавать конкурентоспособные DC/DC-конвертеры для широкого спектра применений.

Литература

- Allende F. R. et. al. Surveying Solid-State Transformer Structures and Controls // IEEE Industrial Electronics Magazine. March 2020.
- Zhu R. et. al. Operation and Control of the Smart Transformer in Meshed and Hybrid Grids // IEEE Industrial Electronics Magazine. March 2021.
- Liserre M. et. al. Multiwinding-Transformer-Based DC-DC Converter Solutions for Charging

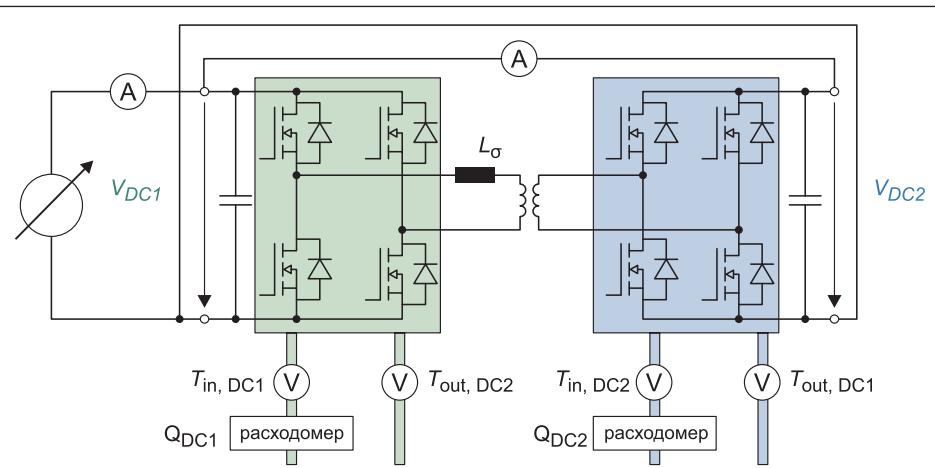


Рис. 4. Установка для проведения калориметрических измерений (коэффициент передачи 1:1)

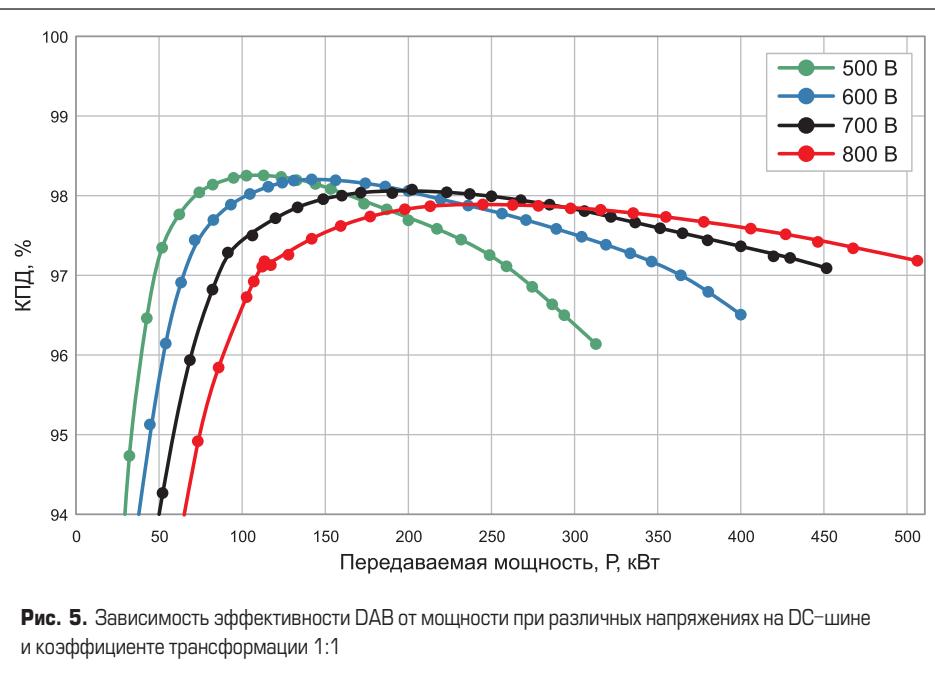


Рис. 5. Зависимость эффективности DAB от мощности при различных напряжениях на DC-шине и коэффициенте трансформации 1:1

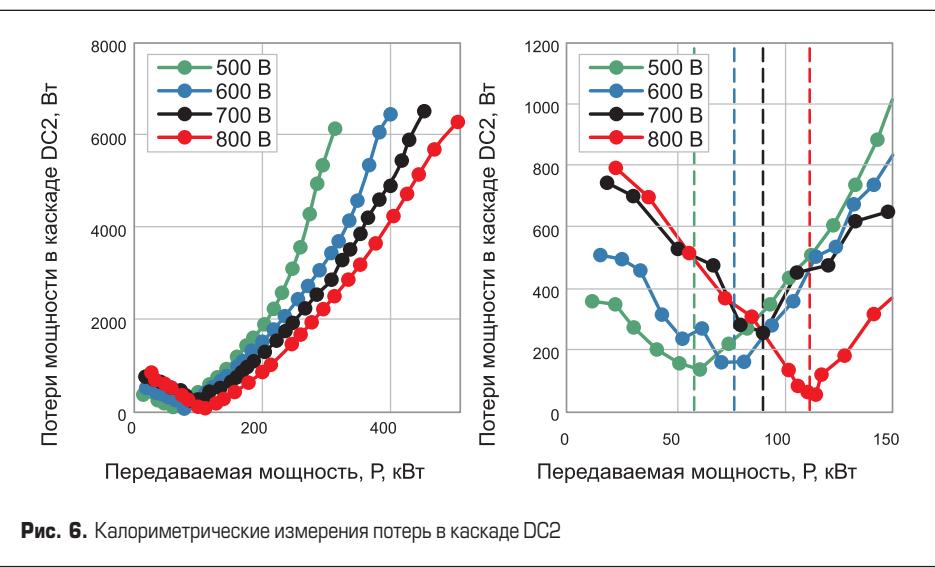


Рис. 6. Калориметрические измерения потерь в каскаде DC2

Приложение	Дискретные компоненты		Бытовая техника		Транспорт		Промышленность					
	Корпус											
SiC	Full-SiC	Full-SiC	Full-SiC	Hybrid	Hybrid	Full-SiC	Full-SiC	Full-SiC	Full-SiC	Full-SiC	Hybrid	
Выводы	1 в 1	6 в 1	2 в 1	2 в 1	2 в 1	4 в 1	2 в 1	2 в 1	4 в 1	2 в 1	6 в 1	2 в 1
600 В		15 A, 25 A										
1200 В	80 МОМ*, 40 МОМ*, 22 МОМ*					400 A	800 A	400 A	300 A, 400 A	600 A, 800 A, 1200 A	75 A*	100 A, 150 A 200 A, 300 A 400 A, 600 A
1700 В				1200 A	1200 A					300 A		
3300 В			185 A, 375 A, 750 A	600 A								

*в стадии разработки

Рис. 7. Гамма SiC-модулей Mitsubishi

Stations // IEEE Electrification Magazin. June 2021.

4. www.sma.de/en/products/dc-technology/sma-dcdc-converter.html

5. Cho J. et al. Demonstration of a DC Microgrid with Central Operation Strategies on an Island. IEEE Third International Conference on DC Microgrids (ICDCM). Matsue, Japan, 2019.

6. Ocklenburg M., Dohmen M., Wu X., Helsper M. Next generation DC-DC converters for auxiliary power supplies with SiC. IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Conference (ESARS-ITEC). Nottingham, UK, 2018.

7. Schibli N. Symmetrical multilevel converters with two quadrant DC-DC feeding. Dissertation. 2000.

8. De Doncker R. W. A. A., Divan D. M., Kheraluwala M. H. A Three-Phase soft switched high power density DC-DC converters for high-power Applications // IEEE Transactions on Industry Applications. 1991. Vol. 27. No. 1.

9. Sommer F., Soltau N., Stamer F., Menger N., Idaka S., Hiller M. Mirror Source based overcurrent protection. Europe digital days, International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management. 2021.

10. Sverko M., Krishnamurthy S. Calorimetric loss measurement system for air and water cooled power converters. 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2013.

11. Sommer F., Menger N., Merz T., Soltau N., Idaka S., Hiller M. Design and Characterization of a 500 kW 20 kHz Dual Active Bridge using 1.2 kV SiC MOSFETs. International Power Electronics Conference (IPEC-Himeji 2022, ECCE Asia). Japan, 2022.

12. Sommer F., Menger N., Merz T., Hiller M. Accurate Time Domain Zero Voltage switching analysis. 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '21 ECCE Europe), 2021.

13. Next Generation SiC Power Modules. Bodo's Power Systems. September 2019.

14. Spennke R., Soltau N., Matsuoka T. Towards a Greener Future: Highly Efficient SiC Power Devices. Bodo's Power Systems. December 2020.

Ультракомпактный неизолированный стабилизатор напряжения SMD-типа от MEAN WELL

Компания MEAN WELL представляет новую серию неизолированных и миниатюрных высокоеффективных импульсных стабилизаторов постоянного тока на 1 и 12 А в SMD-исполнении, оптимальных для встраиваемых приложений. Их основные характеристики включают настраиваемое выходное напряжение, функцию дистанционного включения/выключения и защиту от короткого замыкания. Это делает их подходящими для архитектур распределенного питания, встречающихся в различных приложениях, таких как промышленные, распределенные силовые и приложения для телекоммуникаций и передачи данных.

Ключевые особенности:

- Поверхностный монтаж.
- Сверхкомпактный размер:
 - SPOL-01: 12,4×12,4×4 мм;
 - SPOL-12: 12,19×12,19×3,1 мм.
- Широкий диапазон входных напряжений:
 - SPOL-01: 3–14 В постоянного тока;
 - SPOL-12: 3–14,4 В постоянного тока.
- Программируемое выходное напряжение через внешний резистор:



- SPOL-01: 0,9–5,5 В пост. тока;
- SPOL-12: 0,6–5,5 В постоянного тока.
- Встроенное дистанционное управление питанием.
- Защита от короткого замыкания (непрерывная).
- Сверхширокий диапазон рабочих температур:
 - SPOL-01: -40...+82 °C;
 - SPOL-12: -40...+90 °C.
- Гарантия: 3 года.

www.eltech.spb.ru

Понижающие регуляторы решают проблему нехватки мощности

В цепи датчика токового контура

В статье описан процесс разработки компактного источника питания для датчика токового контура с использованием LT8618 — высокоскоростного синхронного интегрального понижающего импульсного регулятора, заменяющего традиционный линейный стабилизатор LDO (Low Drop Out). Оценена производительность и даны рекомендации по выбору компонентов, необходимых для соответствия строгим промышленным стандартам. Приведены данные по эффективности, процессу запуска и измерению уровня пульсаций.

**Чжунмин Е
(Zhongming Ye)**

**Хуан-Дж. Аранда
(Juan-G. Aranda)**

**Перевод:
Евгений Карташев**

Введение

Автономное управление получает все большее распространение в промышленных и бытовых приложениях, однако даже самые передовые решения в этой области используют старый метод передачи данных — токовый контур. Это традиционный узел цепей управления, работающих в обоих направлениях, — они передают данные от датчиков к программируемым логическим контроллерам (PLC) и, наоборот, транслируют сигналы управления от PLC к системным исполнительным устройствам.

Токовый выход 4–20 мА является доминирующим промышленным стандартом, обеспечивающим точную и бесперебойную трансляцию данных по витой паре от удаленных датчиков к PLC. Простота, долговечность и проверенная надежность передачи сигнала на большие расстояния, хорошая помехозащищенность и низ-

кая стоимость сделали этот интерфейс самым востребованным в системах управления промышленными процессами и автоматизированного мониторинга удаленных объектов в зашумленных средах.

Обычно питание токовых контуров обеспечивается линейными стабилизаторами LDO. Однако их недостатками по сравнению с импульсными регуляторами являются низкая эффективность и малая нагрузочная способность. Первый из перечисленных факторов означает проблемы с отводом тепла, а ограниченный выходной ток часто не позволяет обеспечить желаемую функциональность системы управления.

Новые высокоеффективные понижающие регуляторы имеют большой диапазон входного напряжения, они очень надежны и занимают на печатной плате сравнительно мало места. Это позволяет им успешно заменять линейные стабилизаторы во многих системах с токовым контуром. Преимущества

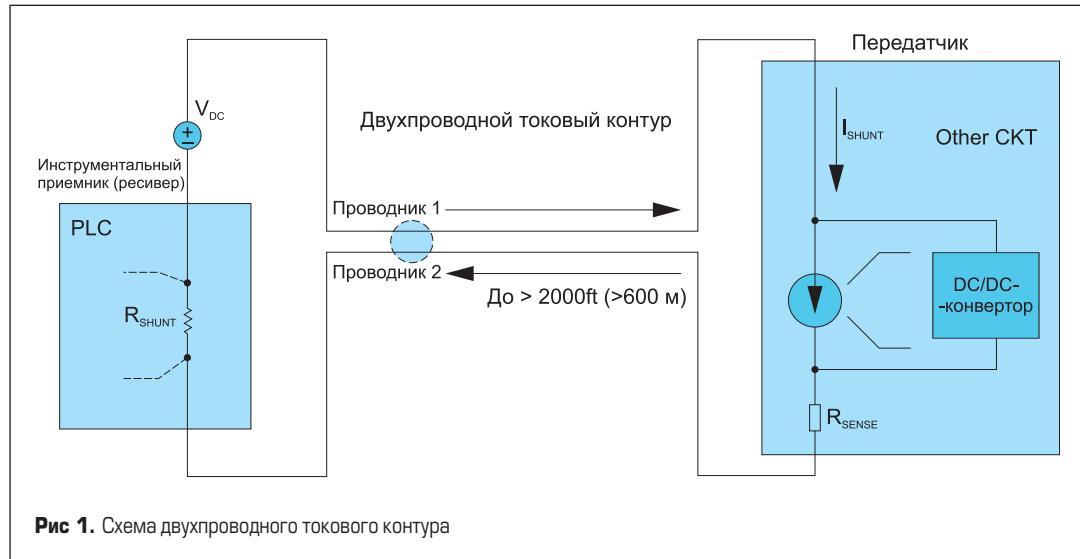


Рис. 1. Схема двухпроводного токового контура

понижающего импульсного стабилизатора по сравнению с LDO-стабилизатором очевидны: широкий диапазон входных сигналов, высокая нагрузочная способность и эффективность. К достоинствам современных DC/DC-конвертеров также можно отнести большой коэффициент преобразования напряжения за счет очень малой длительности импульса t_{on} даже при высоких частотах переключения, что позволяет создавать компактные и надежные системы.

