

**ТЕМАТИЧЕСКОЕ
ПРИЛОЖЕНИЕ
К ЖУРНАЛУ
КОМПОНЕНТЫ
И ТЕХНОЛОГИИ**

12+

WWW.POWER-E.RU№ 4'2023
СЕНТЯБРЬ

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

ISSN 2079-9322



**Надежный производитель
Поставки со склада в РФ
Эксклюзивные цены**

- В НАЛИЧИИ НА СКЛАДЕ В РФ**
- ОБРАЗЦЫ ПОД ПРОЕКТ**

- Пружинные клеммы - серия DS Push-in
- Серия клемм DC - винт со стальной зажимной клеткой
- Пружинные клеммы - серия WS
- Аксессуары

Клеммы Degson изготавливают из качественных материалов с учетом всех международных стандартов качества и безопасности. Рабочая температура от - 40 до 105°C окружающей среды. Компактны, просты в использовании и маркировке, что значительно сокращает время монтажа, а также гарантирует надёжность контакта, исключая нагрев или короткое замыкание в точке соединения, даже при многократном подсоединении и отсоединении проводки.

**Более 300 наименований клемм Degson на Din-рейку
На складе PT Connectivity в России**



E-mail: info@ptconnectivity.ru
https://ptconnectivity.ru/

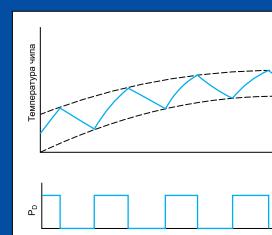
+7 499 112 02 36
+7 812 509 22 66



Генезис GeneSiC
и будущее
карбида кремния



Инвертор
тягового привода
E-Traction



Понимание теории
динамического теплового импеданса



Контурные тепловые трубы
для систем охлаждения
мощной электроники

IGBT МОДУЛИ ОТЕЧЕСТВЕННОГО ПРОИЗВОДСТВА



- ▷ Промышленное исполнение
- ▷ Техническая поддержка на всех этапах разработки устройств
- ▷ Консультации в подборе IGBT модуля в соответствии с режимами эксплуатации
- ▷ Возможность разработки силовых блоков в соответствии с требованиями потребителя
- ▷ Поставка с драйвером*

*по запросу

Напряжение: 1200/1700 В

Номинальный ток: 75-600 А



форма для заказа

 ПРОТОН-ЭЛЕКТРОТЕКС

+7 (4862) 44-04-79
www.proton-electrotex.com



реклама

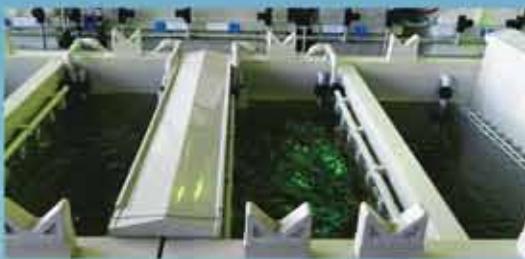
ВЫПРЯМИТЕЛИ

серии
ВГ-ТПЕ
ВГ-ТПВ

ДЛЯ ПИТАНИЯ
ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМ ТОКОМ
ГАЛЬВАНИЧЕСКИХ ВАНН



**БОЛЬШИЕ МОЩНОСТИ
ВОЗМОЖНОСТИ**



Тел: +7 8342 47 18 31
факс: +7 8342 47 16 64
e-mail: info@elvpr.ru



ПУБЛИЧНОЕ АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО
ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ

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

Ольга Ворченко olga.vorchenko@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 26.09.23
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 «МАЙЕР»
190005, г. Санкт-Петербург, пр. Троицкий, д. 6.

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.

Возрастное ограничение 12+

В номере:

Силовая элементная база

Льюв Вон-Эдмундс (Llew Vaughan-Edmunds)

Перевод: Иван Сергеев

Генезис GeneSiC и будущее карбида кремния 6

Валерия Смирнова

SiC-диоды компании Global Power Technology 12

Кевин Ли (Kevin Lee), Денис Новоторженцев, Андрей Колпаков

Российская силовая электроника:
разворот на Восток и доступная функциональность.
Часть 4. AnXon 14

Александр Кургин, Владимир Рассказов, Александр Федоров

Современные оптоэлектронные приборы
для силовой электроники 20

**Олег Болотин, Николай Гребенщиков, Григорий Портной,
Константин Разумовский, Олег Яценко**

Современные датчики
от компании «НПО «Горизонт Плюс» 24

**Константинос Патманидис (Konstantinos Patmanidis),
Стефано Руцца (Stefano Ruzza), Клаудио Виллани (Claudio Villani)
Перевод: Евгений Карташев**

Решения для общепромышленных приводов:
энергоэффективность и удельная мощность систем
с модулями SiC 28

Кристоф Вокур (Christophe Vaucourt)

Перевод: Андрей Колпаков

Понимание теории динамического теплового импеданса 32

Приводы

Николай Гусев

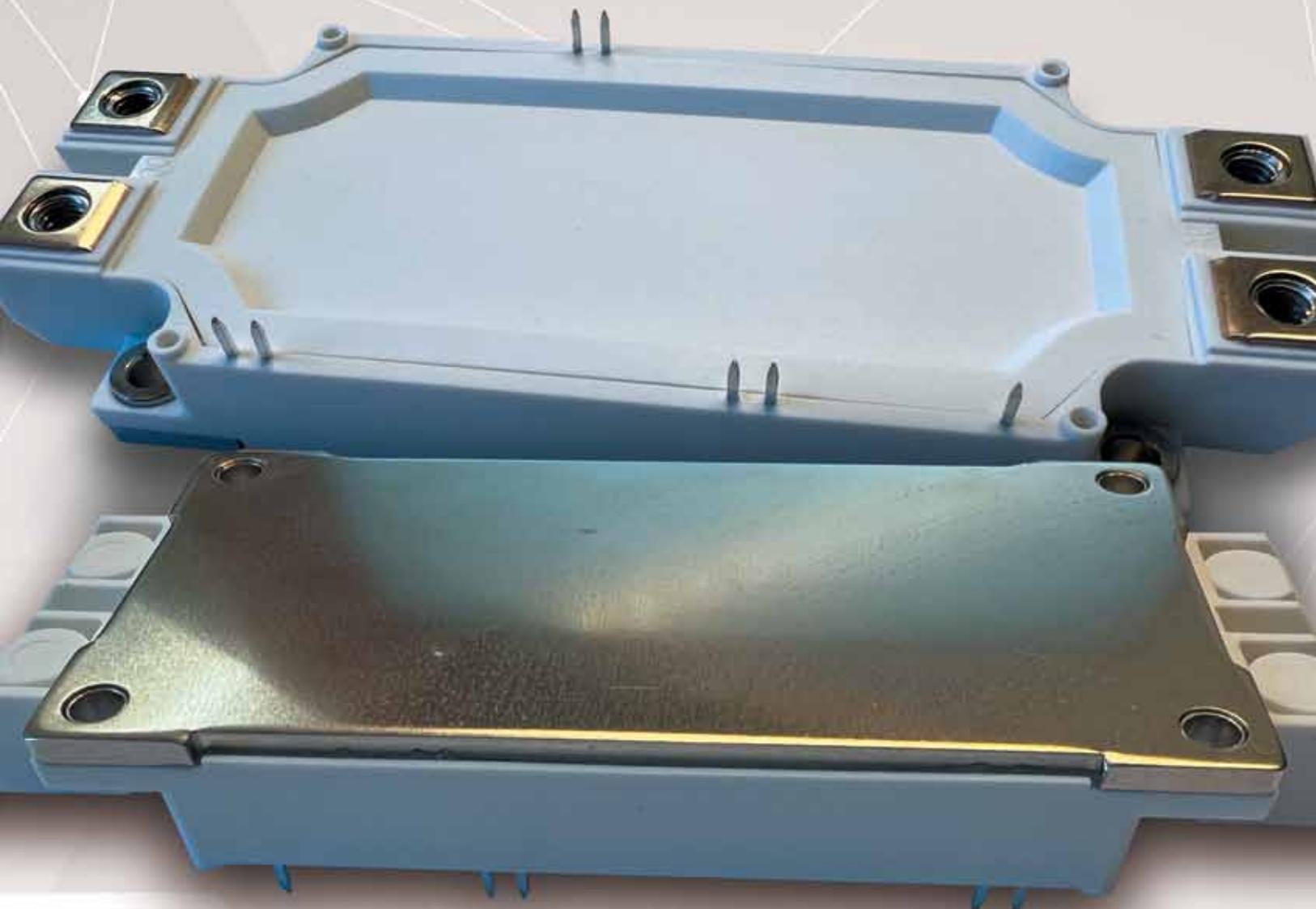
Инвертор тягового привода E-Traction 36

Источники питания

Бошэнг Сан (Bosheng Sun)

Коррекция коэффициента мощности
методом управления пиковым током 40

IGBT-модули и SIC MOSFET **1200 и 1700 В**



WWW.I-POWERS.RU

В номере:

Охлаждение

Юрий Майданик

Контурные тепловые трубы
для систем охлаждения мощной электроники 44

Софт

Сергей Герман-Галкин

ШКОЛА MATLAB.
Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники
и электромеханики в среде Matlab+Simulink.
Урок 41. Стабилизатор постоянного напряжения
с корректором коэффициента мощности
на базе трехфазного активного выпрямителя 48

Editor-in-chief

Pavel Pravosudov pavel@fsmedia.ru

Managing editor

Natalia Novikova natalia.novikova@fsmedia.ru

Technical editor

Andrey Kolpakov

Design and layout

Olga Vorchenko olga.vorchenko@fsmedia.ru

Advertising department

Olga Zaytseva olga_z@fsmedia.ru

Subscription department

podpiska@fsmedia.ru

Editorial office

115088, Russia,

Moscow, Juzhnoportovaja, str. D, building 7

Tel./Fax: +7 (495) 414-2132

197101, Russia, St. Petersburg,

Petrogradskaya Emb., b. 34 "B"

Tel.: +7 (812) 467-4585

E-mail: compitech@fsmedia.ru

www.power-e.ru/eng.php

Representative office in Belarus

Minsk, Premier Electric

Tel.: (10-37517) 297-3350, 297-3362

E-mail: murom@premier-electric.com

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:



Генезис GeneSiC

и будущее карбида кремния

Передовые SiC-технологии, ориентированные на повышение производительности и долговечности, повышают эффективность преобразовательных систем.
Вот уже почти 20 лет GeneSiC является пионером в разработке высокопроизводительных и надежных силовых приборов на основе карбида кремния (SiC) для промышленных применений, автомобильной и оборонной техники. Карбидокремниевые транзисторы GeneSiC появились на рынке одними из первых. Выпущено уже несколько поколений SiC-диодов и SiC MOSFET-транзисторов с номинальным напряжением до 6,5 кВ в различных корпусах. В настоящее время компания разрабатывает передовые SiC-технологии для государственных органов, уделяя особое внимание производительности и надежности.

**Лью Вон-Эдмундс
(Llew Vaughan-Edmunds)***

**Перевод:
Иван Сергеев**

В 2022 году Navitas Semiconductor приобрела GeneSiC Semiconductor, создав единственную в отрасли компанию по производству силовых полупроводников нового поколения на основе SiC и GaN. Доктор Ранбир Сингх, основавший GeneSiC в 2004 году (в настоящее время — исполнительный вице-президент Navitas по SiC), имеет богатый опыт в области технологии карбида кремния. Исследования первых SiC-приборов он проводил в Университете Северной Каролины (NCSU), а в 2022 году за эту новаторскую работу доктор Сингх был введен в Зал славы выпускников NCSU по электротехнике и вычислительной технике (ECE).

Благодаря широкому диапазону напряжений (от 650 В до 6,5 кВ) транзисторы GeneSiC MOSFET и диоды Шоттки MPS находятся на переднем крае SiC-технологии. Компания участвовала более чем в 60 государственных проектах, что позволило расширить границы производительности и надежности карбидокремниевых ключей. Сюда относятся SiC-тиристоры с напряжением 6,5 кВ для накопителей энергии и сетевых инверторов для Министерства энергетики (DoE); SiC MOSFET-транзисторы и PiN-диоды с напряжением 15 кВ для оборонных применений; 500 °C монолитный интегральный SiC SJ (транзистор с суперпереходом) с диодом JBS (MIDSJT) для миссий NASA по исследованию Венеры и монолитные интегральные радиационно стойкие драйверы для SiC DMOSFET на 1200 В и SiC-тиристоров на 6,5 В для BMC США.

Рынок карбида кремния

Рынок карбида кремния (SiC) в последние годы быстро расширяется благодаря все большему признанию этой технологии инженерами и растущему пониманию того, как использовать в полном объеме преимущества широкозонных силовых приборов. По прогнозам Yole Développement, к 2027 году рынок SiC превысит \$6 млрд по сравнению со всего \$1 млрд в 2021 году. Значительная доля этого роста обусловлена решениями для автомобильного сектора,

а также систем хранения энергии для солнечной энергетики и промышленных приложений.

В 2022 году продажи электромобилей (EV) в Соединенных Штатах превысили 5% от общего объема рынка, этот порог массового применения превышен уже в 18 странах. Однако по-прежнему существуют две основные проблемы для потребителей, желающих перейти на электрическую тягу: максимальный пробег и время зарядки. Заправка бензиновых и дизельных автомобилей занимает менее пяти минут, в то время как для пополнения батареи электромобиля до 80% от зарядной станции первого поколения требуется не менее 25 минут.

Для решения этой проблемы производители EV переходят с 400-вольтовых аккумуляторов на батареи с напряжением 800 В и устанавливают дорожные станции сверхбыстрой зарядки с пиковой мощностью 350 кВт. Теперь такие электромобили, как Genesis GV70 SUV, при зарядке от станции третьего уровня (Level 3) 800 В (DC)/350 кВт могут пополнять батарею от 10 до 80% всего за 18 минут. Наряду с повышением мощности увеличение напряжения способствует снижению активных потерь (I^2R) и тепловыделения, что позволяет применять кабель с меньшим сечением, весом и стоимостью. При этом повышение рабочего напряжения предъявляет более жесткие требования к изоляции кабелей и обмоток двигателя, инверторный каскад также должен быть спроектирован соответствующим образом. Транзисторы SiC MOSFET, обеспечивающие высокую эффективность преобразования в таких режимах, идеально подходят для применения в таком силовом инверторе.

Использование EV для электроснабжения жилого дома

Средняя емкость батареи в электромобиле составляет 40 кВт/ч, что в четыре раза больше, чем у бытового аккумулятора в системе накопления энергии (BESS). Таким образом, EV способен обеспечивать электроэнергией типовой частный дом в течение

* Navitas Semiconductor

целого дня. Внедрение такого альтернативного подхода «от автомобиля к дому» (V2H) станет прорывным фактором в отрасли и изменит структуру потребления энергии в будущем (рис. 1). Доступ к питанию от электромобиля позволит уменьшить затраты на электроэнергию и снизить нагрузку на сеть. При этом зарядка EV может производиться в периоды времени, когда уменьшаются потребление энергии и ее стоимость, что снижает расходы домохозяйств и обеспечивает лучшую стабильность электросети. Более того, электромобиль также может возвращать энергию в сеть (V2G) при повышенном потреблении. Таким образом, появляется возможность кардинально преобразовать коммунальную сеть, сделав ее более интеллектуальной и динамичной благодаря передаче и хранению электроэнергии в макромасштабе.

Учитывая приведенные выше соображения, производители EV начинают внедрять двунаправленные бортовые зарядные устройства (OBCS), которые обеспечивают двухстороннюю подачу энергии для режимов V2H («Электромобиль – Дом»), V2G («Электромобиль – Сеть») и V2L («Электромобиль – Нагрузка»). Такие автомобили, как Nissan Leaf, Ford F-150 Lightning, Hyundai Ioniq 5, Kia V6 и Mitsubishi Outlander PHEV, уже обладают этой возможностью.

Реализация подобных высокointегрированных и комплексных энергетических решений нового поколения все больше зависит от наличия силовых карбидокремниевых приборов. Транзисторы SiC MOSFET, такие как GeneSiC, обеспечивают расширенный температурный диапазон и быстродействие, которые требуются для систем питания, в то время как SiC-диоды Шоттки с объединенными выводами (MPS) GeneSiC должны выдерживать высокие пиковые токи при низкой утечке, имея при этом малое падение прямого напряжения и хорошие динамические характеристики.

Станции быстрой зарядки

Среди автомобильных проектов GeneSiC есть и решения для станций быстрой зарядки — в частности, это недавняя разработка “SK Signet” для зарядного устройства мощностью 350 кВт. Устройство преобразует напряжение сети 277 В (AC) в управляемое напряжение постоянного тока 200–950 В и предназначено для электромобилей с питанием от батарей 400 и 800 В. Для обеспечения высокой эффективности и надежности в нем использованы диоды GeneSiC 168 A/1700 В во входном корректоре коэффициента мощности (PFC) и выходном выпрямителе. При прочих равных условиях высокопроизводительные компоненты GeneSiC имеют температуру чипов на 12 °C ниже, чем у конкурирующих приборов, благодаря чрезвычайно низкому пороговому напряжению (V_{TH}), что обеспечивает максимальное энергосбережение и повышает срок службы.

Быстрая зарядка является ключевым требованием и в промышленном секторе, где технологии GeneSiC применяются для решения задач, специфичных для конкретного применения. Например, компания Exide Technologies внедрила новые силовые полупроводники GeneSiC для обеспечения надежности, безопасности, простоты в использовании и оптимизации рабочих режимов в новом поколении высокочастотных быстрых зарядных устройств для промышленной погрузочно-разгрузочной техники.

Быстрые зарядные станции Exide серии 2100 преобразуют напряжение сети 220 В (AC) в напряжение батареи 24–80 В для автоматизированных транспортных средств (AGV) и погрузочно-разгрузочного оборудования, такого как вилочные погрузчики и тележки для перевозки паллет. В каждом блоке мощностью 7 кВт используются транзисторы GeneSiC MOSFET с рабочим напряжением 750 В и MPS-диоды Шоттки с оптимизированной архитектурой. Мощность платформы может быть увеличена до 10 кВт, а параллельное соединение четырех таких блоков обеспечивает быструю зарядку мощностью 40 кВт.

Солнечная энергетика

Еще одним важным фактором внедрения SiC-технологии является развитие таких областей, как солнечная и ветроэнергетика, тепловые насосы и системы накопления энергии. В последние годы наблюдается рост числа сбоев энергосистем из-за погодных условий и изменения климата. В 2021 году во всем мире произошло 350 млн отключений

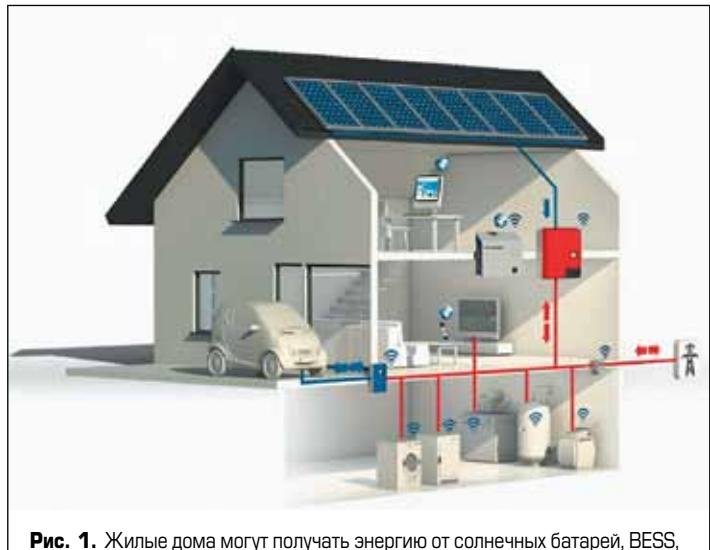


Рис. 1. Жилые дома могут получать энергию от солнечных батарей, BESS, электромобиля и электросети

электроэнергии, а в Соединенных Штатах примерно 83% зарегистрированных крупных отключений были связаны с погодными явлениями. Учитывая этот факт, потребители все больше используют солнечные батареи и накопители энергии (BESS) в своих домах и на предприятиях. Например, «коэффициент прикрепления» к аккумуляторам, продаваемым с солнечными панелями в США, вырос с 9,5 до 17,1% всего за 18 месяцев. Энергетическая независимость и возможность жить «вне сети» не только обеспечивают безопасность, но и позволяют потребителям оптимизировать хранение и использование энергии. Это в свою очередь дает им возможность снизить затраты на содержание жилья, что становится все более важным вопросом на рынке, где расходы на коммунальные услуги продолжают расти.

Технологии GeneSiC работают на рынке солнечной энергии уже несколько лет, и их можно найти в различных системах, включая “Steca coolcept fleX” серии vii от KATEK, преобразующих энергию солнечных панелей в сетевое напряжение мощностью 4,6 кВт для использования в доме, возврата в сеть или хранения в накопителе для последующего использования.

Каждый блок, содержащий 16×SiC MOSFET транзисторов GeneSiC 1200 В с сопротивлением канала 75 мОм, формирует двухуровневый инвертор с двунаправленным повышающим преобразователем и H-мостом для формирования AC выходного напряжения. Помимо большой производительности и надежности, необходимых для этого приложения, работа SiC-ключей на повышенной частоте позволяет уменьшить размер и вес пассивных компонентов и всего блока KATEK по сравнению с устаревшими преобразователями на основе кремния.

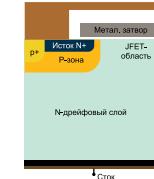
Хранение энергии

Среднестатистический частный дом в США потребляет 29 кВт·ч в день, для чего обычно требуется 20–25 солнечных панелей. При условии, что солнце освещает поверхность крыши четыре часа в день и каждая панель генерирует мощность 350 Вт, требуется 22 панели. Проблема в том, что примерно 30% потребления приходится на время выработки солнечной энергии. В полдень наблюдается самый яркий свет и генерируется наибольшая мощность, однако большинство домовладельцев в это время находятся на работе и не могут эффективно использовать эту энергию.

Хранение солнечной энергии для последующего использования предполагает, что, когда домовладелец возвращается вечером домой (когда потребление электроэнергии из сети достигает пика), он может переключиться на питание от аккумулятора. Это уменьшает счета за коммунальные услуги и оптимизирует распределение энергии. Существует несколько способов накопления энергии в BESS с использованием солнечных панелей, электросети и, как упоминалось ранее, электромобиля.

Комплект BESS включает батарейный модуль, систему управления аккумуляторами (BMS), блок управления энергопотреблением (EMS)

Таблица. Технология Trench-assisted planar-gate от GeneSiC обеспечивает высокую производительность при массовом производстве

	Планарная технология	Технология Trench	Технология GeneSiC
			
Технологичность	<ul style="list-style-type: none"> Повторяемость Пригодность к массовому производству Низкая стоимость 	<ul style="list-style-type: none"> Разброс параметров процесса травления Низкая пригодность к массовому производству Высокая стоимость 	<ul style="list-style-type: none"> Повторяемость Пригодность к массовому производству Низкая стоимость
Производительность	<ul style="list-style-type: none"> Высокое соотношение $R_{DS(ON)}/\text{площадь чипа}$ Медленная коммутация Высокое соотношение $R_{DS(ON)}/\Delta T$ 	<ul style="list-style-type: none"> Низкое соотношение $R_{DS(ON)}/\text{площадь чипа}$ Быстрая коммутация Высокое соотношение $R_{DS(ON)}/\Delta T$ 	<ul style="list-style-type: none"> Низкое соотношение $R_{DS(ON)}/\text{площадь чипа}$ Самая быстрая коммутация Самое низкое соотношение $R_{DS(ON)}/\Delta T$
Надежность		<ul style="list-style-type: none"> Низкая стойкость к КЗ 	<ul style="list-style-type: none"> Наивысшая, 100% протестированная стойкость к лавинному пробою Большое допустимое время КЗ

и силовой преобразователь (PCS). Мощность типовых систем хранения энергии колеблется в пределах 10–20 кВт, что позволяет обеспечить дом электроэнергией в течение 8–16 ч. Широкозонные приборы, такие как SiC MOSFET и GaN, используются в каскадах инвертора и повышающе-понижающих преобразователей AC/DC (от сети к батарее), DC/DC (от солнечной панели к батарее) и DC/AC (от батареи к сети или к дому).

Развитие технологии SiC-MOSFET

Необходимость повышения эффективности преобразования энергии и контроля ее распределения при одновременном поддержании экологической стабильности за счет «электрификации нашего мира» и сокращения выбросов CO₂ является движущей силой использования карбида кремния для массового рынка. Примером является технология GeneSiC Trench MOSFET с планарным затвором (Trench-assisted planar-gate). Сравнительные характеристики различных технологий MOSFET даны в таблице.

В то время как карбидкремниевые MOSFET обладают отличными характеристиками проводимости и переключения по сравнению

с кремниевыми аналогами, что обусловлено врожденными свойствами широкозонных приборов и высоким уровнем напряженности электрического поля, при использовании традиционных планарных или Trench-технологий приходится искать компромисс между технологичностью, производительностью и/или надежностью. Запатентованная технология GeneSiC “Trench-assisted planar-gate” — это бескомпромиссное решение нового поколения, обеспечивающее массовость производства, малый уровень потерь, а также расширенный срок службы. В сочетании с самым низким на рынке сопротивлением канала $R_{DS(ON)}$ при высоких температурах и наименьшими потерями энергии на высоких скоростях коммутации эти приборы обеспечивают беспрецедентный в отрасли уровень производительности, надежности и качества.

Параметр $R_{DS(ON)}$ и его температурная зависимость являются особенно важными. В реальных условиях эксплуатации температура окружающей среды в системе может достигать +80 °C, а циклический режим работы еще больше повышает температуру кристаллов. Транзисторы GeneSiC MOSFET были разработаны с учетом этого фактора, поэтому они имеют самый низкий в отрасли температурный коэф-

фициент сопротивления (TKC) открытого канала. В технических характеристиках значение $R_{DS(ON)}$ обычно указывается при $T_a = +25$ °C, но в зависимости от TKC оно может заметно увеличиваться с ростом температуры.

В ходе тестов SiC MOSFET GeneSiC 1200 В с сопротивлением канала 40 мОм в корпусе D²PAK сравнивался с лучшими рыночными аналогами в одинаковых условиях эксплуатации при управлении от одинакового драйвера затвора. Полученные результаты показали, что температура корпуса GeneSiC MOSFET ниже на 25 °C, чем у аналогов, что обусловлено меньшим уровнем потерь и более высокой эффективностью преобразования. С точки зрения надежности, снижение рабочей температуры на 25 °C увеличивает ресурс прибора примерно в три раза (рис. 2).

Другими важными «показателями качества» для оценки SiC MOSFET являются соотношения сопротивления канала и площади чипа, а также сопротивления канала и заряда затвора (рис. 3). В последнем отчете “Yole SystemPlus SiC Transistor 2022” приводится сравнение двенадцати типов SiC MOSFET по этим показателям ($R_{DS(ON)} \times \text{Area}$ и $R_{DS(ON)} \times Q_G$), откуда видно, что новая технология GeneSiC превосходит всех конкурентов, включая приборы с Trench-затворами, сохраняя при этом преимущества транзисторов с планарными затворами по надежности, стойкости к КЗ и технологичности.

В 2019 году GeneSiC совместно с Sandia National Laboratories и DoE разработали передовую монолитно-интегрированную структуру SiC-прибора с двойной имплантацией металлоксидного полупроводника (DMOSFET), объединенную с PiN-диодом Шоттки (MPS). Позже этот продукт был удостоен специального приза Green Tech на церемонии вручения премии “100 R&D Awards”. Интеграция диода JBS в структуру MOSFET обеспечивает более эффективный двунаправленный режим работы, термонезависимые характеристики коммутации, низкие статические и динамические потери, улучшенные тепловые характеристики и отличную долговременную надежность. Типичными областями применения таких приборов являются средневольтовые системы преобразования энергии, такие как тяговый привод, импульсные источники питания и инфраструктура интеллектуальных сетей.

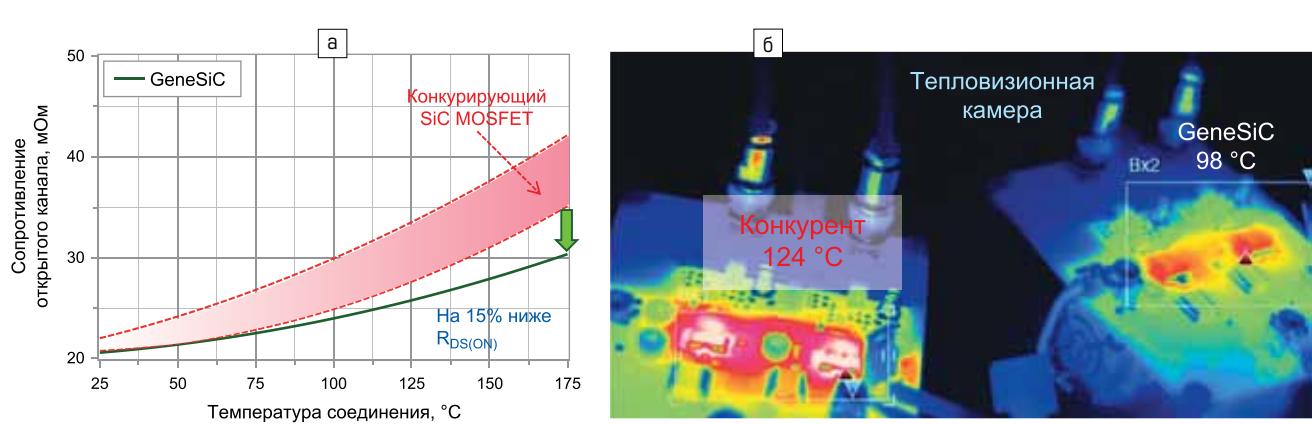


Рис. 2. Рабочие температуры и тепловой профиль: а) $R_{DS(ON)}$ vs T_j ; б) ускоренный тест

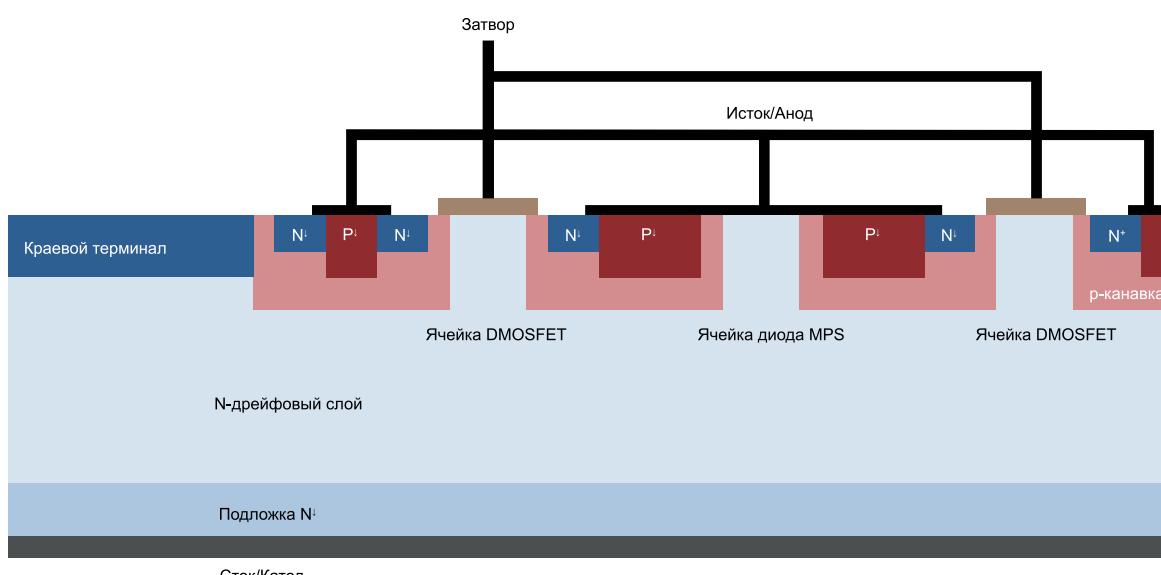
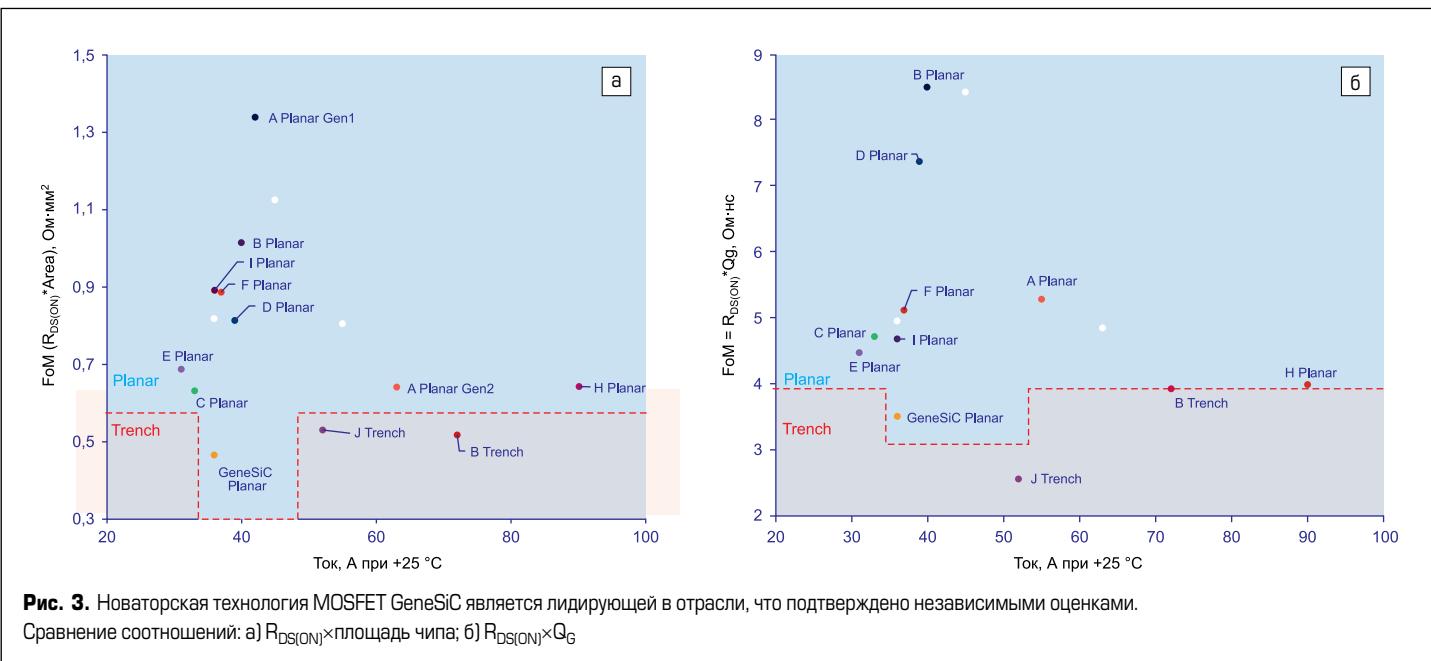


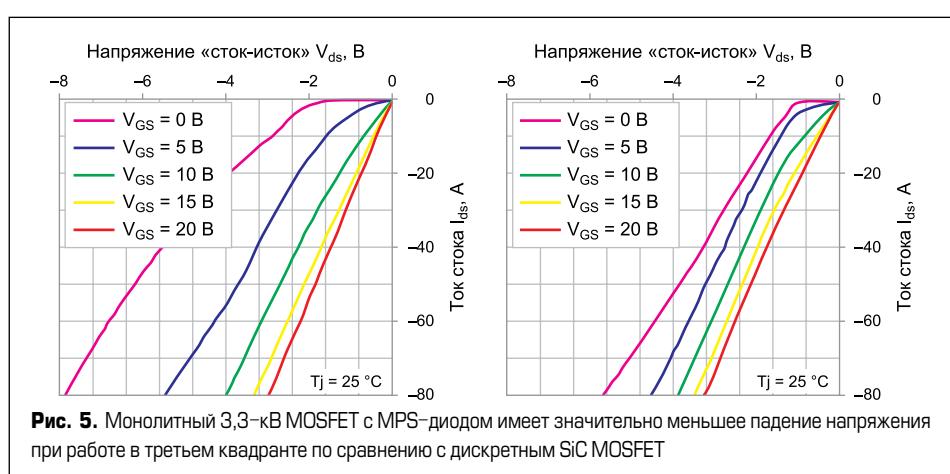
Рис. 4. Интеграция GeneSiC MOSFET и MPS-диода повышает эффективность работы в третьем квадранте и надежность

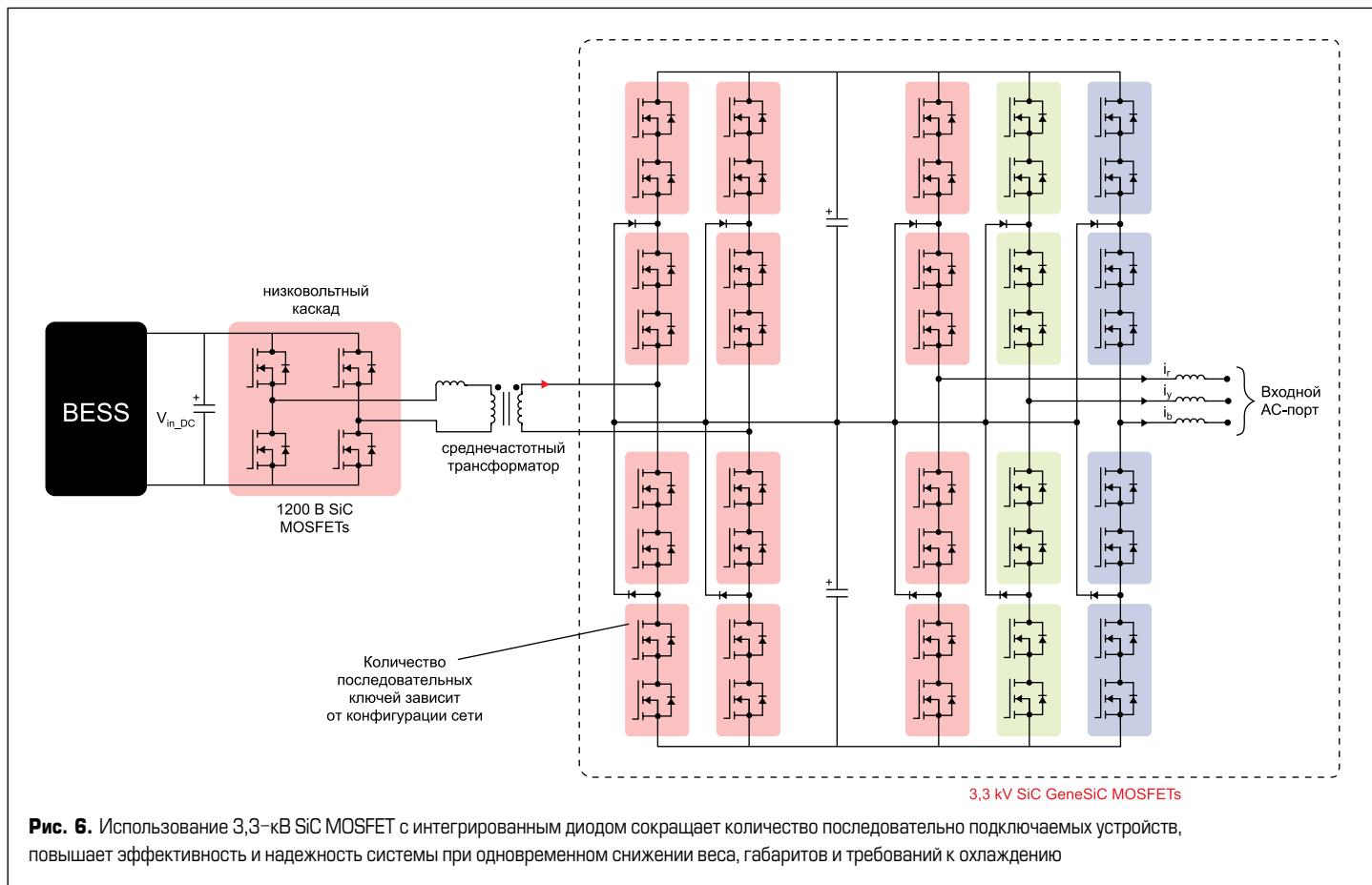
Монолитная интеграция MOSFET и FWD (рис. 4, 5) обеспечивает низкие потери проводимости антипараллельного диода без подключения внешнего диода Шоттки (SBD). Кроме того, при этом шунтируется собственный *p*-канальный/*n*-дрейфовый тельный диод MOSFET, что позволяет подавить паразитную BPD-структурную, присутствующую в *n*-дрейфовом слое MOSFET.