Основные положения

Стандартный токовый интерфейс 4–20 мА, показанный на рис. 1, может использоваться как для передачи информации от различных выносных датчиков, так и для передачи сигналов управления на системные исполнительные устройства, например блок позиционирования клапана или другой выходной актуатор. Он состоит из четырех основных узлов:

- Источник питания контура: напряжение V_{DC} (9, 12, 24 В) варьируется в зависимости от применения, оно должно, по крайней мере, на 10% превышать суммарное падение на элементах цепи (передатчике, приемнике и проводах). Шина V_{DC} распределяется локальными понижающими конвертерами для подачи питания на датчики и другие компоненты.
- Передатчик/трансмиттер: его основным компонентом является датчик или преобразователь, трансформирующий физический сигнал, такой как температура, давление, ток, расстояние или магнитное поле, в электрический сигнал. Если он аналоговый, то для его преобразования в 4–20 мА требуется конвертер «напряжение–ток», входящий в состав передатчика. При использовании интеллектуального цифрового выходного датчика ЦАП конвертирует цифровой сигнал обратно в аналоговый вид. Локальный источник в передатчике (LDO или понижающий регулятор) обеспечивает питанием все аналоговые, цифровые и опорные схемы.

• Приемник/ресивер или монитор: преобразует токовый сигнал 4–20 мА в напряжение, которое может быть дополнительно обработано и/или отображено. Такое преобразование осуществляется с помощью прецизионного резистивного шунта R_{SHUNT} и/или ЦАП или схемы сбора данных. На приборном терминале локальные понижающие регуляторы питают цепи приемника.

- Двух- или четырехпроводной контур: полный токовый контур может иметь длину более 2000 футов (около 600 м) и состоять из последовательно соединенных передатчика, источника питания и приемника. В двухпроводных интерфейсах 4–20 мА источник питания использует общую цепь с контуром тока.

Например, для измерения давления в диапазоне 0–50 psi (фунты на квадратный дюйм) с помощью удаленного датчика цепь приемника тока 4–20 мА соединена последовательно с преобразователем «давление–ток». Датчик на своей стороне считывает 4 мА при давлении 0 psi и 20 мА при давлении 50 psi. На стороне приемника, в соответствии с первым законом Кирхгофа, аналогичный ток проходит через резисторный шunt, где он преобразуется в напряжение.

Автономное функционирование электронных систем в промышленности, нефтепереработке, мониторинге автомобильных дорог и бытовых приложениях требует высокопроизводительных сенсорных технологий и надежных, прецизионных контуров тока для передачи информации с датчиков. Компоненты токового контура должны обеспечивать высокую точность, низкое энергопотребление и надежную работу в расширенном диапазоне температур $-40\dots+105^{\circ}\text{C}$, где от них требуется выполнение необходимых функций безопасности системы.

Напряжение источника на стороне передатчика (датчика) может достигать 65 В во время переходных процессов, при этом оно должно быть преобразовано в 5 или 3,3 В. Поскольку цепь датчика часто разрабатывается с учетом получения питания непосредственно от контура тока (без дополнительного источника),

ограничение обычно устанавливается на уровне 3,5 мА. По мере того как передатчик приобретает все больше функциональных возможностей, это ограничение становится проблемой при использовании традиционных линейных стабилизаторов из-за их очень низкой нагрузочной способности. Кроме того, большая часть мощности устройства, использующего LDO-стабилизатор, рассеивается непосредственно в нем, что приводит к значительному выделению тепла в герметичной системе.

В DC/DC-конвертере LT8618 диапазон входных напряжений расширен до 65 В, а допустимая нагрузка увеличена до 15 мА. Высокая эффективность преобразования позволила устранить тепловые ограничения в контуре тока с изолированными передатчиками, подверженными жестким изменениям условий окружающей среды. Для уменьшения пульсаций напряжения и тока в кабеле предусмотрен недорогой фильтр. В статье анализируются характеристики регулятора мощности и даются рекомендации по выбору компонентов в соответствии со строгими промышленными требованиями. Предоставлены результаты проверки эффективности, режима запуска, уровня пульсаций и т. д.

Замыкание контура тока с помощью понижающего преобразователя с расширенным диапазоном входных напряжений и увеличенной нагрузочной способностью

LT8618 — это понижающий преобразователь со множеством функций, отвечающих требованиям промышленных, автомобильных и других непредсказуемых рынков источников питания. Он подходит для приложений с интерфейсом 4–20 мА, обладает сверхнизким током покоя, высокой эффективностью, широким диапазоном входных напряжений (до 65 В) и компактными размерами. На рис. 2 показана схема токового контура, в котором LT8618 использован для питания прецизионного

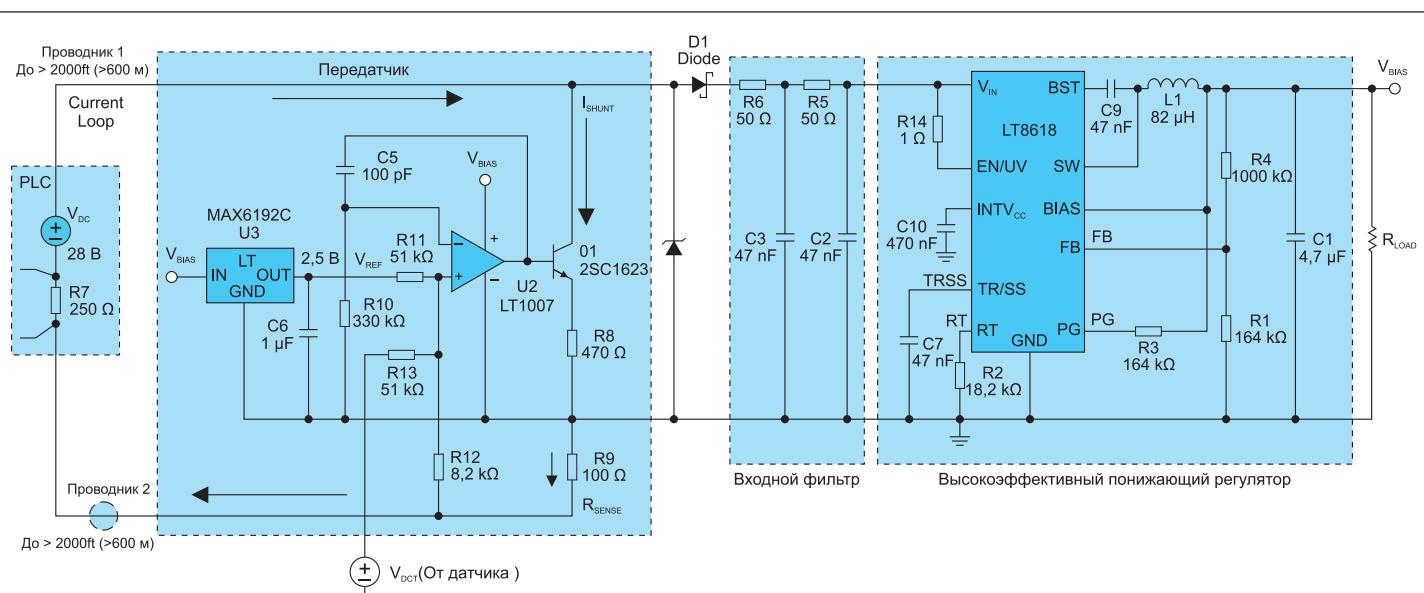


Рис. 2. Токовый контур с LT8618 в качестве источника DC-напряжения

источника опорного сигнала MAX6192C, преобразователя «напряжение-ток» и других цепей.

Ток в цепи шунта транзистора Q1 2SC1623 пропорционален напряжению, подаваемому на положительный вход усилителя сигнала ошибки (EA). Опорный сигнал 2,5 В вырабатывается MAX6192C — прецизионным интегральным источником с низким уровнем шумов, малым падением напряжения и низким температурным дрейфом (5 ppm/°C макс.). При использовании интеллектуального датчика с цифровым выходом, пропорциональным изменениям условий среды, ЦАП может преобразовывать цифровой сигнал в аналоговый и передать его на усилитель сигнала ошибки.

$$I_{SHUNT} = \frac{(V_{DC1} + V_{REF})R_{12}}{R_{11}R_{SENSE}}. \quad (1)$$

Следовательно, с помощью усилителя EA, биполярного транзистора Q1 (2SC1623) и резистивного датчика R_{SENSE} 100 Ом ($\pm 0,1\%$) преобразователь модулирует ток в контуре 4–20 мА, где 4 мА соответствует нулевому сигналу, а 20 мА — максимальному сигналу. Постоянный или повышенный «ноль» 4 мА позволяет питать устройство даже при отсутствии выходного сигнала передатчика. Благодаря этому ток в цепи измерительного шунта пропорционален переменным окружающей среды, таким как давление, температура, уровень, скорость потока, влажность, радиация, pH и другие.

Два длинных провода являются частью информационного контура тока, они также используются для подачи питания от DC-шины источника на передатчик, находящийся на стороне приемника. Минимального значения V_{DC} должно быть достаточно, чтобы скомпенсировать падение на проводах, шунте и обеспечить рабочее напряжение передатчика. Его величина зависит от конкретного приложения, обыч-

но это 12 или 24 В, но в некоторых случаях может быть и 36 В.

На выводах удаленного передатчика установлен диод Шоттки (D1), защищающий цепь от протекания обратного тока. Дополнительная защита обеспечивается стабилитроном или диодом-супрессором TVS (D2), расположенным на входе для ограничения коммутационных выбросов напряжения, пропорциональных распределенной индуктивности контура тока. Напряжение контура понижается высокоеффективным интегральным регулятором LT8618 до 5,5 или 3,3 В для питания опорного источника, ЦАП и других функциональных блоков.

Провода, соединяющие источник V_{DC} с передатчиком (рис. 2), могут иметь длину от нескольких футов до 2000 футов (примерно 600 м). Паразитная индуктивность токовой петли образует резонансный LC-контур с входным конденсатором понижающего регулятора. Переходный процесс в цепи источника питания (V_{DC}) может достичь входа удаленного передатчика. В наихудшем случае при возникновении незатухающих колебаний пиковый переходный сигнал способен в два раза превысить величину V_{DC} . Например, при типовом рабочем входном напряжении 24 В (максимальное значение по спецификации 36 В) предельная амплитуда сигнала на стороне передатчика может достигнуть 65 В и более. Простой способ защиты состоит в использовании диода-супрессора TVS D2 в цепи питания передатчика для ограничения любых переходных скачков напряжения, как показано на рис. 2.

Альтернативным вариантом эффективной защиты LT8618 от высоковольтных скачков напряжения становится использование линейного регулятора LDO. В этом случае он формирует входной сигнал за вычетом собственного падения напряжения, а LT8618

преобразует ~24 в 5 или 3,3 В с высокой эффективностью. Предел тока LDO-регулятора должен быть установлен ниже типового значения 3,8 мА при сохранении высокой эффективности, а входной конденсатор LT8618 выполняет функцию развязывающего и накопительного. Такая схема способна работать в условиях кратковременных высоких перегрузок с минимальным или нулевым потреблением в токовом контуре. Поскольку скачки напряжения обычно очень короткие и несут мало энергии, потери мощности в регуляторе LDO во время этих переходных процессов почти не снижают общую эффективность системы.

Типовой токовый контур ограничивает входной ток силовой цепи, питающей удаленный передатчик, соответственно, доступный ток нагрузки LDO-стабилизатора не будет превышать этот предел. С другой стороны, импульсный понижающий регулятор «умножает» входной ток, поступающий в нагрузку. На рис. 3 показано соотношение выходного и входного тока стабилизатора LT8618, преобразующего напряжение 24 в 5,5 В. При пределе на входе 3,8 мА на выходе можно получить почти 15 мА. Наличие этой дополнительной мощности упрощает процесс проектирования благодаря расширению «рабочего пространства» и включению дополнительных функциональных блоков.

Пакетный режим повышает эффективность при малых нагрузках

Эффективность линейного регулятора LDO пропорциональна коэффициенту понижения $K_{SD} = V_{OUT}/V_{IN}$, она достаточно высока, когда входное напряжение ненамного выше выходного. Проблема возникает при большой величине коэффициента K_{SD} , когда КПД очень мал, что создает значительную тепловую нагрузку на систему. Например, при входном напряжении 55 В и выходном 3,3 В потери мощности LDO составляют 0,19 Вт при токе нагрузки 3,8 мА.

В отличие от LDO правильно сконструированный понижающий стабилизатор может быть очень эффективным при высоких значениях K_{SD} . Кроме того, КПД синхронных понижающих конвертеров, использующих MOSFET-ключи вместо диодов, заметно выше, чем у несинхронных. Задача разработки синхронного преобразователя состоит в оптимизации эффективности во всем диапазоне нагрузок, в частности при малом токе (3–15 мА) и большом входном напряжении 65 В.