Преимущества предлагаемой технологии можно оценить на примере средневольтовой (MV) системы накопления энергии «сеть – батарея», в которой MV-сеть подключена к BESS с помощью изолированной схемы, включающей «двойной активный мост» (DAB) и активный “front-end” конвертер (AFEC). Применение трехуровневого инвертора с фиксированной нейтралью (3L NPC) снижает требования к фильтрам по сравнению с двухуровневой топологией и позволяет уменьшить напряжение на SiC MOSFET-ключах.

Существует возможность последовательного соединения 3,3-кВ SiC MOSFET и диодов в зависимости от напряжения сети (рис. 6), при этом в низковольтных каскадах исполь-

зуются низковольтные SiC-приборы с напряжением 1200 В. Рабочая частота среднечастотного трансформатора может варьироваться в диапазоне 10–20 кГц. В зависимости от тре-





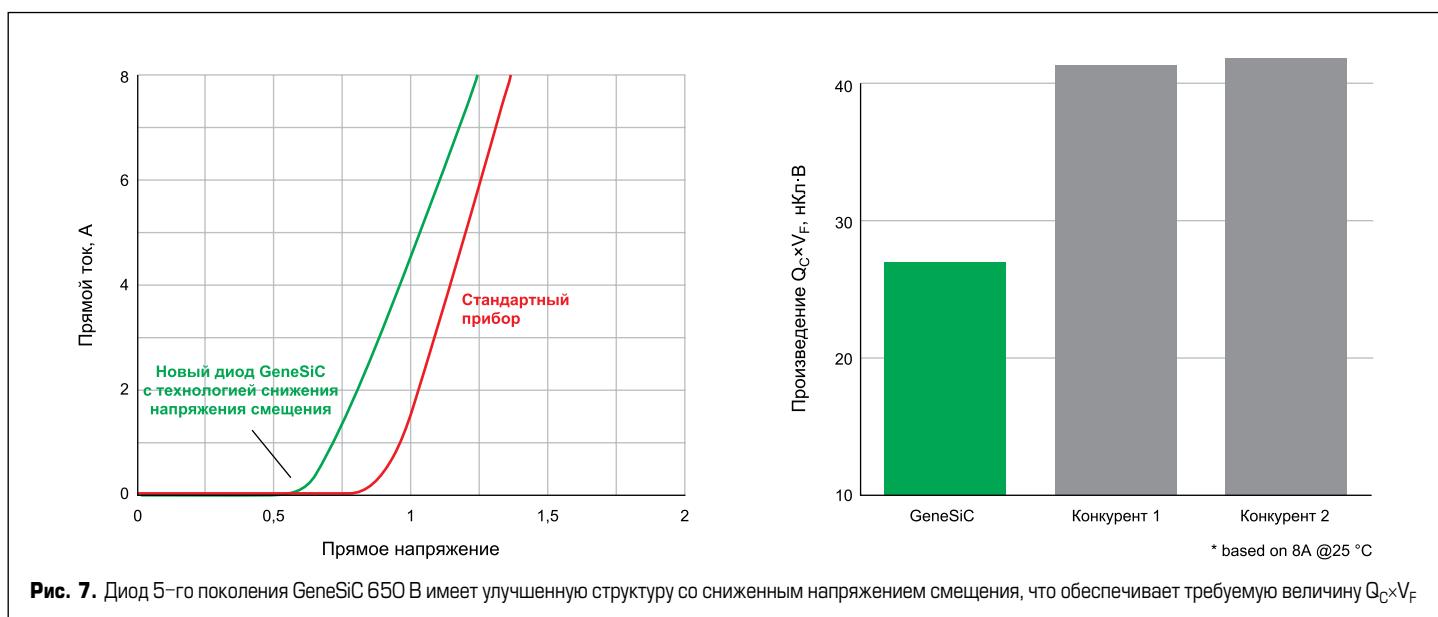
бований к системе может применяться однофазная или трехфазная топология инвертора. Использование одиночных 3,3-кВ SiC MOSFET и диодов вместо нескольких последовательно соединенных MOSFET или IGBT-ключей 12-го или 17-го класса имеет значительные преимущества, включая простоту управления затворами, меньшую паразитную индуктивность, снижение потерь проводимости и более высокую эффективность преобразования. Требования к системе охлаждения также могут быть существенно снижены, что дает возможность уменьшить общие массогабаритные показатели.

Развитие SiC-технологии: диоды и модули

На выставке PCIM 2023 компания Navitas анонсировала 5-е поколение PIN-диодов Шоттки (MPS) со встроенным низковольтным смещением, отличающимся высокой производительностью и надежностью и обеспечивающими высочайшие показатели эффективности в приложениях SMPS PFC в любых нагрузочных режимах (рис. 7, 8). Новая технология MPS сочетает в себе лучшие характеристики структур диодов PIN и Шоттки, что обеспечивает минимальное прямое напряжение (V_F),

высокую устойчивость к импульсным токам (I_{FSM}) и низкие потери переключения, не зависящие от температуры. Запатентованная тонкопленочная структура дополнительно снижает V_F и улучшает тепловые характеристики.

Диоды MPS Gen. 5 разработаны с учетом повышенных требований по надежности для применений, работающих в условиях высоких импульсных токов перегрузки, что критически важно для отказоустойчивых систем. Все приборы GeneSiC проходят 100%-ный контроль стойкости к лавинному пробою, это необходимо для обеспечения надежной работы в условиях коммутационных перенапряжений.



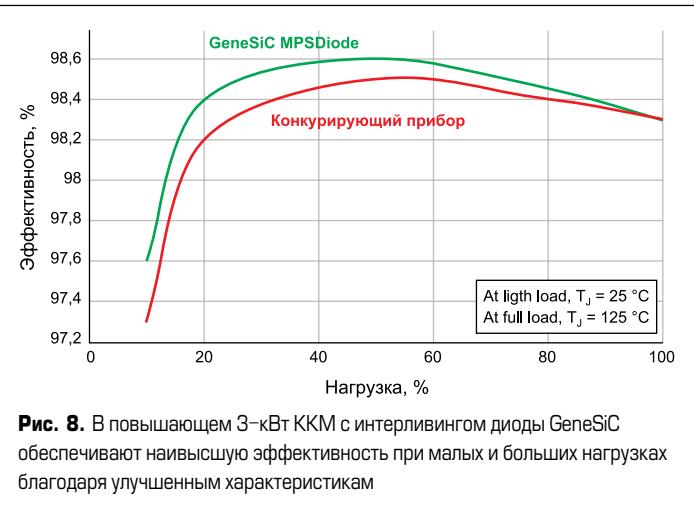
Заключение

Рис. 8. В повышающем 3-кВт ККМ с интерлидингом диоды GeneSiC обеспечивают наивысшую эффективность при малых и больших нагрузках благодаря улучшенным характеристикам

Эти приборы являются оптимальным выбором для использования в каскадах PFC в режиме непрерывного тока (CCM) благодаря низкому прямому напряжению (1,3 В) и минимизированному емкостному заряду (Q_C). Кроме того, нулевой заряд обратного восстановления улучшает производительность MOSFET в режиме включения, что дополнительно улучшает тепловые режимы и повышает надежность PFC.

Модули SiCPAK SiC MOSFET

Компания Navitas озвучила ассортимент доступных корпусов модулей начиная с SiCPAK. Эти стандартные промышленные компоненты с выводами press-fit разработаны с учетом обеспечения высоких показателей эффективности и надежности. Транзисторы G3 1200 В SiC MOSFET в полумостовой конфигурации имеют сопротивление открытого канала в диапазоне от 6 мОм. В них использована технология спекания серебра для обеспечения эффективного отвода тепла и высокой надежности. Кроме того, изолирующие DBC-подложки производятся методом активной пайки металла (AMB) на керамике из нитрида кремния (Si_3N_4), что оптимально подходит для применений, работающих в условиях термоциклирования. Высокая прочность на изгиб, стойкость к механическим воздействиям и отличная теплопроводность делают нитрид кремния оптимальным материалом для производства изолирующих подложек для силовой электроники.

Динамично растущие рынки, такие как электротранспорт, возобновляемые источники и накопители энергии, предъявляют все более высокие требования к эффективности, которые могут обеспечить только карбидокремниевые приборы. Линейка силовых ключей GeneSiC Navitas предлагает передовые технические характеристики и высокую надежность приборов до 6,5 кВ, предназначенных для высокоеффективного преобразования энергии и ускоряющих внедрение стратегии «Электрификации мира» (Electrify Our World).

Литература

- SBIR.gov (2023). ‘GeneSiC Semiconductor’ <https://www.sbir.gov/sbc/genesic-semiconductor-inc?page=4>
- Yole Developpement (2022). ‘Power SiC 2022’. https://s3.i-micronews.com/uploads/2022/03/Power-SiC- 2022-Product_Brochure.pdf
- Statzon (2023). ‘US EV Market Share Has Surpassed the 5% Tipping Point’ <https://statzon.com/insights/us-ev-market>, <https://statzon.com/insights/us-ev-market>
- E.ON Energy (2023). ‘Electric car battery capacity & lifespan’ <https://www.eonenergy.com/electric-vehicle-charging/ costs-and-benefits/battery-capacity-and-lifespan. html#:~:text=Electric%20car%20battery%20capacity,-Lithium%2Dion%20battery&text=The%20average%20capacity%20is%20around,higher%20the%20kWh%20the%20better>
- Solar.com (2023). ‘How Long Can Solar Battery Power a House During an Outage?’ <https://www.solar.com/learn/how-long-can-a-battery-provide-power-during-an-outage/#:~:text=Home%20battery%20capacity&text=Battery%20storage%20capacity%20is%20measured,is%20typical%20for%20most%20homes>
- Navitas (2023). ‘Navitas’ Next-gen SiC Power Semis Adopted in Industrial Chargers from Exide Technologies’ <https://navitassemi.com/navitas-next-gen-sic-power-semis-adopted-in-industrial-chargers-from-exide-technologies/>
- Navitas (2023). ‘Navitas and KATEK Accelerate Solar Adoption with Higher Efficiency and Lower Costs’ <https://navitassemi.com/navitas-and-katek-accelerate-solar-adoption-with-higher-efficiency-and-lower-costs/>
- EIA (2022). ‘How much electricity does an American home use?’ <https://www.eia.gov/tools/faqs/faq.php?id=97&t=3>
- Navitas (2023). ‘Navitas Launches into High-Power Markets with GeneSiC SiCPAK Modules and Accelerates Bare-Die Sales’ <https://navitassemi.com/navitas-launches-into-high-power-markets-with-genesic-sicpak-modules-and-accelerates-bare-die-sales/>

Виброзащищенные контакты с поддержкой 16 А от I-PEX

Компания I-PEX разработала миниатюрный силыноточный (16 А) контакт для питания автомобильных зарядных устройств, инверторов и преобразователей, которые могут работать с большими токами и высокими температурами, — AP-10. Соединитель небольшого размера изготавливается из высокопроводящего медного сплава с отличной термостойкостью, что позволяет выдерживать номинальный ток 16 А. Также

разъемы допускают смещение вставки при соединении и обеспечивают надежность контакта. По сравнению с традиционными методами подключения, такими как использование шин, требующих большого монтажного пространства на печатной плате, этот высокоеффективный соединитель может пропускать большой ток, имея наименьшее монтажное пространство на печатной плате. Основным преимуществом перехода от сборных шин к соединителям является сокращение количества составных частей. Использование соединителей сокращает количество деталей по сравнению с шинными соединениями (шина + винты). Второе преимущество — улучшенная работоспособность. Путем замены точек подключения на разъемы (SMT) вместо пайки или привинчивания к плате и клеммам (широко применялось в прошлом) упрощается монтажная работа, сокращается трудоемкость обслуживания и время тракта за счет автоматизации, что в конечном итоге способствует общему снижению затрат.

AP-10 — это компактный и легкий разъем с максимальными размерами 7,6×5,2 мм и весом 0,5 г. В соединителе применена пружинно-штыревая конструкция, которая еще больше снижает нагрузку на припой. Таким образом удалось снизить нагрузку на припойные части во время плавления. Преимущества применения соединителя:

- сокращение времени монтажа, экономия места и уменьшение общей стоимости компонентов (по сравнению с традиционными методами подключения);
- гибкость конструкции и упрощение печатной платы за счет размещения нескольких наборов на одной плате, что способствует улучшению технологичности сборки, компоновки платы и схемотехники;
- обеспечение безопасного и надежного контакта в суровых условиях эксплуатации;
- свобода в проектировании пространства между платами (многослойность) с использованием индивидуальных продуктов.

<https://macrogroup.ru/>

SiC-диоды

компании Global Power Technology

Статья знакомит читателей с компанией Global Power Technology и ее основной продукцией — SiC-диодами Шоттки. В силу ограниченного объема журнальной публикации приведены некоторые основные параметры только четырех диодов. С параметрами остальных устройств можно ознакомиться на сайте компании.

Валерия Смирнова

power@macrogroupru

Китайская компания Global Power Technology (GPT) была образована в 2011 году. В 2012 году компания освоила SiC-техпроцесс и одной из первых в Китае стала производить полупроводниковые приборы на основе карбида кремния (SiC). Она владеет полным производственным комплексом, расположенным в технологическом парке «Чжунгуаньцунь» Пекина. Производственная линия фаба позволяет обрабатывать 4/6-дюймовые пластины.

В производственную линейку компании входят SiC-диоды Шоттки с нормируемым напряжением 600–3300 В и максимально допустимыми токами 2–100 А. Качество изделий не уступает продукции мировых лидеров.

Преимущества SiC-диодов Шоттки

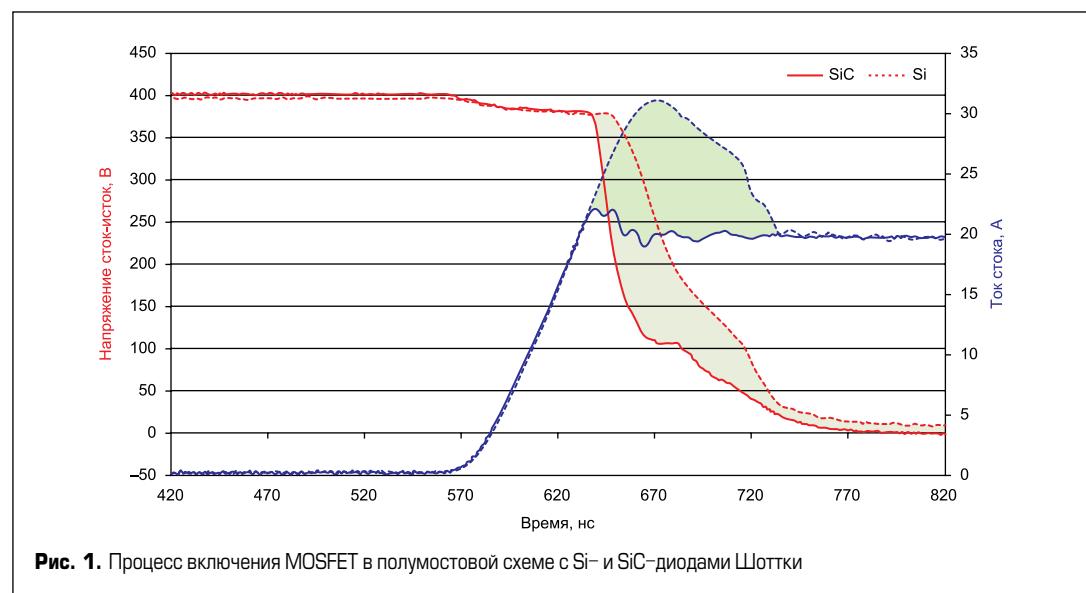
Поскольку преимущества полупроводников, в том числе диодов с широкой запрещенной зоной, хорошо известны, мы не будем вдаваться в подробности, но кратко перечислим их основные особенности. Разумеется, главным преимуществом является повышенное максимально допустимое обратное на-

Введение

прежжение. По этому параметру SiC-диоды Шоттки вне конкуренции.

Отсутствие неосновных носителей вкупе с большей подвижностью основных носителей в карбиде кремния по сравнению с традиционным кремнием, а значит, и лучшие динамические свойства SiC-диодов Шоттки, чем у Si-диодов Шоттки, позволяют снизить потери в преобразователях. Это подтверждают осциллографмы на рис. 1–2, где показаны процессы включения и выключения соответственно MOSFET в полумостовой схеме. Из приведенных осциллографм видно, что при использовании SiC-диодов Шоттки потери на коммутацию заметно сокращаются. Уменьшение времени коммутации позволяет сократить мертвое время между включением и выключением силовых ключей верхнего и нижнего плеча. Положительный температурный коэффициент (ПТК) предотвращает саморазогрев SiC-диода.

Разумеется, SiC-диоды не лишены недостатков — тот же ПТК приводит к увеличению прямого падения напряжения на внешнем SiC-диоде, и если оно превысит пороговое напряжение внутреннего диода силового ключа, тот может открыться, что приведет к увеличению потерь и ухудшению динамических характеристик. Однако подобный недостаток пре-



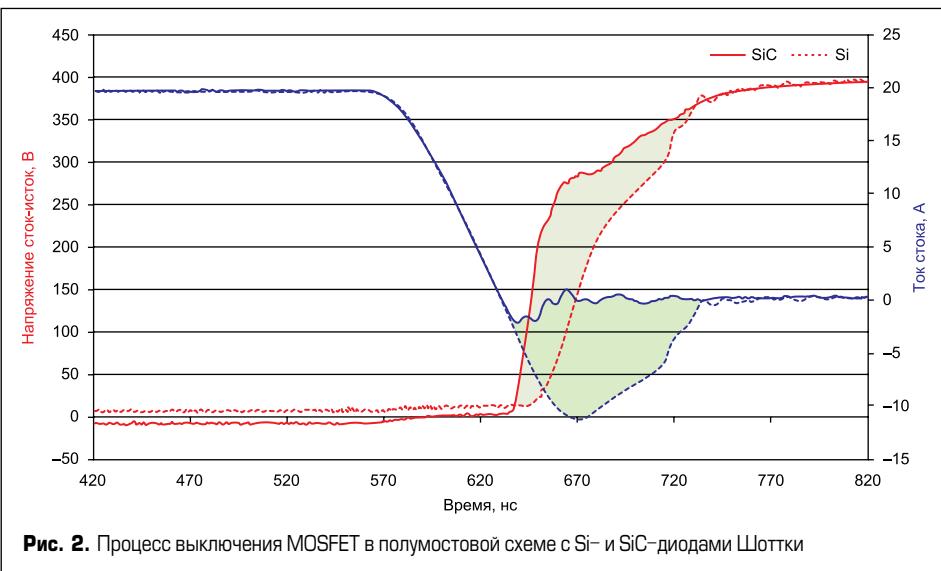


Рис. 2. Процесс выключения MOSFET в полумостовой схеме с Si- и SiC-диодами Шоттки

одолевается корректным расчетом силового каскада и не является фатальным.

Основной недостаток SiC-диода Шоттки заключается в относительно высокой стоимости. Следовательно, если главным критерием проекта является его стоимость, то, возможно, разработчику придется отказаться от использования этих диодов. Однако их применение может снизить общую стоимость проекта за счет увеличения суммарного КПД преобразователя и упрощения системы охлаждения. Кроме того, применение SiC-диодов Шоттки позволит повысить рабочую частоту преобразователя и, следовательно, уменьшить габариты, а также стоимость пассивных компонентов.

Преимущества SiC-диодов Шоттки от компании Global Power Technology

Поскольку производственный SiC-процесс из-за большего числа дефектов структуры SiC сложнее, чем у традиционных Si-диодов, надежность и стабильность параметров определяются отработанными до мелочей про-

изводственными технологиями и системой контроля качества.

Компания Global Power Technology специализируется на разработке и производстве SiC-диодов Шоттки. Эта специализация не одно из многочисленных направлений, а основное направление. Причем все стадии производства, начиная с научных исследований, разработки и заканчивая складом готовой продукции, осуществляются в пределах деятельности

одной компании и контролируются единой службой качества, что упрощает весь производственный процесс.

Как уже говорилось, Global Power Technology — первая китайская компания, освоившая и успешно применяющая передовой технологический процесс массового производства SiC-диодов Шоттки. Ее продукция имеет многочисленные сертификаты, в том числе от международной ассоциации IATF. Особенно отметим соответствие продукции требованиям жестких стандартов по надежности для автомобильной электроники AEC-Q101.

В производственную линейку компании входят диоды с максимально допустимым обратным напряжением, которое принимает следующие значения: 650, 1200, 1700 и 3300 В. Максимальный прямой ток диодов находится в пределах 2–100 А. Диоды выпускаются в следующих корпусах: TO220, TO220F, TO220ISO, TO2472L, TO2473L, TO252, TO263, DFN8×8, SOD123, DFN5×6, SMA.

На момент написания статьи ассортимент компании насчитывал около 80 типов диодов, а с учетом их производства в разных корпусах число модификаций достигало 300 единиц. Чтобы составить представление о продукции компании, приведем в таблице некоторые типовые параметры диодов с разными нормирующими обратными напряжениями. Диапазон рабочей температуры диодов: $-55\ldots+175$ °C.

Таблица. Некоторые основные параметры SiC-диодов Шоттки от компании Global Power Technology

Параметр	Тип диода			
	G3S06006J	G3S12002C	G3S17020B	G1S3006P
Нормируемое обратное напряжение, В	600	1200	1700	3300
Длительный прямой ток при температуре +25 °C	17,4	7	50,8	14,8
Длительный прямой ток при +135 °C	7,9	3,9	28	8,4
Повторяющийся импульсный ток при +25 °C	30	10	50	15
Неповторяющийся импульсный ток при +25 °C	66	35	200	24
Прямое падение напряжения при токе, В/А	1,36/6	1,6/2	1,33/10	2,3/5
Обратный ток при максимальном обратном напряжении +25 °C, мкА	0,07	0,01	8	15
Обратный ток при максимальном обратном напряжении +175 °C, мкА	0,53	0,2	16	25
Суммарный заряд, нКл	22	12	120,5	51,1
Общая емкость на частоте 1 МГц при нулевом обратном напряжении, пФ	440	136	1430	400



АО «Завод Комета» приступил к серийному выпуску нового типа трансформаторов питания серии ТП-214.

Основа трансформатора — броневая конструкция на базе витого магнитопровода ШЛМ 12×20 с точным током холостого хода $I \leq 0,012$ А. Предназначен для монтажа на печатные платы, имеет штыревые выводы со стандарт-

Трансформаторы питания серии ТП-214 от АО «Завод Комета»

ным шагом. Исполнение ТП-214-100 рассчитано на первичное напряжение $U_{\text{вх}} = 220$ В (50 Гц), вторичная обмотка $U_{\text{вых}} = 19,8$ В, номинальный выходной ток $I_{\text{вых}} = 0,5$ А. Номинальная мощность 9,9 В·А. Для защиты от влаги пропитывается лаком.

Готовятся к производству новые исполнения на базе данной конструкции. Количество вторичных обмоток и выходные напряжения могут быть различными по требованию потребителя в пределах расчетных параметров мощности типоразмера. Габариты 43×40×40 мм, вес около 0,25 кг. Возможна установка предохранителя. При повышенных требованиях к механическим воздействиям (вибрация, удары и пр.) может использоваться металлическая стяжка из карбонильного железа.

Минимальные сроки производства и поставки. Все используемые материалы и комплектующие произведены в Российской Федерации.

<https://комета53.рф>

Российская силовая электроника: разворот на Восток и доступная функциональность.

Часть 4. AnXon

В предыдущих публикациях серии мы рассказывали о ведущих китайских производителях активных элементов, лежащих в основе современных преобразовательных устройств: IGBT-модулей и драйверов затворов [1-3]. Не менее важными компонентами силовых преобразователей являются конденсаторы, используемые в звене постоянного тока, АС-фильтрах, снабберных цепях. Силовые конденсаторы не только продукт высоких технологий — они вносят существенный вклад в стоимость подобной техники и во многом определяют ее надежность.

Кевин Ли (Kevin Lee)*

sales@anxoncap.com

Денис Новоторженцев

info@unirec.ru

Андрей Колпаков

info@unirec.ru

* Cixi AnXon Electronic

Знакомьтесь: Cixi AnXon Electronic

Cixi AnXon Electronic Co., Ltd — частное совместное предприятие, выпускающее высокотехнологичные электронные компоненты под брендами AnXon, AXC, RF PARTS & AOGE. В 2010 году в состав AnXon вошла компания Max Capacitor, имеющая 20-летний опыт производства высоковольтных керамических и RF силовых керамических конденсаторов. Продукция Max Capacitor признана покупателями в США, Испании, Великобритании, Швейцарии, Германии, Корее, Индии и других странах.

В настоящее время AnXon входит в десятку крупнейших поставщиков пленочных и алюминиевых

электролитических конденсаторов, керамических и tantalовых конденсаторов, суперконденсаторов, вакуумных конденсаторов и других пассивных компонентов для силовой электроники. Научные исследования и передовые разработки позволяют компании создавать высокопроизводительные приборы как в стандартном каталожном исполнении, так и на заказ. В частности, у AnXon можно получить аналоги компонентов ведущих мировых производителей (Electronicon, TDK-Epcos, Hitachi и др.).

Компания ведет постоянную исследовательскую деятельность и вкладывает значительные средства в новые разработки, что гарантирует высокое качество выпускаемых изделий и соответствие их тех-



Пленочные конденсаторы



Керамические конденсаторы



Электролитические конденсаторы



Слюдяные конденсаторы



Вакуумные конденсаторы



Суперконденсаторы

Рис. 1. Конденсаторы AnXon: пленочные, керамические, электролитические, суперконденсаторы и многое другое



Рис. 2. Области применения силовых конденсаторов AnXon: электротранспорт, альтернативная энергетика, моторные приводы и многое другое

нических характеристик самым жестким современным требованиям. Продукция AnXon сертифицирована по стандартам ISO 9001, ISO 14001, IATF16949, она широко используется в моторных приводах, ветро- и солнечной энергетике, зарядных станциях электромобилей, системах хранения и передачи энергии. Основные группы элементов, изготавливаемых AnXon, а также области их применения представлены на рис. 1 и 2.

Немного теории

Развитие технологии высоковольтных пленочных конденсаторов (ПК) связано с активным внедрением электронных преобразовательных устройств во многие отрасли промышленности. Этот процесс начался в 1990-е годы с появлением силовых IGBT-

модулей, применение которых позволило резко повысить эффективность силовых конвертеров, снизить их массогабаритные показатели и стоимость.

Алюминиевые электролитические конденсаторы (ЭК) долгое время не имели альтернативы в подобных системах благодаря высокой удельной емкости. Этот показатель и сейчас делает применение ЭК оптимальным при определенных условиях (рис. 3). Причем их известные недостатки, такие как малый допустимый ток пульсаций и необходимость последовательного соединения в высоковольтных схемах, привели к тому, что звено постоянного тока (DC-шина) стало узлом, во многом определяющим надежность, вес, габариты и стоимость преобразовательного устройства. Именно поэтому ведущие производители конденсаторов непрерывно вели поиск альтернативных ре-

шений, в результате чего появилась пленочная технология МКР, позволившая создать достойную альтернативу ЭК.

Напомним, какие разновидности конденсаторов используются в силовой электронике и каковы их наиболее важные параметры:

- Снабберные (демпфирующие) конденсаторы (damping, snubber capacitors) — предназначены для ограничения импульсных перенапряжений, возникающих при переключении силовых транзисторов из-за наличия паразитных индуктивностей шин питания. Емкость снаббера C_s выбирают на основе заданного уровня перенапряжения ΔV при известной величине распределенной индуктивности L_B и тока коммутации I_c : $C_s = L_B \times I_c^2 / \Delta V$.
- Сглаживающие конденсаторы (smoothing capacitors) — используются для уменьшения уровня пульсаций в шинах питания.
- Накопительные конденсаторы (supporting, intermediate circuit capacitors) — применяются для накопления энергии в промежуточных цепях постоянного тока многофазных приводов и импульсных преобразователей. Они работают в условиях высоких импульсных кратковременных токов, пиковое значение которых намного превышает среднеквадратичное.
- Фильтрующие конденсаторы (AC filter capacitors) — используются в выходных LC-цепях для формирования синусоидального напряжения, работают в условиях высоких импульсных токов; выпускаются одно- и трехфазные версии.

Основные параметры по стандарту IEC 1071

- Номинальное напряжение (rated voltage) U_N — максимальное рабочее напряжение постоянного тока в длительном режиме эксплуатации.

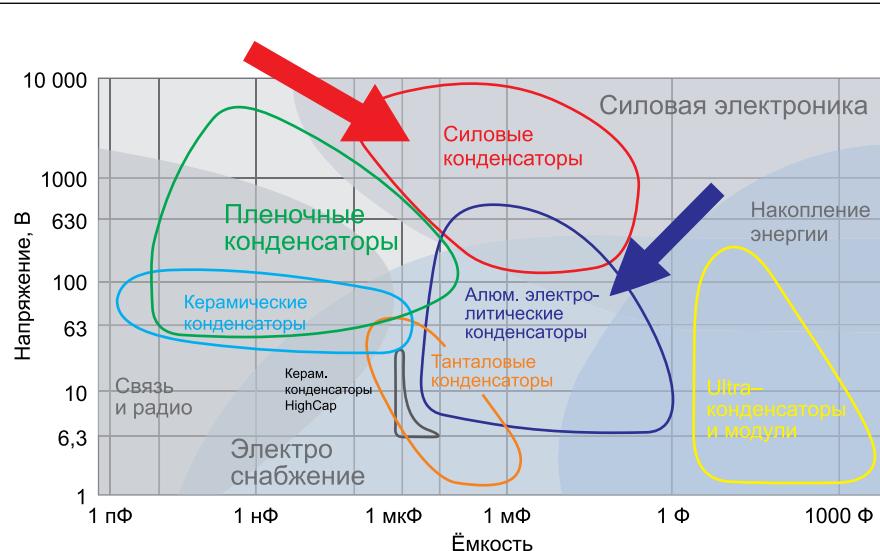


Рис. 3. Границы использования конденсаторов различных типов в силовой электронике (источник: Electronicon)

- Неповторяющееся напряжение перегрузки (non-repetitive surge voltage) U_s — однократное напряжение, которое конденсатор может выдержать без пробоя (макс. длительность 50 мс, макс. количество импульсов в течение срока службы — 1000).
- Максимальный рабочий ток I_{max} — максимально допустимое среднеквадратичное значение тока в режиме постоянной эксплуатации. Данное значение обычно приводится в технических спецификациях и определяет предельную мощность, рассеиваемую конденсатором.
- Пиковый ток \hat{I} — допустимая амплитуда тока в повторяющемся режиме, может определяться по допустимой скорости нарастания напряжения dv/dt : $\hat{I} = C \times dv/dt$.
- Неповторяющийся ток перегрузки (non-repetitive surge current) I_s — пиковое значение однократного тока, которое конденсатор может выдержать без повреждения (макс. длительность 50 мс, макс. количество импульсов тока в течение срока службы — 1000).
- Эквивалентное последовательное сопротивление (Equivalent Series Resistor) ESR, или R_s — эквивалентное сопротивление конденсатора, определяющее потери мощности $P = I_{rms}^2 \times R_s$.
- Тангенс угла потерь $\tan \delta$ — параметр, определяющий соотношение между активной и реактивной мощностью конденсатора $P = U \times I \times \tan \delta$. Он зависит от свойств диэлектрика на рабочей частоте.
- Максимальная допустимая рассеиваемая мощность $P_{max} = (T_{hs} - T_a)/R_{th}$ определяется максимальной температурой самой нагретой точки конденсатора T_{hs} , температурой окружающей среды T_a и тепловым сопротивлением конденсатора R_{th} .
- Минимальная и максимальная рабочая температура T_{min} , T_{max} .
- Напряжение изоляции U_{is} — максимальное среднеквадратичное значение переменного напряжения между корпусом конденсатора и его выводами. Если этот параметр не приводится в технических характеристиках, то он определяется как $U_{is} = U_N/\sqrt{2}$.
- Контрольное напряжение изоляции U_{BG} — максимальное допустимое напряжение переменного тока между корпусом конденсатора и его закороченными выводами при комнатной температуре, в отличие от предыдущего параметра, напряжение U_{BG} может проверяться многократно в течение срока службы.

Конструкция МКР-конденсаторов

Основным элементом МКР-конденсаторов является полимерная пленка, на которую в вакууме напыляется тонкий цинко-алюминиевый слой. Торцевые контактные зоны секций также металлизируются методом напыления (рис. 4). Такая технология гарантирует хорошую стабильность параметров в течение длительного срока службы, обеспечивает низкое значение индуктивности выводов и высокую плотность тока.

Корпус конденсатора с крепежным болтом изготавливается из прессованного алюминия.



Рис. 4. Металлизированная полипропиленовая пленка — основа МКР-конденсаторов (источник: Electronicon)

Секция сушится в вакууме, после чего производится ее наполнение полиуретановой смолой или газом, что повышает срок службы и улучшает защиту элемента от воздействия окружающей среды. Применение пропиточных материалов и наполнителей необходимо для защиты самого конденсатора и его электродов. Без качественной изоляции происходит коррозия металлических покрытий, возрастает количество локальных пробоев, сокращается срок службы.

В большинстве МКР-конденсаторов используется так называемый самовосстанавливающийся диэлектрик. При возникновении электрического пробоя в течение нескольких микросекунд происходит испарение слоя металла, который таким образом удаляется из зоны повреждения. В результате, как показано на рис. 5, образуется свободная от металла изолированная область. В процессе и после пробоя конденсатор остается полностью работоспособным. В новейших МКР-элементах в качестве наполнителя используется экологически чистый наполнитель — нейтральный газ. При повреждении такие емкости не создают вредных утечек в окружающую среду, они более удобны для монтажа и имеют меньший вес (в среднем на 15–20%).

Конденсаторы МКР отличаются низким значением эквивалентной последовательной индуктивности (ESL) и сопротивления (ESR), оптимальны для применения в DC-шинах силовых инверторов. В отличие от ЭК с алюминиевой фольгой, МКР-элементы способны надежно работать при гораздо больших токах пульсаций.