В типовом синхронном конвертере доминируют три вида потерь мощности: динамические потери, потери в цепи управления затвором и потери IC управляющего контроллера. Две первые составляющие могут быть значительно уменьшены за счет снижения частоты коммутации, так как при работе преобразователя на низкой частоте его эффективность заметно возрастает даже при малом выходном токе.

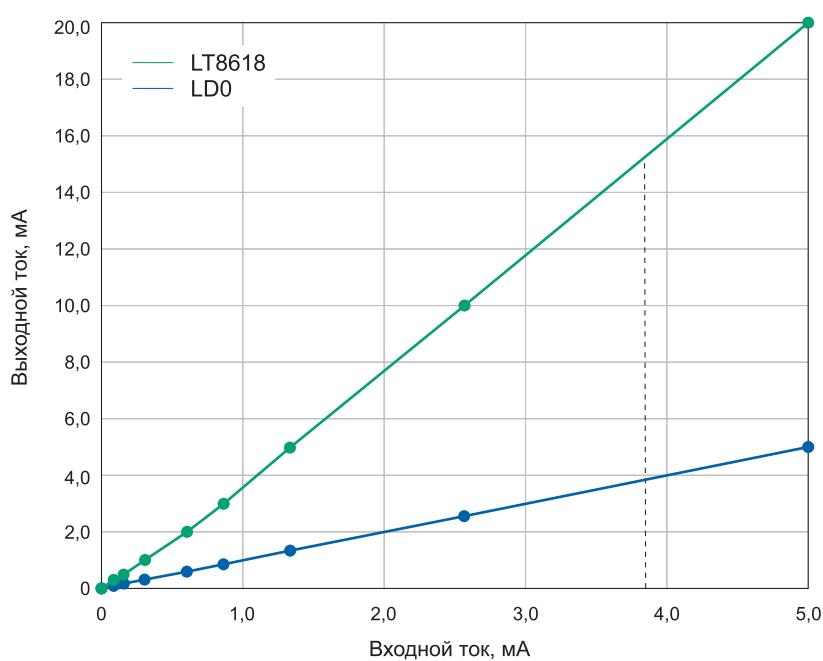


Рис. 3. Зависимость выходного тока от входного тока, $V_{IN} = 24$ В, $V_{OUT} = 5,5$ В

При небольших нагрузках потребление логических схем находится на одном уровне с относительно низкими потерями переключения. Питание логики обычно обеспечивается с выхода понижающего конвертера, мощность от входной цепи через внутренний регулятор LDO поступает на контроллер только во время запуска и в переходных режимах.

При малом токе нагрузки LT8618 минимизирует рассеяние в логических схемах за счет использования пакетного режима (Burst Mode), в котором ток подается на выходной конденсатор короткими импульсами, между ними следуют относительно длительные периоды ожидания, в это время большинство цепей управления отключается.

Для дальнейшего увеличения эффективности используется дроссель с повышенной индуктивностью, тогда во время коротких импульсов тока на выход будет передаваться больше энергии. При этом понижающий регулятор может дольше оставаться в спящем режиме. Благодаря увеличению паузы между импульсами и минимизации динамических потерь в течение коротких импульсов, ток покоя LT8618 составляет менее 2,5 мА с сохранением контроля выхода при входном напряжении до 60 В. Поскольку многие схемы передатчиков большую часть времени имеют очень низкое потребление, малый ток покоя означает заметную экономию энергии. Особенно это заметно в сравнении с обычными преобразователями, ток потребления которых в дежурном режиме достигает десятков и сотен ммикроампер.

На рис. 4 показана зависимость КПД токового контура (рис. 2) с выходной шиной $V_{OUT} = 5,5$ В, подключенной к контакту BIAS LT8618. Пиковая эффективность схемы достигает 87% при полной нагрузке 100 мА, входном напряжении 28 В и индуктивности дросселя 82 мГн. При малом токе нагрузки (10 мА) КПД находится на уровне 77% или выше при том же входе 28 В, что еще более впечатляет.

Входной фильтр для ограничения пускового тока и пульсаций в контуре тока

Вход регулятора мощности подключен к токовому контуру, поэтому в дополнение к статическому ограничению в установившемся режиме важно ограничить уровень пульсаций и пиковый ток во время запуска или переходных процессов. Величина пускового тока при включении силового преобразователя зависит от номиналов входного и выходного конденсатора, определяемых с учетом времени плавного старта. Их выбор представляет собой определенный компромисс: входной конденсатор уменьшают, чтобы снизить пусковой ток, но в то же время его надо увеличивать для ограничения уровня пульсаций.

Входной ток понижающего преобразователя является импульсным, поэтому величина емкости на входе играет ключевую роль в подавлении пульсаций. Без этого конденсато-

ра значительная часть пульсирующего тока протекала бы по длинному токовому контуру, приводя к непредсказуемому поведению конвертера. Следовательно, существует определенный минимум емкости, обеспечивающий требования к пульсациям тока и напряжения. Многослойные керамические конденсаторы (MLCC) лучше всего подходят для установки на входе понижающего конвертера благодаря низкой величине эквивалентного последовательного сопротивления (ESR) и индуктивности (ESL).

Когда преобразователь работает в пакетном режиме, ток индуктора имеет треугольную форму. Импеданс токового контура намного выше, чем у входного фильтра. Следовательно, амплитуда пульсаций напряжения на входном конденсаторе может быть оценена в соответствии с приведенным ниже выражением, игнорирующим параметры ESR и ESL конденсатора:

$$C = \frac{I_{PEAK}^2 L}{2V_R V_{IN}}, \quad (2)$$

где I_{PEAK} — пиковый ток в дросселе понижающего конвертера, а V_R — напряжение пульсаций на входном конденсаторе (очевидно, что для более высоких пусковых токов требуется большая емкость).

Для того чтобы свести к минимуму уровень пульсаций входного сигнала при минимальной величине входной емкости, нужно снижать индуктивность L . Однако эффективность преобразователя в пакетном режиме улучшается при использовании большого индуктора. При $L = 82$ мГн и $V_R = 1$ В входного конденсатора емкостью 100 нФ достаточно, чтобы избежать срабатывания защиты UVLO при минимальном входном сигнале в показанной выше схеме с использованием LT8618.

Большая часть пульсирующего тока проходит через развязывающий конденсатор, а остальная часть идет по тому же пути, что и контур тока. Важно, чтобы эти пульсации в кабеле были небольшими, поскольку они будут проявляться на резистивном шунте как пульсации напряжения, величина которых не должна превышать разрешение АЦП, считывающего напряжение на резисторе R_{SENSE} . Для этой цели используется дополнительная фильтрация, например, хорошим компромиссом является RC -цепь, которую можно включить вместо более дорогого LC -фильтра, поскольку входной ток невелик. Лучшее подавление пульсаций достигается при использовании двух- или трехкаскадных RC -цепей.

Моделирование LTspice позволяет сравнить уровень пульсаций тока в кабеле на стороне источника для трех различных вариантов входного фильтра с общим сопротивлением 100 Ом, расположенным последовательно с входом (рис. 5). В преобразователе LT8618 с входным напряжением $V_{IN} = 28$ В и выходным $V_{OUT} = 5,5$ В использован дроссель 82 мГн. Амплитуда импульса тока для фильтра считается эквивалентной входному току регулятора LT8618 при нагрузке 10 мА.

С одиночной RC -цепью 100 Ом/100 нФ размах тока пульсаций в кабеле на стороне источника превышает 60 мА. Уровень пульсаций падает по мере увеличения емкости или при использовании нескольких каскадов фильтрации. Учитывая, что понижающий регулятор лучше работает при большом входном конденсаторе и что двухступенчатый RC -фильтр требует меньше элементов, чем трехступенчатый, обеспечивая при этом аналогичные результаты, рекомендуется использование такой цепи с номиналами 50 Ом/47 нФ на каскад.

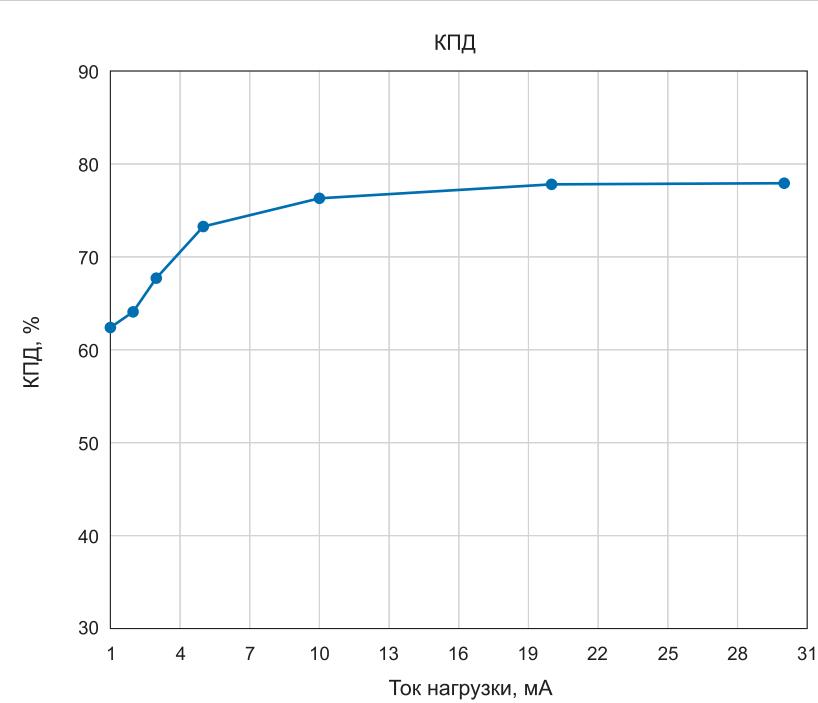
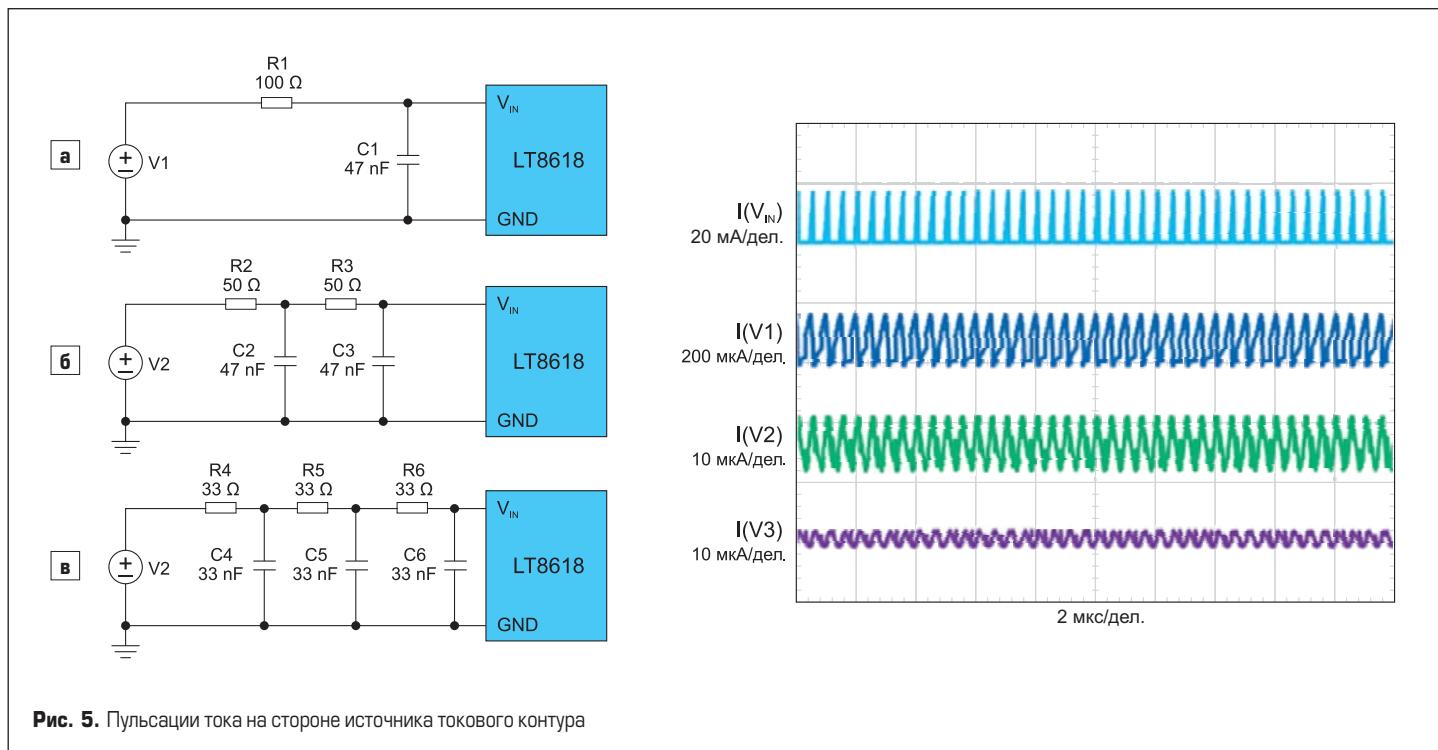


Рис. 4. LT8618 — высокая эффективность при малой нагрузке; $V_{IN} = 28$ В, $V_{OUT} = 5,5$ В, $L = 82$ мГн



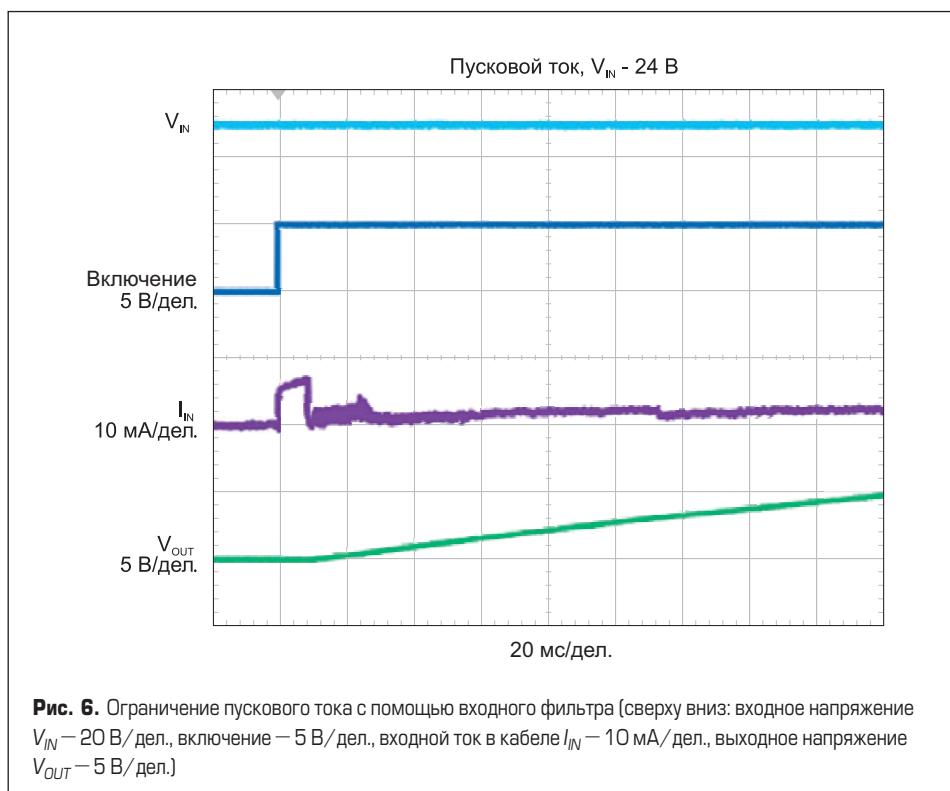
При этом ток пульсаций составляет около 30 мА, соответственно, переменное напряжение на резистивном шунте 250 Ом будет составлять около 7,5 мВ, чего почти достаточно для 8-разрядного АЦП. Для дальнейшего улучшения ситуации можно увеличить номинал емкости. Например, если 47 нФ заменить на 100 нФ, то ток пульсаций в кабеле уменьшится до 7 мА, что соответствует АС-напряжению на шунте 1,75 мВ.

В типовых приложениях с токовым контуром заказчик определяет уровень ограничения тока при включении (например, 3,2 мА), за исключением заданного короткого перио-

да времени, когда это ограничение может быть превышено. В понижающем конвертере высокий пусковой ток обычно наблюдается при заряде входных конденсаторов. Установленный на входе фильтр выполняет двойную функцию: в дополнение к ограничению уровня пульсаций в кабеле на стороне источника, он также помогает ограничить всплеск тока при включении. На рис. 6 показаны эпюры сигналов (в том числе входной ток I_{IN}) при запуске понижающего конвертера с двухступенчатым входным фильтром при входном напряжении $V_{IN} = 24$ В и токе нагрузки 4 мА.

Заключение

Токовый интерфейс широко используется в промышленных и автомобильных системах для сбора и передачи информации от датчиков к системам управления, особенно когда это происходит по относительно длинным проводам. Точно так же токовый контур передает выходные данные и модулированные сигналы с контроллера на удаленные исполнительные механизмы и другие устройства. Значительное повышение эффективности подобных систем может быть достигнуто за счет улучшения характеристик источников питания в токовом контуре, в частности замены традиционных линейных регуляторов высокоэффективными понижающими конвертерами. Такая замена также увеличивает нагрузочную способность и расширяет диапазон входных сигналов преобразователя. Применение высокоэффективных стабилизаторов напряжения в миниатюрных корпусах, отличающихся малым временем запуска, позволяет создавать компактные системы, сравнимые по размерам и надежности с решениями на основе регуляторов LDO. В статье приведен пример применения подобного конвертера LT8618 в передатчике с токовым контуром 4–20 мА, отвечающим строгим современным промышленным требованиям.



Литература

- Brant J. Ask the Applications Engineer —10: About Wire // Analog Dialogue. April 1991. Vol. 25.
- Loquinario J., Blanchard P. AN-1344: High Common-Mode Voltage Current Loop Transmitter Front End. Analog Devices, Inc., October 2015.

Сверхкомпактный приводной инвертор для электротранспорта

Компания Mankel-Engineering совместно с TDK и Infineon Technologies разработала сверхкомпактный моторный инвертор. Он имеет модульную конструкцию и основан на стандартных компонентах, что обеспечивает экономичное решение для широкого спектра приводных задач — от индивидуальной мобильности до промышленной электроники.

**Вольваганг Рембоу
(Wolfgang Rambow)**

**Фабиан Бек
(Fabian Beck)**

**Хейденхайм Элвис Кели
(Heidenheim Elvis Keli)**

**Катарина Менкел
(Katharina Mankel)**

**Перевод:
Евгений Карташев**



Устройство имеет широкий диапазон входных напряжений V_{DC} (240–475 В DC) и обеспечивает пиковую мощность 120 кВт при $V_{DC} = 400$ В. Для улучшения электромагнитной совместимости все электронные компоненты инвертора, соединения и подводящие каналы установлены в экранированном алюминиевом корпусе, интегрированном с жидкостным радиатором, расположенным в основании. Он используется для охлаждения модуля IGBT, а также тепловыделяющих пассивных компонентов. Максимальная температура охлаждающей жидкости составляет +65 °C, что является нормой в автомобильной промышленности. В дополнение к версии с рабочим напряжением 500 В существует исполнение с питанием от DC-шины 850 В.

Интегрированное программное обеспечение с пользовательским графическим интерфейсом (GUI — Graphical User Interface) позволяет использовать инвертор сразу после установки.

Стандартные модули IGBT: проверенная технология и высокая производительность

В основе инвертора лежит специализированный приводной модуль Infineon HybridPACK FS 820R08 PinFin (рис. 1) с максимальным рабочим напряжением

750 В (в описываемом преобразователе максимальное значение V_{DC} составляет 470 В). Отметим, что аналогичные модули выпускаются китайскими компаниями StarPower и CRRC, что упрощает изготовление подобного инвертора с учетом нынешних реалий.

Компактный силовой ключ FS820R08 (820 А/750 В) предназначен для применения в тяговых инверторах гибридного и электрического транспорта (xEV) мощностью до 150 кВт. В нем использованы чипы IGBT EDT 2, выполненные по технологии Trench-FS и оптимизированные для автомобильной промышленности. Чипсет отличается большой плотностью тока в сочетании с высокой устойчивостью к короткому замыканию и улучшенной блокирующей способностью, что обеспечивает надежную работу инвертора в жестких условиях применения.

Важной особенностью технологии EDT2 является высокая эффективность при малых нагрузках, что позволяет повысить КПД системы в реальных приводных циклах. Параметры IGBT EDT 2 оптимизированы для частот переключения в диапазоне от 10 кГц.

Конструктив HybridPACK оснащен механическими направляющими элементами, упрощающими процесс сборки. Кроме того, применение сигнальных контак-

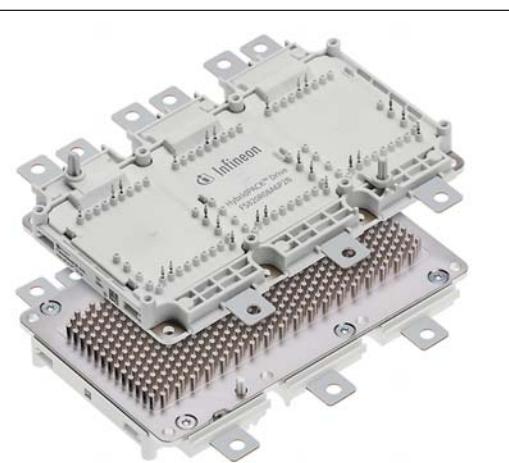


Рис. 1. Специализированный транспортный модуль Infineon HybridPACK



Рис. 2. Габариты и способ подключения блока PCC TDK оптимально согласованы с IGBT. Результатом является низкая индуктивность ESL



Рис. 3. Фильтр EMC серии CarXield рассчитан на токи до 400 А

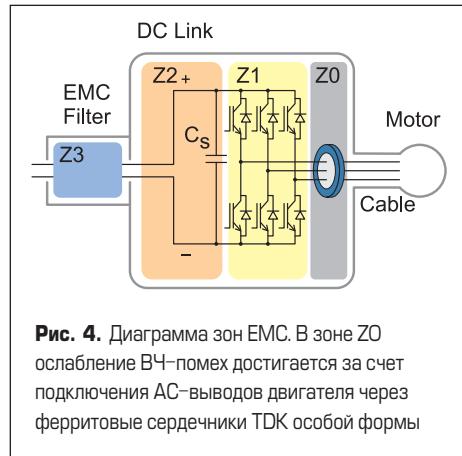


Рис. 4. Диаграмма зон EMC. В зоне Z0 ослабление ВЧ-помех достигается за счет подключения AC-выводов двигателя через ферритовые сердечники TDK особой формы

тов для прессовой посадки (press-fit) исключает трудоемкий процесс селективной пайки, что экономит средства на системном уровне и повышает надежность изделия. Использованная в модуле FS820R08A6P2B базовая плата прямого охлаждения, выполненная по технологии PinFin, и чипсет EDT2 обеспечивают отличные тепловые характеристики.

Благодаря большим изоляционным зазорам по воздуху и диэлектрику модули этого семейства способны работать при повышенных значениях V_{DC} . По диапазону мощности и рабочего напряжения силовые ключи HybridPACK оптимальны для разработки масштабируемых модульных инверторов.

Компактный блок DC-конденсаторов TDK

Специализированный высокопроизводительный блок DC-конденсаторов из линейки TDK PCC (Power Capacitor Chip) имеет емкость 650 мкФ при напряжении 500 В (рис. 2). Этот узел, отличающийся повышенной надежностью и одобренный для эксплуатации в автопроме в соответствии с директивой AEC-Q200, изготавливается на полностью автоматизированной производственной линии и отличается высокими значениями допустимого постоянного и пикового тока (до 180 А). Низкие значения ESL (минимальное значение 10 нГн), согласованные с параметрами EMC-фильтра, одновременно способствуют ограничению уровня коммутационных перенапряжений на полупроводниковых модулях. Многие производители Tier1/OEM уже используют специализированные варианты данного блока в своих серийных преобразователях.

Большое допустимое рабочее напряжение (500 В) позволяет компенсировать перенапряжения, возникающие во время заряда емкостей DC-шины. Замена паяных контактных соединений, традиционно применяемых в аналогичных изделиях, сварными позволила установить новый стандарт максимальной нагрузочной способности. С учетом больших термомеханических напряжений, свойственных автомобильной электронике, это способствует повышению надежности тягового привода.

Встроенная DC-шина обеспечивает балансировку цепей конденсаторной сборки и таким образом позволяет максимально эффективно

использовать ее емкость для всех полупроводниковых ключей. Конструкция планарной шины, сохраняющей перекрытие слоев вплоть до полупроводникового модуля, уменьшает общее значение распределенной индуктивности (ESL), поэтому дополнительные снаббера, как правило, не требуются. Благодаря высокому качеству пленок TDK блок конденсаторов в течение ограниченного времени может работать при температуре до +110 °C.

EMC под контролем с новым сильноточным фильтром TDK CarXield

CarXield (рис. 3) — новая серия модульных EMC-фильтров, подключаемых между высоковольтной батареей и DC-входом инвертора. Выводы HV-DC блока подключаются непосредственно к силовому модулю. С этой целью фильтр оснащен уникальными L-образными соединениями, разработанными для увеличения токонесущей способности и обеспечения изоляционных зазоров, необходимых для установки трубчатых кабельных наконечников. Блок эффективно подавляет высокочастотные помехи, возникающие при коммутации силовых модулей. Также значительно снижается и уровень шумов в пределах акустического диапазона. В настоящее время

выпускается два типа фильтров серии CarXield с рабочим напряжением 500 или 900 В и током до 400 А при +85 °C.

Необходимо учесть, что у новых поколений 1200-B IGBT, а также широкозонных полупроводников, таких как 1200-B SiC, допустимое значение V_{DC} составляет 850 В. Фильтры EMC должны учитывать эти требования, кроме того, их конструкция должна быть согласована с различными типами силовых ключей. Поэтому компоненты серии CarXield имеют различные варианты DC-подключений, также существует версия без встроенной DC-шины.

На рис. 4 показано расположение компонентов EMC-фильтра на зонной диаграмме типового инвертора, где зона Z3 соответствует размещению CarXield, а в зоне Z0 расположен синфазный сердечник, через который проходят AC-соединения двигателя. Дополнительные меры предусматривают оптимизацию топологии, разделение и экранирование соответствующих компонентов для достижения наилучших показателей электромагнитной совместимости.

Измерения, проводимые в лаборатории Mankel, демонстрируют хорошие EMC-характеристики самого фильтра CarXield и также нагруженного инвертора в сравнении с требованиями стандарта CISPR 25, класс HV5 (рис. 5).