Рис. 5. Механизм самовосстановления конденсаторов МКР (источник: Electronicon)

Показатели надежности

Свойство самовосстановления позволяет МКР-емкостям не только сохранять работоспособность в условиях короткого замыкания (если ток КЗ не превышает значения I_s), но и выдерживать гораздо более высокие перегрузки по напряжению, чем электролитические конденсаторы. В отличие от ЭК, в спецификациях ПК обычно обговаривается допустимое время работы в условиях перена-

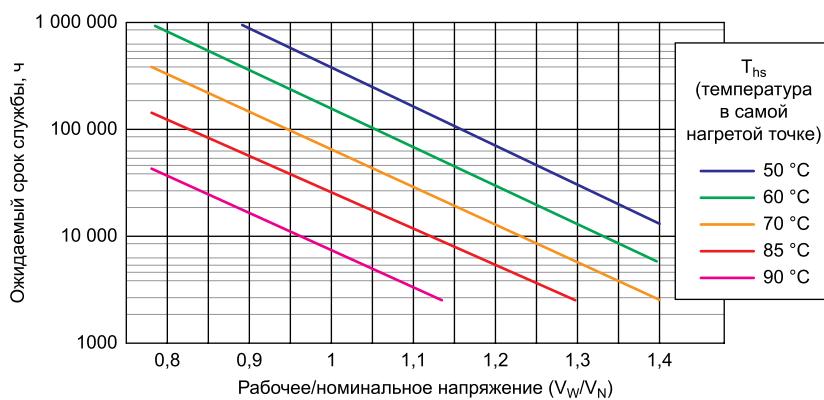


Рис. 6. Зависимость срока службы конденсаторов МКР ApXon от рабочего напряжения и температуры



Рис. 7. Пленочные конденсаторы серии СТ27 для DC-шин с напряжением 600–4000 В

Таблица 1. Основные характеристики конденсаторов серии СТ27

Параметр по спецификации	Значение
Стандарты	IEC 61071:2007, GB/T 17702-2013
Диапазон температур (рабочая и хранения), °C	-40...+85
Рабочее напряжение (DC), В	600–4000
Емкость, мкФ	50–5600
Допуск емкости	±5% (J), ±10% (K)
Испытательное напряжение (между выводами)	1,5U _N , 10 с (25 ± 5 °C)
Испытательное напряжение (между выводами и корпусом)	1,5U _N + 1000 В AC; 10 с (50 Гц, +(25 ± 5) °C)
Срок службы	100 000 ч ($\Theta_{max(hotspot)}$ ≤ +70 °C)
Интенсивность отказов	50 FIT

пряжения — например, AnXon нормирует допустимую перегрузку следующим образом:

- 1,1U_N — в течение 30% от срока службы;
- 1,15U_N — в течение 30 мин в день;
- 1,2U_N — в течение 5 мин в день;
- 1,3U_N — в течение 1 мин в день;
- 1,5U_N — не более 30 мс, не более 1000 раз в течение срока службы.

Ресурс любых электронных компонентов зависит от условий эксплуатации. На рис. 6 показана типовая зависимость срока службы пленочных конденсаторов от температуры и рабочего напряжения.

Конденсаторы AnXon для силовой электроники

Пленочные конденсаторы серии СТ27

Конденсаторы серии СТ27 на основе металлизированной полипропиленовой пленки (рис. 7, табл. 1) отличаются низким значением ESL и ESR и высокой стойкостью к токовым перегрузкам. По конструкции они относятся к сухим элементам, обладают свойством самовосстановления, имеют долговечный алюминиевый корпус, заполненный теплопроводящей смолой. Используются в качестве сглаживающих или накопительных в цепях постоянного тока силовых преобразователей. Основные применения: инверторы моторных приводов, преобразователи частоты для солнечной и ветроэнергетики.

Снабберные конденсаторы серии СТ15

Снабберные конденсаторы (или просто снаббера), размещаемые непосредственно на DC-терминалах IGBT, используются для ограничения переходных коммутационных перенапряжений. В самом общем смысле снаббер работает как фильтр низких частот, замыкающий через себя пульсирующие токи, наводимые переходными процессами.

Номинал конденсатора C_s вычисляется исходя из заданного уровня перенапряжения V_{os} и величины энергии, запасенной в паразитной индуктивности шины L_B при коммутации тока I_{peak}:

$$V_{os} = I_{peak} \sqrt{L_B / C_s}.$$

Конструкция снаббера должна обеспечивать минимальную распределенную индуктивность и удобство подключения к выводам питания силового модуля. Основные особенности специализированных снаб-



Рис. 8. Снабберные конденсаторы серии СТ15 с рабочим напряжением 700–3000 В

Таблица 2. Основные характеристики конденсаторов серии СТ15

Параметр по спецификации	Значение
Стандарты	IEC 61071, GB/T 17702-2013
Диапазон температур (рабочая и хранения), °C	-40...+85
Рабочее напряжение (DC), В	700–3000
Емкость, мкФ	0,047–10
Коэффициент диэлектрического рассеивания	4×10 ⁻⁴ C _N ≤ 1 мкФ; 6×10 ⁻⁴ C _N > 1 мкФ (10 кГц, +25 °C)
Испытательное напряжение (между выводами и корпусом)	U _N ≤ 1300 В, 3000 В AC (10 с, 50 Гц) U _N > 1300 В; 1,5U _N + 1000 В AC (10 с, 50 Гц)
Срок службы	100 000 ч ($\Theta_{max(hotspot)}$ ≤ +70 °C)

беров AnXon серии СТ15 с двухсторонней металлизацией электродов (рис. 8, табл. 2) перечислены ниже:

- низкое значение ESR и ESL, свойство самовосстановления;
- длительный срок службы, малый эффект саморазогрева;
- высокая стойкость к dV/dt и большим пульсирующим токам;
- низкий коэффициент диэлектрического рассеивания (этот параметр, характеризующий «неидеальность» конденсатора, выражается как отношение активных потерь мощности в ESR к реактивной мощности в конденсаторе).

Конденсаторы для AC-фильтров серии СТ52

Конденсаторы серии СТ52 (рис. 9, табл. 3), изготовленные на основе металлизированных полипропиленовых пленок, предназначены



Рис. 9. Конденсаторы для AC-фильтров серии СТ52 с рабочим напряжением 200–1400 В AC

Таблица 3. Основные характеристики конденсаторов серии СТ52

Параметр по спецификации	Значение
Стандарты	IEC 61071, GB/T 17702-2013
Диапазон температур (рабочей и хранения), °C	-40...+85
Рабочее напряжение (AC), В	200–1400
Емкость, мкФ	6–400 (±5, ±10%)
Коэффициент диэлектрического рассеивания	≤2×10 ⁻³ (100 Гц, +25 °C)
Испытательное напряжение (между выводами и корпусом), В	U _N ≤ 1300 В, 3000 В AC (10 с, 50 Гц) U _N > 1300 В; 1,5U _N + 1000 В AC (10 с, 50 Гц)
Срок службы	100 ч ($\Theta_{max(hotspot)}$ ≤ +70 °C)

для работы в цепях переменного тока: выходных АС-фильтрах силовых инверторов, пассивных корректорах коэффициента мощности, источниках бесперебойного питания.

- низкое значение ESR и ESL, свойство самовосстановления;
- длительный срок службы, малый эффект саморазогрева;
- высокая стойкость к dV/dt и большим пульсирующим токам.

ми и возможностью в 3–5 раз снизить суммарную емкость DC-шины. Например, ЭК для звена постоянного тока трехфазного инвертора выбирают из расчета 0,06–0,08 мкФ/А выходного тока, а для ПК эта норма составляет 0,02–0,03 мкФ/А при естественном охлаждении. Справедливости ради отметим, что электролитические конденсаторы остаются незаменимыми в тех случаях, когда требуется высокая удельная емкость.

Заключение

Пленочные конденсаторы практически полностью вытеснили стандартные ЭК в современных силовых преобразователях высокой мощности. Это позволило повысить надежность изделий и уменьшить их габариты за счет исключения последовательно-параллельных соединений. Большое номинальное напряжение, высокая стойкость к коммутационным перенапряжениям и импульсным токам, свойство самовосстановления, низкие значения ESR и ESL — вот основные отличия современных МКР-конденсаторов от их электролитических аналогов.

К недостаткам ПК можно отнести более высокую стоимость и масштабарные параметры, однако это компенсируется малыми потерями

Литература

1. Колпаков А., Новоторженцев Д. Российская силовая электроника: разворот на Восток. Часть 1. Xiner // Силовая электроника. 2023. № 1.
2. Колпаков А., Новоторженцев Д. Российская силовая электроника: разворот на Восток. Часть 2. Novosense // Силовая электроника. 2023. № 2.
3. Колпаков А., Новоторженцев Д. Российская силовая электроника: разворот на Восток. Часть 3. Firstack // Силовая электроника. 2023. № 3.
4. Capacitors for Power Electronics. ELECTRONICON Kondensatoren GmbH.
5. Колпаков А., Ламп И. Проблемы проектирования IGBT-инверторов. Перенапряжения и снаббера // Компоненты и технологии. 2008. № 5.
6. Колпаков А. Расчет конденсаторов шины питания мощных преобразовательных устройств // Компоненты и технологии. 2004. № 2.

Серия программируемых источников питания постоянного тока высокой мощности АКИП-1170

Компания Siglent представляет новую серию АКИП-1170. Это программируемые одноканальные источники постоянного тока, предназначенные для применения в лабораторных условиях, а также автоматических испытательных системах для обеспечения стабилизированного постоянного напряжения высокой мощности. Функция автоматического выбора диапазона выходного сигнала обеспечивает беспрецедентно гибкую работу с широким диапазоном комбинаций напряжения и тока при полной мощности.

Серия АКИП-1170 имеет широкий спектр применения, широкий модельный ряд в различных форм-факторах 3U–37U обеспечивает диапазон мощностей 5–144 кВт, ток до 2040 А, а также напряжение до 2250 В. Для упрощения и ускорения разработки тестов в источниках питания серии АКИП-1170 предусмотрены стандартные (USB, LAN, CAN) и опциональные (RS232, GPIB) коммуникационные интерфейсы.

Компактная конструкция высотой 3U позволяет экономить место в стойке. Несколько блоков одной и той же модели можно легко подключить параллельно, чтобы получить более высокую мощность, а максимальная выходная мощность может достигать 1152 МВт.

Ключевые особенности:

- Параллельное подключение в режиме «ведущий-ведомый» для увеличения выходной мощности. Максимальная выходная мощность: до 1152 МВт.
- Максимальный уровень тока при параллельном подключении: до 2040 А.
- Поддержка переключения между режимами CV и CC при параллельном подключении.
- Различные варианты защиты источника питания:
 - защита от подачи пониженного и повышенного напряжения (UVP/OVP);
 - защита от перегрузки по току (OCP);
 - защита от перегрева (OTP);
 - защита от перегрузки по мощности (OPP).



- Поддержка функции регистратора данных, непрерывная запись максимальных, минимальных и средних значений выходного напряжения и тока.
- Высокий уровень КПД: до 92%.
- Высокая удельная мощность: 18 кВт в корпусе 3U.
- Поддержка функции экспорта данных, внутренняя буферизация с периодической передачей данных на ПК, интервал выборки составляет 10 мкс.
- Встроенные интерфейсы USB/CAN/LAN/цифровой IO и дополнительные опциональные интерфейсы GPIB, аналоговый и RS-232.
- Поддерживает протокол SCPI, встроенный веб-сервер.

Сфера применения источников питания серии АКИП-1170:

- испытания гражданской авионики;
- дата-центры;
- блоки питания серверов;
- ИБП высокого напряжения;
- тестирование бортовых зарядных устройств;
- тестирование солнечных панелей;
- система накопления энергии;
- зарядные станции для электромобилей;
- автоматическое испытательное оборудование;
- высокоточное гальванопокрытие, напыление, обработка поверхности.

Источники питания постоянного тока серии АКИП-1170 обладают низким уровнем пульсаций

и шумов, быстрой переходной характеристикой. Несколько типов автономных блоков с диапазоном напряжения 80–2250 В, токов 450–2040 А с возможностью гибкого комбинирования при параллельном объединении позволяют индивидуально подходить к решению стабильного энергообеспечения для самых сложных задач. Специально разработанная для источников питания серии АКИП-1170 технология параллельного подключения:

- Сохранение всех функциональных возможностей и производительности как у отдельного устройства при параллельном подключении.
- Не требуется калибровка при объединении или разъединении блоков.
- Для объединения блоков используется оптоволоконная линия передачи для надежной защиты от помех.
- Цифровая часть блоков полностью изолирована, что обеспечивает защиту тестируемого устройства.

Новая серия источников питания АКИП-1170 обладает высокой гибкостью при комбинировании моделей для параллельного подключения и обеспечения высокой выходной мощности, отличается высоким уровнем КПД, что позволяет разработчикам и инженерам решать самые сложные и требовательные задачи, не беспокоясь о возможном снижении производительности.

<https://prist.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

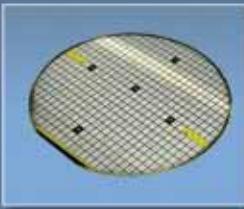
SiC: ЧИПЫ•ДИСКРЕТЫ•МОДУЛИ

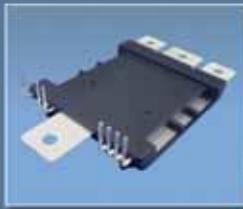


泰科天润
Global Power Technology Co., Ltd.



<ul style="list-style-type: none"> ■ SiC диоды Шоттки 600...3300 В, 1...50 А ■ SiC MOSFET 1200 В, 40...75 А ■ Гибридный IGBT + SiC SBD 650 В 85 А ■ Кристаллы SiC диодов Шоттки до 3300 В 	<ul style="list-style-type: none"> ■ SiC MOSFET 650...3300 В, 8...100 А ■ SiC силовые модули 650...1700 В, 100...1000 А ■ Драйверы SiC MOSFET модулей ■ Кристаллы SiC MOSFET до 1700 В
---	--








**МАКРО
ГРУПП**

www.macrogroup.ru

«Макро Групп» – официальный дистрибутор
Санкт-Петербург, ул. Свеаборгская, дом 12
тел.: (812) 370-60-70, e-mail: power@macrogroup.ru

реклама

Современные оптоэлектронные приборы для силовой электроники

В современных системах электротехники, электропривода, а также автоматизированного управления и контроля широкое применение находят мощные полупроводниковые приборы с оптоэлектронной развязкой: твердотельные оптоэлектронные реле, входные и выходные модули устройств связи с объектом (УСО), тиристорные, МОП и IGBT силовые модули со встроенными драйверами. В статье представлены разработки компании «Протон-Импульс».

**Александр Кургин
Владимир Рассказов
Александр Федоров**

В течение последних нескольких лет ЗАО «Протон-Импульс» существенно обновило номенклатуру выпускаемых твердотельных реле общепромышленного назначения. Сегодня предприятие может предложить как прямые аналоги наиболее распространенных образцов импортного производства, так и изделия с дополнительным функционалом: защитой от КЗ, функцией самодиагностики и обратной связи о срабатывании защиты.

Твердотельные реле производства ЗАО «Протон-Импульс» широко применяются в подвижном составе РЖД, оборудовании нефтегазового комплекса, горно-шахтном, пищевом, медицинском оборудовании и других областях.

Предприятием осуществляется серийное производство продукции категории качества «ВП», включенной в перечень ЭКБ. В данном типе номенклатуры присутствуют изделия для коммутации постоянного тока до 65 А, постоянного и переменного тока (биполярные), одно- и трехфазные реле переменного тока.

Твердотельные оптоэлектронные реле

Реле переменного тока

В цепях переменного тока твердотельные оптоэлектронные реле с тиристорами на выходе — альтернатива электромагнитным устройствам. В прибор входит светодиод, оптически связанный с оптосимистором, который управляет мощным коммутирующим элементом (последним может быть симистор или два включенных встречно-параллельно тиристора).

В зависимости от исполнения оптоэлектронное реле может содержать встроенную схему контроля перехода через ноль (реле типа ТТР1-МТ), включаться в произвольный момент фазы (реле типа ТТР1-МС), содержать на выходе защитный диод (реле типа ТТР1...Д) или встроенный варистор + RC-цепь (реле типа ТТР1...В). Последние предназначены для применения в системах с потенциальным управлением (постоянным или переменным). По цоколевке и расположению выводов эти приборы взаимозаменямы с приборами производства фирм Crydom, Siemens, Omron, Schneider Electric, Celduc, Carlo Gavazzi и другими.

Реле постоянного тока

В цепях постоянного тока твердотельные оптоэлектронные реле с МОП-транзисторами или IGBT на выходе — альтернатива электромагнитным реле. В приборе имеется ИК-светодиод, оптически связанный с электронной схемой, управляющей выходным элементом. Последний представляет собой мощный ДМОП-транзистор или IGBT.

Твердотельные оптоэлектронные реле с МОП-транзисторами на выходе — альтернатива электромеханическим и полупроводниковым реле на основе тиристоров. Прибор состоит из ИК-светодиода, оптически связанного с матрицей фотодиодов, которые работают в фотовольтическом режиме и управляют выходным коммутирующим элементом. Он, в свою очередь, представляет собой пару

МОП-транзисторов, соединенных истоками. При включении МОП-транзисторов в последовательную цепь получают линейный переключатель постоянного и переменного тока двухнаправленного действия.

Реверсивные реле

Однофазные реверсивные реле обеспечивают включение, выключение и реверс однофазных двигателей. Реле имеют оптронную развязку управляющих сигналов от силовых цепей. Устройства данного типа могут использоваться и для коммутации резервного источника питания. Двухфазные реверсивные реле обеспечивают включение, выключение и реверс двухфазных двигателей. У них также имеется оптронная развязка управляющих сигналов от силовых цепей. В реле данного типа обеспечивается коммутация двух фаз питающего напряжения. Трехфазные реверсивные реле предназначены для включения, выключения и реверса трехфазных двигателей. Помимо оптронной развязки управляющих сигналов от силовых цепей, в них предусмотрен вход сигнала блокировки включения реле. В реле данного типа обеспечивается коммутация всех трех фаз питающего напряжения.

Модули УСО

Выходные модули

Модули переменного тока выпускаются в двух вариантах: со схемой контроля фазы напряжения в нагрузке и без нее. При наличии схемы контроля модуль включается при значении напряжения в линии, близком к нулю, что позволяет минимизировать уровень электромагнитных и радиопомех. Модули отличаются высокой помехозащищенностью. В них используется встроенная RC-цепь для обеспечения работы с индуктивными нагрузками. Модули постоянного тока могут работать в широком диапазоне напряжений и имеют встроенную схему защиты от перенапряжений.

Входные модули

Эти модули представляют собой оптоэлектронные устройства, на выходе которых формируется логический сигнал, соответствующий состоянию опрашиваемого датчика. Высокий уровень выходного сигнала соответствует отключенной нагрузке (датчик разомкнут), а низкий уровень выходного сигнала — включенной нагрузке (датчик замкнут). Схема входного модуля обеспечивает четкую фиксацию состояния, имеет элементы фильтрации и гистерезиса. Выход модуля представляет собой схему с открытым коллектором. Входные и выходные модули совместимы по входам и выходам и могут работать в системах совместно.

Силовые модули

К семейству силовых модулей относятся монолитные гибридные интегральные полупроводниковые сборки с изолированными радиаторами следующих силовых элементов: диодов, тиристоров, МОП-транзисторов, IGBT. По средствам управления они разделяются на модули с непосредственным и с оптически развязанным управлением. Функционально силовые модули делятся на тиристорно-диодные, транзисторно-диодные (IGBT-диодные), полумосты (МОП или IGBT), трехфазные мосты (диодные или IGBT), мощные сборки транзисторов (МОП или IGBT). Рабочие токи модулей составляют 10–160 А при значениях напряжения 60–400 В (модули на МОП-транзисторах) и 600–1200 В (модули на тиристорах и диодах и IGBT-модули).

ЗАО «Протон-Импульс» выпускает все перечисленные силовые оптоэлектронные приборы. Анализ результатов эксплуатации этих приборов потребителями в разнообразных системах с различными нагрузками позволяет сформулировать некоторые особенности их применения. На примере твердотельных оптоэлектронных реле (далее — TTP) рассмотрим следующие аспекты:

- условия задания управляющих сигналов, обеспечивающих нормированные параметры TTP;
- защиту TTP от перенапряжений в силовых цепях;
- устойчивость тиристорных TTP к воздействию dU/dt и dI/dt ;
- особенности работы реле на индуктивную нагрузку;
- особенности работы реле на емкостную нагрузку;
- устойчивость реле к ударным и пусковым токам;
- расчет тепловых режимов TTP;
- климатические условия эксплуатации;
- устойчивость реле к механическим воздействиям;
- монтаж реле в электронной и электротехнической аппаратуре;
- общие рекомендации по защите и устойчивости работы реле.

Цепи управления оптоэлектронным реле. Исходный входной элемент оптореле — светодиод входной оптопары (тиристорной, симисторной или фотовольтаической).

Внутренние цепи управления реле могут также содержать последовательный резистор, стабилизатор тока, диодный мост со слаживающей цепью и, в некоторых специальных случаях, транзисторные схемы (реверсивные, быстродействующие, многоканальные реле). При построении внешних управляющих цепей рекомендуется учитывать следующие особенности параметров входных оптронов:

- ухудшение из-за входного микротока устойчивости к быстрому нарастанию напряжения на выходе у симисторных оптронов при напряжении на входе 0–0,8 В;
- несанкционированное открывание фотовольтаических оптронов в режиме входных микротоков из-за вероятности «накачивания» заряда на затвор выходного транзистора;

• увеличение токов утечки транзисторных оптронов при наличии микротоков на входе. Исходя из перечисленных особенностей, для реле с управлением постоянным током (напряжением) можно рекомендовать обеспечивать в режиме выключения небольшое отрицательное смещение на входе, как показано на рис. 1.

$$R_2 = (E - U_{\text{НОМ}} - U_{\text{КЭ}})/I_{\text{НОМ}}$$

$$R_1 = (E - U_{\text{СТ}})/I_{\text{т.ут.}}$$

$$U_{\text{СТ}} = U_{\text{НОМ}} + U_{\text{КЭ}},$$

где $U_{\text{НОМ}}$ — номинальное входное напряжение оптореле; $I_{\text{НОМ}}$ — номинальный входной ток оптореле; $U_{\text{КЭ}}$ — напряжение насыщения VT; $I_{\text{т.ут.}}$ — темновой ток VT.

Один из основных параметров оптореле во включенном состоянии — нормируемый для нормальных условий (+25 °C) ток. При нормированном значении тока гарантируются остальные параметры реле. Однако для обеспечения работы реле в требуемом температурном диапазоне следует учесть, что, в частности, входной ток симисторных оптронов при -40 °C должен быть на 50% выше, а для сохранения выходных параметров фотовольтаических оптронов при +100 °C необходимо увеличить входной ток на 50%. Однако увеличение выходного тока выше предельно допустимого значения ведет к развитию деградационных процессов у входного светодиода со всеми вытекающими из этого последствиями.

Защита от перенапряжений

Выбросы напряжения на силовых выходах оптореле могут возникать по разным причинам: помехи в сети питания, остаточные напряжения при коммутации емкостных нагрузок, напряжение самоиндукции при коммутации индуктивных нагрузок. Превышение пробивного напряжения тиристоров приводит к их разрушению. Полевые и IGBT-транзисторы могут работать в режиме лавинного пробоя. Однако, как правило, допустимая энергия лавинного пробоя относительно невелика (десятки—сотни миллиджоулей),

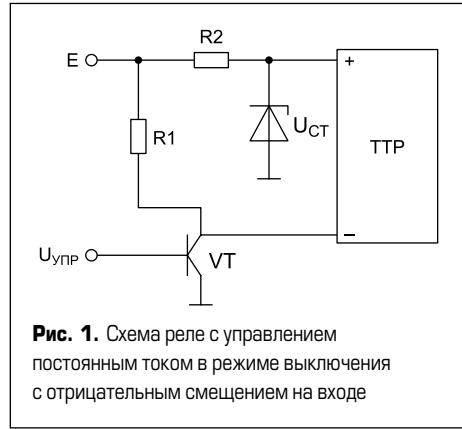


Рис. 1. Схема реле с управлением постоянным током в режиме выключения с отрицательным смещением на входе

поэтому риск выхода из строя этих силовых элементов достаточно велик. Отсюда следует необходимость защиты выходов оптореле от перенапряжений. Существует два основных механизма защиты:

- фиксация напряжения, реализуемая стабилитронами и варисторами;
- шунтирование защищенных цепей, реализуемое искровыми и газовыми разрядниками, а также модулями, представляющими собой комбинацию силового элемента (тиристора, МОП- или IGBT-транзистора) со стабилитроном в цепи управления силовым элементом (рис. 2). Силовые элементы на рис. 2 могут быть выходными элементами самого оптореле. В этом случае управляющие элементы должны быть встроены в реле.

Названные механизмы защиты имеют свои достоинства и недостатки, и их использование зависит от конкретных условий применения оптореле. Устройства с фиксацией напряжения характеризуются тем, что паразитный ток в нагрузке при перенапряжении в первом приближении равен $\Delta U/Z_H$, где ΔU — величина перенапряжения, Z_H — импеданс нагрузки, в то время как при шунтировании этот ток равен U/Z_H , где U — полное напряжение силовой цепи. Таким образом, ясно, что в первом случае паразитный ток значительно меньше, чем во втором, и в большинстве случаев не будет оказывать нежелательного влияния на нагрузку.

Недостаток устройств с фиксацией напряжения — необходимость рассеивать значительную энергию при перенапряжениях, в то время как при шунтировании энергия рассеивается в нагрузке. Сравнивая параметры стабилизаторов и варисторов, можно отметить, что варисторы рассеивают значительно большие мощности, но имеют тенденцию к деградации характеристик, в отличие от стабилитронов. Таким образом, когда перенапряжения возникают редко или их средняя энергия относительно мала, а отработка перенапряжений нагрузкой недопустима, следует использовать варисторы или стабилитроны. Если же нагрузка при перенапряжениях допускает кратковременные выбросы тока (несколько больше номинального тока), то безотносительно к величине энергии перенапряжения можно использовать механизм шунтирования в соответствии с рис. 2 (искровые и газовые разрядники здесь не рассматриваются).

Отметим, что схемы с тиристором при срабатывании остаются включенными до тех пор, пока величина тока в нагрузке не станет близкой к нулю. Поэтому схема рис. 2 может использоваться при однополярном пульсирующем напряжении (глубина модуляции 100%), схема на рис. 3 — при переменном напряжении. Схемы рис. 4, 5 — однополярный и двухполярный модули защиты для силовой сети постоянного и переменного тока соответственно.

Существует еще один общеизвестный способ защиты при коммутации индуктивной нагрузки в цепи постоянного тока — шунтирование индуктивности защитным диодом. В случае когда единственным источником перенапряжений является ЭДС самоиндукции нагрузки при разрыве оптореле цепи постоянного тока, такой защиты вполне достаточно. Рассмотрим вопросы расчета некоторых цепей защиты от перенапряжений.

Защита варисторами

Классификационное напряжение варистора должно превышать максимально возможное пиковое напряжение силовой сети с учетом нестабильности напряжения (10%) и технологического разброса значений классификационного напряжения:

$$U_{\text{КЛ}} = U_{\text{НОМ}} \sqrt{2} (1,1)^2,$$

- для $U_{\text{НОМ}} = 220$ В $U_{\text{КЛ}} = 375$ В;
- для $U_{\text{НОМ}} = 380$ В $U_{\text{КЛ}} = 650$ В.

При этих условиях ближайшие из ряда классификационных напряжений значения $U_{\text{КЛ}}$ равны 390 В для ~220 В и 680 В для ~380 В. Рассмотрим вопрос о максимально допустимых перенапряжениях в силовой цепи при защите оптореле с пробивным напряжением $U_{\text{ПРОБ}}$ варистором с классификационным напряжением $U_{\text{КЛ}}$ при номинальном пиковом напряжении сети $U_{\text{ПИК}}$. Вольт-амперная характеристика варистора описывается выражением: $I = kU^n$, где $n = 30$. С учетом того, что $I_{\text{КЛ}} = kU_{\text{КЛ}}^n$, где $I_{\text{КЛ}}$ — классификационный ток и $U_{\text{КЛ}}$ — классификационное напряжение, имеем:

$$U = U_{\text{КЛ}} \sqrt[n]{I / I_{\text{КЛ}}}.$$

При напряжении в сети U_C для нагрузки с импедансом Z_H напряжение на варисторе равно:

$$U_C = U - I \times Z_H.$$

Тогда $U_C = U + Z_H I_{\text{КЛ}} (U / U_{\text{КЛ}})^n$.

Граница безопасной работы определяется равенствами $U_C = U_C^{\max}$, $U = U_{\text{ПРОБ}}$, то есть

$$U_C^{\max} = U_{\text{ПРОБ}} + Z_H I_{\text{КЛ}} (U / U_{\text{КЛ}})^n.$$

Для активной нагрузки можно записать:

$$Z_n = U_{\text{ПИК}} / I_{\text{ПИК}},$$

где $I_{\text{ПИК}}$ — пиковое значение номинального тока (характеристика реле).

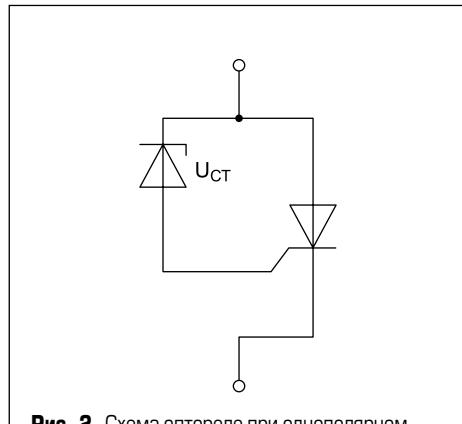


Рис. 2. Схема оптореле при однополярном пульсирующем напряжении

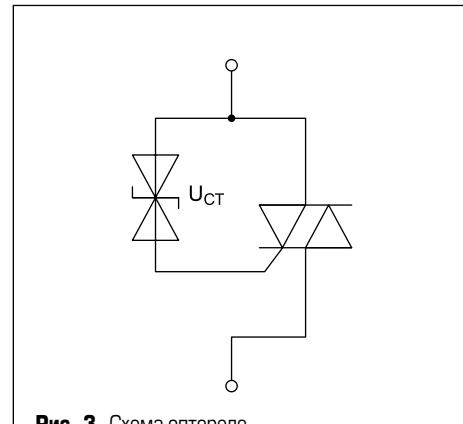


Рис. 3. Схема оптореле при переменном напряжении

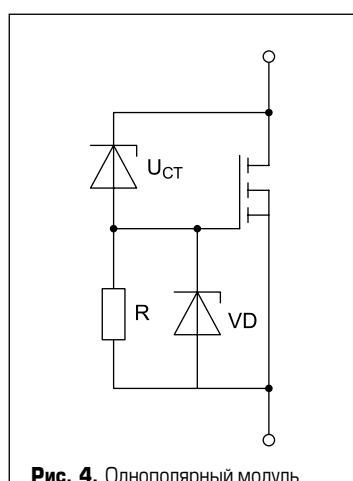


Рис. 4. Однополярный модуль защиты для силовой сети постоянного и переменного тока

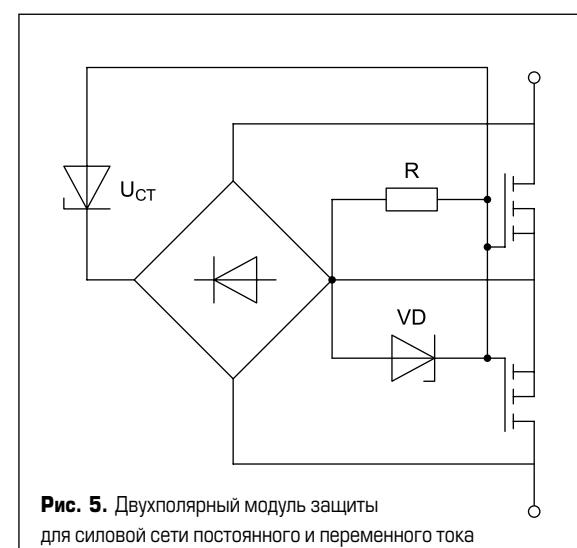


Рис. 5. Двухполярный модуль защиты для силовой сети постоянного и переменного тока

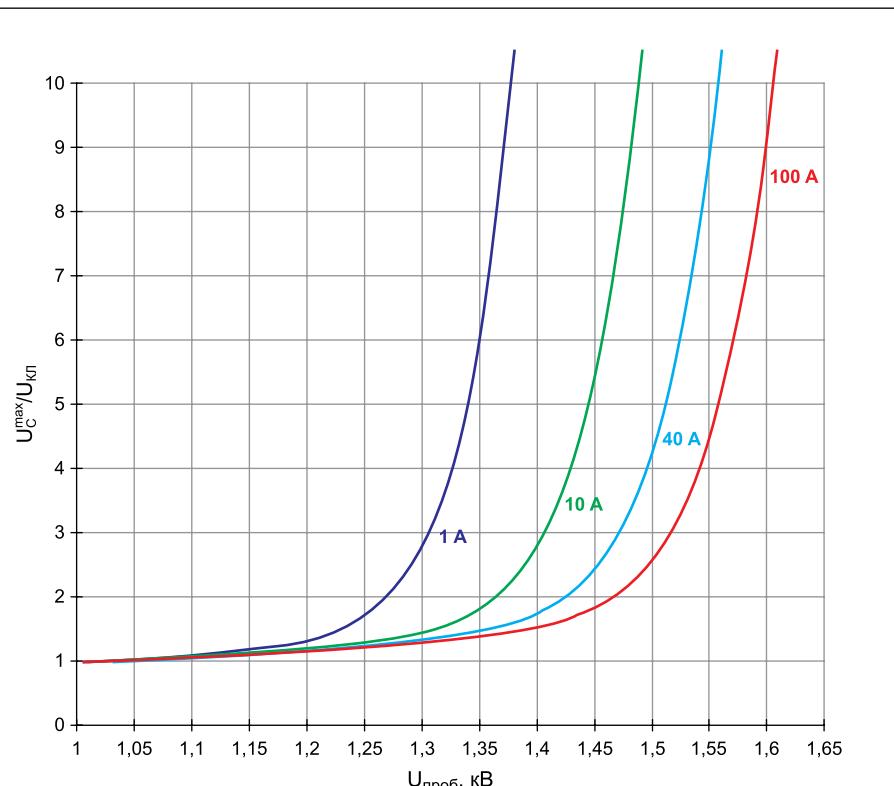


Рис. 6. Зависимость нормированного значения максимально допустимого напряжения от нормированного значения пробивного напряжения оптореле при различных значениях номинального тока реле U

Вводятся обозначения: $U_{\text{ПРОБ}}/U_{\text{КЛ}} = x$. Получим:

$$U_{\text{C}}^{\max}/U_{\text{КЛ}} = x + (U_{\text{ПИК}}I_{\text{КЛ}}/U_{\text{КЛ}}I_{\text{ПИК}}) \times x^n.$$

Поскольку должно выполняться условие

$$\frac{U_{\text{ПИК}}/U_{\text{КЛ}}}{I_{\text{КЛ}}} \approx 0,8,$$

$$I_{\text{КЛ}} = 10^{-3} \text{ А}, I_{\text{ПИК}} = \sqrt{2}I_{\text{НОМ}},$$

окончательно получим:

$$U_{\text{C}}^{\max}/U_{\text{КЛ}} = x + (0,57 \times 10^{-3}/I_{\text{НОМ}}) \times x^n.$$

Из зависимости нормированного значения максимально допустимого напряжения от нормированного значения пробивного напряжения опореле при различных значениях номинального тока реле (рис. 6) следует, что при заданном перенапряжении в сети для более мощных реле требуется более высокий класс реле по напряжению. При индуктивном характере нагрузки импульсный импеданс на-

грузки Z_H значительно выше номинального и механизм защиты будет более эффективным, чем это следует из рис. 6.

Защита шунтирующими цепями

Интерполируем линейной функцией вольт-амперную характеристику стабилитрона схем, приведенных на рис. 2, 3.

$$I = (U - U_{\text{CT}})/R_{\text{d}},$$

где U_{CT} — напряжение стабилизации, а R_{d} — дифференциальное сопротивление стабилитрона на участке стабилизации. Тогда можно записать $U_{\text{CT}} \leq U_{\text{ПРОБ}} - R_{\text{d}}I_{\text{УПР}}^{\text{ОПТ}}$,

$$U_{\text{ПИК}} \leq U_{\text{CT}},$$

где $U_{\text{ПРОБ}}$ — пробивное напряжение выхода опореле; $I_{\text{УПР}}^{\text{ОПТ}}$ — управляющий ток отпирания тиристора; $U_{\text{ПИК}}$ — максимальное пиковое напряжение в силовой цепи. Последние

соотношения должны выполняться с учетом технологического разброса и изменения в температурном диапазоне параметров U_{CT} , R_{d} , $I_{\text{УПР}}^{\text{ОПТ}}$. Для схем на рис. 3, 4 при линейном приближении ВАХ стабилитрона имеем:

$$I = (U - U_{\text{CT}})/(R - R_{\text{d}});$$

$$R_I > U_{\text{ПОР}}; U_{\text{CT}} > U_{\text{ПИК}}.$$

Отсюда:

$$R > R_{\text{ДР}}/(U_{\text{ПРОБ}} - U_{\text{CT}} - U_{\text{ПОР}}),$$

где $U_{\text{ПОР}}$ — пороговое напряжение полевого транзистора. Последнее соотношение и неравенство $U_{\text{CT}} > U_{\text{ПИК}}$ должно выполняться с учетом технологических и температурных изменений параметров U_{CT} , $U_{\text{ПИК}}$, R_{d} , $U_{\text{ПОР}}$, R . Дополнительный стабилитрон VD в этих схемах предназначен для защиты затвора МОП-транзистора.

Продолжение следует

Модульные источники питания серии NMP от компании MEAN WELL



Компания MEAN WELL предлагает конфигурируемые модульные источники питания серии NMP. В корпус данных устройств устанавливается набор различных модулей, комбинируемых для получения необходимого сочетания выходных параметров.