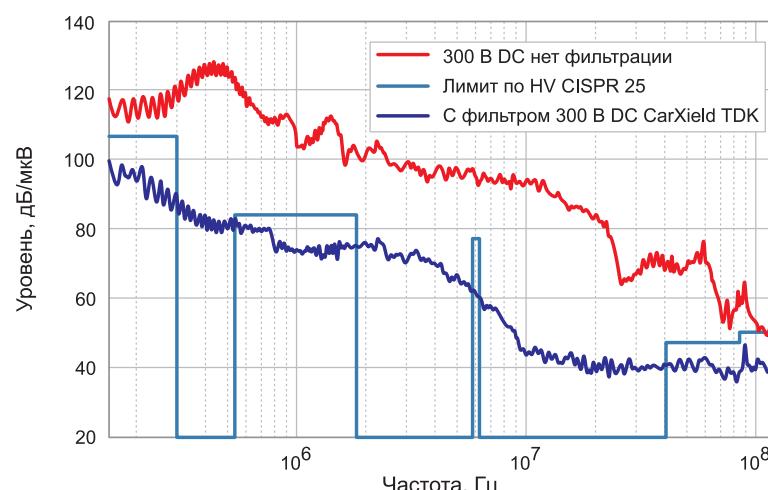


Рис. 5. Благодаря использованию фильтра CarXield [синяя кривая] высокочастотные помехи подавляются даже в большей степени, чем это требуется стандартом CISPR 25, класс HV5

Компоненты TDK для контроллера и интерфейсного модуля

В дополнение к высоковольтному силовому каскаду для работы инвертора требуется контроллер, а также интерфейсные устройства — датчики скорости и направления, имеющие питание 12 В. Компания TDK поставляет широкий ассортимент компонентов для этой цели. В частности, трансформатор драйвера затвора является неотъемлемой частью управляющего контроллера. Серия компактных SMT-трансформаторов EPCOS E13EMHV (B78308*A003) с высокой диэлектрической прочностью подходит для широкого спектра DC/DC-преобразователей (рис. 6). Изоляционные зазоры соответствуют стандартам IEC 60664-1, 61558-2-16, что обеспечивает высокое рабочее напряжение (1000 В DC), при этом допустимый пиковый уровень переходных перенапряжений составляет 2500 В.

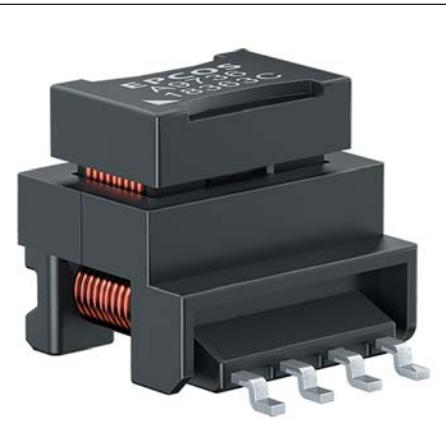


Рис. 6. Трансформаторы драйвера затвора серии E13EMHV используются в обратноходовых, пушпульных и мостовых DC/DC-конвертерах

Высокая диэлектрическая прочность обеспечивает напряжение изоляции между первичной и вторичной обмотками 3000 В (50 Гц, 60 с). Компоненты новой серии доступны с различными коэффициентами трансформации.

Компания TDK предлагает специализированные дроссели CAN-шины серий ACT1210 и ACT45B для цифровых коммуникационных интерфейсов. Их использование предотвращает звон при изменениях уровней сигналов CAN и способствует повышению помехозащищенности цепи коммуникации. В дополнение к описанным компонентам TDK поставляет широкий спектр пассивных компонентов и датчиков, адаптированных к строгим требованиям автомобильного и промышленного рынков.

Литература

1. www.tdk-electronics.tdk.com

Трехфазные высоковольтные источники питания постоянного тока мощностью 7,5/15 кВт от MEAN WELL



Компания MEAN WELL представляет новую серию источников питания — RST-7K5/RST-15K.

Данные серии трехфазных, с нейтральным проводом, источников питания с высокой эффективностью и максимальной параллельной выходной мощностью до 30 кВт способны удовлетворить потребности мощных промышленных применений, таких как системы хранения энергии для заряда АКБ, системы электропитания телекоммуникационного оборудования, системы централизованного электропитания по шине постоянного тока промышленных аппаратов лазерной резки, установок ультрафиолетового излучения, и других.

Серии RST-7K5/RST-15K представлены моделями источников питания с тремя типами выходного напряжения: 115, 230 и 380 В постоянного тока. Выходное напряжение и ток программируются в диапазоне 1–120%.

В источниках питания этих серий предусмотрены различные встроенные сигналы мониторинга — сигнал тревоги о перегреве, DC-OK, сигнал тревоги о сбое вентилятора, функции сигнализации о сбое переменного тока, которые позволяют контролировать и интегрировать системное оборудование в системы управления промышленными объектами.

Серия RST также предоставляет на выбор два различных способа охлаждения: принудительное воздушное охлаждение со встроенными вентиляторами (RST-7K5/15K) и водяное охлаждение (RST-7K5L), любой из которых легко выбрать в соответствии с характеристиками оборудования или окружающей среды.

В дополнение к перечисленным характеристикам устройства серии RST-7K5/RST-15K соответствуют последней версии международных стандартов безопасности EN/UL62368-1. Кроме того, источники питания RST-7K5/RST-15K оптимизированы по габаритам и занимают менее двух юнитов стандартной 19-дюймовой стойки.

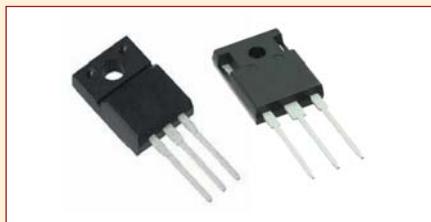
Серии источников питания RST-7K5/RST-15K дополняют серию SHP-10k — цифровых источников питания для наиболее полного охвата применений в различных промышленных решениях как по мощности, так и по другим параметрам.

Источники питания серий RST-7K5/RST-15K обеспечивают следующие ключевые преимущества:

- Универсальный трехфазный вход:
 - без нейтрального провода, с диапазоном 196~305 В переменного тока;
 - с нейтральным проводом, с диапазоном 340~530 В переменного тока.
- Высокая эффективность: до 95%.
- Два типа водяного или принудительного воздушного охлаждения на выбор.
- Программируемый уровень выходного напряжения и тока.
- Встроенный CANBus, дополнительный протокол PMBus/MODBus.
- Активная система равномерного распределения токовой нагрузки для подключения источников питания в параллельном режиме и достижения суммарной мощности 30 кВт.
- Диапазон рабочих температур: -30...+45 °C при полной нагрузке.
- Защита: от короткого замыкания, перенапряжения, перегрузки, перегрева.
- Встроенные сигналы: T-alarm, DC-OK, сбой вентилятора, сбой переменного тока.
- Гарантия: пять лет.

www.eltech.spb.ru

Силовые IGBT-транзисторы до 1200 В и до 75 А от Yangjie Technology



Компания Yangjie Technology (Китай) анонсировала выпуск силовых IGBT-транзисторов в корпусах TO-247 и TO-220 с пробивным напряжением коллектор-эмиттер 600–1200 В и диапазоном токов 10–75 А. Основные сферы применения транзисторов:

- приборы высокочастотной коммутации;
- резонансные преобразователи;
- источники бесперебойного питания;
- сварочные преобразователи.

www.macrogroup.ru

Выбор метода определения емкости

КИСЛОТНЫХ АККУМУЛЯТОРОВ ВИЛОЧНЫХ ПОГРУЗЧИКОВ

В статье предложен метод определения емкости кислотных аккумуляторных батарей (АКБ) вилочных погрузчиков. Этот метод используется в комбинации с математической моделью, разработанной для аккумуляторной батареи вилочного погрузчика на базе экспериментальных данных, полученных на производстве.

Денис Павлов

energidriver@mail.ru

Алексей Осетров

alex99979@mail.ru

Владимир Чащин

6123@mail.ru

Сегодня вопрос изготовления аккумуляторов различного типа очень актуален. Не менее актуален и вопрос отслеживания состояния аккумуляторов, например в цехах их производства, на автомобильном транспорте, вилочных погрузчиках на промышленных предприятиях.

Известно, что текущее состояние АКБ можно определить по двум параметрам: SOC (состояние заряда) и SOH (уровень). Оба параметра зависят друг от друга и влияют на производительность аккумулятора, также с их помощью можно рассчитать ожидаемое время работы батареи.

При работе производительность аккумулятора может снижаться из-за необратимых физических и химических изменений, происходящих внутри него в ходе эксплуатации. Со временем эти необратимые изменения приведут к тому, что в дальнейшем аккумулятор выйдет из строя [1].

Главный параметр, который показывает состояние аккумуляторной батареи, — это емкость. По текущей, начальной емкости и ее изменению можно однозначно судить о состоянии АКБ.

Сегодня при внедрении в производство микроэлектронной базы и нанотехнологий задача более точного измерения емкости стала особенно актуальной. Например, в электромобилях информация о состоянии заряда и емкости АКБ нужна в текущий момент времени. Система будет выдавать этот параметр с определенной частотой. Более точное определение емкости и уровня заряда предоставит пользователю информацию о текущем состоянии АКБ. Таким образом, сегодня остро стоит проблема поиска эффективного метода измерения емкости и уровня заряда АКБ.

В статье рассмотрены основные проблемы определения емкости АКБ различных типов аккумуляторов. Рассмотрен эффективный метод измерения емкости на примере АКБ кислотного типа для вилочных погрузчиков.

Основные факторы, влияющие на емкость кислотной АКБ

Изменение емкости АКБ при зарядке и разрядке

Емкость любого аккумулятора изменяется при зарядке и разрядке. Заряд батарей должен осуществляться в режиме, при котором ток сильно понижается к концу заряда.

Существует несколько стратегий заряда кислотной АКБ, требующих оборудования различной сложности и стоимости. Наиболее простое и дешевое оборудование выполняет заряд при постоянном напряжении 2,4–2,45 В/ак. (это потенциостатический режим). Заряд считается законченным, если ток заряда остается неизменным в течение 3 ч. Но чаще применяют комбинированный режим, при котором начальный ток ограничивают, а по достижении заданного напряжения заряд проводится при стабилизации напряжения.

Ускорение процесса заряда достигается при повышении тока на первой стадии заряда, но в соответствии с советами производителей не более чем на 30% от емкости аккумуляторной батареи. В конце

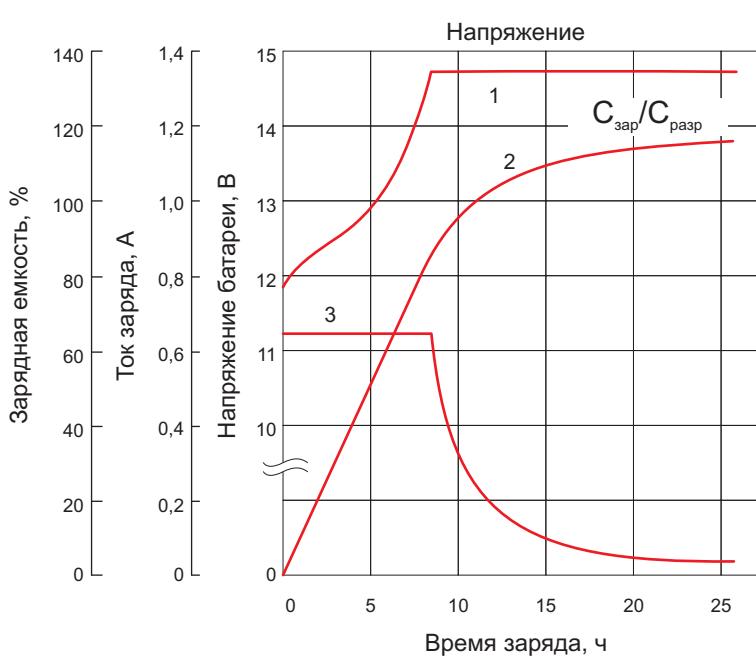


Рис. 1. Кривые свинцово-кислотной АКБ: 1 — напряжение; 2 — зарядная емкость; 3 — ток заряда

заряда для большей безопасности может быть применена еще одна ступень заряда: при снижении напряжения источника питания до напряжения подзаряда аккумулятора 2,3–2,35 В.

Зависимость емкости АКБ от наружной температуры

При уменьшении температуры эксплуатации на 1 °C доступная емкость свинцово-кислотного аккумулятора падает примерно на 1% от номинальной [2]. Это обусловлено тем, что при отрицательной температуре вещество электролита становится более вязким, ограничивая диффузионные явления и приводя к уменьшению полезной емкости, особенно при высоких скоростях разряда. Кроме того, сопротивление электролита увеличивается, что дополнитель но приводит к потере емкости. При 0 °C доступная емкость составляет 60% от номинальной и быстро падает при дальнейшем уменьшении температуры. При увеличении температуры емкость растет, так как высокая температура ускоряет кинетику протекающих химических реакций. При этом увеличивается не только емкость, но и скорость саморазряда. Экспериментальные зависимости емкости от температуры представлены на рис. 2.

Зависимость емкости АКБ от циклов заряда–перезаряда

На рис. 3 показана зависимость емкости АКБ от циклов заряда–перезаряда на примере Li-ion-батареи.

На данном рисунке точка А — точка начала деградации емкости. Точное положение точки может варьироваться в зависимости от вида батареи и параметров, в которых работает аккумулятор. Например, у кислотных аккумуляторов вилочных погрузчиков эта точка деградации находится в области 780–960 циклов заряда–перезаряда.

Методы, определяющие состояние заряда и емкости АКБ

Самые первые попытки исследования состояния батарей были проведены Виллингансом в 1941 году. Его метод был основан на измерении внутреннего сопротивления [4, 5].

Раннее разные фирмы применяли различные методы измерения заряда и емкости АКБ (табл.).

Следует обратить внимание, что в 1997–2000 гг. проводились исследования с использованием нейросетей или эффективных рекурсивных фильтров.

Таким образом, на складах, где работают вилочные погрузчики, или в цеху по производству кислотных АКБ следует применять зарядное устройство с опцией автоматического измерения емкости аккумуляторов, чтобы определить текущее состояние и спрогнозировать срок службы АКБ.