Модульные источники MEAN WELL представлены сериями NMP650 (650 Вт) и NMP1K2 (1200 Вт).

Корпус серии NMP650 оснащен четырьмя слотами, а корпус серии NMP1K2 — шестью слотами, предназначенными для установки модулей NMS-240 мощностью 240 Вт с различными номиналами выходного напряжения: 5, 12, 24, 48 В — и модуля NMD-240 с двумя выходами по 30 В. Модули имеют широкие диапазоны регулировки выходных напряжений. Также возможны раз-

личные комбинации параллельного подключения модулей.

У источников питания электрическая прочность изоляции вход/выход составляет 4000 В переменного напряжения, ток утечки на «землю» менее 400 мА, класс изоляции II.

Серия модульных источников питания NMP соответствует стандартам безопасности для применения в сфере телекоммуникаций и информационных технологий (EN62368-1), а также для медицинского оборудования (EN60601-1). Преимущества новых серий:

- Комбинация различных выходных напряжений в одном корпусе — незаменимая возможность при необходимости питания отдельных элементов оборудования, имеющих различные требования по напряжению.
- Компактность устройства — один источник с несколькими выходами заменит несколько отдельных источников и решит все проблемы с питанием оборудования в условиях ограниченного пространства.

Сравнение технических характеристик источников питания серии NMP представлено в таблице.

<https://inelso.ru/>

Современные датчики

от компании «НПО «Горизонт Плюс»

Статья знакомит потребителей с образцами новых датчиков, разработанных отечественными специалистами. Запущенные в производство современные датчики измерения тока и напряжения внесены в Государственный реестр средств измерений РФ.

**Олег Болотин
Николай Гребенщиков
Григорий Портной,
к. т. н.
Константин Разумовский
Олег Яценко**

sensor@gorizont-plus.ru

Более 25 лет назад компания «НПО «Горизонт Плюс» была создана инженерами и специалистами, выходцами из научно-исследовательского института. Сегодня ООО «НПО «Горизонт Плюс» достаточно известно на рынке электротехнических устройств и датчиков для измерения основных электрических величин. Разработчики электронных устройств, частотных приводов, инверторов, подвижной техники и другой аппаратуры используют в своих проектах измерительные преобразователи тока и напряжения, датчики мощности и высоковольтные токоизмерительные клещи, созданные специалистами компании. Более того, сегодня уже сами разработчики влияют на производственную политику компании, выдвигая свои требования к проектированию приборов. Этот процесс особенно ускорился, когда зарубежные фирмы — производители аналогичной техники — начали покидать российский рынок и потребовалось срочно заменить зарубежные датчики, которые к тому времени прочно вошли в состав многих устройств автоматики и систем электромеханики.

Измерительные преобразователи силы тока

Деятельность НПО «Горизонт Плюс» начиналась с разработки маломощных устройств для измерения тока без разрыва токовой цепи. Такие устройства начали успешно заменять ненадежные токовые шунты, трансформаторы тока, магнитные усилители.

Дополнительным стимулом использования новых приборов служила их способность обеспечивать гальваническую развязку цепей входа и выхода.

Первые измерительные преобразователи силы тока (датчики тока) предназначались для электронных устройств, которые, как правило, оперируют с токами не более 300–400 А. Принцип работы всех преобразователей основан на использовании свойств полупроводникового датчика Холла, который бесконтактно определяет величину и направление магнитного поля, образующегося вокруг проводника с током. Конструкция преобразователей этого типа может быть разной, но почти всегда, кроме датчика Холла, содержит магнитопровод с компенсационной обмоткой, благодаря чему точность определения величины тока достаточно высока. В зависимости от величины измеряемого тока изменяются массогабаритные параметры преобразователей и размеры отверстия, через которое пропускается токовый кабель. В этом и заключается основное преимущество приборов данного класса: бесконтактное измерение тока, не требующее разрыва токовой цепи. Удобство в работе и простота данных измерительных преобразователей сегодня обеспечили их широкое распространение.

На рис. 1 представлены типичные образцы этого класса приборов. Преобразователи тока с диаметром отверстия 10 мм (рис. 1а) и 15 мм (рис. 1б) монтируются на печатную плату и способны измерять любые виды токов до 150 А. Преобразователи ПИТ-***-УА-Б20 и ПИТ-***-УА-Б14 уже способны

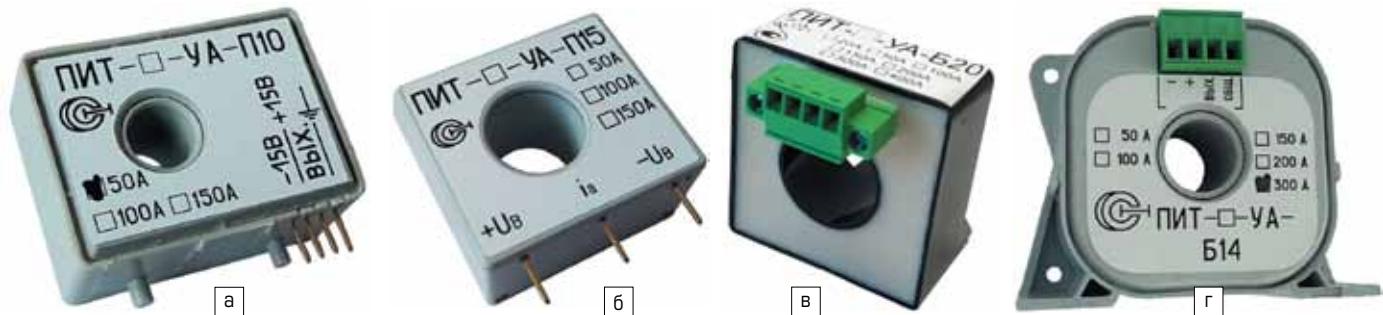


Рис. 1. Внешний вид измерительных преобразователей для контроля токов до 150 А для монтажа на печатную плату с диаметром отверстия: а) 10 мм; б) 15 мм; для контроля токов до 400 А для монтажа: в) на токовую шину; г) на DIN-рейку



измерять токи до 400 А, диаметр отверстия под токовую шину у них 20 и 14 мм соответственно. Область применения этих приборов значительно расширена, в том числе за счет конструкции, которая позволяет крепить датчик не только на плате, но и в шкафу, непосредственно на токовойшине (рис. 1в) или на DIN-рейке (рис. 1г).

Здесь, наверное, уместно сказать о модификациях токовых преобразователей, позволяющих измерять ток в ситуациях, когда токовая цепь уже скомпонована или характер производства не допускает остановки процесса. В этом случае незаменимы разъемные датчики тока, которые надеваются непосредственно на токовую шину и не требуют демонтажа схемы. Примером могут служить датчики, чья конструкция напоминает обычную прищепку или стандартные клеммы (рис. 2), которые набрасываются на шину. Первый из них имеет диаметр отверстия под токовую шину 25 мм и может измерять токи до 400 А (рис. 2а), а второй с диаметром 54 мм — до 750 А (рис. 2б).

Преобразователь ПИТ-***-TP-4/20-B20×20 (рис. 3а) имеет прямоугольное отверстие 20×20 мм и его диапазон измерения токов расширен до 300 А, а ПИТ-***-TP-4/20-B50 спо-



собен измерять токи до 750 А при растворе губок до 50 мм (рис. 3б). Дополнительным удобством для потребителей является наличие у этих приборов стандартизованного токового выхода 4/20 мА.

Приборы силовой электроники

Силовая электроника предъявляет к преобразователям тока дополнительные требования, которые специалисты ООО «НПО «Горизонт Плюс» постарались учесть в более мощных приборах. На рис. 4 представлены три модификации таких преобразователей, различающиеся и по конструкции, и по техническим характеристикам. Преобразователь

ПИТ-***-УА-Б30 (рис. 4а) изготовлен в стандартном пластмассовом корпусе с диаметром отверстия 30 мм, верхний предел измеряемого тока составляет 750 А. В преобразователе ПИТ-***-УА-Б60-К-Ш (рис. 4б) этот предел увеличен до 4000 А при диаметре отверстия 60 мм. Поскольку данный преобразователь, как правило, используется в устройствах силовых машин, подвержен тряске, вибрации и другим внешним воздействиям, выводные пластмассовые клеммные колодки в нем заменены более надежными резьбовыми шпильками.

Еще больше увеличен верхний предел измерений тока у преобразователя ПИТ-***-УНА-Б42×162 (рис. 4в) — до 20000 А. Такой стационарный прибор рассчитан под плоскую токовую шину с размерами не более 42×162 мм.

Преобразователи измерительные напряжения

В статье [1] подробно описан принцип работы преобразователей напряжения, фактически превращающих измеряемое напряжение в ток, который, в свою очередь, измеряется датчиком тока. Поэтому все описанные преимущества использования датчиков тока распространяются и на датчики напряжения. Соответственно, датчики напряжения прошли примерно те же стадии развития, что и датчики тока. Но и здесь, конечно, есть нюансы, которые полезно знать и учитывать потребителям.

Как всегда, развитие датчиков напряжения вначале шло и определялось потребностями слаботочной электронной техники. На рис. 5а представлен типичный образец миниатюрного датчика напряжения, предназначенного для монтажа на печатную плату и способного измерять напряжения до 500 В. Частота преобразуемой силы тока 0–5000 Гц. Габаритные размеры такого образца не превышают 33×33×22 мм, что, конечно, делает его удобным для применения в электронных устройствах с ограниченными размерами.

Преобразователи ПИН-***-У-4/20-П (рис. 5б — монтаж на плату) или собранный в стандартном корпусе ПИН-***-УА-Д



(рис. 5в — монтаж в блок) уже имеют большие габариты, но имеют и ряд преимуществ. Во-первых, эти приборы универсальны: они способны измерять напряжение постоянного и переменного тока до 500 В. Во-вторых, обладают другой важной особенностью — в датчиках обеспечена гальваническая развязка входных и выходных цепей прибора. Это свойство также характерно для всех последующих приборов, о которых пойдет речь. А в преобразователе ПИН-***-Т-4/20-Д3 (рис. 5г), кроме того, за счет небольшого увеличения габаритов удалось реализовать принцип трехфазного измерения напряжения.

Преобразователи высокого напряжения для транспортных и других подвижных систем

Потенциальные потребители преобразователей высокого напряжения — это различные предприятия судо- и авиастроения, разработчики карьерных экскаваторов и другой подвижной техники, создатели частотных электроприводов и других компонентов для РЖД и т. д. Понятно, что у всех разнородных потребителей, кроме общей задачи по измерению напряжения, имеется целый ряд специфических требований. По мере сил и возможностей специалисты ООО «НПО «Горизонт Плюс» удовлетворили возникший спрос, для чего на рынке ввели новые модели преобразователей напряжения серии ПИН. Типовые преобразователи напряжения представлены ниже.

Согласно приказу Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии от 3 сентября 2021 года № 1942 «Об утверждении государственной поверочной схемы для средств измерений переменного электрического напряжения до 1000 В в диапазоне частот от 1×10^{-1} до 2×10^9 Гц», разработанные ООО «НПО «Горизонт Плюс» приборы внесены в Госреестр СИ РФ под регистрационным № 75210-19. Базовые модели преобразователей (датчиков) напряжения ПИН, внесенные в Госреестр, представлены на рис. 6. Все датчики напряжения комплектуются токозадающим резистором, который, как правило, находится



Рис. 5. Внешний вид преобразователей напряжения:
а, б) для монтажа на плату; в) фиксации в блок; г) с гальванической развязкой

вне прибора (рис. 6а). Если же резистор помещен внутри корпуса датчика, то последний снабжается специальным радиатором для улучшения условий теплоотвода (рис. 6б).

Указанные датчики преобразуют мгновенное или среднеквадратичное значение напряжения соответственно в пропорциональное значение силы тока или в стандартный токовый интерфейс «токовая петля 4–20 мА». Преобразователь напряжения ПИН-xxx-УА-Б-М предназначен для контроля напряжения до 5000 В и имеет четыре диапазона измерений. Преобразователь серии ПИН-xxx-УА-Б-Р-М измеряет напряжение до 6000 В и содержит шесть диапазонов измерений. Важное преимущество этих приборов заключается в том, что они способны выдерживать пробивное напряжение до 13 кВ.

Массогабаритные размеры преобразователей также существенно отличаются друг от друга: начиная от малых габаритов и массы 0,05 кг (рис. 5) и до больших 208×107×95 мм и 2 кг (рис. 6).

Все датчики питаются от стандартного двухполарного источника тока. Однако по требованию заказчиков поставляются модели с питанием от однополарного источника. Возможно также изготовление датчиков с расширенным температурным диапазоном.

Литература

- Болотин О., Гребенщиков Н., Портной Г., Разумовский К., Яценко О. Российские преобразователи напряжения ПИН в Госреестре СИ РФ // Силовая электроника. 2023. № 3.

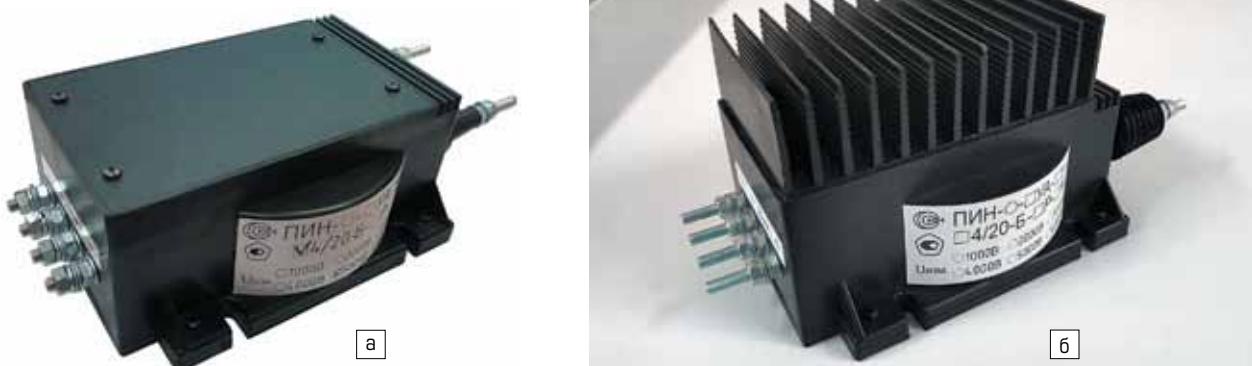


Рис. 6. Общий вид преобразователей: а) с токозадающим резистором снаружи ПИН-***-УА-Б-Р-М, ПИН-***-У-4/20-Б-Р-М;
б) с резистором внутри датчика ПИН-***-УА-Б-М, ПИН-***-У-4/20-Б-М

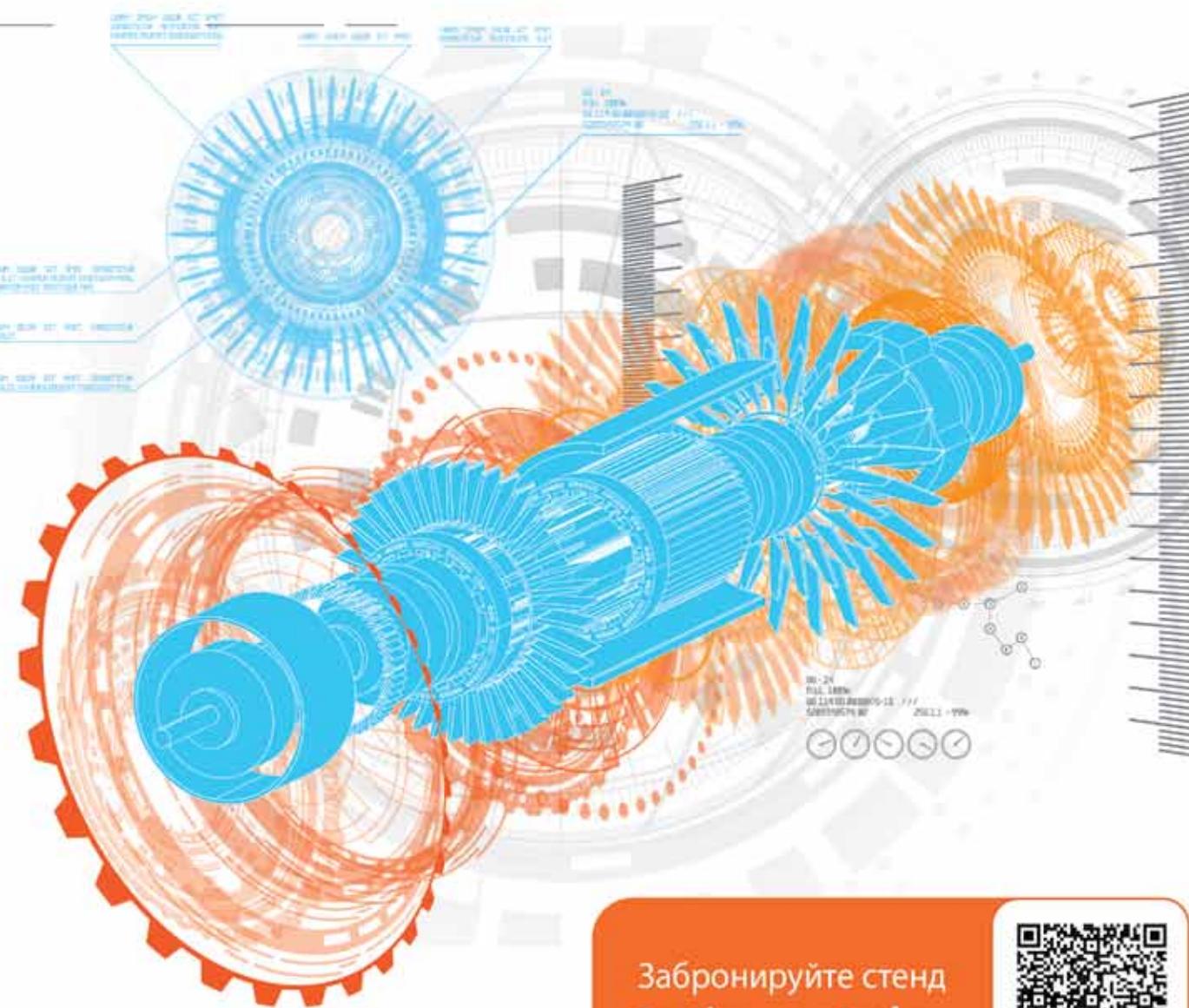


Testing & Control *20 лет*

24–26 октября 2023

Москва, Крокус Экспо

20-я юбилейная Международная
выставка испытательного
и контрольно-измерительного
оборудования



Забронируйте стенд
testing-control.ru



Организатор



Международная
Выставочная
Компания

+7 (495) 252 11 07
control@mvk.ru

Решения для общепромышленных приводов: энергоэффективность и удельная мощность систем с модулями SiC

Последние десятилетия сопровождались ужесточением стандартов в области энергетики, что подчеркивает важность производства энергоэффективных систем. Это привело к значительной экономии энергии [1]. Кроме того, данные директивы проложили путь к разработке инновационных силовых ключей за счет использования уникальных технологий, таких как SiC-MOSFET [2]. Внедрение новых полупроводниковых приборов помогает производителям создавать энергетические системы с высочайшими показателями.

**Константинос Патманидис
(Konstantinos Patmanidis)***
**Стефано Рузца
(Stefano Ruzza)***
**Клаудио Виллани
(Claudio Villani)***

Перевод:
Евгений Карташев

* Infineon Technologies

Введение

Компания Infineon представила усовершенствованный интегральный силовой модуль (IPD — Integrated Power Device) IM105-M6Q1B, созданный по технологии CoolSiC с интегральным высоковольтным драйвером, размещенным в компактном SMD-корпусе QFN размером 7×7 мм. С помощью этого IPD можно проектировать маломощные приводы с высокой плотностью мощности, а также расширять мощностные пределы силовых каскадов, действующих в условиях естественного охлаждения.

На рис. 1 показана тестовая плата, разработанная для оценки возможностей IM105-M6Q1B при использовании в качестве привода компрессора холодильника, там же приведена ее структурная схема.

Устройство состоит из полумоста SiC MOSFET с типовым сопротивлением открытого канала 257 мОм при $V_{gs} = 18$ В и $T_j = +25$ °C и драйвера затвора, выполненного по технологии «кремний-на-изоляторе» (SOI). Максимальное блокирующее напряжение транзисторов повышенено до 650 В по сравнению со стандартным значением 600 В, что обеспечивает дополнительный запас надежности при колебаниях сетевого напряжения.

Преимуществами технологии SOI в драйверах затворов являются высокая частота переключения [3], интегрированный твердотельный бутстрепный диод с низким омическим сопротивлением (30 Ом) [3, 4] и высокая устойчивость к переходным процессам отрицательной полярности при коммутации индуктивной нагрузки [5]. Кроме того, драйвер формирует фиксированное «мертвое время» T_{dt} (типовое значение 540 нс), которое автоматически устанавливается всякий раз, когда длительность «внешнего» T_{dp} формируемого контроллером, оказывается меньше этого значения. Перечисленные функции драйвера вместе с преимуществами технологии CoolSiC реализованы в компактном корпусе для поверхностного монтажа (SMD).

Выходные характеристики

В этом разделе рассматриваются типовые выходные характеристики IM105-M6Q1B при двух напряжениях на затворе: 15 и 18 В. На рынке маломощных приводов обычно используются два прибора — IKD04N60RC2 и IPD60R280PFD7S, чьи выходные характеристики также сравнивались с соответствующей кривой для IM105-M6Q1B. Как видно на графиках (рис. 2), при работе в первом квадранте падение напряжения на открытом канале IM105-M6Q1B значительно ниже, чем у IKD04N60RC2.

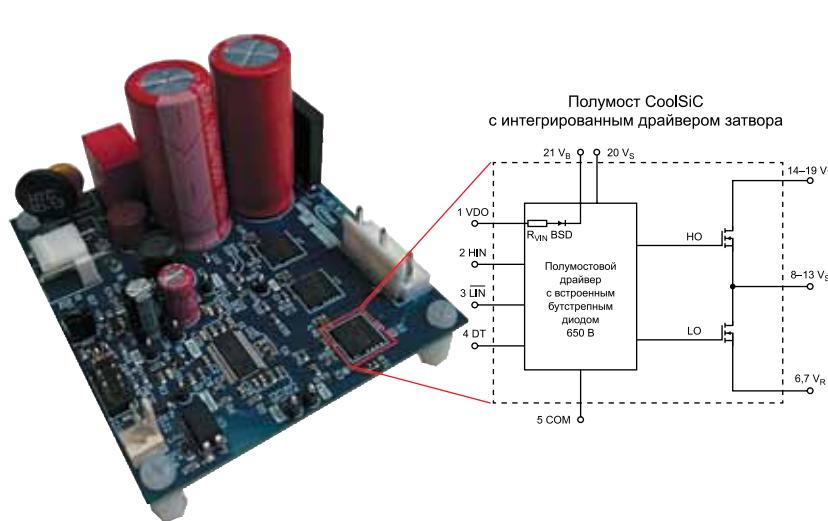


Рис. 1. Внешний вид тестовой платы привода и блок-схема IM105-M6Q1B

Более того, температурный коэффициент сопротивления канала IM105-M6Q1B ($R_{DS(on)}$) обычно составляет всего 0,11 мОм/°C при $V_{gs} = 15$ В и 0,2 мОм/°C при $V_{gs} = 18$ В. Это подчеркивает малую зависимость параметров технологии CoolSiC от температуры. С другой стороны, при работе в третьем квадранте в течение интервала проводимости диода падение напряжения на IM105-M6Q1B выше, чем на IKD04N60RC2. Однако с учетом того, что диод проводит ток только в течение «мертвого времени» T_{dv} , которое в реальных условиях эксплуатации составляет примерно 0,5–1 мкс, его вклад в общие потери незначителен. Когда канал SiC MOSFET проводит ток в режиме третьего квадранта, падение напряжения на нем немного ниже, чем в первом квадранте.

Еще одно сравнение приведено на рис. 3. Очевидно, что падение напряжения на IPD60R280PFD7S при работе в первом квадранте при $T_j = +25$ °C ниже, чем у IM105-M6Q1B. Типовое значение $R_{DS(on)}$ IPD60R280PFD7S составляет 233 мОм при $V_{gs} = 10$ В и $T_j = +25$ °C. У этого типа приборов увеличение смещения затвора не дает дополнительного снижения статических потерь, как видно из технической спецификации.

Помимо этого, можно отметить, что температурная зависимость падения напряжения на IPD60R280PFD7S значительно выше, чем у IM105-M6Q1B. Типовое значение для $R_{DS(on)}$ IPD60R280PFD7S составляет приблизительно 2,53 мОм/°C, таким образом, для этого прибора ожидается большее увеличение потерь проводимости с ростом температуры кристалла, чем у IM105-M6Q1B. Аналогично, IPD60R280PFD7S демонстрирует меньшее падение напряжения на открытом диоде, нежели IM105-M6Q1B.

Общее типовое значение динамических потерь упомянутых приборов показано на рис. 4, данные получены с использованием оборудования, предназначенного для проведения стандартного «двуихмпульсного» теста. Отметим, что потери от обратного восстановления исключены из этого анализа, поскольку их вклад в общее значение невелик. Для достоверного сравнения скорость изменения напряжения (dv/dt) для обоих приборов была выбрана примерно одинаковой 6,5–7 В/нс. Для IM105-M6Q1B она регулировалась с помощью встроенного драйвера в диапазоне 6–7 В/нс (20–80%).

Схема IM105-M6Q1B демонстрирует значительно меньшие потери энергии по сравнению с IKD04N60RC2 и особенно с IPD60R280PFD7S, в котором доминирует составляющая E_{on} . И последнее, но не менее важное: динамические потери IM105-M6Q1B незначительно зависят от температуры, в то время как в других приборах даже при $T_j = +100$ °C величина E_{sw} начинает заметно расти.

Моделирование режимов работы типового компрессора холодильника

Типовой компрессор холодильной установки имеет несколько рабочих зон на протяжении всего цикла. Наиболее характерными из них являются номинальная рабочая точка, соответствующая выходной мощности около 40 Вт, и режим максимальной нагрузки с выходной мощностью примерно 160 Вт. Для анализа использован программный инструмент PLECS, позволяющий оценить потери мощности трех исследуемых приборов.

Результаты моделирования и типовые условия применения показаны на рис. 5, 6. Температура корпуса ключей при расчетах установлена равной $T_c = +110$ °C — обычно эта величина соответствует максимальной рабочей температуре печатной платы, ограниченной свойствами материала PCB. При небольшой или номинальной нагрузке потери транзистора IM105-M6Q1B почти на 43% меньше, чем у IPD60R280PFD7S, и на 60% меньше, чем у IKD04N60RC2.

В таких условиях увеличение напряжения на затворе до $V_{gs} = 18$ В не дает заметных преимуществ. При высокой нагрузке у IM105-M6Q1B общие потери почти на 37% меньше, чем у IPD60R280PFD7S, и на 64% меньше, чем у IKD04N60RC2. Здесь увеличение V_{gs} с 15 до 18 В для IM105-M6Q1B дает снижение потерь на 14%, что является минимально достижимой величиной для этого ключа.

Расчет эффективности инверторного каскада приведен в таблице. В данном случае рассматривается двухуровневый трехфазный инвертор, содержащий шесть силовых ключей. При номинальной нагрузке

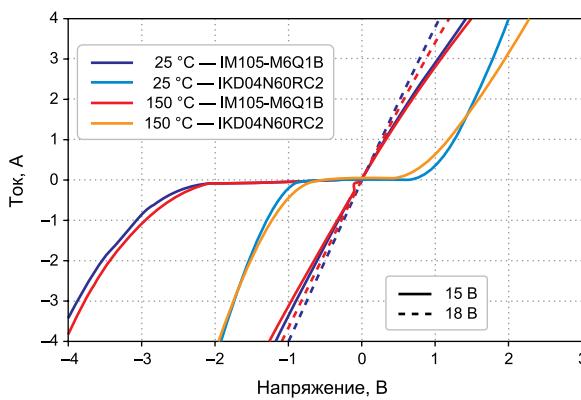


Рис. 2. Сравнение выходных характеристик IM105-M6Q1B и IKD04N60RC2

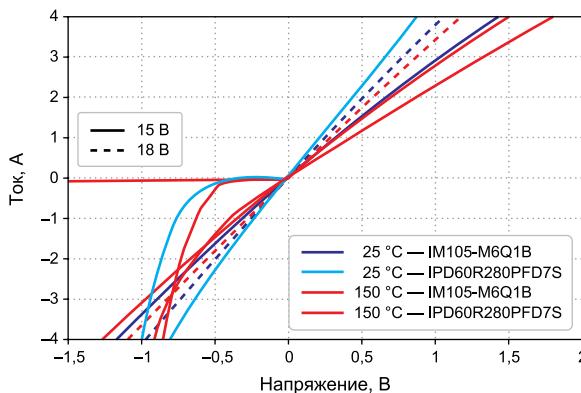


Рис. 3. Сравнение выходных характеристик IM105-M6Q1B и IPD60R280PFD7S

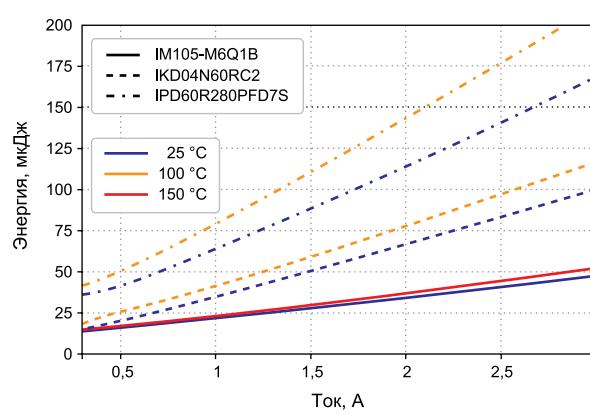


Рис. 4. Суммарное значение потерь включения и выключения при разных токах и температурах

КПД инвертора с IM105-M6Q1B на 2,7% больше, чем с IKD04N60RC2, и почти на 1% больше, чем с IPD60R280PFD7S. В условиях высокой нагрузки прирост КПД составил примерно 1,5 и 0,5% по сравнению с IKD04N60RC2 и IPD60R280PFD7S соответственно.

Результаты испытаний

Рассмотрим преимущества транзистора IM105-M6Q1B с точки зрения форм-фактора, то есть плотности мощности, обсудим сравнительный анализ мощностных характеристик аналогичных по конструкции маломощных приводов с IKD04N60RC2 и IM105-M6Q1B

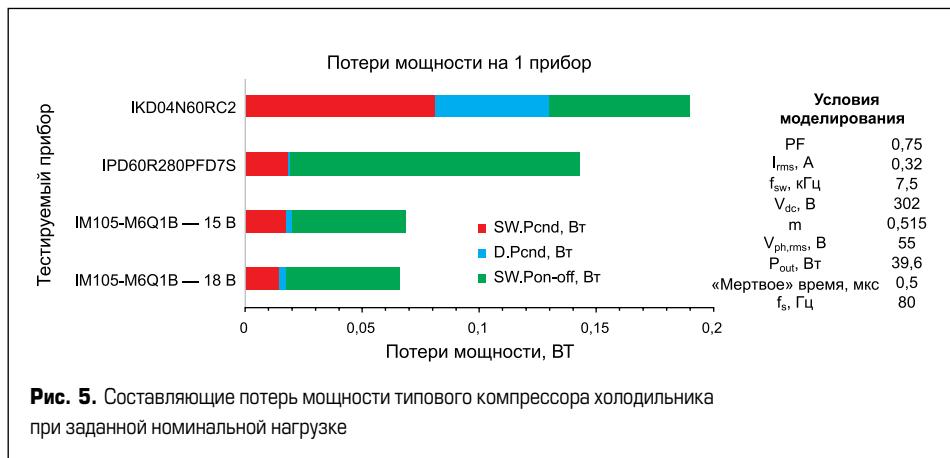


Рис. 5. Составляющие потерь мощности типового компрессора холодильника при заданной номинальной нагрузке

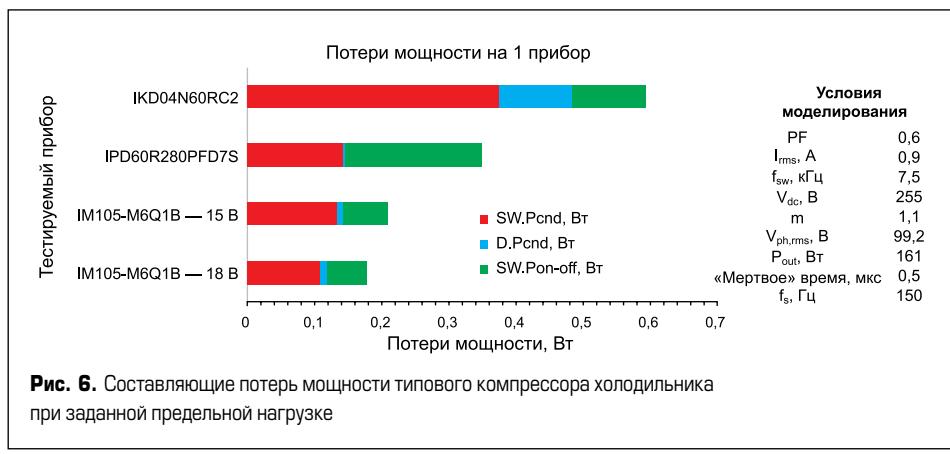


Рис. 6. Составляющие потерь мощности типового компрессора холодильника при заданной предельной нагрузке

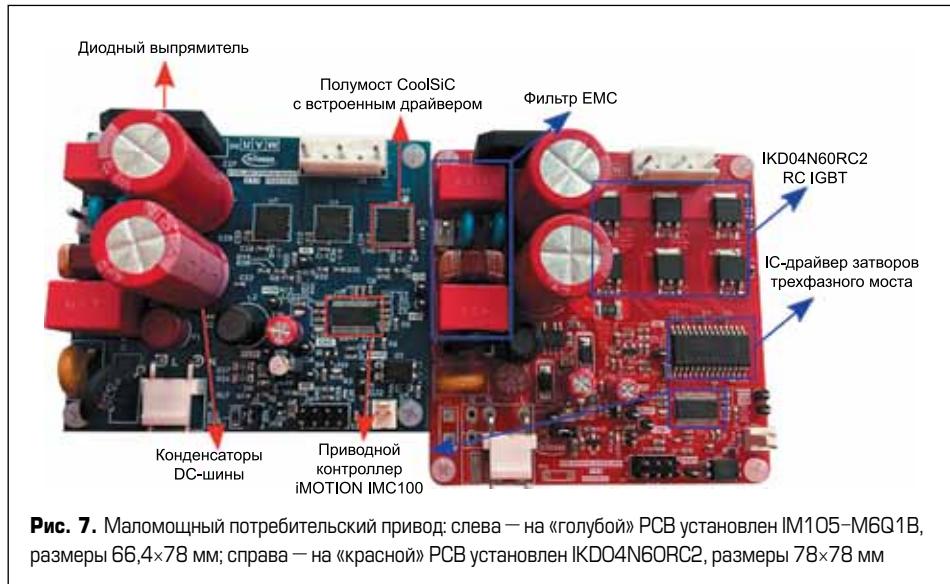


Рис. 7. Маломощный потребительский привод: слева — на «голубой» PCB установлен IM105-M6Q1B, размеры 66,4×78 мм; справа — на «красной» PCB установлен IKD04N60RC2, размеры 78×78 мм

без теплоотвода. Вид печатных плат показан на рис. 7, чтобы наглядно подчеркнуть их различия. Оба инвертора содержат аналогичные фильтры EMI, диодные выпрямители, конденсаторы звена постоянного тока и микроконтроллер IMC101T-T038 (контроллер двигателя iMotion IMC100).

При проектировании двух вариантов конструкции использовались двухслойные PCB с толщиной медных трасс 35 мкм. Основное отличие заключается в инверторном каскаде. В двухуровневом трехфазном приводе инвертора с IKD04N60RC2 установлено шесть дискретных IGBT в корпусе TO-252 и один трехфазный интегральный драйвер затворов

для управления ими. С другой стороны, плата с IM105-M6Q1B, требует значительно меньше места благодаря интеграции полумоста и драйвера в корпусе QFN. Следовательно, размер PCB в этом случае может быть уменьшен на 15%, что приводит к соответствующему повышению плотности мощности.

Маломощные потребительские приводы (например, компрессоры холодильников, циркуляционные насосы и т. д.) обычно имеют частоту переключения (f_{sw}) в диапазоне 7,5–17 кГц. Этим устройствам, как правило, не требуется теплоотвода, поскольку при такой низкой выходной мощности силовые ключи работают в безопасных тепловых режи-

Таблица. Расчетные значения КПД шестиключевого, двухуровневого, трехфазного инвертора

Тестируемый прибор	Эффективность, %	
	Номинальная нагрузка	Максимальная нагрузка
IM105-M6Q1B_18B	98,77	99,29
IM105-M6Q1B_15B	98,74	99,17
IPD60R280PFD7S	97,82	98,69
IKD04N60RC2	96,95	97,75

макс даже при естественном охлаждении. Как упоминалось ранее, максимально допустимая температура корпуса ($T_{c,max}$) ограничена примерно на уровне +110 °C.

Для проверки производительности приводов в тестовых условиях был выбран обычный компрессор холодильника. На рис. 8 показан лабораторный испытательный стенд с компрессором в качестве нагрузки. Для контроля температуры верхней части корпуса инвертора использовалась тепловизионная камера. Схема управления реализована с помощью микроконтроллера iMotion IMC101T-T038 с изолированным отладочным пробником iMotion Link. Тестируемый привод подсоединен непосредственно к DC-шине, чтобы исключить изменения сетевого напряжения или влияние нагрузки на напряжение питания. Это также предоставляет возможность использовать стандартные пассивные датчики, не требующие «плавающего» измерительного оборудования. Пассивные датчики подключены к силовым ключам нижнего плеча для анализа типовых характеристик dv/dt , сенсор для контроля тока двигателя установлен в выходной фазной цепи.