Основные проблемы определения емкости и заряда АКБ

На сегодня еще отсутствует эффективный способ определения текущей емкости кислотной

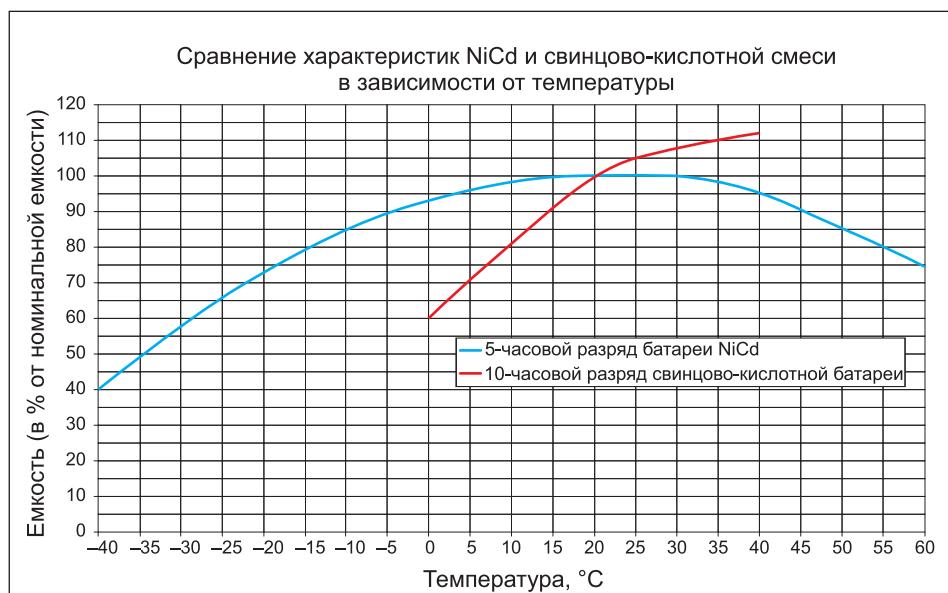


Рис. 2. Зависимость емкости от температуры: красная кривая — зависимость для СКБ, синяя — для щелочной батареи [3]

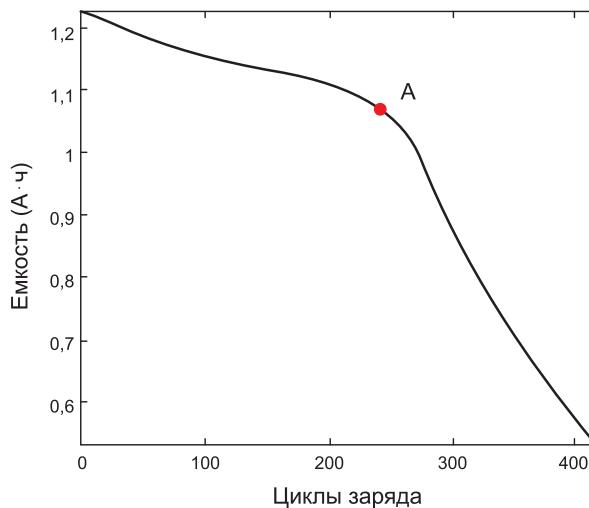


Рис. 3. Зависимость емкости от циклов заряда–перезаряда

Таблица. История методов измерения емкости

Год исследования	Исследователь/компания	Метод
1963	Кёртис	Измерение напряжения
1970	Лернер	Сравнение двух аккумуляторов (техника SOC)
1974	Йорк	Сравнение заряда с несколькими аккумуляторами
1974	Брандвайн	Метод измерения напряжения, температуры и тока
1975	Кристиансон	Метод измерения напряжения разомкнутой цепи (OCV)
1975	Дауджиалло	Измерение внутреннего сопротивления
1975	Фингер	Кулоновский расчет
1978	Эбби	OCV и напряжение под нагрузкой
1980	Кикуока	Регистрация данных
1981	Фингер	Измерение устоявшегося напряжения аккумулятора (релаксация)
1984	Пелед	Наглядные таблицы данных OCV и температурных измерений
1985	Мураматсу	Спектроскопия внутреннего сопротивления
1986	Копманн	Наглядные таблицы данных напряжения, тока и температурных измерений
1988	Сейфанг	Регистрация данных и адаптивные системы
1992	Айлор	OCV, OCV-предположения и кулоновские измерения
1997	Джерард	Измерение тока и напряжения, использование искусственных нейронных сетей
1999	Салкинд	Кулоновский расчет, спектроскопия внутреннего сопротивления, нечеткая логика
2000	Гарш	Измерение напряжения и тока, использование фильтров Калмана
2000	Бергвельд	Регистрация данных, перезаряд, ЭДС, самообучающийся алгоритм определения максимальной емкости

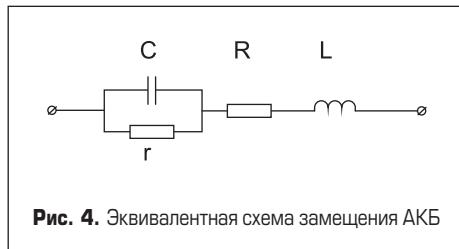


Рис. 4. Эквивалентная схема замещения АКБ

АКБ и текущего заряда. Например, для кислотных негерметичных АКБ существует косвенный метод определения заряженности по плотности электролита. Этот метод дает большую погрешность и имеет недостатки. Один из недостатков связан с изменением плотности электролита при изменении температуры. В результате получается нелинейная и не всегда однозначная зависимость [6].

В компьютерах и мобильных телефонах, так же как и во многих зарядных устройствах, судят о степени разряженности или заряженности батареи по напряжению на ее клеммах. Но это тоже косвенный способ, а связь емкости и напряжения имеет нелинейную зависимость, что дает неопределенные результаты измерения, и однозначно выявить значение емкости таким образом невозможно, поскольку у разряженной батареи, в зависимости от нагрузки, напряжение на ее клеммах будет меняться.

Существуют различные индикаторы емкости. Например, индикаторы «Бастион» и SKAT-T имеют погрешности до 25%. Измеряемая емкость у них ограничена до 120 А·ч. АКБ вилочных погрузчиков обладают емкостями выше 350 А·ч.

Многие предприятия, изготавливающие кислотные АКБ, для определения емкости применяют метод разряда-заряда. Однако этот способ неэффективен. Для определения емкости кислотных АКБ таким способом уходит от недели и больше. К тому же подобная проверка показывает, какая емкость была в начальном состоянии.

Существуют новые методы определения емкости АКБ, защищенные патентами РФ № 2172044 (БИ № 24 2001 г.) «Способ измерения емкости химических источников тока» и № 2214025, № 2248073 «Устройство для измерения емкости химических источников тока», а также патентом № 70359 (БИ № 10, 2004 г.). Способ заключается в сравнении емкости измеряемого химического источника тока с известной емкостью образцового (эталонного)

конденсатора. В этом способе путем измерения напряжения на химическом источнике тока и разряда его на конденсаторную нагрузку определяют время заряда конденсатора известной емкости и рассчитывают электрическую емкость измеряемого химического источника тока по формуле:

$$Q_{\text{из}} = \frac{CU}{2kt_{\text{зар}}}, \quad (1)$$

где $Q_{\text{из}}$ — электрическая емкость; измеряемая C — емкость эталонного конденсатора; U — напряжение на измеряемом химическом источнике тока; $t_{\text{зар}}$ — время заряда конденсатора от химического источника тока; k — коэффициент, учитывающий конструктивные и технологические особенности.

Другим методом является определение внутреннего сопротивления АКБ. Можно сказать, что величина снижения напряжения на элементах АКБ при протекании тока определяется внутренним сопротивлением элементов. Известно, что емкость АКБ связана с ее внутренним сопротивлением, и, получив опытным путем значение внутреннего сопротивления, можно оценить и емкость АКБ. Так, если внутреннее сопротивление АКБ увеличилось в 2 раза, то можно утверждать, что емкость АКБ уменьшилась в 2 раза.

При исследовании АКБ, кроме внутреннего сопротивления ее элементов, измеряются сопротивления и межэлементных соединений. Это позволяет своевременно выявлять характерные дефекты, обусловленные коррозией токовых выводов аккумуляторов.

Можно измерять внутреннее сопротивление на базе толчкового тока, а также переменным током. Толчковый ток достигает нескольких сотен ампер. Измерение сопротивления АКБ на переменном токе проще измерения сопротивления, базирующегося на создании толчкового тока. Тем более что протекание по АКБ переменного тока в течение 1,5 ч, необходимых для замера напряжения на всех ее элементах, менее вредно, чем многократное протекание толчкового тока в сотни ампер. Однако измерение внутреннего сопротивления АКБ на переменном токе имеет существенный недостаток: измеренное сопротивление содержит не только активную составляющую, но и реактивную.

Следовательно, сопротивление, полученное одночастотным методом измерения на переменном токе, не будет равно интересующему нас активному сопротивлению АКБ, определенному на постоянном токе. И в случае если мы имеем частотную зависимость, то переход к сопротивлению на постоянном токе весьма затруднителен в силу специфики электрохимических процессов. Поэтому данные измерения могут применяться лишь для оценки тенденций изменения технического состояния аккумуляторов и также обладают существенной погрешностью [7].

Ценность результатов измерения на переменном токе снижается за счет использования тока малой амплитуды, что не даст достаточной информации о нелинейном участке вольт-амперной характеристики АКБ.

Комбинированный метод с применением математической модели

В настоящей публикации предложен метод измерения емкости по известному напряжению и силе тока в данный момент времени. Измерение силы тока и напряжения можно проводить с помощью высокоточного амперметра и вольтметра.

Электрическая схема замещения предложенного метода показана на рис. 5.

Рассмотрим данный метод на примере тяговой АКБ 80V 4PzSH 480 Ah.

Для исследования АКБ 80V 4PzSH 480 Ah рекомендуется взять эталонный конденсатор с емкостью не менее 50 мФ и напряжением не менее 100 В. Будем считать, что емкость этого эталонного конденсатора не будет меняться и во время его зарядки-разрядки.

Клеммы данной АКБ подключают к конденсатору и заряжают его. При зарядке конденсатора меняется ток и напряжение на конденсаторе. Энергия АКБ вычисляется по формуле:

$$W = Q \times U, \quad (2)$$

где Q — емкость кислотной АКБ, А·ч; U — напряжение на клеммах АКБ, В.

При зарядке конденсатора напряжение и ток в эквивалентной схеме замещения являются функциями времени: $U = U(t)$ и $I = I(t)$.

Проводятся замеры напряжения на конденсаторе в начальный момент времени, когда ключ замкнут: $U(0) = U_0$ и $I(0) = I_{max}$

Считаем, что при одном цикле заряда конденсатора внутреннее сопротивление электролита не изменилось. При многократных циклах заряда конденсатора внутреннее сопротивление может заметно измениться из-за нагрева электролита при прохождении через него тока заряда.

Когда конденсатор заряжается до величины U_k энергия АКБ уменьшается на величину dW . U_k — значение напряжения на конденсаторе в конце цикла заряда. Тогда по закону сохранения энергии в процессе заряда конденсатора:

$$-dW = \frac{CU^2}{2} + I^2 rt, \quad (3)$$

$0 \leq t \leq t_3$, где t_3 — время цикла заряда конденсатора, r — внутреннее сопротивление АКБ.

Время заряда можно измерить с помощью электронного осциллографа или электронного таймера. Уравнение (3) запишем в неявном виде:

$$\frac{CU^2}{2} + I^2 rt + dW = 0. \quad (4)$$

Продифференцируем выражение (4) по времени:

$$CU \frac{dU}{dt} + I^2 r + 2trI \frac{dI}{dt} + Q \frac{dU}{dt} + U \frac{dQ}{dt} = 0. \quad (5)$$

Известно соотношение между зарядом конденсатора и электроемкостью:

$$q = C \times U. \quad (6)$$

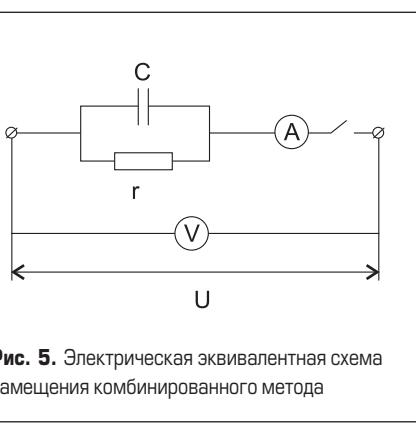


Рис. 5. Эквивалентная схема замещения комбинированного метода

Дифференцируя это выражение, получаем:

$$\frac{dq}{dt} = C \frac{dU}{dt}; \quad \frac{dq}{dt} = I.$$

Отсюда

$$\frac{dU}{dt} = \frac{I}{C}.$$

Тогда получаем дифференциальное уравнение (7):

$$UI + I^2r + 2trI \frac{dI}{dt} + Q \frac{I}{C} + U \frac{dQ}{dt} = 0. \quad (7)$$

Уравнение (7) представляет собой математическую модель физического процесса зарядки конденсатора с помощью кислотной АКБ с внутренним сопротивлением r . С помощью математического выражения (7) можно получить аналитическое выражение функции емкости АКБ от времени при каждом цикле заряда конденсатора, используя численный метод приближений Пикара. Имея выражение $Q = Q(I_n, U_n, t_n)$, можно предсказать изменения емкости АКБ и поведение емкости при зарядовых токах и напряжениях. I_n — максимальный ток заряда конденсатора при n -м цикле, U_n — напряжение АКБ после каждого n -го цикла заряда конденсатора, t_n — время заряда каждого n -го цикла. Если сделать большое число циклов заряда конденсатора, то можно разрядить АКБ до глубокого разряда. Тогда можно получить множество точек I_n и U_n и построить одну кривую, которая будет «склеена» из множества кусочных функций $Q = Q(I_n)$ и $Q = Q(U_n)$; в этом случае время разряда АКБ: $T = nt_n$.