Для управления приводом применено два метода модуляции с пространственно-векторным ШИМ (SV PWM): один с семью ступенями, другой с пятью ступенями (обеспечивающий снижение потерь переключения), как описано в [6]. Условия проведения испытаний:

- $V_{DC} = 310$ В;
- $f_s = 20$ Гц;
- $T_a = +25$ °C;
- $f_{sw} = 7,5\text{--}17$ кГц;
- $V_{gs} = 0\text{--}15$ В;
- $V_{ge} = 18,5$ В;
- $T_{c,max} = +110$ °C;
- $t_{dt} = 1$ мкс.

Напряжение звена постоянного тока, равное 310 В для всех режимов тестирования, формируется высоковольтным DC-блоком питания. Выходная основная частота (f_s) компрессора холодильника составляет 20 Гц.

Испытания проводились при комнатной температуре окружающей среды $T_a \approx +25$ °C. Коэффициент мощности (P_F) не измерялся, чтобы избежать влияния дополнительных паразитных элементов. Единственной независимой переменной эксперимента был коэффициент модуляции. Он регулировался до достижения максимальной температуры корпуса вблизи инвертора, что приводило к получению различных значений допустимого фазного тока. Это было реализовано с использованием схемы управления с разомкнутым контуром, в данном случае — по алгоритму V/f , поскольку

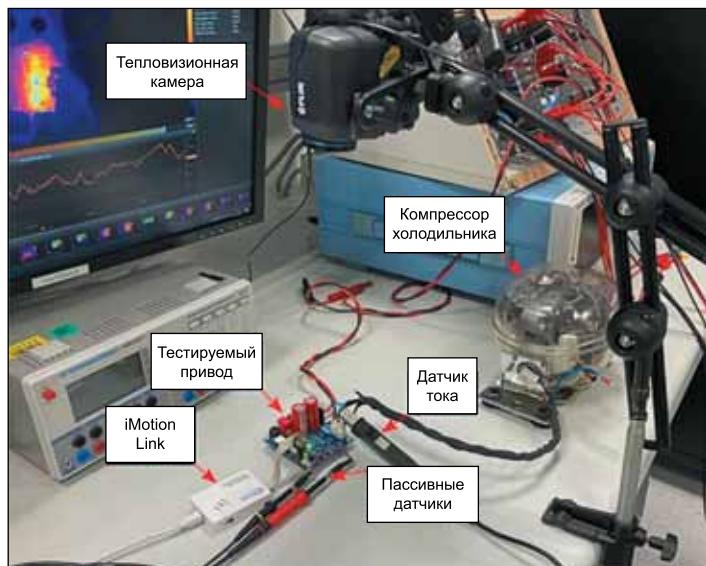


Рис. 8. Лабораторный испытательный стенд

основное внимание уделялось каскаду инвертора. Проведенные эксперименты дают представление о максимальной выходной мощности платы.

На рис. 9 показана зависимость фазного тока и достижимой выходной мощности от частоты коммутации. Ее величина рассчитывалась для коэффициента мощности $P_F = 0,75$ и коэффициента модуляции, равного 1. Очевидно, что IM105-M6Q1B способен выдавать почти в 2 раза большую мощность, чем привод с IKD04N60RC2, что также демонстрирует повышение плотности мощности. В данном примере увеличение напряжения на затворе V_{gs} с 15 до 18,5 В обеспечило прирост выходной мощности на 6%.

И наконец, типовые характеристики dv/dt двух приборов, использованных в наших исследованиях, представлены на рис. 10, 11. Силовой ключ верхнего плеча обозначен символом HS, нижнего — LS. Отметим, что величина dv/dt при включении IKD04N60RC2 настроена примерно на 6–7 В/нс.

Заключение

Принятые недавно директивы по энергосбережению для потребительских приводов малой мощности, а именно для бытовой техники, подчеркивают важность разработки инновационных решений и внедрения новых полупроводниковых технологий для достижения наивысшего уровня энергетической эффективности. В статье описаны основные преимущества применения CoolSiC MOSFET в интегрированном приводе IM105-M6Q1B.

Использование миниатюрного корпуса QFN 7×7 мм позволяет разрабатывать решения системного уровня с повышенной плотностью мощности. Это было продемонстрировано при разработке платы привода с IM105-M6Q1B, размеры которой на 15% меньше, чем дискретное решение с IKD04N60RC2. Устройство на основе IM105-M6Q1B также обеспечивает лучший контроль выходной мощности, чем с IKD04N60RC2. Кроме того, применение IM105-M6Q1B позволяет повысить эффективность инвертора на 1–2,7%.

Литература

- Russo A. C., Rossi M., Germani M., Favi C. Energy label directive: Current limitations and guidelines for the improvement // Procedia CIRP. 2018. Vol. 69.
- Millán J., Godignon P., Perpiñá X., Pérez-Tomás A., Rebollo J. A Survey of Wide Bandgap Power Semiconductor Devices // IEEE Transactions on Power Electronics. 2014. Vol. 29. No. 5.
- Song J. Level-Shifter Current Influence to Power Loss of Gate Driver IC. PCIM Europe. International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management. Nuremberg, Germany, 2019.
- Frank W., Hellmund O., Boguszewicz V. Compact and Powerful 600V Half Bridge Driver ICs for Consumer Electronics and Home Appliances. Bodo's Power Systems. May 2013.
- Song J., Frank W. Robustness of level shifter gate driver ICs concerning negative voltages. PCIM Europe 2015. International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management. Nuremberg, Germany, 2015.
- da Silva E. R. C., dos Santos E. C., Jacobina B. Pulsewidth Modulation Strategies // IEEE Industrial Electronics Magazine. 2011. Vol. 5. No. 2.

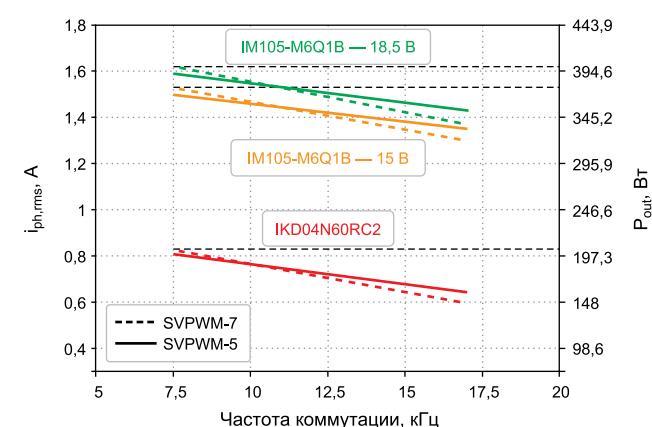
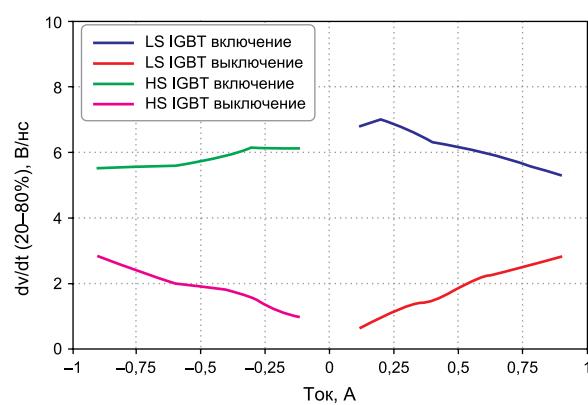
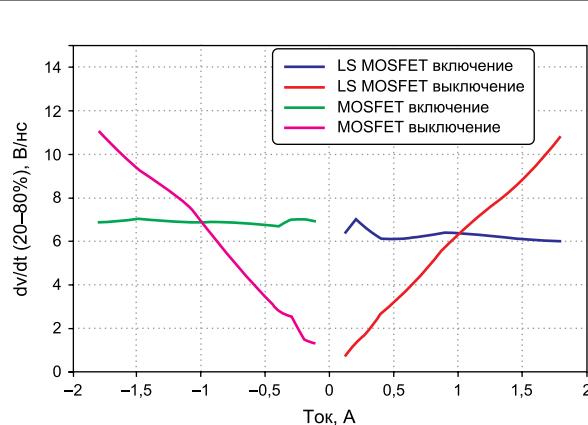


Рис. 9. Зависимость максимально достижимого фазного тока и мощности от частоты при различных способах модуляции

Рис. 10. Скорость изменения напряжения (dv/dt , 20–80%) при различных коммутируемых токах при $T_{c,max}$ для платы привода IKD04N60RC2 настроена на 6,5 В/нсРис. 11. Скорость изменения напряжения (dv/dt , 20–80%) при различных коммутируемых токах при $T_{c,max}$ для привода IM105-M6Q1B

Понимание теории динамического теплового импеданса

Динамический тепловой импеданс Z_{th} — это характеристика, отображающая поведение полупроводникового прибора при подаче на него импульсной мощности. Величина Z_{th} имеет большое значение для анализа тепловых режимов при малых рабочих циклах и низкочастотных импульсных нагрузках. Корпуса интегральных схем имеют множество тепловых параметров, таких как θ_{JA} и Ψ_{JT} , позволяющих оценивать температуру кристаллов в установившемся режиме. В статье обсуждаются переходные тепловые процессы, представлена базовая теория динамического теплового импеданса.

**Кристофф Вокур
(Christophe Vaucourt)***

Перевод:
Андрей Колпаков

akolpakov@pkexpert.ru

Обзор тепловых характеристик

Для нормирования температурных свойств корпусов IC типа flip-chip используются параметры θ_{JA} , Ψ_{JT} и Ψ_{JB} . Тепловое сопротивление «кристалл – окружающая среда» θ_{JA} (°C/Вт) является характеристикой системного уровня, зависящей, в частности, от конструкции и компоновки печатной платы (PCB), на которой монтируется микросхема. Плата действует как радиатор, имеющий паяную связь с выводами IC. При естественной конвекционной теплопередаче более 90% тепла отводится через PCB, остальное — с поверхности корпуса. Величина θ_{JA} вычисляется с помощью уравнения (1):

$$\theta_{JA} = (T_J - T_A)/P_D, \quad (1)$$

где T_J — температура кристалла (°C), T_A — температура окружающей среды (°C) и P_D — рассеиваемая мощность (Вт).

Параметр Ψ_{JT} характеризует градиент температуры между чипом (T_J) и поверхностью корпуса (°C/Вт). Поскольку количество тепла, поступающего от кристалла к корпусу, неизвестно, то Ψ_{JT} не является истинным тепловым сопротивлением «кристалл – поверхность». Предположение, что данный параметр связан с общей мощностью, выделяемой прибором, является неверным, однако он все равно полезен,

поскольку характеризует свойства окружающей среды IC. Например, микросхемы с более тонким корпусом имеют и меньшие значения Ψ_{JT} .

Величина Ψ_{JT} почти не зависит от конструкции платы и интенсивности воздушного потока, ее можно оценить с помощью уравнения (2):

$$\Psi_{JT} = (T_J - T_C)/P_D. \quad (2)$$

Параметр Ψ_{JB} позволяет разработчику рассчитать перегрев кристалла на основе измеренной температуры платы. Матрица Ψ_{JB} должна быть близка к θ_{JB} , так как PCB рассеивает большую часть выделяемого тепла. Величина T_J вычисляется с помощью уравнения (3):

$$T_J = T_{PCB} + (\Psi_{JB} \times P_D), \quad (3)$$

где T_{PCB} — температура платы в точке, близкой к открытой поверхности корпуса (°C).

На рис. 1 показана эквивалентная схема, объясняющая смысл теплового сопротивления «кристалл – окружающая среда». Уменьшение θ_{JA} в основном достигается за счет снижения сопротивления охлаждающей поверхности PCB. В приложениях, где отвод тепла осуществляется в основном за счет теплопроводности (это означает, что конвекционное охлаждение ограничено), площадь «силовой» поверхности печатной платы оказывает наиболее существенное влияние на величину θ_{BA} .

Тепловые характеристики

В таких системах, как моторные приводы, длительность импульса высокой мощности ограничена несколькими десятками или сотнями миллисекунд, это означает, что при разработке необходимо учитывать влияние теплоемкости. Если она достаточно велика, то это может ограничить температуру кристалла на уровне, находящемся в пределах номинальных значений, даже при наличии больших пиков мощ-

* Monolithic Power Systems (MPS)

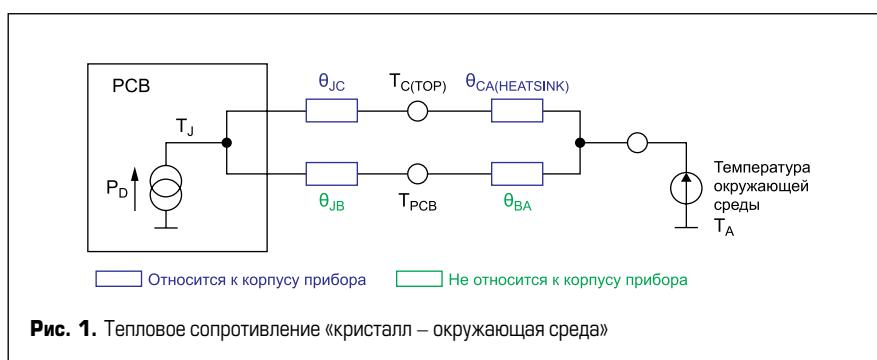


Рис. 1. Термическое сопротивление «кристалл – окружающая среда»

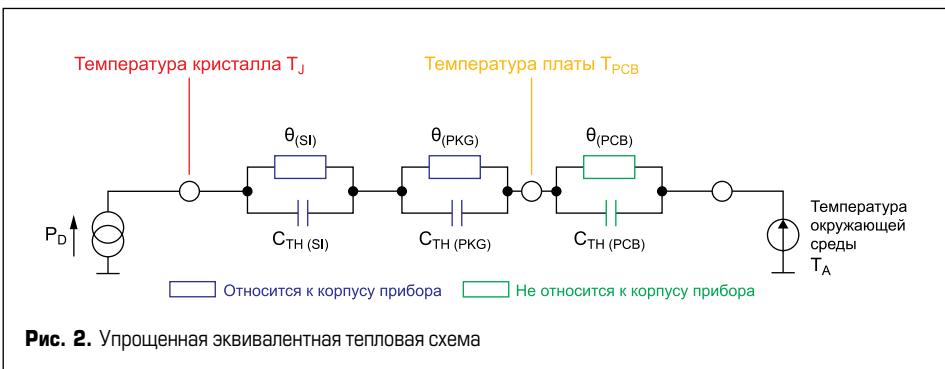


Рис. 2. Упрощенная эквивалентная тепловая схема

ности рассеяния. Правильная организация охлаждения полупроводниковых приборов повышает производительность и надежность устройства.

Существует три механизма, с помощью которых передается тепло: теплопроводность, конвекция и излучение.

Теплопроводность

Этот показатель является очень важным, поскольку именно поверхность, в конечном итоге, рассеивает тепло. Благодаря теплопроводности оно распространяется по требуемой площади. Теплопередача посредством теплопроводности регулируется законом Фурье, который гласит, что интенсивность теплового потока, проходящего через некий материал, прямо пропорциональна площади поперечного сечения и градиенту температур по всему материалу; и наоборот, тепловой поток обратно пропорционален толщине материала. Некоторые из них (например, медь) проводят тепло более эффективно, чем другие (например, диэлектрик платы FR4). В таблице показаны коэффициенты теплопроводности для различных известных материалов, которые заметно отличаются.

Конвекция

Конвекция — это метод переноса тепла с поверхности материала в воздух. Повышение температуры зависит от рассеиваемой мощности, оно обратно пропорционально площади поверхности и коэффициенту теплопередачи (h). В свою очередь величина h зависит от скорости потока воздуха и разницы температур между платой и окружающей средой.

Излучение

Тепловое излучение предусматривает передачу тепла с помощью электромагнитных волн. Скорость теплового потока в этом случае прямо пропорциональна площади поверхности и температуре излучающего элемента (например, платы или компонента).

Теплопередача посредством теплопроводности относится, в основном, к полупроводниковым приборам в системах высокой мощности. Стандартная тепловая характеристика корпуса IC (θ_{JA}) мало помогает при расчетах импульсных режимов, в которых она дает избыточные, чрезмерно высокие результаты.

Таблица. Теплопроводность различных конструкционных материалов

Материал	Теплопроводность, Вт/м·К
Воздух	0,025
Диэлектрик FR4 PCB	0,35
Формовочный компаунд	1
Пайка	62
Кремний (кристалл)	148
Алюминий	247
Медь	398

Вместо этого полное тепловое сопротивление прибора R_{TH} может быть смоделировано путем объединения двух элементов: собственно теплового сопротивления и тепловой емкости. Теплоемкость (C_{TH}) оценивает способность компонента накапливать тепло, аналогично тому, как конденсатор накапливает заряд. Для конкретного конструктива величина C_{TH} ($\text{Дж}/^\circ\text{C}$), зависящая от удельной теплоемкости (c), объема (V) и плотности (d), определяется с помощью уравнения (4):

$$C_{TH} = c \times d \times V. \quad (4)$$

Электрическая эквивалентная схема, предназначенная для оценки теплового поведения конкретного приложения (состоящего из активного прибора, корпуса, печатной платы и внешней среды), представляет собой последовательность RC-цепочек, каждая из которых имеет характерную постоянную времени (τ), которую можно вычислить с помощью уравнения (5):

$$\tau = \theta \times C. \quad (5)$$

На рис. 2 показано, как RC-ячейки в электрической эквивалентной схеме влияют на динамический тепловой импеданс всего устройства.

Импульсный режим работы

При работе в импульсном режиме полупроводниковый прибор способен выдерживать более высокий уровень рассеиваемой пиковой мощности. Корпуса силовых ключей обладают определенной теплоемкостью — это означает, что критическое значение температуры чипа

T_J достигается не сразу, даже когда в приборе рассеивается избыточная мощность. Таким образом, предельное значение рассеиваемой мощности в импульсном режиме может быть увеличено. Степень и продолжительность перегрузки зависят от рабочего цикла (то есть длительности импульса и коэффициента заполнения), а также частоты коммутации.

При подаче импульса мощности на силовой прибор его кристалл начинает нагреваться, как показано на рис. 3.

Когда силовой прибор работает в продолжительном режиме, со временем устанавливается баланс между генерацией тепла и его отводом, который стабилизирует величину T_J . Некоторое количество тепловой энергии накапливается за счет наличия у прибора тепловой емкости. Установившееся состояние определяется тепловыми сопротивлениями, связанными с транзистором и окружающей его средой.

После окончания импульса тока прибор начинает остывать: процесс охлаждения идентичен процессу нагрева. Однако если рассеивание мощности прекращается до стабилизации температуры транзистора, то пиковые значения T_J оказываются ниже, чем при том же уровне непрерывной мощности (рис. 3).

Если второй импульс мощности аналогичен первому, то пиковая температура чипа T_p , достигнутая в конце второго импульса, будет больше, чем в конце первого импульса. Этот процесс идет до тех пор, пока температура не достигнет нового, стабильного значения (рис. 4). Как видно из рисунка, в условиях теплового равновесия величина T_p пульсирует относительно среднего значения.

Если перегрев кристалла после серии импульсов чрезмерно высокий (например,

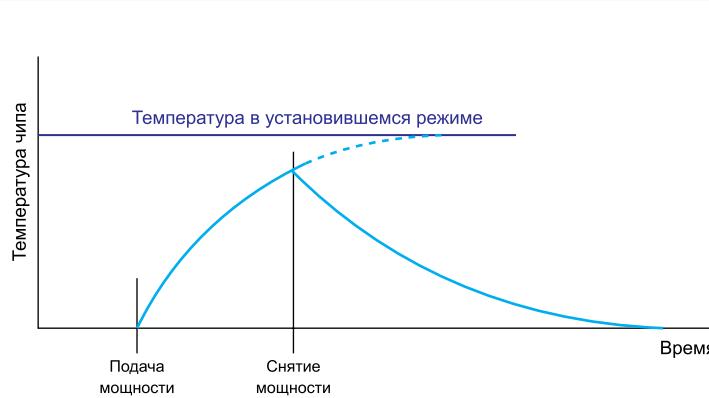


Рис. 3. Нагрев и охлаждение кристалла: одиночный импульс

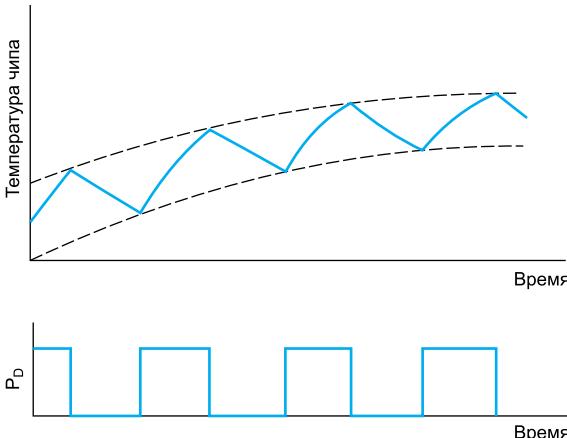


Рис. 4. Нагрев и охлаждение кристалла: повторяющийся импульс

$T_J > +125^{\circ}\text{C}$), то это может привести к ухудшению характеристик и сокращению ожидаемого срока службы прибора. То же самое происходит при наличии импульсов тока с низкими рабочими циклами, даже если средняя мощность при этом меньше номинального значения.

Кривая изменения температуры чипа при воздействии короткого одиночного импульса показана на рис. 5. По мере увеличения его длительности величина T_J приближается к стационарному значению (в конце импульса, рис. 6). Термический импеданс $Z_{TH(J-A)}$ отражает повышение температуры, вызванное воздействием импульсов мощности, ограниченных по времени (рис. 7). Этот показатель обеспечивает простой способ оценки температуры кристаллов в переходных режимах работы.

Динамический тепловой импеданс $Z_{TH(J-A)}$ имеет тенденцию становиться равным тепловому сопротивлению R_{TH} при непрерывном рассеивании мощности, что видно из уравнения (6):

$$\lim_{t_p \rightarrow \infty} Z_{TH(J-A)} = \theta_{JA}. \quad (6)$$

При уменьшении рабочей частоты кристалл может полностью охладиться между импульсами тока, в этом случае необходимо рассматривать тепловые режимы в пределах одиночного импульса. В отношении силовых приборов переходные тепловые эффекты полностью исчезают

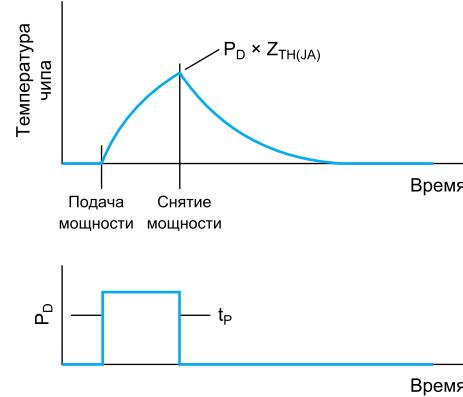


Рис. 5. Короткий одиночный импульс мощности

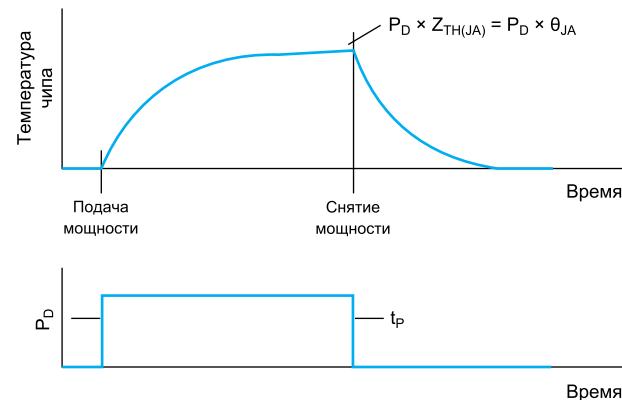


Рис. 6. Длинный одиночный импульс мощности

примерно в течение 0,1–100 с. Это время зависит от размера чипа, типа и габаритов корпуса. Кроме того, на данный процесс в значительной степени влияет расположение и топология PCB.

Печатная плата действует как радиатор, обеспечивая «тепловой путь» передачи выделяемой мощности от корпуса IC к плате и окружающей среде. Следовательно, для повышения эффективности охлаждения важно максимально увеличивать площадь металлизированных полигонов и дорожек, на которых расположены выводы питания и заземления корпуса микросхем.

Параметры T_A и P_D не оказывают существенного влияния на тепловые характеристики корпуса. Эффект от воздействия импульсов мощности с очень высокой длительностью такой же, как при работе устройства в продолжительном режиме.

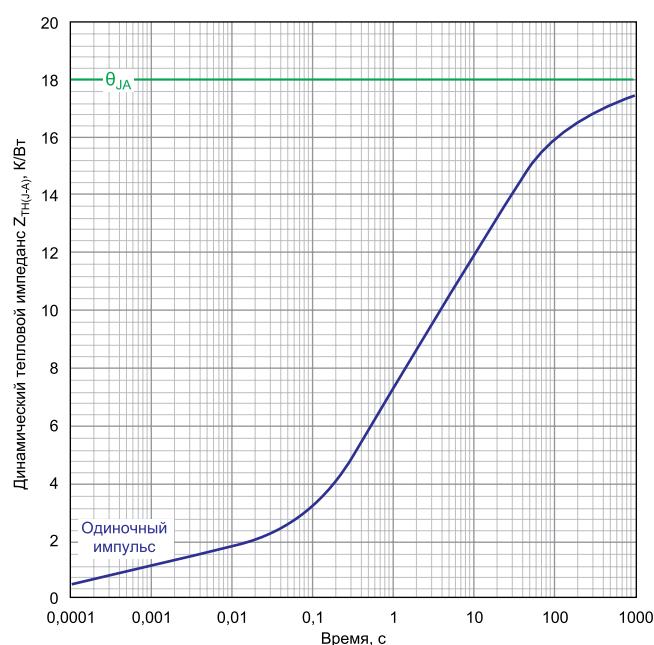
Заключение

Перегрев кристаллов влияет на многие эксплуатационные параметры, в том числе надежность и срок службы устройства. Наиболее сложным аспектом проектирования систем высокой мощности является выбор силовых ключей и режимов их работы, соответствующих техническим требованиям.

На величину эффективного динамического импеданса влияют многие факторы, включая площадь и расположение медных трасс, взаимный нагрев, тепловая масса близкорасположенных элементов на печатной плате, а также интенсивность воздушного потока. Для точной оценки температуры кристаллов необходимо знание теплового сопротивления конкретной схемы в определенных рабочих режимах.

Литература

- <https://www.monolithicpower.com/en/support/webinars/understanding-motor-drivers-thermal-management-webinar.html>

Рис. 7. Зависимость динамического теплового импеданса $Z_{TH(J-A)}$ от времени



ЖИВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РОССИИ

Конференция
Живая электроника России 2023

Технологический суверенитет

15 ноября, Москва

Миссия конференции – содействие развитию предприятий отрасли, импортозамещения ЭКБ, электронных модулей, изделий и решений во всех отраслях экономики, увеличению возможностей российской электроники, в конечном итоге – обеспечению электронного и цифрового суверенитета страны.

Организаторы:

TMT Conference
Telecom. Media. Technologies

электроника
медиагруппа

TELECOM DAILY

ТЕЛЕСПУТНИК

**КОМПОНЕНТЫ
И ТЕХНОЛОГИИ**
Components & Technologies

**СИЛОВАЯ
ЭЛЕКТРОНИКА**

**СВЧ
ЭЛЕКТРОНИКА**

**ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ
СВЕТОТЕХНИКА**

**СОВРЕМЕННАЯ
СВЕТОТЕХНИКА**

**БЕСПРОВОДНЫЕ
ТЕХНОЛОГИИ**
wireless technologies

**CONTROL
ENGINEERING**

**ТЕХНОЛОГИИ
В ЭЛЕКТРОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ**

ЭК
Электронные компоненты



Инвертор тягового привода E-Traction

Современные электромобили с малой грузоподъемностью, такие как электрокары, гольф-кары, погрузчики или иная складская техника, оснащаются электронной системой управления и инвертором тягового привода, обеспечивающим регулирование скорости и тяги приводного электродвигателя. Грузоподъемность подобных электромобилей достигает 1500 кг. В качестве тягового электродвигателя применяют асинхронный, синхронный или двигатель постоянного тока. Редко используют гидравлический привод, в котором инвертор управляет электродвигателем насоса, обеспечивающего плавное регулирование подачи жидкости.

**Николай Гусев,
к. т. н.**

Основные требования, предъявляемые к таким инверторам, — диапазон питающего напряжения 12–96 В постоянного тока, наличие режима векторного управления, простота настройки инвертора на выбранный электродвигатель, интеграция в CAN-шину автомобиля, минимизация акустического и электромагнитного шума от работы инвертора, возможность гибкой настройки дискретных входов/выходов, минимальные массогабаритные характеристики, наличие защитных функций, обеспечивающих стабильную безотказную работу при длительной эксплуатации.

Инверторы тягового привода могут быть установлены не только внутри автомобиля, но и снаружи — например, в нижней части рамы автомобиля. Поэтому важно наличие легкого и прочного герметичного корпуса, разъемов инвертора вплоть до степени защиты IP54 и выше.

Наиболее распространенные инверторы в сегменте гольф-каров и малых электромобилей — это инверторы производства Curtis Instruments, Inc (США) и ZAPI (Италия). Оба бренда имеют многолетнюю

историю и большой спектр продуктов, обеспечивающих наиболее востребованные сегменты малых электромобилей.

Рассмотрим отечественную разработку ООО «Мехатроника-Томск», выполненную при поддержке Фонда содействия инновациям, обеспечивающую импортозамещение инверторов мощностью 4 и 11 кВт. Изображение инверторов приведено на рис. 1, 2. Прямыми аналогами являются Curtis AC Motor Controller Model 1234E-62XX и 1238E-66XX. Технические характеристики разработанных инверторов приведены в таблице. В основе элементной базы использованы отечественные компоненты — силовые транзисторы, конденсаторы, пассивные компоненты, корпусные детали.

Схема внешних подключений, приведенная на рис. 3, унифицирована для систем 4 и 11 кВт. Подключение электродвигателя к силовым клеммам производится так же, как у иностранного аналога. Доступна возможность подключения датчика обратной связи (энкодера) для получения лучшей регулировочной характеристики привода.



Рис. 1. E-Traction-ET4



Рис. 2. E-Traction-ET11

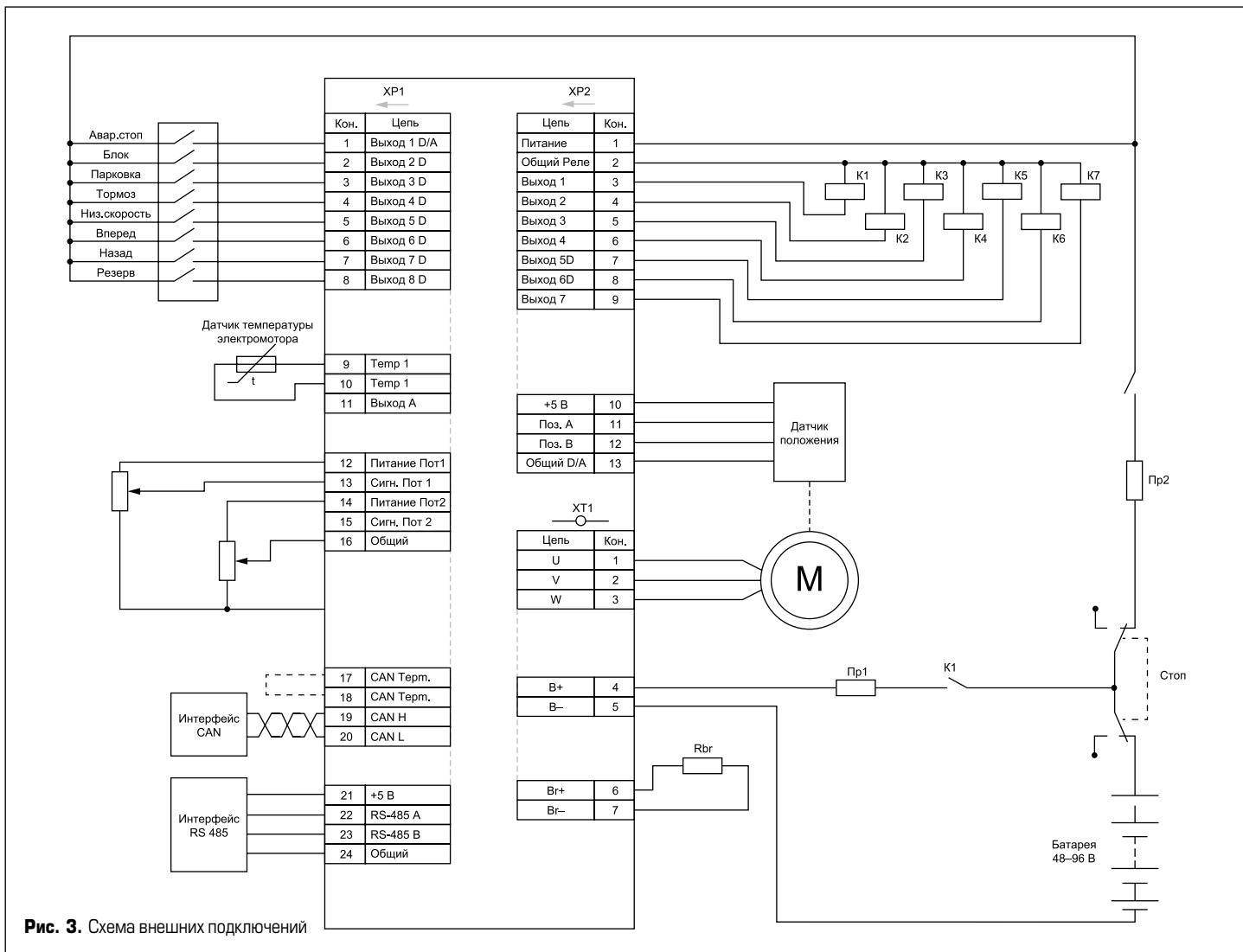


Рис. 3. Схема внешних подключений

С целью обеспечения плавности хода в динамических режимах работы предусмотрена возможность задания Т/S-кривых на различных участках движения.

Для реализации управления скоростью от внешнего потенциометра имеются аналоговые входы/выходы.

Конфигурирование и тонкая настройка осуществляются через универсальное программное обеспечение MViewer [1]. Программа MViewer устанавливается на ПК под операционной системой Windows. Устройство соединяется с ПК по интерфейсам RS-485, CAN, Bluetooth. Изображение среды в режиме конфигурирования параметров таблич-

ным способом приведено на рис. 4. Одной из особенностей MViewer является то, что программа имеет возможность подключения и взаимодействия одновременно с неограниченным числом устройств как по одному, так и по разным интерфейсам. Пользователю предоставляются следующие возможности:

- выгрузка данных из памяти устройства и их форматирование;
- загрузка данных в память устройства;
- сохранение и воспроизведение конфигурации устройства;
- графическое представление полученных данных, в том числе от высокочастотных процессов;
- конструирование графического интерфейса пользователя с возможностью его экспорта в автономное приложение;
- загрузка микропрограммного обеспечения (прошивка);
- получение журнала событий устройства с сохранением и графическим представлением.

Встроенная функция отслеживания слишком быстрого нажатия на педаль газа ограничивает скорость электромобиля во избежание ударных нагрузок на привод.

Функция энергосбережения предотвращает разрядку аккумулятора инвертором, когда автомобиль неактивен.

Функция аварийного торможения позволяет обеспечить плавное торможение до остановки при выключении ключа или возникновении неисправности, требующей остановки автомобиля.

Функция защиты от отката/наката вперед обеспечивает плавное и безопасное управление автомобилем на возвышенностях.

Применяемые алгоритмы широтно-импульсной модуляции поддерживают низкий уровень гармоник двигателя и, как следствие, низкую пульсацию крутящего момента и минимальные потери на нагрев, что в итоге приводит к высокой эффективности.

Надежное отключение питания обеспечивает kontaktor в цепи АКБ.