Также, используя выражение (4), можно получить экстремумы функционала с помощью вариационного исчисления.

Для вычисления Q в конце каждого n -го цикла заряда конденсатора в уравнении (5) можно ввести приближения:

$$\frac{dQ}{dt} \approx \frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{Q_{n+1} - Q_n}{t_3},$$

Q_n — емкость АКБ в начальный момент времени цикла зарядки конденсатора; $Q_0 = 480$ А·ч — для тягового АКБ 80V 4PzSH 480 Ah, C — номинальное значение емкости конденсатора;

$$\frac{dU}{dt} \approx \frac{\Delta U}{\Delta t} = \frac{U_{n+1} - U_n}{t_3},$$

U_n — напряжение в начальный момент времени цикла зарядки конденсатора; $t = t_3$; r — сопротивление электролита АКБ. Сопротивление электролита можно измерить известными методами или найти значение для изучаемой модели АКБ; $I = I_{max}$ — максимальный ток зарядки конденсатора в начале цикла заряда; $U = U_n$ — напряжение заряда в начале цикла зарядки конденсатора.

Вспомогательная математическая модель

В ходе исследования была получена вспомогательная упрощенная математическая модель изменения зарядовых токов и емкости тягового АКБ 80V 4PzSH 480 Ah.

Входные данные вспомогательной модели:

- зарядовое постоянное напряжение: 96 В;
 - АКБ в начальный момент времени была разряжена до уровня 40% от C ;
 - температура окружающей среды: +25 °C.
- Допущения в модели:
- предполагалось, что температура окружающей среды не менялась;
 - при зарядке функция изменения температуры электролита от времени считалась квазилинейной;
 - применяется электролит с плотностью 1,3.

На рис. 6 показаны графики зависимости зарядного тока и емкости от времени.

Наилучшая аппроксимация силы тока при начальной температуре электролита +25 °C получена гармоническим полиномом пятого порядка:

$$\begin{aligned} I(t) = & 36,86 \sin(0,05723t + 2,251) + \\ & + 10,51 \sin(0,2522t + 2,929) + \\ & + 2,697 \sin(0,7821t - 0,634) + \\ & + 9,644 \sin(1,058t - 0,92) + \\ & + 8,176 \sin(1,097t + 1,741). \end{aligned} \quad (8)$$

Изменение емкости со временем при зарядке аппроксимируется экспоненциальным законом:

$$C(t) = 107e^{-0,002438t} - 68,3e^{-0,2219t}. \quad (9)$$

Данная математическая модель позволяет предварительно предсказывать изменение тока заряда и характер изменения емкости в зависимости от глубины разряда АКБ.

Вывод

Используемый комбинированный метод измерения тока и напряжения со вспомогательной математической моделью позволяет вычислить емкость АКБ в определенный момент времени. С помощью этого метода можно получить аналитическое выражение $Q = Q(I_n, U_n, t_n)$, позволяющее определить изменение емкости кислотной АКБ вилочных погрузчиков при изменении тока разряда и напряжения разряда.

Литература

1. Lerner S., Lennon H., Seiger H. N. Development of an alkaline battery state of charge indicator Power Sources. 1970.
2. Стационарные свинцово-кислотные аккумуляторные батареи. Руководство по эксплуатации. Часть 1. Основные понятия, конструкция, режимы работы и области применения. Handbook (Part 1) Exide technologies. Edition 2. August 2006.
3. Никель-кадмийевые и свинцово-кислотные аккумуляторы. Сравнение технологий. EnerSys, 2017.
4. Eby R. L. Method and apparatus for determining the capacity of lead acid storage batteries US Patent 4,180,770 filed 1 March. 1978.
5. Rodrigues S., Munichandraiah N., Shukla A.K., 1999. A review of state-of-charge indication of batteries by means of a.c. impedance measurements // Journal Power Sources. 2000. Vol. 87. Iss. 1, 2.
6. Методика расчета и выбора аккумуляторных батарей серий Classic GroE и Classic OCSM для применения в энергетике. М., 2005.
7. Bergveld H. J., Kruijt W. S., Notten P. H. L. Electronic-network modelling of rechargeable NiCd cells and its application to the design of battery management system // Journal of Power Sources. 1999. No. 77.

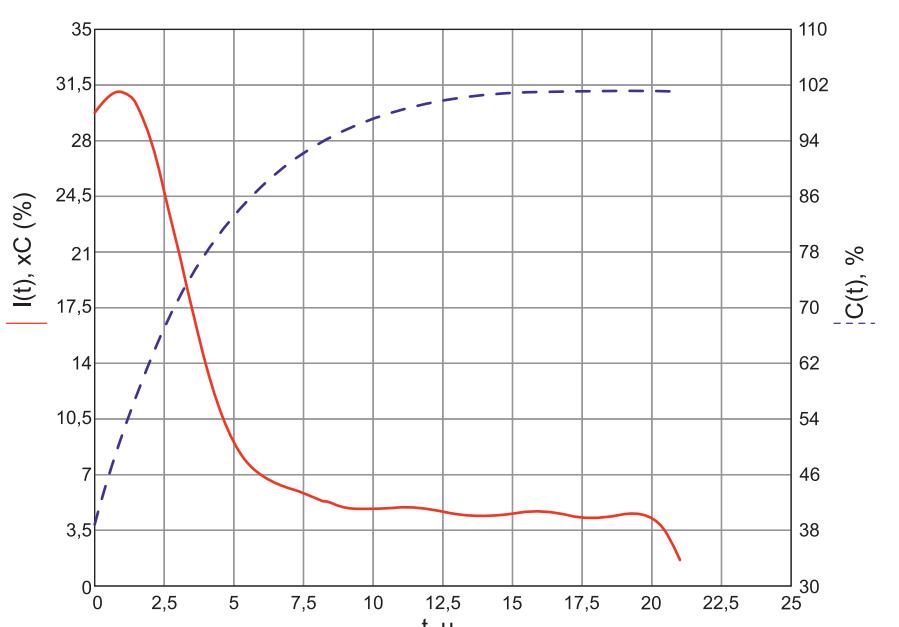


Рис. 6. Изменение зарядного тока и емкости от времени

Перечень статей, опубликованных в журнале «Силовая электроника» в 2022 году

Рынок

Нас попросили создать действительно универсальный ИБП, и мы это сделали. Сергей Мурзин. № 4, стр. 4

Силовая элементная база

Сверхкомпактные модули SEMITOP: инструкция по применению. Роберто Агостини (Roberto Agostini). Перевод и комментарии: Андрей Колпаков. № 1, стр. 8

Отечественные датчики тока и напряжения. Антон Обеддин, Алексей Тимофеев, Евгений Стахин. № 1, стр. 19

Модернизация силовых модулей для повышения плотности мощности и срока службы. Стефан Бушхорн (Dr. Stefan Buschhorn), Клаус Вогел (Klaus Vogel). Перевод: Евгений Карташов. № 1, стр. 22

Безопасная система соединений для тяговых батарей BCON+. Виктор Виноградов. № 2, стр. 4

Выбор, проектирование и расчет схемы снаббера. Пол Ли (Paul Lee), д-р Маркус Хердин (Markus Herdin). № 2, стр. 8

РВД-ключи для мощных твердотельных энергетических систем. Алексей Хапугин, Вячеслав Мускатиньев, Валентин Мартыненко, Алексей Гришанин, Вячеслав Елисеев, Игорь Галахов, Леонид Ганин, Владимир Осин. № 2, стр. 12

Больше мощности с технологией RC-IGBT. Бен Бредел (Ben Bradel). Перевод: Евгений Карташов. № 2, стр. 18

Компактные модули IGBT MiniSKiiP: инструкция по применению. Френк Стиглер (Frank Stiegler), Томас Хёртген (Thomas Hurtgen). Перевод и комментарии: Андрей Колпаков. № 2, стр. 21

SiC-модули «Мицубиси Электрик»: новый уровень энергоэффективности электропоездов. Виктор Толстопятов, Кенжи Хатори (Kenji Hatori), Нильс Солтай (Nils Soltau), Ойген Штумпф (Eugen Stumpf). № 2, стр. 28

Воздействие влажности и конденсации на работу силовых электронных систем. Пол Дрексхейдж (Paul

Drexhage), Стефан Хаузер (Stefan Houser). Перевод и комментарии: Андрей Колпаков. № 2, стр. 30

Технология GaN: вызовы и перспективы развития. Стефано Ловати (Stefano Lovati). Перевод: Андрей Колпаков. № 3, стр. 4

Высоковольтный автомобильный контактор EVC 250 TE Connectivity. Перевод: Владимир Рентюк, Виктор Виноградов. № 3, стр. 9

Моделирование потерь мощности от вихревых токов в проводниках обмоток магнитных элементов. Борис Глебов. № 3, стр. 14

Динамические характеристики SiC-диодов Шоттки. Дэниел Приндел (Daniel Prindle). Перевод и комментарии: Андрей Колпаков. № 3, стр. 17

Мощный высоковольтный диод для импульсных применений. Валентин Мартыненко, Алексей Хапугин, Лариса Лебедева, Владимир Картаев, Дмитрий Наумов, Алексей Гришанин, Всеволод Акимов. № 3, стр. 24

Использование гибридных датчиков тока в силовых преобразователях с SiC MOSFET: возможности и перспективы. Бастиен Мази (Bastien Musy). Перевод: Евгений Карташов. № 3, стр. 30

Повышение производительности порошковых сердечников. Янчжун Ду (Yangzhong Du), Чжуаньви Ни (Junwu Nie), Юнпин Ли (Yongping Li). Перевод: Евгений Карташов. № 4, стр. 7

Диодные однофазные, трехфазные (полумосты, мосты) модули на лавинных кристаллах. Андрей Селеменев. № 4, стр. 10

Силовые MOSFET в обедненном режиме: «забытые» MOS. Аалок Бхатт (Aalok Bhatt), Хосе Падилья (José Padilla), Райман Чжоу (Raymon Zhou). Перевод: Андрей Колпаков. № 4, стр. 12

IGBT-модули компании Yangzhou Yangjie — доступный аналог продуктов мировых производителей. Виталий Миронюк, Александр Жеухин. № 4, стр. 16

Силовые тиристорные, диодные и IGBT-модули компании Zenli Rectifier. Леонид Чанов. № 4, стр. 20

Модули SiC LinPak второго поколения: улучшенные динамические характеристики и надежность. Вергилий Ботан (Virgiliu Botan), Славо Кичин (Slavo Kicin). Перевод: Иван Сергеев. № 4, стр. 24

Адаптивный токовый драйвер SiC MOSFET с двойным импульсом тока затвора. Гард Люнг Редал (Gard Lyng Rødal), Димостенис Пефтицис (Dimosthenis Peftitsis). Перевод: Евгений Карташев. № 4, стр. 29

Иновационные разработки отечественных многокристальных силовых модулей. Часть I. Трехфазные и трехуровневые силовые модули. Игорь Воронин, Павел Воронин, Евгений Лапин. № 5/6, стр. 4

Усовершенствованный изолированный силовой SMPD-корпус обеспечит полную реализацию преимуществ SiC MOSFET. Аалок Бхатт (Aalok Bhatt), Франсуа Перрод (Francois Perraud), Жозе Падилла (José Padilla), Мартин Шульц (Martin Schulz). Перевод: Иван Сергеев. № 5/6, стр. 12

Устойчивость к короткому замыканию транспортного силового модуля с SiC MOSFET 4-го поколения. Пример применения в тяговом приводе электромобиля (xEV). Кевин Ленц (Kevin Lenz), Викнесваран Тайуманасами (Vikneswaran Thayumanasamy). Перевод: Иван Сергеев. № 5/6, стр. 16

Новейшие 3,3-кВ IGBT4 расширяют горизонты плотности мощности. Евгений Обжерин, Маттиас Бюргер (Matthias Buerger). Перевод: Евгений Карташев. № 5/6, стр. 20

Четвертое поколение SiC MOSFET в корректоре коэффициента мощности высокопроизводительного SMPS. Абделмунейм Чаркауй (Abdelmouneim Charkaoui), Кристиан Фелгемахер (Christian Felgemacher), Филип Филскеер (Felipe Filsecker), Джохен Хёскены (Jochen Huskens). Перевод: Евгений Карташев. № 5/6, стр. 23

О частичной компенсации паразитных трансформаторных связей паразитными индуктивностями при параллельном включении IGBT-транзисторов. Александр Портной, Олег Мельниченко, Вячеслав Знаенок, Вячеслав Лобанов, Илья Осипчук. № 5/6, стр. 28

500-кВт DC/DC-конвертер на основе SiC-модуля 1200 A/1200 В. Ф. Зоммер (F. Sommer), М. Хиллер (M. Hiller), Н. Солтау (N. Soltau), С. Идака (S. Idaka), Т. Хираи (T. Hirai). Перевод: Евгений Карташев. № 5/6, стр. 46

Приводы

Тяговые характеристики судового электропривода. Роберт Шульга. № 1, стр. 26

К вопросу выбора тягового привода наземного электротранспорта. Роберт Шульга. № 3, стр. 32

Линеаризация момента при управлении двухфазным ДБМ-электродвигателем. Михаил Воробьев, Константин Лялин, Дмитрий Суворов, Алексей Переверзев. № 3, стр. 38

Химические источники тока

Аккумуляторы: проверенный и эффективный источник энергии. № 1, стр. 32

Выбор метода определения емкости кислотных аккумуляторов вилочных погрузчиков. Денис Павлов, Алексей Осетров, Владимир Чащин. № 5/6, стр. 58

На правах рекламы

Конденсаторы ELECTRONICON E67 с защитой Mesis. № 1, стр. 6

Источники питания

Особенности работы преобразователей с ШИМ-контроллером в режиме малых нагрузок и холостого хода. Анатолий Миронов. № 1, стр. 36