Таблица. Основные технические характеристики инверторов

Характеристики	E-Traction-ET4	E-Traction-ET11
Мощность, кВт	4	11
Напряжение питания АКБ, В	48–80	
Частота ШИМ, кГц	8	
Длительный рабочий ток RMS (режим S2, 60 мин), А	100	300
Максимальный кратковременный ток RMS, А	300	600
Управление электродвигателем	Скалярное/Векторное	
Журнал событий	Да	
Тип энкодера	5В TTL	
Коммуникации	CAN, RS-485	
Дискретные входы, шт.	8	
Аналоговые входы, шт.	6 (0–10 В)	
Аналоговый выход, шт.	1 (0–10 В)	
Подключение внешнего тормозного резистора	Да	
Диапазон рабочих температур, °С	–40...+65	
Конструктивное исполнение корпуса	IP54	
Габаритные размеры (Д×Ш×В), мм	295×211×108	310×295×108

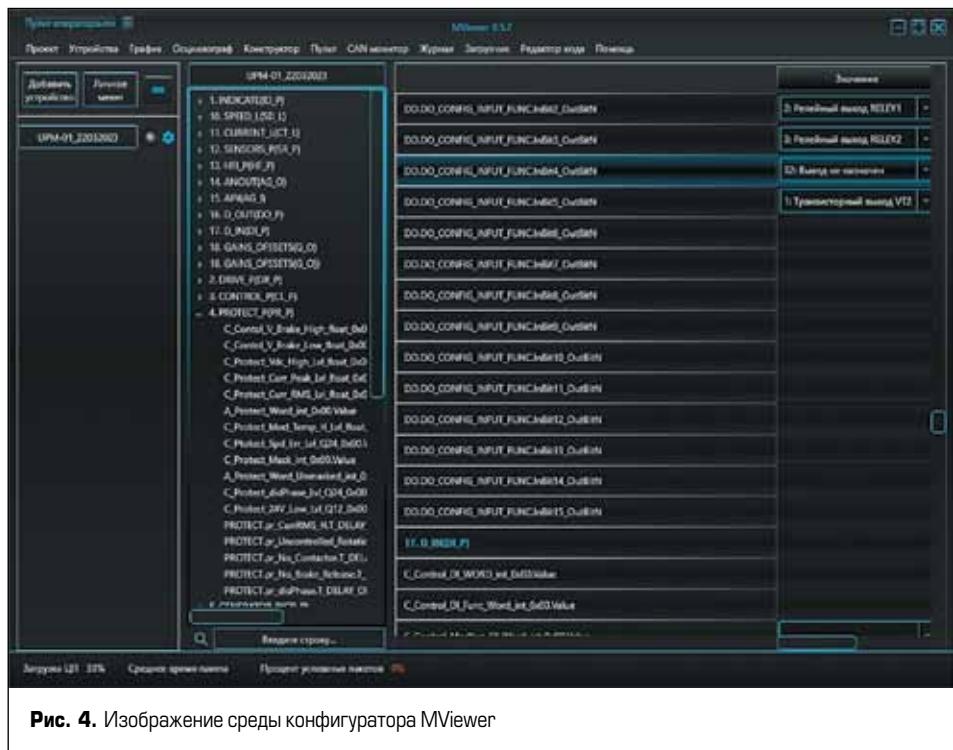


Рис. 4. Изображение среды конфигуратора MVViewer

Алгоритмически предусмотрена остановка автомобиля до включения электромагнитного

тормоза — это сделано для безопасной остановки при любых условиях.

Для исключения движения при подключенном зарядном устройстве предусмотрен вход блокировки зарядного устройства.

Слив излишков энергии может быть осуществлен на внешний тормозной резистор.

Помимо программно-аппаратных технологических защит, связанных с передвижением транспортного средства, в инверторе предусмотрены базовые защиты:

- от превышения максимальных токов;
- от замыкания на корпус;
- от перегрева инвертора;
- от перегрева электромотора;
- от обрыва фаз электромотора;
- от длительной токовой перегрузки;
- от неисправности энкодера;
- от неправильной последовательности чередования фаз электромотора;
- от превышения напряжения на промежуточной шине U_{dc} ;
- от понижения напряжения на промежуточной шине U_{dc} .

Полное описание инвертора и его периферии представлено на сайте продукта [2].

Литература

1. www.viewer.ru
2. www.et-drive.ru



Высоковольтное герконовое реле от Hongfa

Компания Hongfa анонсировала начало серийного производства высоковольтных герконовых реле серии HR1-V.

Параметры герконовых реле серии HR1-V:

- контактная форма: 1 A;
- максимальный ток переключения: 1,5 A;
- максимальное напряжение переключения: 1500 В DC/1000 В AC;
- максимальная мощность переключения: 100 Вт;
- мощность, потребляемая катушкой: 300 мВт;
- напряжение катушки: 3/5/9/12/24 В;

- время срабатывания: 1 мс (макс.);
- время отпускания: 0,1 мс (макс.);
- диэлектрическая прочность (между контактами): ≥ 3500 В DC;
- диэлектрическая прочность (катушка — контакты): ≥ 7000 В DC;
- габариты: 30×12,7×8,8 мм.

Реле выпускается в SMD и THT герметичном корпусе (sealed) с изоляцией класса F, а также обладает высокой защищенностью от вибраций.

<https://macrogroup.ru/>

Источник питания CRPS мощностью 800 Вт с резервированием и поддержкой PMBus от AMG Power

Компания AMG Power анонсировала источник питания CRPS мощностью 800 Вт с возможностью резервирования N+N и поддержкой PMBus — AMG800-220D12-12-AA. Преобразователь поддерживает горячую замену и имеет сертификат 80 PLUS Platinum.

Основные характеристики и преимущества AMG800-220D12-12-AA:

- широкое входное напряжение: 90–264 В переменного и 180–300 В постоянного напряжения;
- высокая эффективность: до 94%;
- собственное активное охлаждение;
- температурный диапазон: 0...+66 °C;
- поддержка шины управления питанием PMBus;

- защита от пониженного входного напряжения;
- защита от высокого напряжения на выходе;
- защита от перегрузки по току на выходе;
- защита от короткого замыкания;
- защита по температуре;
- защита EMI класса A;
- сертификаты безопасности: IEC60950, UL60950, EN60950, GB4943.

Блок питания AMG Power пригоден к использованию в таких сферах, как вычислительная техника, корпоративные и промышленные сети, коммутаторы, ЦОД.

<https://macrogroup.ru/>



ПРОИЗВОДИТЕЛИ И ПОСТАВЩИКИ **ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ**



Источники
для установки на плату



Блоки питания
для установки
на рейку и в стойку



Внести прибор в базу: info@ecomp.ru

Коррекция коэффициента мощности методом управления пиковым током

В статье рассматривается новый метод — специальный режим пикового тока для управления ККМ и обеспечения коэффициента мощности, равного единице. Поскольку в этом методе токовый шунт не используется, исключаются соответствующие потери мощности. И хотя для измерения коммутационного тока по-прежнему применяется трансформатор, нет необходимости выполнять выборку посередине нарастающего фронта ШИМ-сигнала, что исключает также зависимость от смещения точки выборки.

**Бошэнг Сан
(Bosheng Sun)**

Автономный источник питания требует коррекции коэффициента мощности (ККМ), если она превышает 75 Вт. Цель этой коррекции заключается в контроле над соответствием входного тока входному напряжению, чтобы нагрузка выглядела так, как если бы она была только активной. При синусоидальном входном переменном напряжении входной ток также должен быть синусоидальным. Для контроля входного тока его необходимо измерять.

Введение

Разработчики часто используют один из двух методов измерения тока в приложениях с ККМ. Первый из них основан на использовании шунтирующего резистора R1 на рис. 1 в возвратном заземляющем тракте ККМ для измерения входного тока, который направлен в сторону контроллера, работающего в режиме управления по среднему току [1] на рис. 2, чтобы обеспечить соответствие входного тока входному напряжению. Поскольку шунтирующий резистор измеряет полный ток повышающего дросселя, такой метод измерения характеризуется хорошим коэффициентом мощности и малыми нелинейными искажениями (THD). Однако шунтирующий резистор вызывает дополнительные потери мощности, что может оказаться неприемлемым в высокоеффективных приложениях.

Второй метод состоит в подключении трансформатора тока последовательно с силовым ключом (рис. 1). Такой метод предпочтителен в тех случаях, когда использование токового шунта неприемлемо, например в схеме ККМ с чередующимися каскадами [2] и полумостовой схеме ККМ [3]. Поскольку этот трансформатор измеряет только ток силового ключа I_Q (а не полный ток дросселя), для управления полным током дросселя проще осуществлять выборку посередине восходящего фронта выходного ШИМ-сигнала трансформатора. При выборке мгновенное значение тока в средней точке равно среднему значению тока дросселя в режиме непрерывной проводимости (ССМ), как показано на рис. 3. Этот метод позволяет уменьшить потери мощности в сравнении с первым методом, но у него имеются ограничения: коэффициент заполнения в схеме ККМ меняется в диапазоне 0–100%. Поскольку при малом коэффициенте заполнения мало и время нарастания ШИМ-сигнала, трудно осуществить выборку точно в средней точке нарастания фронта этого сигнала. Любое смещение положения точки выборки может стать причиной появления погрешности измерения сиг-

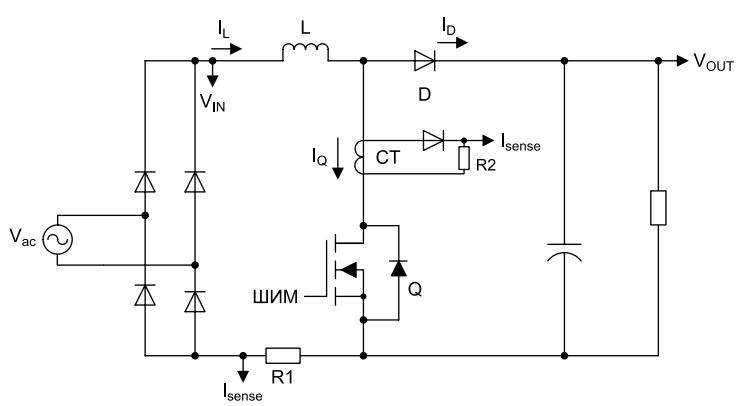


Рис. 1. Распространенный метод измерения тока для ККМ

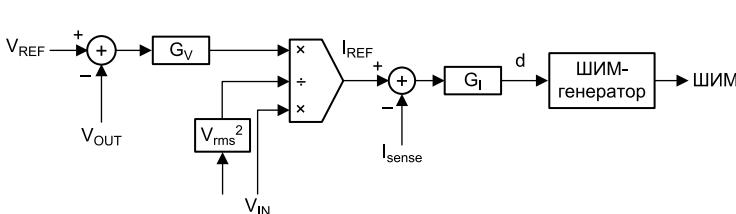


Рис. 2. Традиционное управление по среднему току для ККМ

нала обратной связи, повышения нелинейных искажений и ухудшения коэффициента мощности.

Мы рассмотрим новый метод — специальный режим пикового тока для управления ККМ и обеспечения единичного коэффициента мощности.

Управление в режиме пикового тока в схемах ККМ с непрерывной проводимостью

Управление в режиме пикового тока [4] широко применяется в DC/DC-преобразователях, но оно не подходит для ККМ, поскольку в этих схемах необходим контроль над средним, а не пиковым значением тока. Управление пиковым током дросселя приводит к снижению коэффициента нелинейных искажений (КНИ) и коэффициента мощности (КМ). Использование специального ШИМ-генератора (рис. 4) для коррекции КМ делает возможным управление в режиме пикового тока. На рис. 4 измеряемый коммутационный ток I_Q сравнивается с пилообразным сигналом. Пиковое напряжение пилообразного сигнала V_{RAMP} нарастает в начале каждого периода переключения, а в его конце линейно спадает до 0 В. Силовой ключ Q замыкается в начале коммутационного периода и размыкается, когда I_Q превышает пилообразный сигнал.

ШИМ-генератор такого типа применяется почти во всех цифровых контроллерах питания. Эти устройства оснащены модулем управления в режиме пикового тока с программируемой компенсацией крутизны. Программирование компенсации с крутизной V_{RAMP}/T позволяет генерировать заданный пилообразный сигнал.

Чтобы коэффициент мощности стал равен единице, пиковое значение пилообразного сигнала V_{RAMP} рассчитывается с помощью уравнения (1):

$$V_{RAMP} = G_V V_{OUT} + (T_{ON} V_{OUT} R / 2L), \quad (1)$$

где G_V — выходное напряжение контура; V_{OUT} — выходное напряжение ККМ; L — индуктивность повышающего дросселя; R — токоизмерительный резистор на выходе трансформатора; T_{ON} — время включения ККМ с ШИМ.

Поскольку время включения ШИМ практически одинаково в двух последовательных коммутационных циклах, можно использовать значение T_{ON} из предыдущего цикла для расчета V_{RAMP} в последующем цикле. Посмотрим, как с помощью этого метода управления достигается единичный КМ. Как видно из рис. 3, в течение времени включения входное напряжение прикладывается к дросселю, вызывая рост его тока с I_1 до I_2 . Уравнение (2) дает:

$$I_2 - I_1 = V_{IN} T_{ON} / L, \quad (2)$$

где V_{IN} — входное напряжение ККМ. Уравнение (3) позволяет рассчитать средний ток дросселя в каждом коммутационном цикле следующим образом:

$$I_{Avg} = (I_1 + I_2) / 2. \quad (3)$$

Подставив уравнение (2) в (3), получим уравнение (4):

$$I_{Avg} = I_2 - (V_{IN} T_{ON} / 2L). \quad (4)$$

Из рис. 4 и уравнения (5) следует:

$$I_2 R / V_{RAMP} = T_{OFF} / T. \quad (5)$$

Уравнение (6) применимо к схеме ККМ, работающей в установленном режиме непрерывной проводимости тока:

$$T_{OFF} / T = V_{IN} / V_{OUT}. \quad (6)$$

Подстановка уравнения (6) в (5) и решение относительно I_2 дает уравнение (7):

$$I_2 = V_{RAMP} (V_{IN} / R V_{OUT}). \quad (7)$$

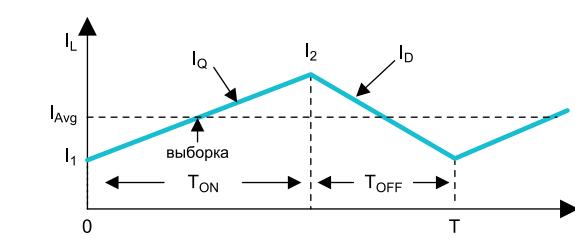


Рис. 3. Токовый сигнал дросселя в схеме ККМ в режиме непрерывной проводимости

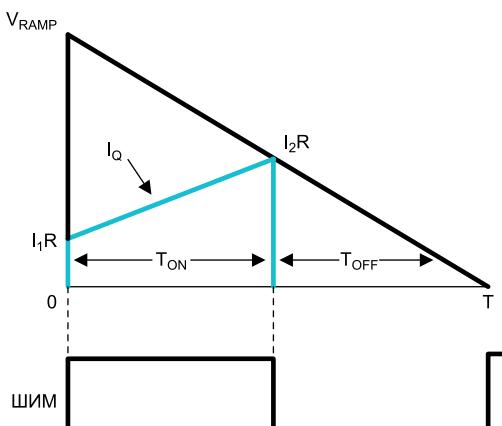


Рис. 4. Генерация ШИМ-сигналов в ССМ-режиме с использованием рассматриваемого метода

Подстановка уравнений (1) и (7) в (4) приводит к (8):

$$I_{Avg} = (G_V / R) V_{IN}. \quad (8)$$

В уравнении (8) G_V — выходной сигнал контура напряжения ККМ. Поскольку в установленном режиме он постоянен, величина I_{Avg} пропорциональна V_{IN} и повторяет форму сигнала входного напряжения. Если V_{IN} — синусоидальная волна, I_{Avg} тоже имеет вид синусоиды. Управление пиковым током дросселя обеспечивает единичный КМ. По сравнению с традиционным управлением по среднему току этот метод исключает потери мощности, вызванные токовым шунтирующим резистором. В отличие же от метода измерения тока трансформатора, который требует точного положения точки выборки, рассматриваемый метод исключает необходимость в таком измерении. Взамен аналоговый компаратор определяет момент отключения ШИМ-сигнала, устраняя проблему смешения точки выборки.

Чтобы сэкономить на расходах, некоторые разработчики предпочтуют комбинированное управление, при котором один контроллер управляет и ККМ, и DC/DC-контроллером. Комбинированный контроллер можно установить на первичной или на вторичной стороне источника AC/DC-питания — у каждого способа имеются свои преимущества и недостатки. Если комбинированный контроллер установлен на первичной стороне, информация о выходном напряжении DC/DC-преобразователя и токе должна отправляться на первичную сторону через изоляционный барьер, через который также осуществляется связь между контроллером и хостом. Если комбинированный контроллер установлен на вторичной обмотке, то, поскольку традиционный метод управления в режиме среднего тока требует данные о входном переменном напряжении, это напряжение должно измеряться и использоваться для модуляции в качестве опорного сигнала контура.

Измерение входного напряжения на изоляционном барьере является непростой задачей. В новом методе управления в уравнение (1) входит только V_{OUT} , а не V_{IN} . Поскольку нет необходимости определять V_{IN} , можно исключить схему его определения. Для этого метода управления требуется только выходной сигнал трансформатора тока и информация о V_{OUT} . Поскольку трансформатор тока обеспечивает изоляцию,

недорогая оптопара может определять значение V_{OUT} и отправлять его на вторичную обмотку. Контроллер ККМ можно установить на вторичной стороне источника AC/DC-питания и объединить его с DC/DC-контроллером, который также имеется на вторичной стороне для реализации комбинированного контроллера, что позволяет значительно сократить расходы на проектирование системы.

Управление в режиме пикового тока ККМ с прерывистой проводимостью

Тот же алгоритм можно распространить на работу в режиме прерывистой проводимости (DCM). На рис. 5 показан сигнал тока дросселя в этом режиме. Ток дросселя спадает до нуля в конце интервала T_{OFF} и остается равным нулю до конца периода T_{DCM} ; следовательно, $T = T_{ON} + T_{OFF} + T_{DCM}$. В этом случае используется тот же генератор ШИМ-сигналов, что на рис. 4, но время отключения ШИМ составляет $T_{OFF} + T_{DCM}$, а не T_{OFF} , как показано на рис. 6.

Уравнение (9), полученное из (4), определяет средний ток в DCM-режиме за один цикл переключения:

$$I_{Avg} = \left(I_2 - \frac{V_{IN} T_{ON}}{2L} \right) \times \frac{T_{ON} + T_{OFF}}{T}. \quad (9)$$

В установившемся режиме вольт-секундная индуктивность должна быть сбалансирована в каждом коммутационном цикле, что дает уравнение (10):

$$V_{IN} T_{ON} = (V_{OUT} - V_{IN}) T_{OFF}. \quad (10)$$

Решение относительно T_{OFF} и подстановка в уравнение (9) дает (11):

$$I_{Avg} = \left(I_2 - \frac{V_{IN} T_{ON}}{2L} \right) \times \frac{T_{ON} V_{OUT}}{T(V_{OUT} - V_{IN})}. \quad (11)$$

Из уравнения (6) следует (12):

$$I_2 R / V_{RAMP} = (T - T_{ON}) / T. \quad (12)$$

Уравнение (13) позволяет получить пиковое значение напряжения пилообразного сигнала:

$$V_{RAMP} = \left(\frac{G_V V_{IN} T (V_{OUT} - V_{IN})}{T_{ON} V_{OUT}} + \frac{RT_{ON} V_{IN}}{2L} \right) \times \frac{T}{T - T_{ON}}. \quad (13)$$

Подстановка уравнения (13) в (12) и решение относительно I_2 дает уравнение (14):

$$I_2 = \frac{G_V V_{IN} T (V_{OUT} - V_{IN})}{RT_{ON} V_{OUT}} + \frac{T_{ON} V_{IN}}{2L}. \quad (14)$$

Подстановка I_2 в уравнение (11) дает (15):

$$I_{Avg} = \left(\frac{G_V V_{IN} T (V_{OUT} - V_{IN})}{RT_{ON} V_{OUT}} + \frac{T_{ON} V_{IN}}{2L} - \frac{T_{ON} V_{IN}}{2L} \right) \times \frac{T_{ON} V_{OUT}}{T(V_{OUT} - V_{IN})} = \frac{G_V V_{IN}}{R}. \quad (15)$$

Поскольку в уравнении (15) G_V является постоянной величиной в установившемся состоянии, I_{Avg} пропорционален V_{IN} и повторяет форму сигнала V_{IN} . Если V_{IN} — вид синусоиды, то и I_{Avg} имеет вид синусоиды, что обеспечивает единичный КМ.

Поскольку уравнения (9–15) справедливы и для CCM-, и для DCM-режимов, то при условии, что пиковое значение пилообразного сигнала генерируется в соответствии с уравнением (13), в каждом из них обеспечивается единичный КМ.

Уравнение (1) представляет собой частный случай (13), где $T = T_{ON} + T_{OFF}$. Для расчета приложений, в которых не требуется обеспечить небольшую нагрузку (когда ККМ работает в режиме DCM),

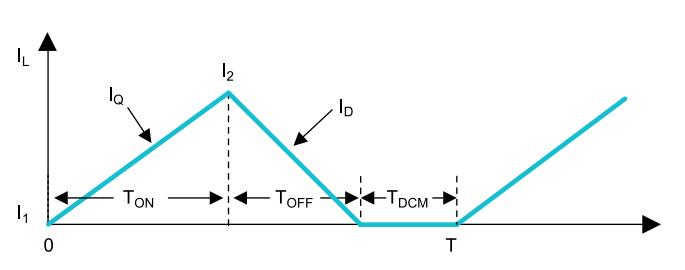


Рис. 5. Токовый сигнал дросселя в схеме ККМ в режиме DCM

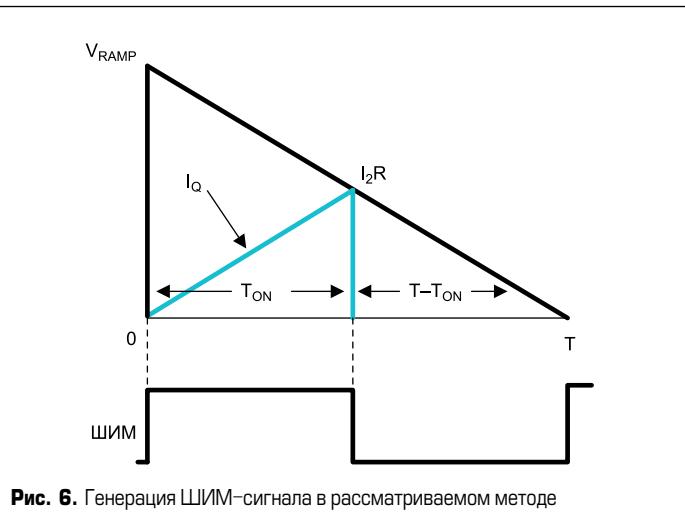


Рис. 6. Генерация ШИМ-сигнала в рассматриваемом методе в режиме прерывистой проводимости

а значения КНИ и КМ не важны, рекомендуется использовать уравнение (1), чтобы упростить проектирование.

Результаты теста

Предлагаемый метод управления был реализован на практике с помощью оценочного модуля ККМ мощностью 360 Вт. На рис. 7 показан сигнал входного тока с хорошей синусоидальной формой.

Выводы

Рассмотренный нами новый метод управления режимом пикового тока для ККМ имеет немало преимуществ по сравнению с традиционным методом управления режимом среднего тока. ККМ-контроллер, установленный на вторичной стороне источника AC/DC-питания

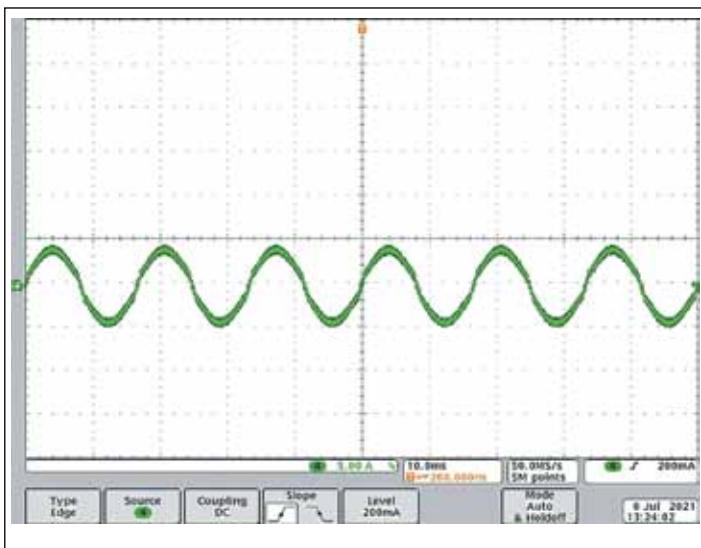


Рис. 7. Результаты тестирования ККМ с помощью оценочного модуля

в комбинации с DC/DC-контроллером, позволяет уменьшить расходы. Исключение шунтирующего ток резистора повышает эффективность за счет устранения потерь мощности. Предложенный метод позволяет повысить КНИ за счет устранения погрешностей измерения сигнала обратной связи при небольшом коэффициенте заполнения ШИМ-сигнала и использовании трансформатора тока. Наконец, этот метод управления легко реализуется с помощью предлагаемых на рынке цифровых контроллеров питания.

Литература

1. Texas Instruments. High Power Factor Preregulator for Off-Line Power Supplies.
2. Texas Instruments. Designing a UCD3138 Controlled Interleaved PFC.
3. Texas Instruments. Designing a UCD3138 Controlled Bridgeless PFC.
4. Texas Instruments. Current-Mode Control of Switching Power Supplies. Analog Design Journal Power.



IGBT-транзисторы в корпусе TO-247 и TO-220 от Yangjie

Компания Yangzhou Yangjie Electronic Technology Co., Ltd расширила номенклатуру выпускаемых силовых IGBT-транзисторов в корпусах TO-247 и TO-220. Ассортимент включает изделия с пробивным напряжением коллектор-эмиттер 600 и 1200 В, диапазоном токов 10–75 А.

Основные сферы применения IGBT-транзисторов в корпусах TO-247 и TO-220:

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

<https://macrogroup.ru/>

Семейство SiC MOSFET 1700 В третьего поколения Gen3 от AMG Power

Компания AMG Power выпустила семейство SiC MOSFET-транзисторов нового поколения Gen3 1700 В с управляющим напряжением $-5/+15$ В.

Применение SiC MOSFET-транзисторов:

- преобразователи собственных нужд электротранспорта;
- импульсные источники питания.

Преимущества:

- повышают эффективность системы с меньшими потерями на переключение и проводимость;
- позволяют работать на высокой частоте переключения;
- улучшают плотность мощности на уровне системы;



- уменьшают размер системы, вес и упрощает охлаждение;
- удовлетворяют требованиям новых топологий с жестким переключением (Totem-Pole PFC).

<https://macrogroup.ru/>



Акционерное общество
«Завод «Комета»

173003, Россия, г. Великий Новгород, ул. Великая, 20
+7 (8162) 335 390, 225 482, 334 938
market@kometta53.ru
www.kometta53.ru

СТАНОК НАМОТОЧНЫЙ СНПУ-2-01МТ

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



Контурные тепловые трубы

для систем охлаждения мощной электроники

В статье представлены некоторые результаты разработки контурных тепловых труб (КТТ) — высокоеффективных двухфазных теплопередающих устройств с капиллярной прокачкой теплоносителя — и примеры их практического применения в системах охлаждения электроники с удаленным стоком тепла.

Юрий Майданик*

lhtd@itpuran.ru

Контурные тепловые трубы (КТТ), изобретенные в СССР в начале 70-х для систем терморегулирования аэрокосмической техники, являются высокоеффективными пассивными теплопередающими устройствами, работающими по замкнутому испарительно-конденсационному циклу и использующими капиллярное давление для прокачки теплоносителя [1, 2]. Отличительными конструктивными особенностями КТТ по сравнению с обычными тепловыми трубами, которые также относятся к пассивным устройствам со сверхвысокой теплопроводностью [3, 4], является то, что они выполнены в виде замкнутого контура,ключающего испаритель и конденсатор, сообщающиеся посредством разделенных гладкостенных паропровода и конденсатопровода, имеющих относительно малый диаметр. Мелкопористая капиллярная структура (фильтр), способная создавать высокое давление, размещена только в испарителе и имеет специальную форму, которая позволяет наряду с основной функцией «капиллярного насоса» выполнять роль эффективного испарительного теплообменника, а также теплового и гидравлического затвора. Принципиальная схема и способ работы КТТ обеспечивают этим устройствам способность эффективно передавать тепло на большое расстояние при любом положении в пространстве, в том

Введение

числе при работе против силы тяжести, механическую гибкость, широкую возможность для разнообразных конструктивных воплощений, высокую адаптируемость к различным условиям размещения и эксплуатации, а также целый ряд других практически важных возможностей, недоступных обычным тепловым трубам. Принципиальная схема КТТ представлена на рис. 1.

Эти устройства могут иметь как цилиндрические, так и плоские испарители. Цилиндрические испарители могут использоваться с теплоносителями, имеющими при рабочей температуре давление как ниже, так и выше атмосферного. Они, как правило, сопрягаются с тепловыми интерфейсами, представляющими собой переходный элемент «цилиндр—плоскость», выполненный из теплопроводного материала, который необходим для обеспечения теплового контакта с источниками тепла, имеющими плоскую греющую поверхность. При необходимости несколько параллельно соединенных испарителей могут быть объединены одним общим интерфейсом, соответствующим размерам и мощности источника тепла. Диаметр паропровода и конденсатопровода у КТТ обычно варьируется в пределах 2–8 мм, что позволяет достаточно легко их конфигурировать практически любым образом. Это особенно важно, когда необходимо размещать КТТ в сильно стесненных условиях, особенно если сток тепла достаточно удален от его источника. Длина устройств может достигать нескольких метров и даже десятков метров. При этом имеется возможность создавать разветвленные теплопередающие системы с несколькими испарителями и конденсаторами [5, 6]. Последние могут быть сопряжены с различными стоками тепла, например в виде воздушных радиаторов или жидкостных теплообменников, которые можно размещать в наиболее удобном месте независимо от положения источника тепла. Разработаны также КТТ, способные одновременно отводить тепло от различных источников, находящихся на расстоянии друг от друга [7], и регулируемые устройства, способные поддерживать рабочую температуру охлаждаемого объекта на заданном уровне при изменении тепловой нагрузки [8]. В качестве конструктивных материалов КТТ используются нержавеющая сталь, никель, титан или медь, а теплоносителями могут быть различные жидкости, химически совместимые с ними и облада-

* Институт теплофизики УрО РАН

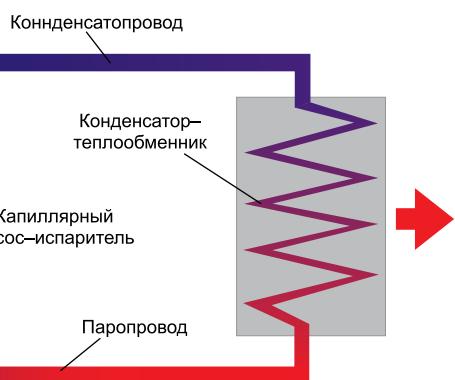


Рис. 1. Принципиальная схема КТТ

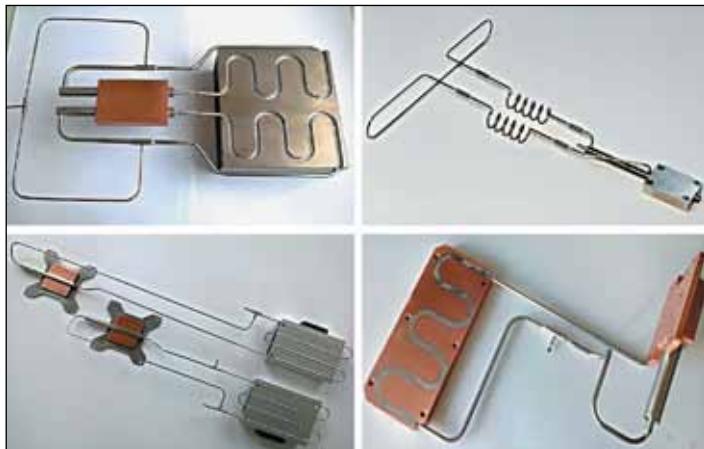


Рис. 2. Контурные тепловые трубы с цилиндрическими испарителями



Рис. 4. Внешний вид охладителей с медь–водяными КТТ

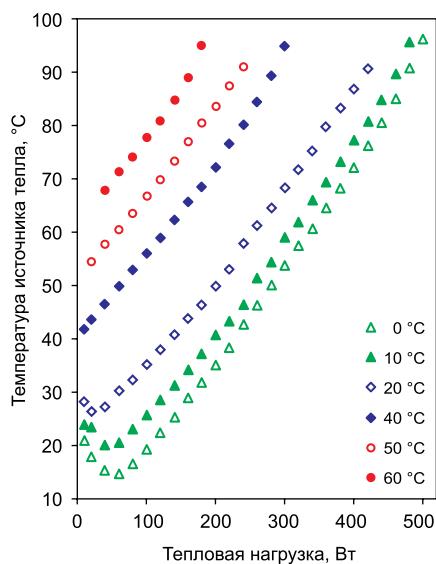


Рис. 3. Зависимость температуры испарителя аммиачной КТТ от тепловой нагрузки

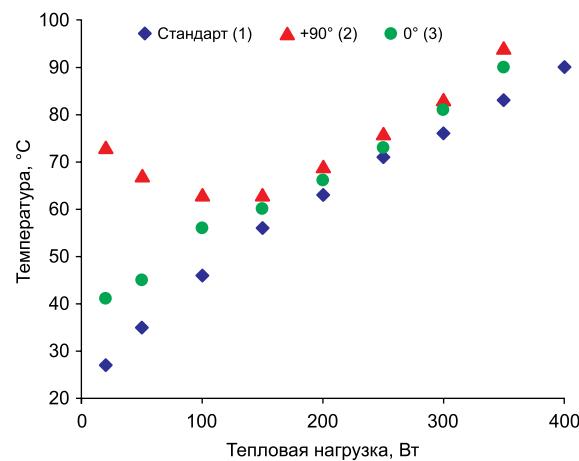


Рис. 5. Зависимость температуры плоского испарителя медь–водяной КТТ от тепловой нагрузки

ющие подходящими теплофизическими свойствами. Лучшими теплоносителями для КТТ являются вода и аммиак, но также эти устройства успешно испытаны и с другими теплоносителями, соответствующими условиям их применения.

Основные разновидности и рабочие характеристики контурных тепловых труб

На рис. 2 представлены некоторые варианты КТТ с цилиндрическими испарителями диаметром 8 и 10 мм, снабженные тепловыми интерфейсами, с конденсаторопроводами и паропроводами диаметром 2 и 3 мм. Конденсаторы этих устройств имеют форму плоских змеевиков, которые также сопряжены со своими интерфейсами. Последние могут быть выполнены в виде основания воздушных радиаторов или жидкостных теплообменников. Возможны и другие варианты конденсаторов, которые соответствуют характеристикам стока тепла и условиям их охлаждения.

Такие устройства могут эффективно работать при любом положении в диапазоне температур $-50\dots+80^{\circ}\text{C}$ при тепловой нагрузке 5–500 Вт. Типичная рабочая характеристика КТТ длиной 500 мм с цилиндрическим испарителем диаметром 10 мм и аммиаком в качестве теплоносителя в виде зависимости температуры испарителя от тепловой нагрузки при различной температуре проточной воды, охлаждающей интерфейс конденсатора, представлена на рис. 3.

Разработаны также медные контурные тепловые трубы с плоскими испарителями толщиной 2–10 мм, с площадью зоны нагрева 2–40 см².

В таких устройствах в качестве теплоносителя используется, как правило, вода, которая обеспечивает рабочий температурный диапазон в интервале $+40\dots+100^{\circ}\text{C}$, при котором давление пара не превышает внешнее атмосферное давление. Мощность таких КТТ может достигать 1500 Вт. Основным ограничением при хранении и транспортировке медь–водяных КТТ является температура окружающей среды, которая не должна быть ниже 0 °C. При отрицательных температурах в качестве теплоносителя может использоваться метanol, который позволяет работать при рабочих температурах до $+65^{\circ}\text{C}$. Мощность КТТ с метанолом может достигать 400 Вт. На рис. 4 представлены охладители на основе медь–водяных КТТ с плоскими испарителями и конденсаторами, сопряженными с воздушными теплообменниками различного типа.

На рис. 5 представлена рабочая характеристика охладителя, показанного на рис. 4 в левом верхнем углу. Он изготовлен на основе медь–водяной КТТ с плоским испарителем толщиной 7 мм, имеющим зону нагрева 34×34 мм, и конденсатором в виде плоского трубчатого змеевика, сопряженного с алюминиевым радиатором, охлаждаемым 120-мм вентилятором. Испытания устройства проводились при трех различных ориентациях в пространстве и при температуре воздуха $+23^{\circ}\text{C}$.

Рабочей ориентацией здесь является положение охладителя, когда испаритель расположен внизу. Ориентация с углом наклона $+90^{\circ}$ соответствует верхнему расположению испарителя. Ориентация 0° соответствует положению, показанному на фото. Видно, что в диапазоне тепловых нагрузок 150–300 Вт различие рабочей температуры является весьма незначительным. Максимальная температура $+90^{\circ}\text{C}$, характерная для многих полупроводниковых компонентов, являющихся охлаждаемыми объектами, достигается здесь при тепловой нагрузке 350–400 Вт.



Рис. 6. Сервер с отводом тепла на внешнюю жидкостную шину

Применение контурных тепловых труб в системах охлаждения электроники

Первоначально КТТ нашли практическое применение в системах терморегулирования космических аппаратов, где они успешно используются уже около 30 лет [9]. Здесь особо востребованными свойствами этих устройств являются низкая масса даже при значительной их длине и способность равномерно распределять тепло по большой поверхности радиаторов, излучающих тепло в космическое пространство. На рубеже 2000-х годов в связи с бурным развитием микроэлектроники, сопровождаемым миниатюризацией ее компонентов и соответствующим ростом плотности рассеиваемых ими тепловых потоков, были созданы КТТ, адаптированные к серийному производству, которые предназначались для систем охлаждения электроники различного назначения, включая контроллеры, промышленные и персональные компьютеры, серверы и т. п. Такое производство впервые в мире было создано в Екатеринбурге в ООО «Теркон-КТТ» по лицензии Института теплофизики УрО РАН — разработчика этих устройств.

Одним из наиболее актуальных направлений является использование КТТ в системах охлаждения компьютерных серверов, прежде всего для отвода тепла от мощных центральных процессоров, современные образцы которых рассеивают до 400 Вт и более с термоконтактной поверхности корпуса 25–35 см². Температура ее при этом, как правило, не должна превышать +70...+90 °C. Контурные тепловые трубы позволяют здесь эффективно отводить тепло к удаленным стокам тепла, которые могут размещаться как за пределами шасси сервера, так и на его периферии, где есть достаточно пространство, находящееся обычно на расстоянии 300–500 мм от охлаждаемого объекта. Стоками тепла в таких системах охлаждения могут быть воздушные радиаторы или более компактные и эффективные жидкостные теплообменники. На рис. 6 представлен 3U-сервер, предоставленный французской компанией Bull, в котором впервые были использованы КТТ с цилиндрическими испарителями для отвода тепла от четырех 130-Вт процессоров на горизонтальную жидкостную шину, расположенную



Рис. 8. Сервер с комбинированной системой охлаждения

женную за пределами шасси. Температура жидкости, циркулирующей в шине, составляла +40 °C. Температура процессоров при этом стабилизировалась на уровне +68...+69 °C при допустимом максимальном значении +80 °C.

Другой вариант использования КТТ в системе охлаждения отечественного 1U-сервера с удаленными стоками тепла показан на рис. 7.

Здесь два 210-Вт тандемно расположенных процессора охлаждались аммиачными КТТ с цилиндрическими испарителями, отводящими тепло на воздушные радиаторы, перемещенные с процессоров на периферию шасси 1U-сервера, где имеется больше пространства для увеличения поверхности оребрения радиаторов. Это позволило на 20% снизить затраты энергии, потребляемой вентиляторами, и одновременно избежать обдува нагретым воздухом одного из процессоров, расположенных дальше по потоку воздуха.

На рис. 8 показан еще один вариант системы охлаждения 1U-сервера, где медно-водяные КТТ с плоскими испарителями скомбинированы с модифицированными воздушными пластинчатыми теплообменниками, которые одновременно являются конденсаторами.

Контурные тепловые трубы нашли также применение в пассивных системах охлаждения, где воздушные радиаторы, сопряженные с конденсаторами этих устройств, охлаждаются путем естественной конвекции воздуха. Такие системы весьма экономичны, поскольку не потребляют никакой дополнительной энергии, и вместе с тем бесшумны, так как в них не используются вентиляторы. Пассивная система охлаждения успешно реализована, в частности, в персональных компьютерах, где стоком тепла является оребренный алюминиевый радиатор, заменяющий заднюю стенку корпуса системного блока, как это показано на рис. 9.

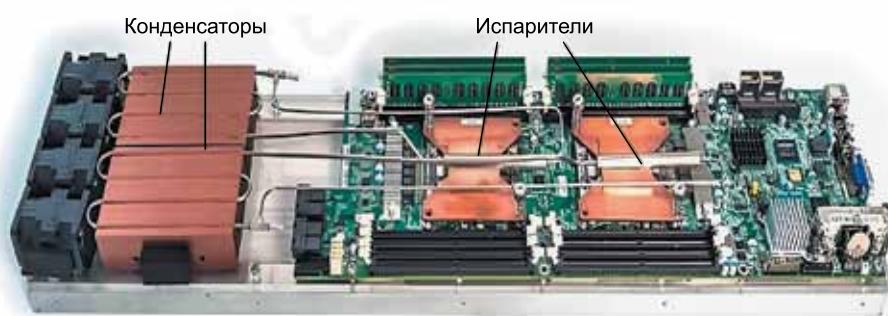


Рис. 7. Сервер с отводом тепла на удаленные воздушные радиаторы



Рис. 9. Персональный компьютер с пассивной системой охлаждения

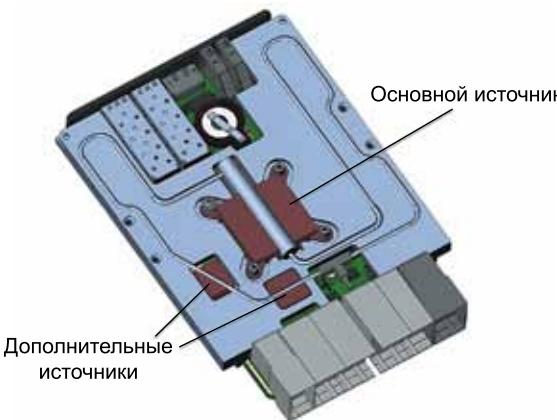


Рис. 11. 3D-модель контроллера с системой охлаждения на основе КТТ

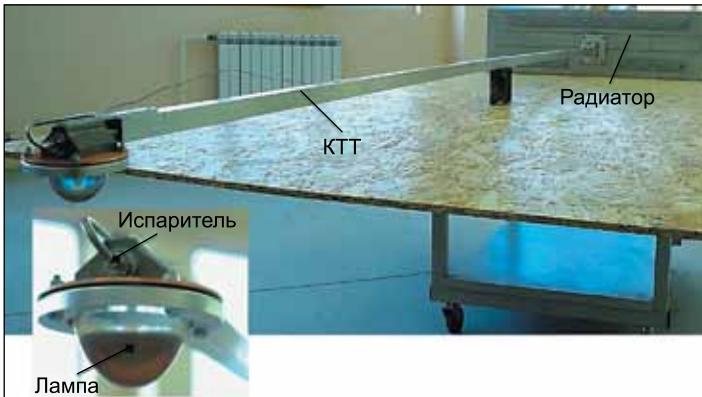


Рис. 10. Пассивная система охлаждения светодиодного светильника

Еще одним примером здесь, представленным на рис. 10, является экспериментальная система охлаждения светодиодного светильника мощностью 240 Вт, тепло от которого отводится КТТ к массивному алюминиевому радиатору, удаленному на расстояние 2 м.

Как отмечалось выше, КТТ способны также отводить тепло одновременно от нескольких источников. Наиболее мощный из них, который отдает тепло испарителю КТТ, является основным. Дополнительные, менее мощные источники могут быть расположены на конденсатороводе или даже на паропроводе КТТ. Суммарно с них может сниматься тепловая нагрузка, достигающая 50% тепловой нагрузки на основном источнике тепла. Пример такого технического решения демонстрирует 3D-модель контроллера, представленная на рис. 11. Здесь КТТ использована для отвода тепла от трех электронных компонентов, размещенных на обребенном основании, обдуваемом вентиляторами, и для более равномерного распределения отводимого тепла по его поверхности.

В заключение следует отметить, что диапазон потенциальных возможностей теплопередающих устройств, получивших название «контурная тепловая труба», еще далеко не исчерпан. Продолжаются как разработки, теоретические и экспериментальные исследования, так и совершенствование технологии серийного производства КТТ и практического использования их в различных областях современной и перспективной техники.

Литература

- Герасимов Ю. Ф., Щеголев Г. Т., Майданик Ю. Ф., Семихатов Н. А., Стариков Л. Г., Филиппов Г. А. Тепловая труба. Авторское свидетельство СССР № 449213. МПК: F28D 15/04. 05.11.1974.
- Герасимов Ю. Ф., Майданик Ю. Ф., Щеголев Г. Т., Филиппов Г. А., Стариков Л. Г., Кисеев В. М., Долгирек Ю. Е. Низкотемпературные тепловые трубы с раздельными каналами для пара и жидкости // Инженерно-физический журнал. 1975. Т. 28. № 6.
- Демидов В. Сверхпроводимость и теплота // НТО СССР (Научно-технические общества СССР). 1970. № 10.

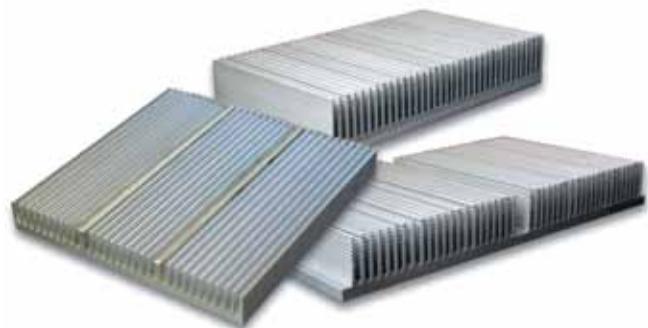
- Дан П., Рей Д. Тепловые трубы. 1979. М.: Энергия.
- Maydanik Yu. F. Loop Heat Pipes // Applied Thermal Engineering. 2005. V. 25. № 5-6.
- Майданик Ю. Ф. Контурные тепловые трубы — высокоэффективные теплопередающие устройства // Инновации. 2003. № 5.
- Пастухов В. Г., Майданик Ю. Ф. Разработка и исследование контурной тепловой трубы с несколькими источниками тепла различной мощности // Теплофизика высоких температур. 2019. Т. 57. № 5.
- Пастухов В. Г., Майданик Ю. Ф. Экспериментальное исследование контурной тепловой трубы с активным регулированием рабочей температуры // Тепловые процессы в технике. 2020. Т. 12. № 12.
- Goncharov K., Golikov A., Basov A., Elchin A., Prochorov Yu., Ovchinnikov B. 10 Years experience of operation of loop heat pipes mounted on board "YAMAL-200" satellite // Proceedings of the 17th International Heat Pipe Conference. Kanpur, India. 2013.



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

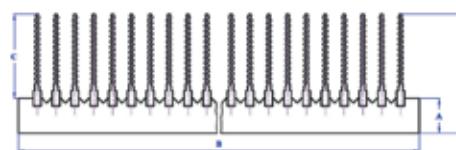
Новинка — сварные радиаторы

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



Новинка — охладители О57

по вашим размерам



реклама

ШКОЛА MATLAB.

Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники и электромеханики в среде Matlab+Simulink.

Урок 41. Стабилизатор постоянного напряжения с корректором коэффициента мощности на базе трехфазного активного выпрямителя

В статье исследован стабилизатор постоянного напряжения с корректором коэффициента мощности (СПН_ККМ), построенный на базе трехфазного активного выпрямителя. Аналитически рассчитаны диапазоны изменения напряжения питания и сопротивления нагрузки, при которых стабилизированное напряжение на выходе остается постоянным, превышающим напряжение питания. Исследованы электромагнитные процессы и рассчитаны энергетические характеристики СПН_ККМ.

**Сергей Герман–Галкин,
д. т. н.,
профессор СГМТУ**

ggsg@yandex.ru

При анализе электромагнитных и энергетических процессов, расчете электромагнитных и энергетических характеристик систем, в которых управление энергией осуществляется полупроводниковым преобразователем, необходимо различать процессы, связанные с передачей мощности, и процессы, связанные с преобразованием энергии. Передача мощности в этих системах происходит на частоте модуляции (основной частоте), а преобразование энергии — на частоте коммутации (несущей частоте). Электромагнитные и энергетические процессы с частотой модуляции могут быть описаны дифференциальными уравнениями, обычно нелинейными, для которых может быть построена структурная схема. В соответствии с ней можно разработать структурную модель в среде Matlab — Simulink и с ее помощью рассчитать **статические** характеристики и исследовать **динамические** процессы.

Электромагнитные и энергетические процессы в системе на несущей частоте не поддаются математическому описанию. Для изучения системы в этих условиях необходимо создавать виртуальную (имитационную) модель, в которой математика «спрятана» в библиотечных блоках. Используя виртуальную модель, можно исследовать характеристики системы, максимально приближенной к реальной. Эти характеристики называются **квазистатическими** и **квазидинамическими**. Сходимость статических и динамических характеристик, полученных на структурных

Введение

моделях с квазистабилизированными и квазидинамическими характеристиками, определенными на виртуальных моделях, а также сходимость установившихся характеристик, полученных аналитически и на структурной модели с квазистабилизированными характеристиками, выявленными на виртуальной модели, дает полную уверенность в адекватности проведенных исследований. Приведенные выше соображения положены в основу методики исследования рассматриваемого в статье стабилизатора постоянного напряжения с корректором коэффициента мощности на базе трехфазного активного выпрямителя (СПН_ККМ).

Эта методика включает выполнение в хронологическом порядке следующих этапов исследования:

1. Разработка метода анализа.
2. Математическое описание системы на основной гармонике.
3. Аналитический расчет статических характеристик на основной гармонике.
4. Разработка структурной модели.
5. Модельные исследования установившихся и переходных процессов.
6. Сравнение результатов пп. 3, 5.
7. Разработка виртуальной модели.
8. Модельные исследования квазистабилизированных и квазипереходных процессов.
9. Сравнение результатов с пп. 3, 5, 8.

В соответствии с представленной методикой в статье описано исследование СПН_ККМ как при изменении нагрузки, так и при изменении питающего напряжения.

Функциональная схема

Основу стабилизатора постоянного напряжения с корректором коэффициента мощности (СПН_ККМ, рис. 1) составляет трехфазный полупроводниковый активный выпрямитель (АВ), содержащий шесть полупроводниковых ключей (VT1, VD1—VT6, VD6). Источником питания АВ служит трехфазная сеть (A, B, C), нагрузка АВ, содержащая сопротивление (R) и емкостный фильтр (C), они включены в цепи постоянного тока АВ. В этой схеме на периоде модуляции имеют место два состояния силовой цепи. В первом состоянии (назовем его импульсом) трехфазная сеть через дроссели и соответствующие полупроводниковые ключи подсоединенна к выходным зажимам АВ (к конденсатору с нагрузкой). Во втором состоянии сеть с дросселем замкнута накоротко через анодные (VT1, VD1; VT3, VD3; VT5, VD5) или катодные (VT2, VD2; VT4, VD4; VT6, VD6) полупроводниковые ключи. Для придания заданных свойств АВ управление полупроводниковыми ключами осуществляется в замкнутой системе с датчиками фазных токов (ДТ, рис. 1) и релейными гистерезисными регуляторами тока (РГРТ) (токовый коридор [8, 9]) в неподвижной (a, b, c) системе координат. Для придания заданных свойств стабилизации постоянного напряжения и коррекции коэффициента мощности СПН_ККМ управление АВ выполняется во вращающейся системе координат (x, y). Преобразование координат из вращающейся системы в неподвижную реализуется блоком преобразования Парка — Горева (ППГ) [7, 15].

Обобщенное математическое описание активного выпрямителя

Базой аналитических методов рассматриваемого класса систем служит теоретическое положение, разработанное А. А. Булгаковым [1] и заключающееся в том, что электромагнитные и энергетические характеристики АВ определяются основной (гладкой) составляющей. Пульсации токов и мощностей в системе, вызванные переключением силовых полупроводниковых элементов на высокой (несущей) частоте, создают незначительные искажения формы токов и дополнительные (обычно незначительные) потери.

Основываясь на этом положении, можно аналитически описать и исследовать статические режимы работы АВ по гладкой (основной) составляющей.

В дальнейшем, после создания модели, эти режимы можно исследовать на модели, сравнить их с полученными аналитическими результатами и доказать адекватность модели. Построение модели системы сродни разработке экспериментального образца. Поэтому обычно задача решается методом последовательных приближений, при котором приходится иногда возвращаться к началу, перепроверяя аналитический и модельный эксперименты.

В основе математического описания электромагнитных процессов в АВ по гладкой составляющей лежит метод пространственного

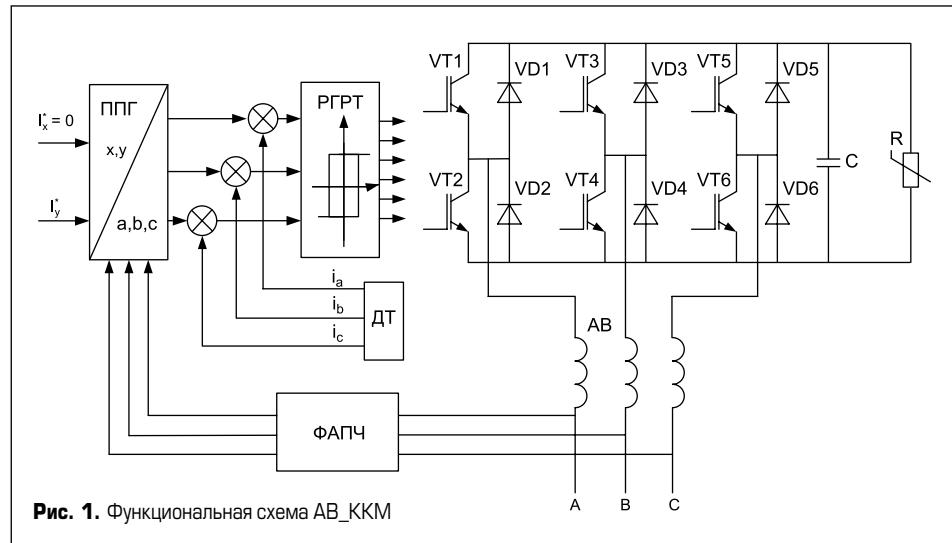


Рис. 1. Функциональная схема AB_KKM

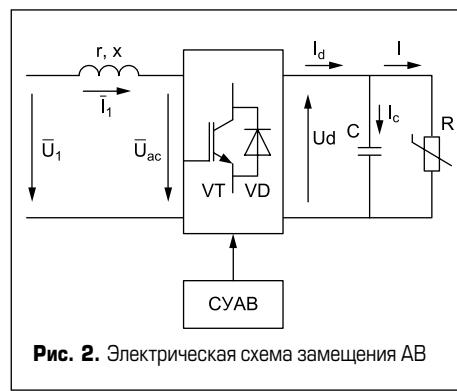


Рис. 2. Электрическая схема замещения АВ

результатирующего вектора [8]. При описании электромагнитных процессов с использованием метода пространственного вектора электрическая схема замещения АВ преобразуется к виду, представленному на рис. 2. В этой схеме преобразователь с одной стороны подключен к трехфазной сети переменного тока с результатирующим вектором напряжения сети (\bar{U}_1) через дроссель, с другой — к цепи постоянного тока с фильтром (к нагрузке).

В синхронно вращающейся системе координат (x — вещественная ось) и (y — мнимая ось) электромагнитные процессы в цепи переменного тока АВ описываются векторным дифференциальным уравнением:

$$\bar{U}_1 = \bar{U}_{ac} + L(d\bar{I}_1/dt) + r\bar{I}_1 + jx\bar{I}_1. \quad (1)$$

Векторное дифференциальное уравнение можно представить системой дифференциальных уравнений в проекциях на оси x, y , что дает:

$$\begin{cases} 0 = U_{acx} + L \frac{di_x}{dt} + ri_x - xi_y \\ U_1 = U_{acy} + L \frac{di_y}{dt} + ri_y + xi_x \end{cases}. \quad (2)$$

В уравнениях (1), (2) приняты следующие обозначения: \bar{U}_1 — результативный вектор напряжения сети; \bar{U}_{ac} — результативный вектор напряжения на стороне переменного тока АВ по первой гармонике; $r, x = 2\pi fL$ — активное и реактивное сопротивления, учитывающие сопротивление источника, дросселя и про-

водящих полупроводниковых приборов АВ, f — основная (моделирующая) частота.

Для полного описания АВ систему уравнений (2) следует дополнить уравнением энергетического баланса между сетью и нагрузкой и уравнением Кирхгофа в цепи постоянного тока:

$$\begin{cases} \frac{3}{2}U_1 i_1 = u_{dc} i_{dc} + \frac{3}{2}r i_1^2, \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = i_d - i = i_d - \frac{u_{dc}}{R}. \end{cases} \quad (3)$$

В уравнениях (3) C, R — емкость конденсатора фильтра и сопротивление нагрузки, u_{dc} — напряжение и ток на выходе АВ.

Аналитическое исследование электромагнитных и энергетических характеристик активного выпрямителя с токовым оптимальным управлением в установившемся режиме работы, статические характеристики

Электромагнитные и энергетические характеристики АВ с токовым управлением в установившемся режиме работы можно рассчитать, не прибегая к решению системы нелинейных дифференциальных уравнений (2), (3), используя геометрические соотношения векторной диаграммы. В установившемся режиме уравнения (1), (3) примут вид:

$$\bar{U}_1 = \bar{U}_{ac} + r\bar{I}_1 + jx\bar{I}_1, \quad (4)$$

$$\begin{cases} 3/2U_1 I_1 = U_{dc} I_{dc} + 3/2r I_1^2 \\ I_{dc} = U_{dc}/R. \end{cases} \quad (5)$$

Векторная диаграмма цепи переменного тока АВ в синхронно вращающейся системе координат (x и y), построенная по уравнению (4), представлена на рис. 3.

Векторное уравнение (4) можно представить проекциями на оси x, y (рис. 3):

$$\begin{cases} 0 = U_{acx} + rI_x - xi_y \\ U_1 = U_{acy} + rI_y + xi_x \end{cases} \quad (6)$$

При токовом управлении задающими (управляющими) сигналами на систему управления АВ являются проекции I_x, I_y вектора тока \bar{I}_1 на оси x, y . На рис. 3 показана векторная диаграмма, построенная по уравнению (4) для случая, когда токи в осях (x, y) задаются равными $I_x = 0, I_y = \bar{I}_1$. В этом случае АВ с токовым управлением вместе с нагрузкой потребляет от сети только активную мощность и выполняет функцию корректора коэффициента мощности (ККМ). Такое управление АВ является энергетически оптимальным, поскольку в питающей сети реактивная мощность, а значит, и реактивный ток равны нулю. При этом отсутствуют потери в питающей сети от реактивного тока.

При использовании векторных диаграмм для анализа следует учитывать, что сигналы управления АВ связаны с системой координат x, y за счет фазовой autopодстройки частоты (ФАПЧ, рис. 1), а переменные состояния АВ связаны с системой координат 1, 2. Фаза модуляции (сдвиг по фазе между векторами \bar{U}_1 и \bar{U}_{ac}) и напряжения на стороне переменного тока АВ с оптимальным управлением в установившемся режиме работы находятся из геометрических соотношений векторной диаграммы (рис. 3):

$$\begin{cases} \varphi_m = \arctg \frac{xI_1}{U_1 - rI_1} \\ U_{acy} = U_1 - rI_1 \\ U_{acx} = xI_1 \\ U_{ac} = \sqrt{U_{acx}^2 + U_{acy}^2} \end{cases}. \quad (7)$$

Мощности на стороне переменного и постоянного тока АВ при рассматриваемом оптимальном управлении равны:

$$\begin{aligned} P_1 &= 1,5U_1I_1, Q_1 = 0, \\ P_{dc} &= 1,5U_1I_1 - 1,5rI_1^2. \end{aligned} \quad (8)$$

Постоянное напряжение на выходе активного выпрямителя (на стороне постоянного тока) равно:

$$U_{dc} = \sqrt{1,5(U_1I_1 - rI_1^2)R}. \quad (9)$$

Зависимости выходного напряжения (U_{dc}) АВ от заданного тока, сопротивления нагрузки и напряжения сети для оптимизированной системы «сеть – АВ» представлены на рис. 4, 5.

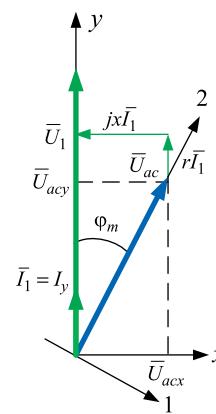


Рис. 3. Векторная диаграмма системы «сеть – АВ» с токовым оптимальным управлением

Стабильное напряжение нагрузки поддерживается при нелинейной зависимости заданного тока и сопротивления нагрузки, при этом уменьшение сопротивления нагрузки должно сопровождаться увеличением заданного тока (рис. 4). Аналогично уменьшение напряжения

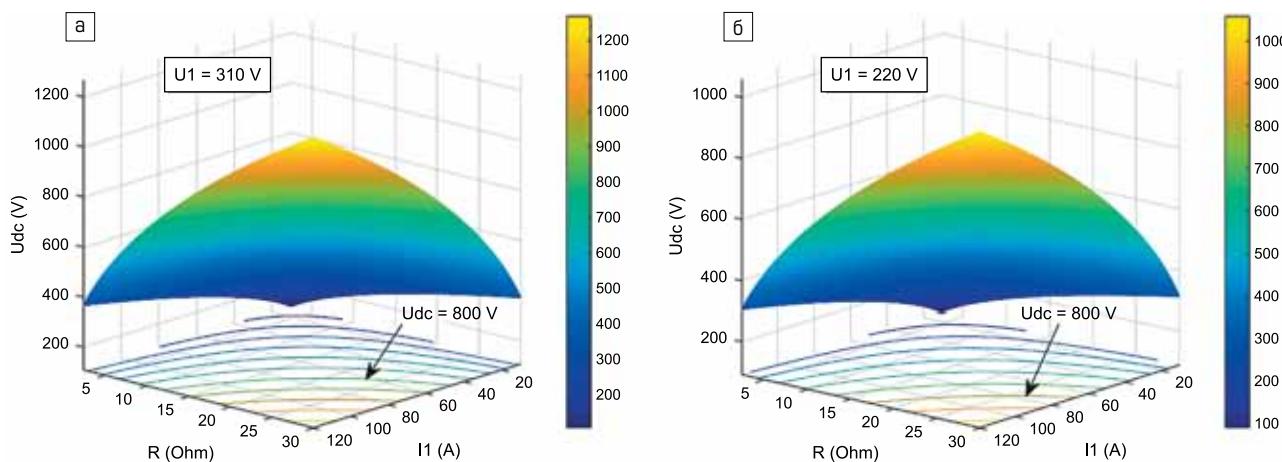


Рис. 4. Выходное напряжение АВ при изменении заданного тока и сопротивления нагрузки в системе «сеть – АВ» с токовым оптимальным управлением для двух значений напряжения сети: а) 310 В; б) 220 В

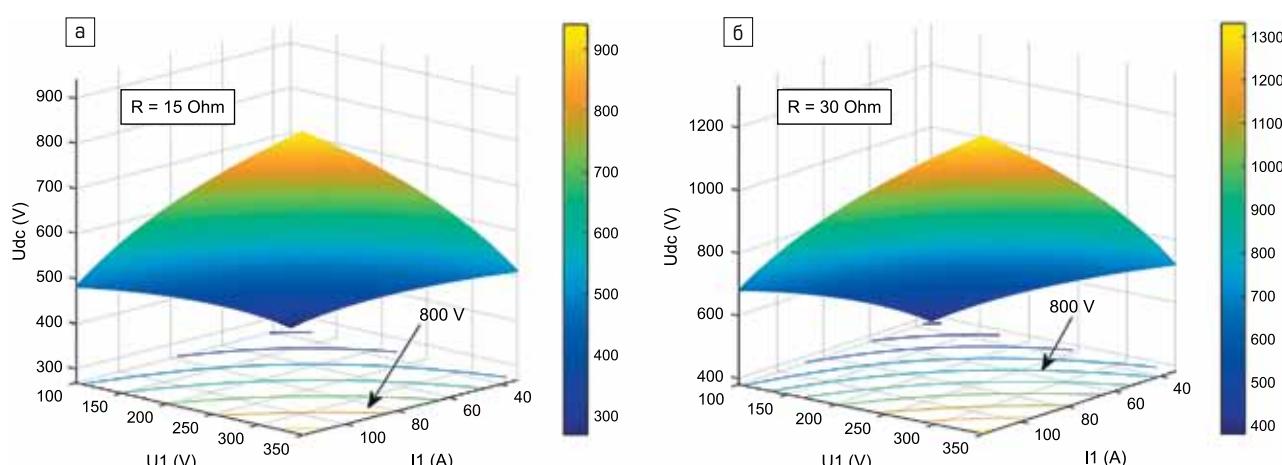


Рис. 5. Выходное напряжение АВ при изменении напряжения сети и заданного тока в системе «сеть – АВ» с токовым оптимальным управлением для двух значений сопротивления нагрузки: а) 15 Ом; б) 30 Ом

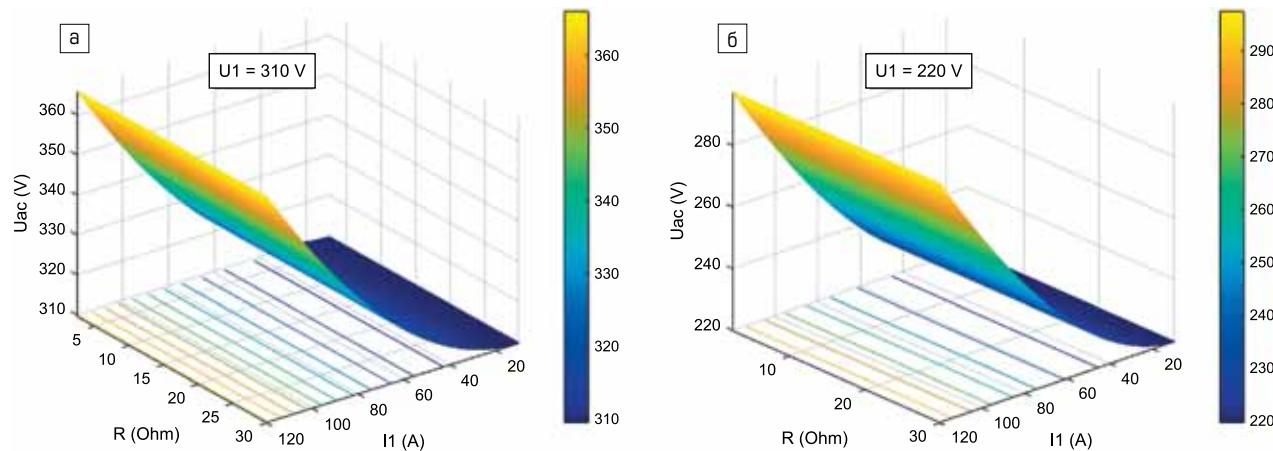


Рис. 6. Входное напряжение АВ при изменении заданного тока и сопротивления нагрузки в системе «сеть–АВ» с токовым оптимальным управлением для двух значений напряжения сети: а) 310 В; б) 220 В

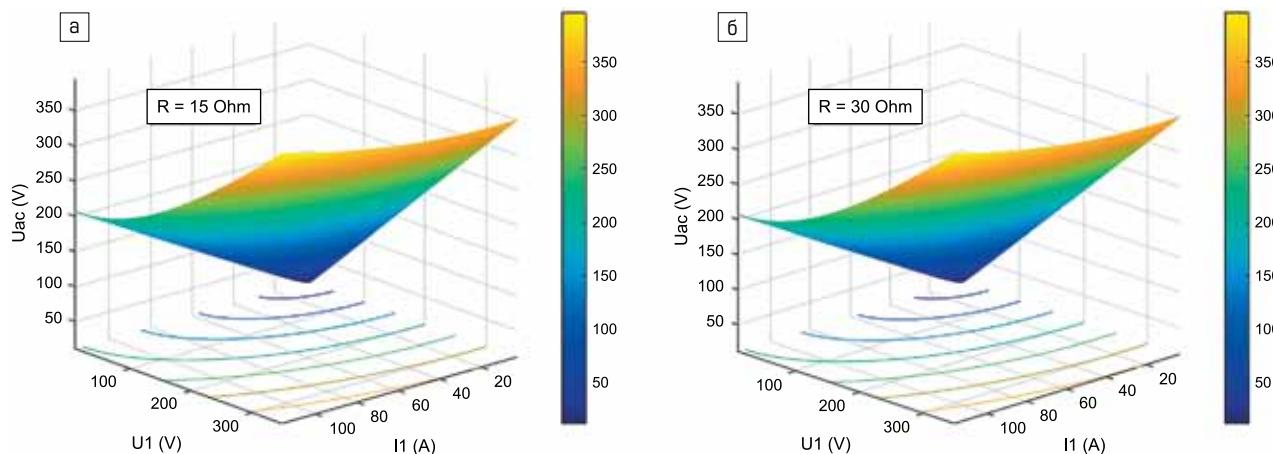


Рис. 7. Входное напряжение АВ при изменении заданного тока и напряжения сети в системе «сеть–АВ» с токовым оптимальным управлением для двух значений сопротивления нагрузки: а) 15 Ом; б) 30 Ом

сети (рис. 5) приводит к необходимости увеличивать заданный ток, что ограничивает диапазон устойчивой работы стабилизатора.

Возможность стабилизации напряжения на уровне, превышающем значение напряжения сети, объясняется эффектом накопления энергии в реактивных элементах на несущей частоте [5, 6]. Это свойство многих систем с полупроводниковыми преобразователями, где передача мощ-

ности осуществляется на модулирующей частоте, а преобразование энергии — на несущей частоте.

Напряжение в цепи переменного тока АВ и постоянном напряжении сети (U_{ac} , рис. 6) не зависит от сопротивления нагрузки и возрастает только при увеличении заданного тока. В случае изменения напряжения сети напряжение в цепи переменного тока АВ (U_{ac} , рис. 7) при

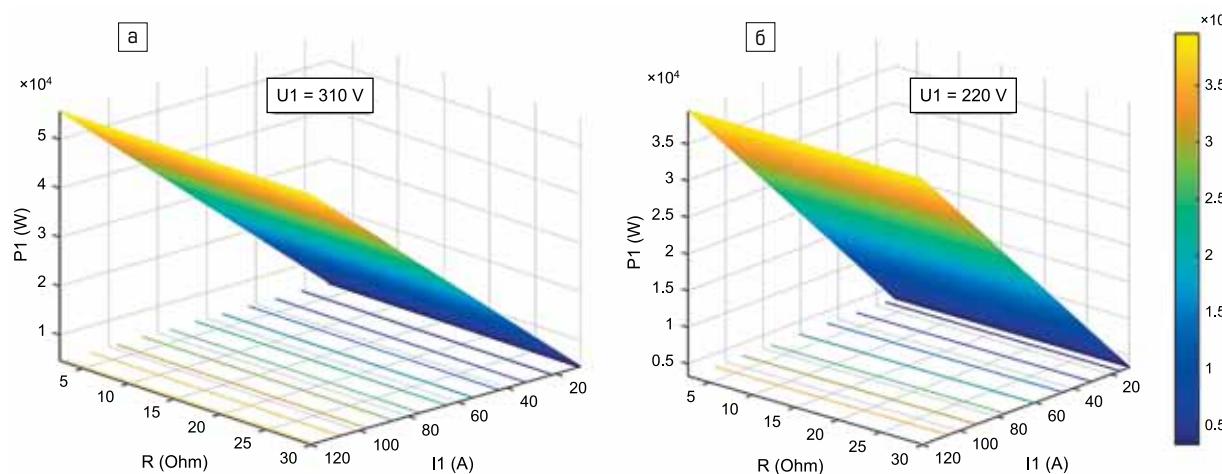


Рис. 8. Активная мощность в сети при изменении тока управления и сопротивления нагрузки в системе «сеть–АВ» с токовым оптимальным управлением для двух значений напряжения сети: а) 310 В; б) 220 В

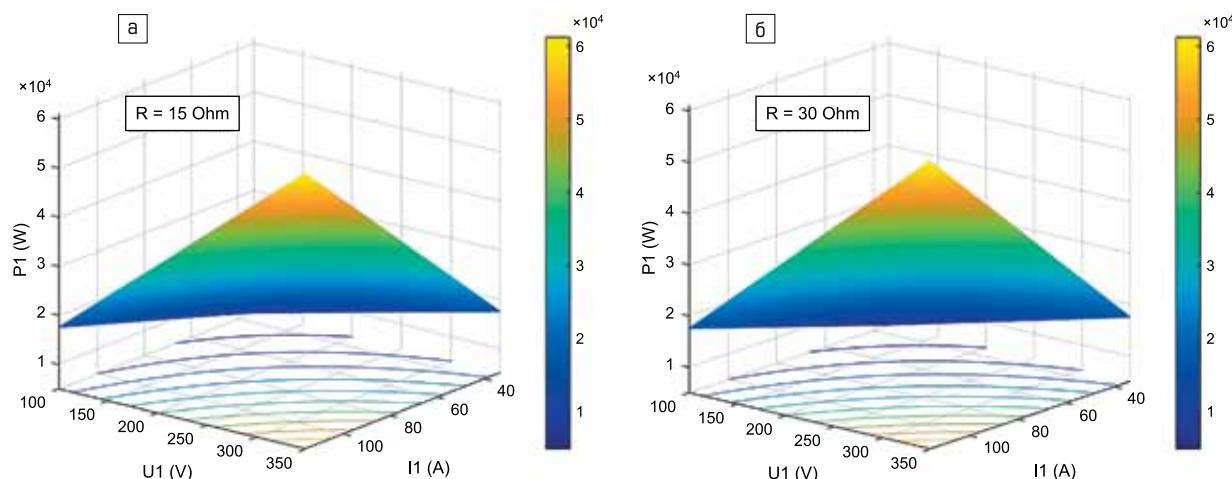


Рис. 9. Активная мощность в сети при изменении тока управления и напряжения сети в системе «сеть–АВ» с токовым оптимальным управлением для двух значений сопротивления нагрузки: а) 15 Ом; б) 30 Ом

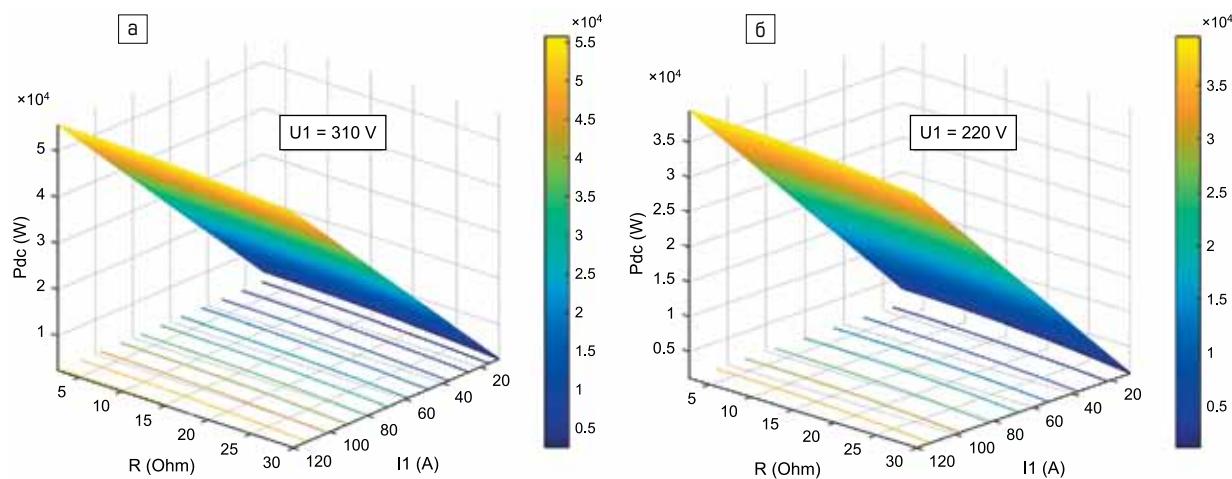


Рис. 10. Активная мощность в нагрузке при изменении тока управления и сопротивления нагрузки в системе «сеть–АВ» с токовым оптимальным управлением для двух значений напряжения сети: а) 310 В; б) 220 В

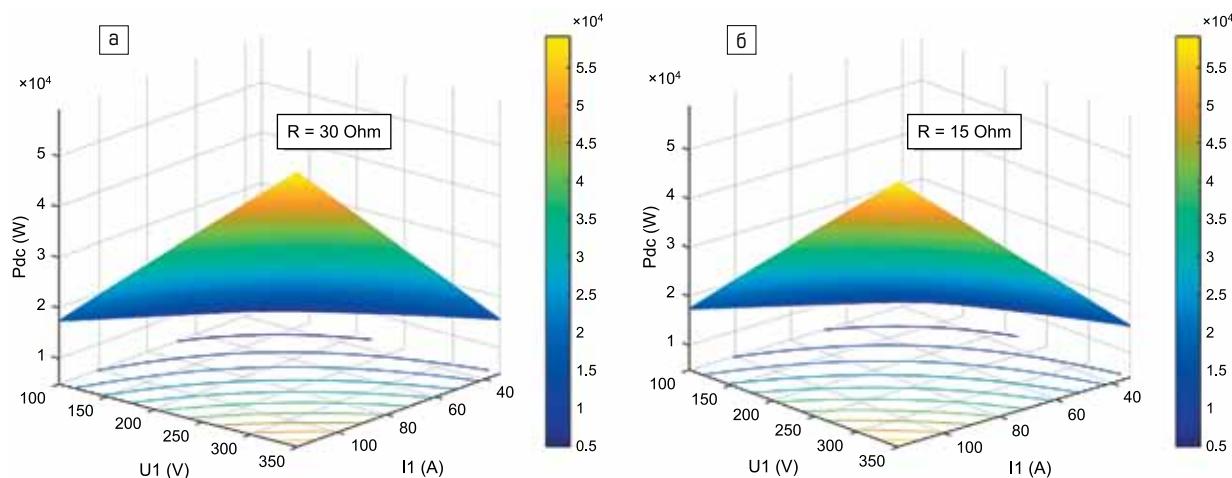


Рис. 11. Активная мощность в нагрузке при изменении тока управления и напряжения сети в системе «сеть–АВ» с токовым оптимальным управлением для двух значений сопротивления нагрузки: а) 30 Ом; б) 15 Ом

постоянном сопротивлении нагрузки нелинейно зависит от заданного тока и напряжения сети.