Предельные непрерывные модели типовых импульсных преобразователей напряжения переменного тока. Анатолий Коршунов. № 1, стр. 40

Корректоры коэффициента мощности AC/DC-источников питания. Стив Робертс (Steve Roberts). Перевод, дополнения и комментарии: Владимир Рентюк. № 1, стр. 48

Сравнение вариантов схем мостовых DC/DC-преобразователей на основе их моделирования. Борис Глебов. № 1, стр. 56

Модульная архитектура электропитания Gaia Converter для гражданской авиации. Константин Верхуловский. № 1, стр. 62

Компактный и легкий тяговый инвертор мощностью 600 кВт на SiC MOSFET-модулях Wolfspeed. Мэтью Фетадо (Matthew Feutado), Дэниэл Мартин (Daniel Martin). Перевод: Евгений Карташев, Валерия Смирнова. № 1, стр. 68

Повышение эффективности автономных импульсных источников питания (SMPS) при переходе на SiC MOSFET Wolfspeed. Евгений Карташев, Валерия Смирнова. № 2, стр. 44

Технологии ограничения пускового тока в системах электропитания. Анатолий Миронов. № 2, стр. 48

Настольные источники питания постоянного тока Keithley: теперь «на стероидах». Андреа Винчи (Andrea Vinci). № 2, стр. 54

Параллельное включение инверторов напряжения: анализ устойчивости. Дмитрий Серегин, Мария Федорова, Артуш Бадалян, Владислав Громов. № 3, стр. 40

Методы анализа резонансных преобразователей постоянного напряжения типа LLC. Геннадий Белов. № 3, стр. 48

Энергетические и динамические показатели модульного DC/DC-конвертера. Роберт Шульга, Илья Добкин. № 4, стр. 36

Высоковольтные источники питания для монтажа в серверную 19" стойку. Андрей Руцкой, Михаил Моисеев. № 5/6, стр. 34

Простой инвертор на 1500 В DC для возобновляемого источника энергии с высокой плотностью мощности на базе 2-кВ IGBT LV100. Т. Радке (T. Radke), Н. Солтау (N. Soltau), С. Миахара (S. Miyahara). Перевод: Евгений Карташев. № 5/6, стр. 36

Мостовой резонансный DC/DC-преобразователь в режиме заряда емкостного накопителя энергии. Борис Глебов. № 5/6, стр. 42

Понижающие регуляторы решают проблему нехватки мощности в цепи датчика токового контура. Чжунмин Е (Zhongming Ye), Хуан-Джи Аранда (Juan-G. Aranda). № 5/6, стр. 50

Транспорт

Тепловое моделирование высокомощных систем быстрой зарядки электромобиля. Виктор Виноградов. № 2, стр. 56

Сверхкомпактный приводной инвертор для электротранспорта. Вольфганг Рембоу

(Wolfgang Rambow), Фабиан Бек (Fabian Beck), Хайденхейм Элвис Кели (Heidenheim Elvis Keli), Катарина Менкел (Katharina Mankel). Перевод: Евгений Карташев. № 5/6, стр. 55

Софт

ШКОЛА MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники и электромеханики в среде Matlab+Simulink. Урок 37. Система стабилизации переменного напряжения нагрузки в генераторной установке с синхронной магнитоэлектрической машиной. Сергей Герман-Галкин. № 2, стр. 60

ШКОЛА MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники и электромеханики в среде Matlab+Simulink. Урок 38. Гибридная генераторная установка переменного тока с асинхронной коротко-замкнутой машиной. Сергей Герман-Галкин. № 3, стр. 58

Полевые GaN-транзисторы для преобразователей питания: внутренняя структура и моделирование в Ltspice. Дмитрий Василенко. № 3, стр. 64

ШКОЛА MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники и электромеханики в среде Matlab+Simulink. Урок 39. Классификация и методика исследования электромеханических модулей в мехатронных системах. Сергей Герман-Галкин. № 4, стр. 54

Измерительная аппаратура

Анализ и построение функции Боде преобразователей постоянного напряжения с помощью простейших эквивалентных схем малого сигнала. Норик Петросян, Карлен Бегоян, Лерник Петросян. № 2, стр. 66

Электромагнитная совместимость

Правильное электропитание без помех. Сергей Матвеев. № 3, стр. 54

Электропривод

Магнитный электродвигатель-генератор. Юрий Таланин. № 4, стр. 34

Охлаждение

Гибридный медь-алюминиевый жидкостный охладитель. Петр Васильев, Алексей Калинин, Денис Михадаров, Елена Зиновьева. № 4, стр. 44

Надежность

Термоциклирование в условиях тепловой перегрузки: ускоренные испытания надежности соединений чипов. Карстен Кемпиак (Carsten Kempiaak), Александр Шиффмахер (Alexander Schiffmacher), Антон Чуприн (Anton Chuprin), Андреас Линдеманн (Andreas Lindemann), Юрген Уайлд (Jurgen Wilde), Яцек Рудзки (Jacek Rudzki), Фрэнк Остервальд (Frank Osterwald), автор-корреспондент: Карстен Кемпиак (Carsten Kempiaak). Перевод: Евгений Карташев. № 4, стр. 47

Гибридно-пленочные DC/DC-преобразователи с выходными мощностями до 120 Вт для высоконадежных электронных систем специального назначения от ECRI Microelectronics

Для замены популярных гибридно-пленочных DC/DC-преобразователей серии DVFL (VPT) и MOR28 (Interpoint) компания ECRI Microelectronics, входящая в Китайскую корпорацию электронных технологий (China Electronics Technology Group Corporation — CETC), предлагает модули преобразователей напряжения серии HOL28 с выходными мощностями до 120 Вт.

Модули серии HOL28 предназначены для работы в системах электропитания постоянного напряжения с номинальным напряжением 28 В с диапазоном изменения 16–40 В и выдерживают переходное отклонение напряжение до 50 В длительностью 1 с.

Преобразователи выполнены по полумостовой структуре с применением для стабилизации выходного напряжения широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Выбранное значение выходного напряжения изолируется оптопарой, длительность выбранного импульса напряжения модулируется контроллером для формирования замкнутой системы управления для обеспечения стабильного выходного напряжения. Герметичный корпус размерами 76,7×38,6×10,66 мм и весом около 95 г выполнен из холоднокатаной стали, основание корпуса покрыто никелем, крышка выполнена из железоникелевого сплава 4J42.

Выводы изготовлены из бескислородной меди с золотым покрытием, корпус герметизирован параллельной шовно-роликовой сваркой в инертной среде. Конструкция и производственный процесс соответствуют требованиям общих технических условий GB2438A-2002 к гибридным интегральным микросхемам.

Функция внешней блокировки и синхронизации позволяет просто включать эти преобразователи в сложные системы электропитания.

Для обеспечения требований по электромагнитной совместимости рекомендуется применять на входе помехоподавляющий фильтр HFE28-461-420-A.

Основные характеристики преобразователей серии HOL28:

- одно- и двухканальные модели с выходными номинальными напряжениями: 3,3; 5; 6,3; 12; 15; 28; ±5; ±12 и ±15 В;
- КПД: до 91%;
- удельная мощность: 80 Вт/дюйм³ (примерно 4050 Вт/дм³);
- диапазон рабочей температуры: -55...+125 °C, диапазон температуры хранения: -65...+150 °C (на основании корпуса);
- сопротивление электрической изоляции между входными и выходными цепями: 100 МОм;



- небольшой пусковой ток и малое время установления выходного напряжения;
- сервисные функции: защита от пониженного и повышенного входного напряжения, защита от перегрузки по току и короткого замыкания нагрузки, регулировка выходного напряжения внешним потенциометром, внешняя обратная связь для одноканальных цепей; дистанционное включение/выключение и синхронизация частоты преобразования внешним генератором;
- среднее время между отказами (MTBF) при температуре корпуса +25 °C: 3 000 000 ч.

www.prochip.ru

16-я специализированная выставка электроники и информационных технологий для пассажирского транспорта и транспортной инфраструктуры

Проводится в рамках Российской недели общественного транспорта

27-29 СЕНТЯБРЯ / МОСКВА / ЦВК ЭКСПОЦЕНТР

[WWW.E-TRANSPORT.RU](http://www.e-transport.ru)

www.publictransportweek.ru



25-я Международная выставка
электронных компонентов, модулей
и комплектующих

expoelectronica.ru

Забронируйте стенд
на ExpoElectronica



11–13 апреля 2023
Москва, Крокус Экспо

До встречи
на выставках 2023!



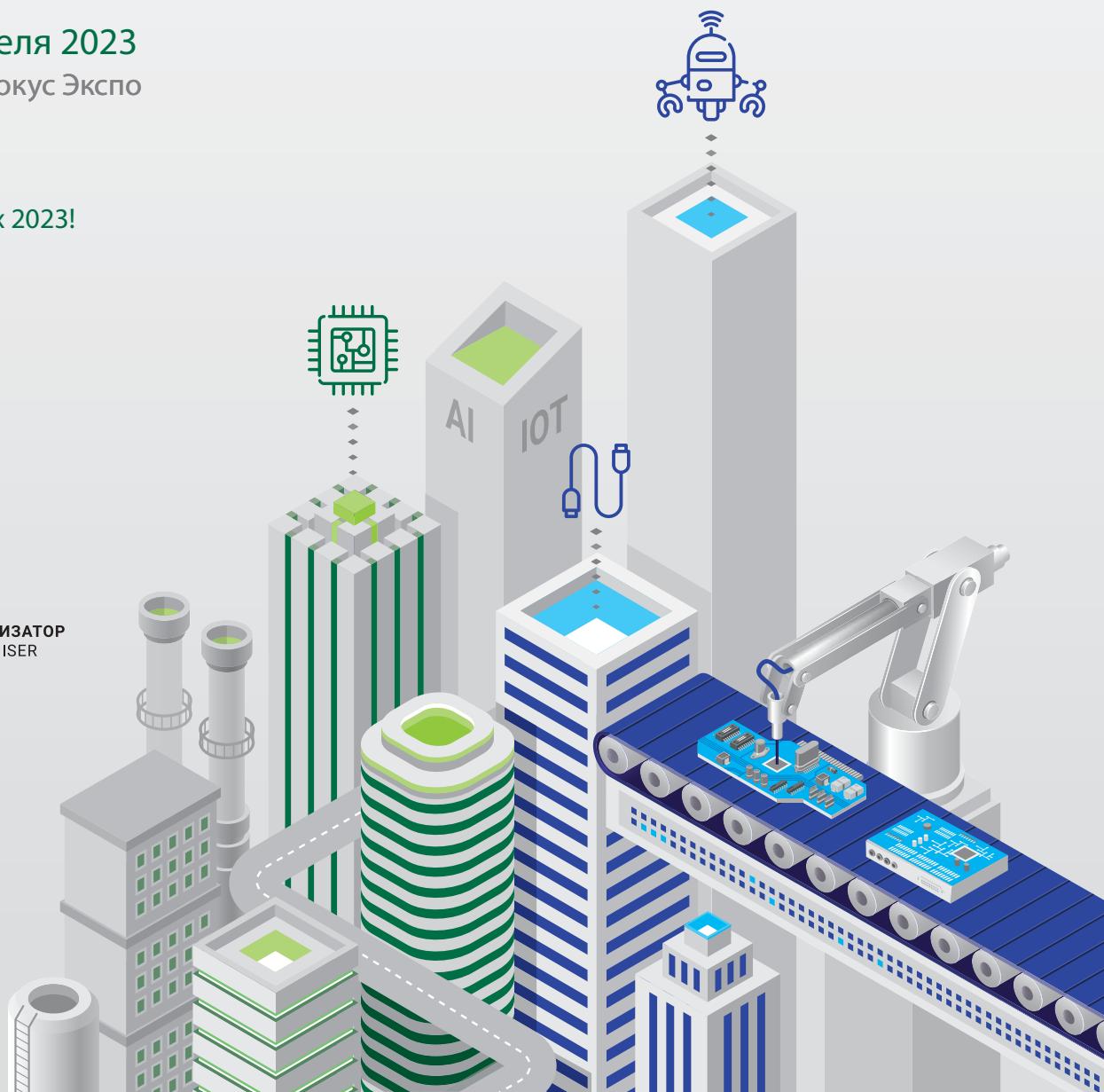
20-я Международная выставка
технологий, оборудования и материалов
для производства полупроводников,
электронных компонентов и систем

electrontechexpo.ru

Забронируйте стенд
на ElectronTechExpo



ITE
Организатор
Organiser



ОБРАЗЦЫ И ОТЛАДОЧНЫЕ ПЛАТЫ СО СКЛАДА В САНКТ-ПЕТЕРБУРГЕ



ПОСТАВЩИК
КИТАЙСКИХ
КОМПОНЕНТОВ

№1

Доступны к заказу образцы и отладочные платы со склада в Санкт-Петербурге:

- DC/DC-преобразователи
- Трансформаторы PCB
- Диодные модули
- Диодно-тиристорные модули
- Тиристорные модули
- IGBT модули
- Микроконтроллеры и отладочные платы
- Интерфейсы
- EEPROM
- SPI NOR
- Цифровые изоляторы
- Операционные усилители
- Компараторы
- Линейные регуляторы
- Источники опорного напряжения
- Диоды Шоттки
- Биполярные транзисторы
- MOSFET
- Интерфейсы
- Оптопары
- Датчики температуры
- AC/DC-контроллеры
- Периферийные драйверы-расширители
- Приемопередатчики
- Интерфейсы USB
- Диодные матрицы
- и др.

PT Electronics является официальным дистрибутором представленных производителей



pt ELECTRONICS
Innovations & Technologies



Полный перечень образцов
и ссылка для заказа

power@ptelectronics.ru
8 800 333 63 50
www.ptelectronics.ru