Рассчитанные по уравнению (8) активные мощности, потребляемые из сети и отдаваемые в нагрузку, приведены на рис. 8–11. При изменении сопротивления нагрузки активная мощность в сети

зависит только от тока задания и не зависит от сопротивления нагрузки (рис. 8). При изменении напряжения сети активная мощность, потребляемая из сети, зависит как от тока задания, так и от напряжения сети (рис. 9). Аналогичные зависимости наблюдаются и для мощности в нагрузке (рис. 10, 11).

Исследование электромагнитных и энергетических процессов активного выпрямителя с оптимальным токовым управлением на структурной модели

Структурная модель активного выпрямителя с токовым оптимальным управлением приведена на рис. 12. Активный выпрямитель в модели (Active Rectifier) представлен блоками, в которых реализованы уравнения (3).

При нахождении передаточной функции по управлению учитывалось, что сигналы, управляющие АВ, формируются на выходах релейных регуляторов тока. В этом случае систему уравнений (2) для $U_x = 0$, $U_y = U_I$ можно представить в операторном виде:

$$\begin{cases} W_x(s) = \frac{x_i}{r(T_1 s + 1)} \\ W_y(s) = \frac{U - x_i}{r(T_1 s + 1)}, \end{cases} \quad (10)$$

где $T_1 = L/r$ — постоянная времени цепи переменного тока АВ.

Электромагнитные и энергетические процессы в модели, представленные на рис. 13, определялись в следующих заданных режимах работы:

1. При постоянных заданных токах $I_x = 0$ A, $I_y = 20$ A и сопротивлении нагрузки $R = 30$ Ом на интервале времени 0–0,3 с (установившийся режим на основной гармонике).
2. При постоянных заданных токах $I_x = 0$ A, $I_y = 100$ A и сопротивлении нагрузки $R = 30$ Ом на интервале времени 0,3–0,6 с (установившийся режим на основной гармонике).
3. При постоянных заданных токах $I_x = 0$ A, $I_y = 100$ A и сопротивлении нагрузки $R = 15$ Ом на интервале времени 0,6–0,8 с (квазистабилизированный режим на основной

гармонике). При изменении режима работы в моменты времени $t = 0; 0,3; 0,6$ с в АВ наблюдаются переходные процессы, зависящие в основном от постоянной времени $T = RC$ нагрузки АВ.

При всех режимах работы реактивная мощность, потребляемая АВ из сети, остается неизменной, равной нулю.

Результаты моделирования на структурной модели подтверждают полученные выше результаты аналитического расчета. Исследования проводились для двух значений амплитудного напряжения сети: 310 В (рис. 13а), 220 В (рис. 13б).

Исследование электромагнитных и энергетических процессов стабилизатора напряжения с корректором коэффициента мощности на структурной модели

Структурная модель стабилизатора напряжения, построенного при использовании системы «сеть – АВ» с оптимальным управлением, приведена на рис. 14. Для стабилизации

выходного напряжения активного выпрямителя канал управления током I_y включается в контур стабилизации напряжения в звене постоянного тока АВ. При этом контур напряжения строится как внешний по отношению к контуру тока. Во внешнем контуре стабилизации напряжения использован ПИ-регулятор, передаточная функция которого при настройке контура на технический оптимум (Bietrage-optimum) определяется по стандартной процедуре [12] в соответствии с уравнением:

$$W_{PI} = T/T_0 + 1/(T_0 s) = k_p + k_i/s, \quad (11)$$

где $T = RC$ — постоянная времени цепи нагрузки АВ, T_0 — заданная постоянная времени, определяющая динамику системы.

Электромагнитные и энергетические процессы определяются с использованием структурной модели при возрастании нагрузки в момент $t = 0,4$ с. Результаты моделирования этих процессов показаны на рис. 15. В отличие от разомкнутой модели (рис. 12) здесь напряжение в нагрузке АВ стабилизируется на уровне задания.

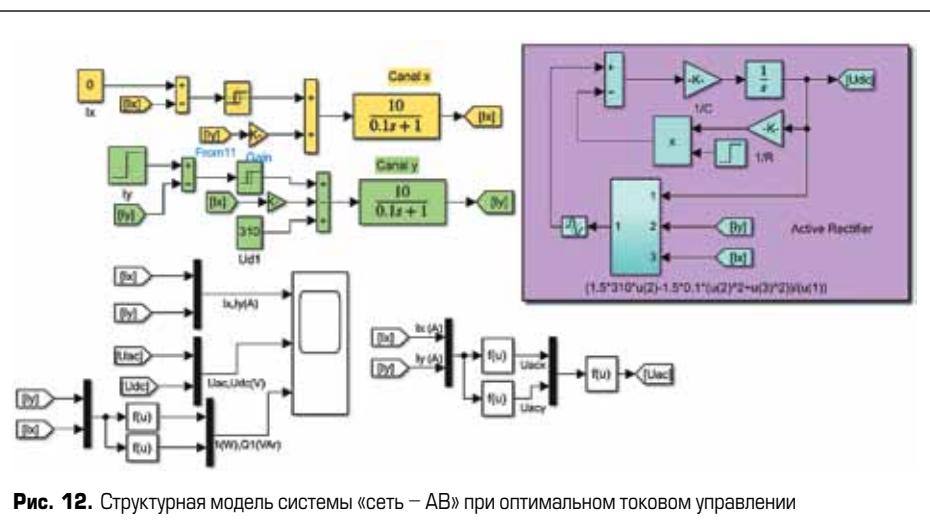


Рис. 12. Структурная модель системы «сеть – АВ» при оптимальном токовом управлении

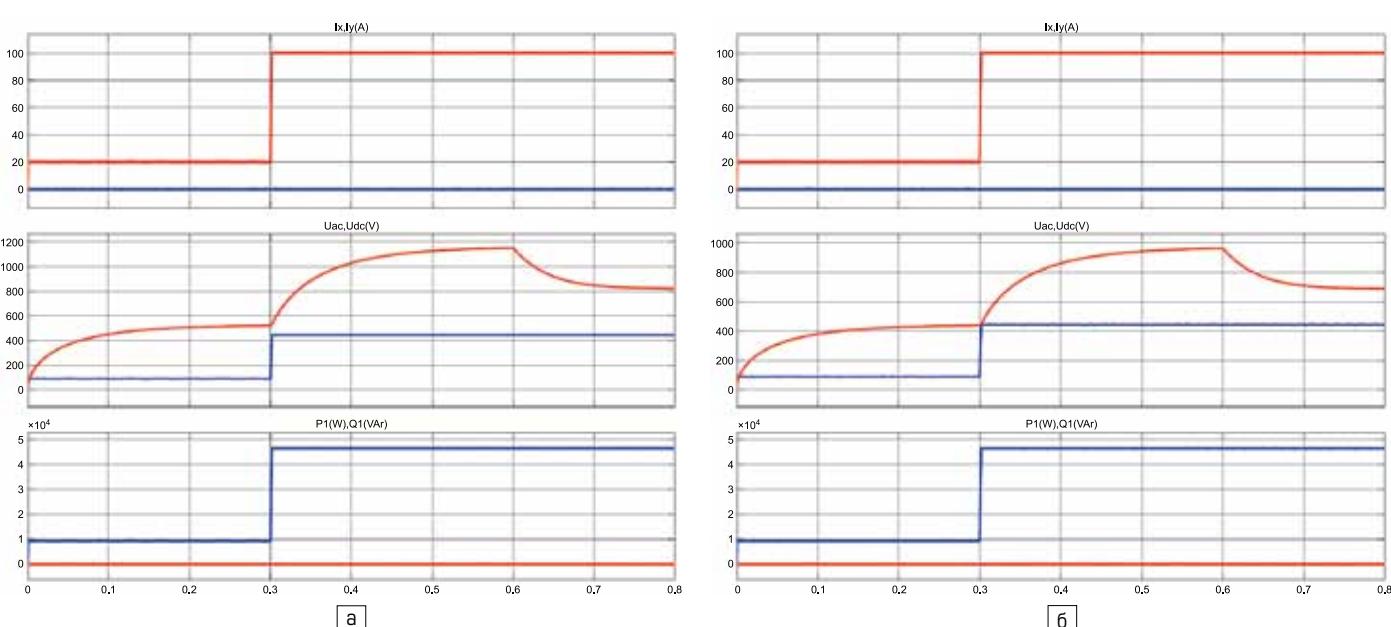


Рис. 13. Электромагнитные и энергетические процессы в системе «сеть – АВ» с токовым оптимальным управлением для напряжения сети: а) 310 В; б) 220 В

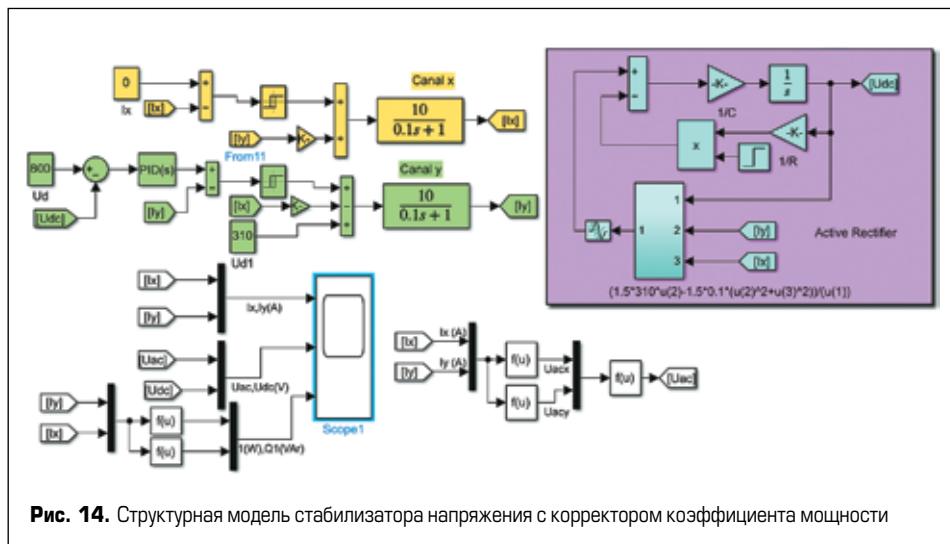


Рис. 14. Структурная модель стабилизатора напряжения с корректором коэффициента мощности

Исследование электромагнитных и энергетических процессов стабилизатора напряжения с корректором коэффициента мощности на виртуальной модели

Виртуальная модель стабилизатора напряжения в системе «сеть – АВ – нагрузка» при токовом оптимальном управлении представлена на рис. 16. Модель содержит силовую, управляющую и измерительную части. Ток управления формируется на выходе ПИ регулятора в канале y , сигналом задания которого является заданное напряжение на нагрузке АВ. В блоке « x,y_ABC » осуществляется преобразование Парка — Горева. Блок *Hist_Control* является релейным регулятором, реализующим токовое управление АВ.

Электромагнитные и энергетические процессы в стабилизаторе определялись, как и на структурной модели, при изменении нагрузки в два раза от 30 до 15 Ом в момент $t = 0,4$ с, а также при двух значениях

амплитуды напряжения сети 310 и 220 В. Электромагнитные процессы представлены напряжениями и токами сети, напряжения-

ми на стороне переменного и постоянного тока АВ (рис. 17). Энергетические процессы показаны на рис. 18. В виртуальной модели вся силовая часть (сеть, полупроводниковый преобразователь, нагрузка) функционирует в реальной, неподвижной системе координат, что позволяет исследовать спектральные характеристики напряжений и токов в системе. На рис. 19 показаны форма и спектры напряжения и тока на входе АВ в стабилизаторе с оптимальным токовым управлением. Спектр напряжения и тока на входе АВ свидетельствует о том, что мощность, потребляемая АВ из сети, определяется только первой (основной) гармоникой, что подтверждает основное положение теории А. А. Булгакова [1] и условия, положенные в основу анализа. Присутствие высших гармоник в напряжении довольно значительный: $THD = 121,37\%$) свидетельствует об обмене энергией между дросселем в цепи питания АВ и конденсатором в нагрузке. На рис. 20 показаны форма и спектры

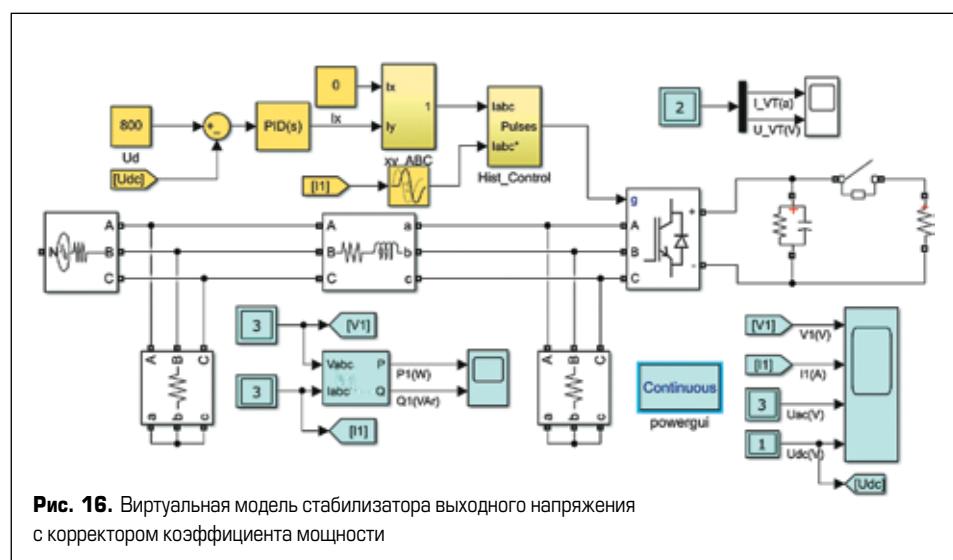


Рис. 16. Виртуальная модель стабилизатора выходного напряжения с корректором коэффициента мощности

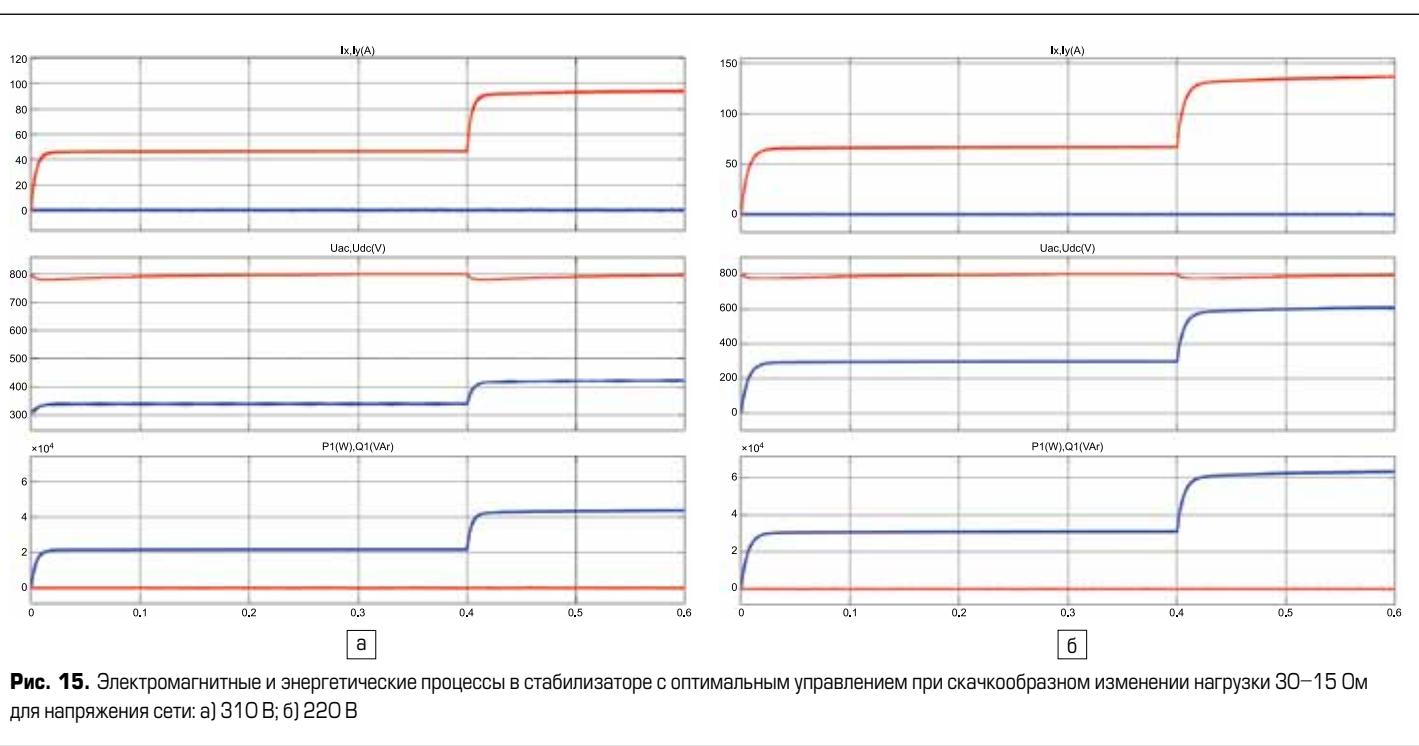


Рис. 15. Электромагнитные и энергетические процессы в стабилизаторе с оптимальным управлением при скачкообразном изменении нагрузки 30–15 Ом для напряжения сети: а) 310 В; б) 220 В

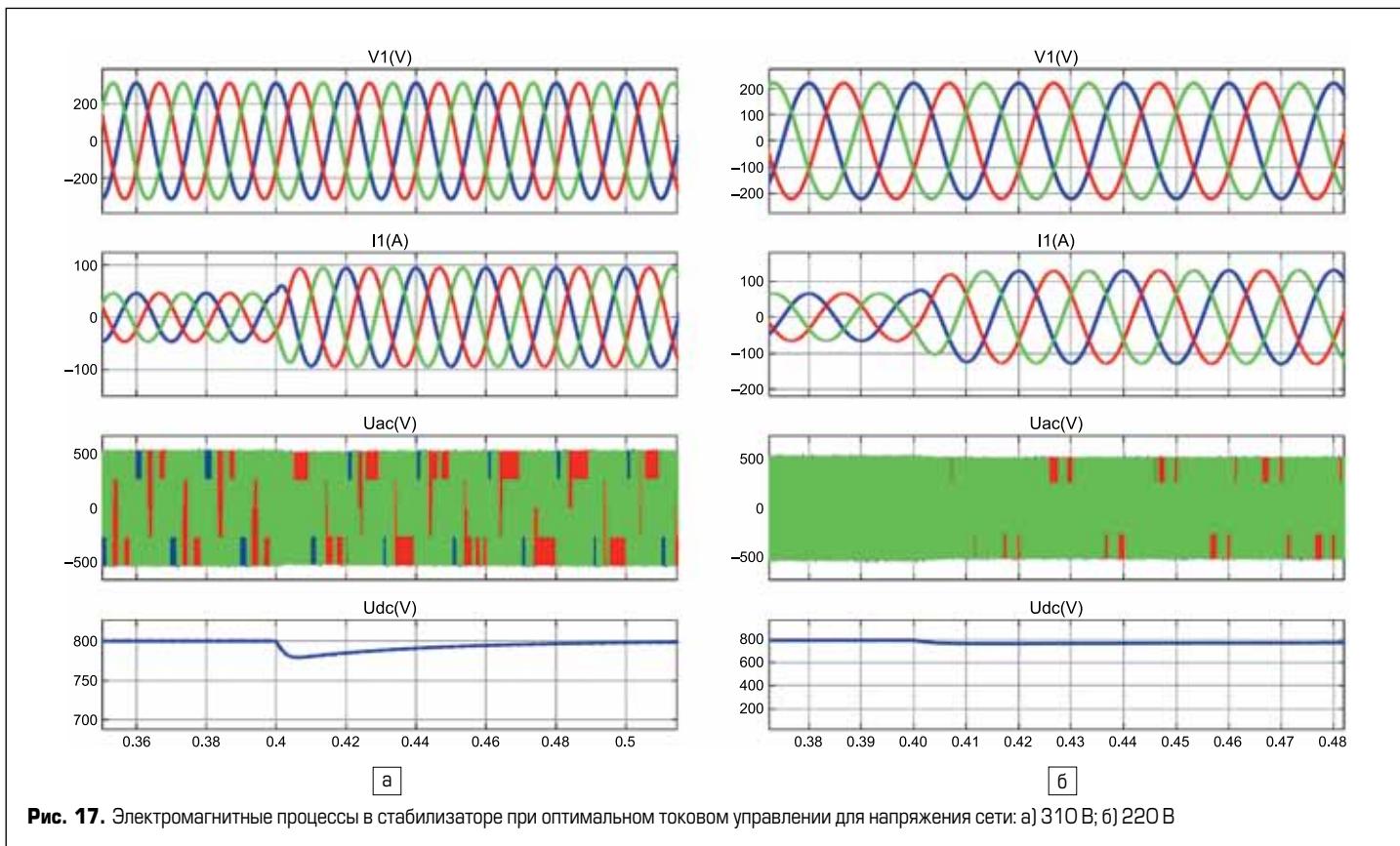


Рис. 17. Электромагнитные процессы в стабилизаторе при оптимальном токовом управлении для напряжения сети: а) 310 В; б) 220 В

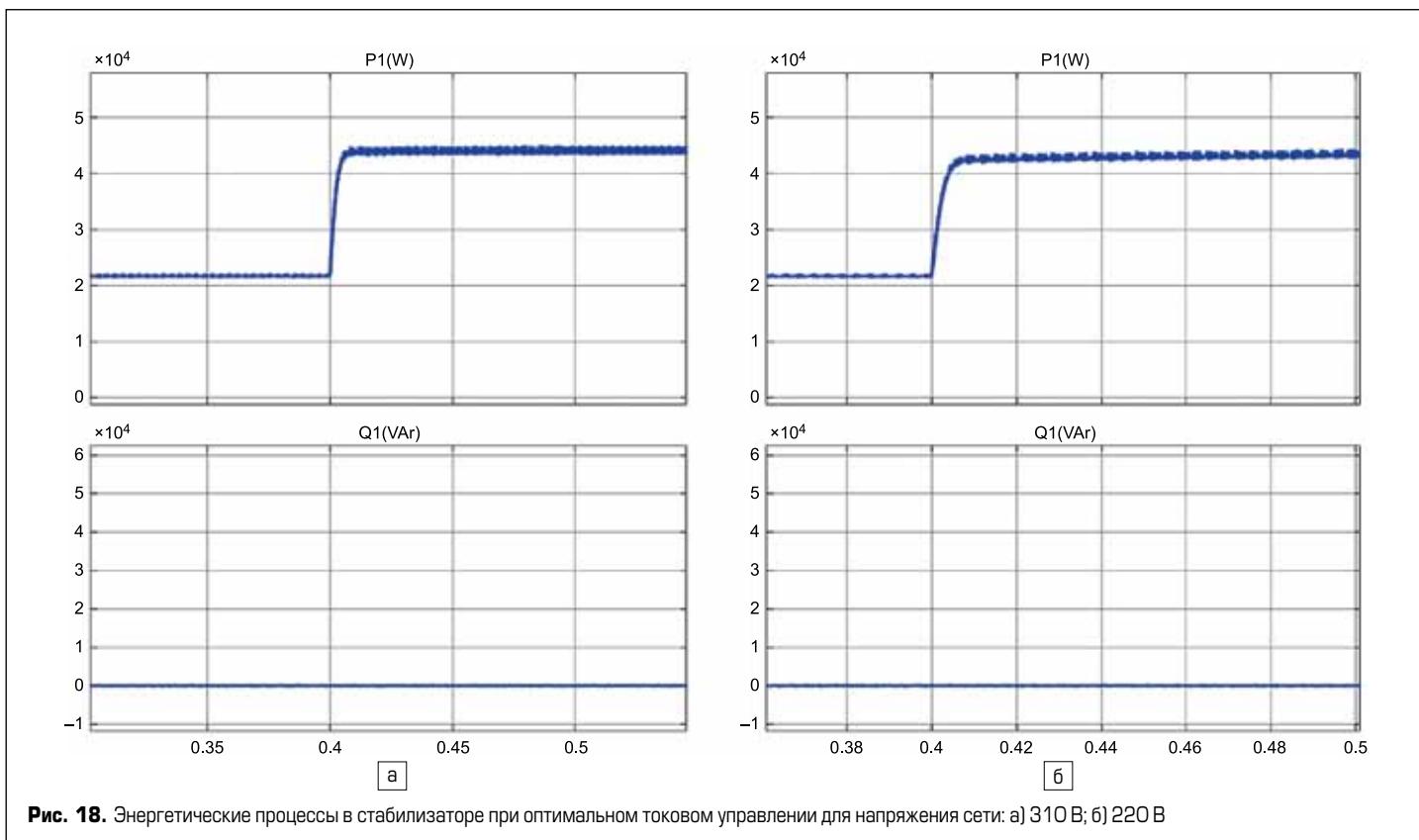


Рис. 18. Энергетические процессы в стабилизаторе при оптимальном токовом управлении для напряжения сети: а) 310 В; б) 220 В

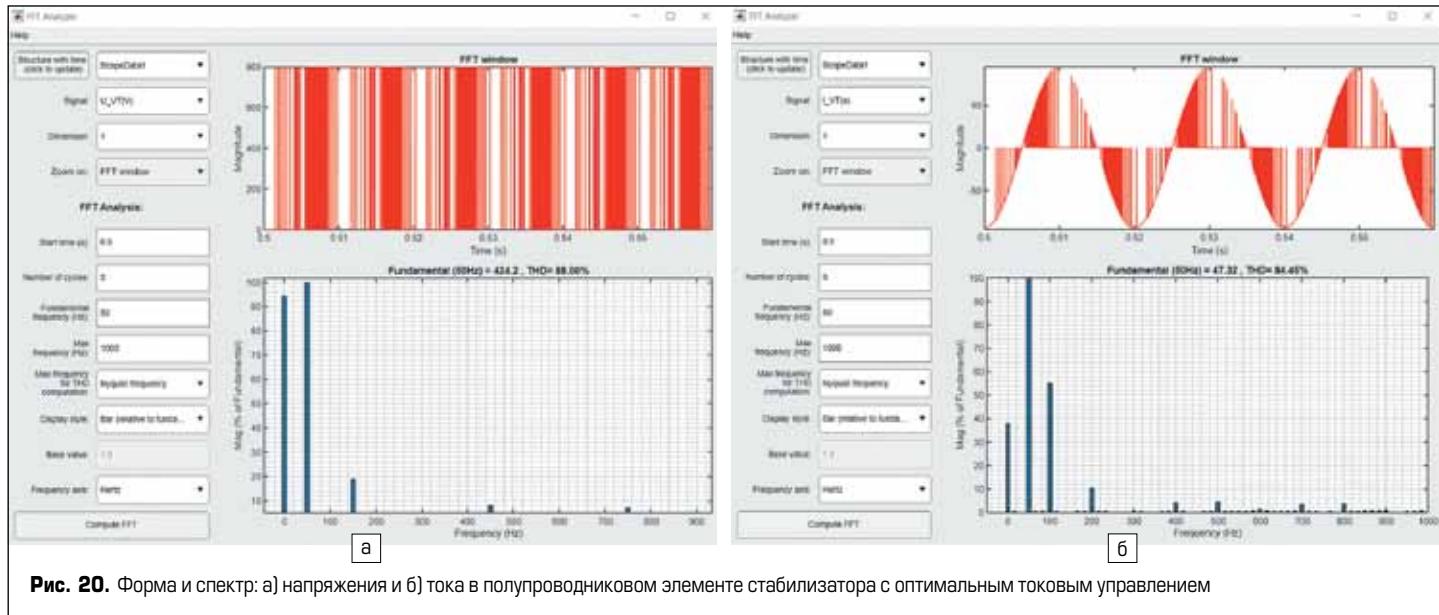
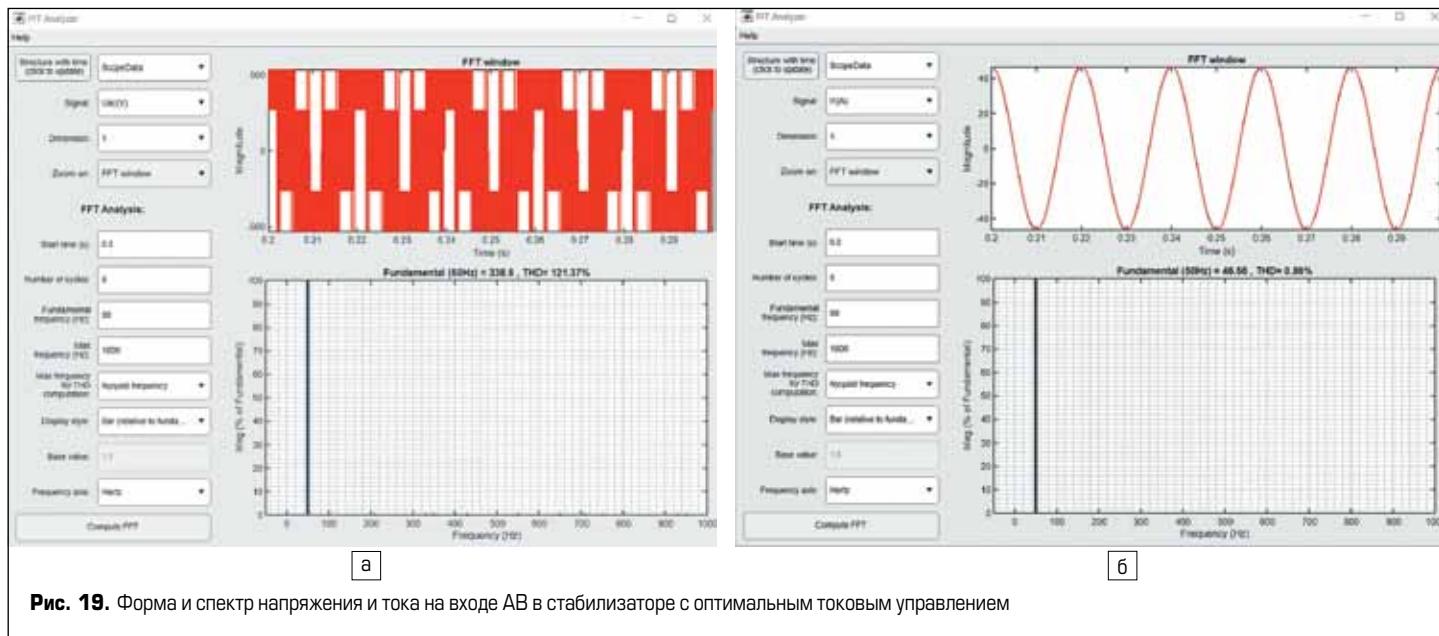
напряжения и тока одного полупроводникового элемента АВ. Спектр тока позволяет оценить потери переключения в полупроводниковых ключах преобразователя по уравнению:

$$P_{AB} = 3r_{on}I(1)^2(1 + THD_1^2), \quad (12)$$

где $I(1)$ — амплитуда тока первой гармоники, r_{on} — сопротивление открытого и насыщенного транзистора (диода).

Заключение

Последовательное выполнение всех перечисленных во введении этапов исследования позволяет сравнить полученные результаты и убедиться в их адекватности. Дальнейшая работа, связанная с исследованием системы и последующим ее проектированием, базируется на виртуальной модели с применением программных и аппаратных средств реального времени [3].



Литература

- Булгаков А. А. Новая теория управляемых выпрямителей. М.: Наука, 1970.
- Бродовский В. Н., Иванов Е. С. Приводы с частотно-токовым управлением. М.: Энергия, 1974.
- Герман-Галкин С., Гаврилов Р., Батлин Н. ШКОЛА MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники в среде Matlab — Simulink. Урок 22. Автоматическая генерация исполняемого кода средствами Matlab — Simulink // Силовая электроника. 2017. № 1.
- Герман-Галкин С. Г. Виртуальные лаборатории полупроводниковых систем в среде Matlab — Simulink. СПб.: Лань, 2013.
- Герман-Галкин С. Г. Широтно-импульсные преобразователи. Л.: Энергия, 1979.
- Глазенко Т. А., Гончаренко Р. Б. Полупроводниковые преобразователи частоты в электроприводах. Л.: Энергия, 1969.
- Горев А. А. Переходные процессы синхронной машины. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1950.
- Ковач К. П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. Пер. с нем. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963.
- Конев Ю. И. Структуры полупроводниковых преобразователей для бесколлекторных двигателей. Электронная техника в автоматике. Вып. 17. М.: Радио и связь, 1986.
- Конев Ю. И. Транзисторные импульсные устройства управления механизмами. М.: 1968.
- Розанов Ю. К. Силовая электроника. М.: МЭИ, 2007.
- Слежановский О. В., Дацковский Л. Х., Кузнецов И. С., Лебедев Е. Д., Тарасенко Л. М. Системы подчиненного регулирования электропривода переменного тока с вентильными преобразователями. М.: Энергоатомиздат, 1983.
- Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. М.: АКАДЕМИЯ, 2006.
- German-Galkin S., Tarnapowicz D., Matuszak Z., Jaskiewicz M. Optimization of hybrid electrical power systems on the basis of stand-alone ship's grid. Energies 2020, 13, 708, IEEE Access.
- Park R. H. Two-reaction theory of synchronous machines: Generalized method of analysis — part 1. Trans. of AIEE, July, 1929.





ПЛЕНОЧНЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ



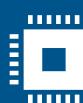
- Лидер по разработке и производству конденсаторов в Азии.
- Разработка конденсаторов по техзаданию.
- 30-летний опыт работы. Более 137 патентов.
- Надежные решения для преобразовательной техники.

Качество

Техподдержка

Гарантия

Склад в РФ



ПРОМЭЛЕКТРОНИКА

Официальный дистрибутор Cabo в РФ

8 800 1000-321 · cabo@promelec.ru
promelec.ru



СИЛОВЫЕ КОМПОНЕНТЫ

ДЛЯ ВАШЕЙ ЭЛЕКТРОННОЙ ПРОДУКЦИИ

Xiner
SilverMicro
SPS
Leapers
JeanSemi
Fusemi
StarPower
CRRC
Mitsubishi
Firstack
Novosense
Power Integrations
Semikron
TechSem
Zenli



Энергосберегающие технологии внедряются во все сферы нашей жизни, они нужны в промышленности, энергетике, транспорте.

Развитие этих технологий невозможно без использования силовой электроники, «рабочей лошадкой» которой являются IGBT, и их применение чрезвычайно обширно.

Компания ЮниРЭК осуществляет прямые поставки модулей IGBT производителей Xiner, SilverMicro, SPS, Leapers, JeanSemi, Fusemi, StarPower, драйверов Firstack, Novosense, диодно-тиристорных модулей Zenli, TechSem.



ЮниРЭК

+7 (383) 205-24-96
info@unirec.ru

unirec.ru

реклама