

ТЕМАТИЧЕСКОЕ
ПРИЛОЖЕНИЕ
К ЖУРНАЛУ
КОМПОНЕНТЫ
И ТЕХНОЛОГИИ
12+

WWW.POWER-E.RU

№ 2'2023
АПРЕЛЬ

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

ISSN 2079-9322



АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО
НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННОЕ ОБЪЕДИНЕНИЕ

ЭНЕРГОМОДУЛЬ

ВЫСОКИЕ ТЕХНОЛОГИИ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

СЕРИЙНАЯ ПРОДУКЦИЯ

- Многоуровневые IGBT-, MOSFET-модули до 200 А, до 3300 В
- Диодные и диодно-тиристорные модули до 230 А, до 1700 В
- Диодные модули на FRD-диодах до 1200 А, до 1700 В
- MOSFET-модули до 1200 А, до 1200 В
- IGBT-модули до 1200 А, до 1700 В
- Силовые SiC MOSFET-модули (карбид кремния) до 1600 А, до 1700 В
- Драйверы управления силовыми IGBT- и MOSFET-модулями
- Статические преобразователи частоты мощностью 5, 10, 20, 30 кВт
- Преобразовательные модули мощностью 0,1; 2 кВт
- Преобразователи постоянного тока мощностью 6 кВт

Акционерное общество «Научно-производственное объединение «ЭНЕРГОМОДУЛЬ» (АО «НПО «ЭНЕРГОМОДУЛЬ») успешно работает на рынке силовой электроники и преобразовательной техники с 2005 г.

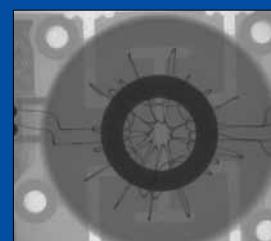
<http://energomodul.ru>

Москва
8 (495) 989-86-70
mail@energomodul.ru

Чебоксары
8 (8352) 28-64-77
info@energomodul.ru



Силовые
биполярные приборы
отечественного производства



Драйвер для IGBT
65-го класса
от АО «Ангстрем»



Отечественные датчики
тока и напряжения
для силовой электроники



Как оптимизировать
схему импульсного
источника питания путем
минимизации ESR и ESL
«горячих контуров»
печатных плат

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



АО «Элпресс»
www.ao-elpress.ru
el.press@mail.ru
8 (8342) 27-02-83

ЕСТЕСТВЕННО
НАДЁЖНО И ПРОСТО



Главный редактор

Павел Правосудов pavel@fsmedia.ru

Зам. главного редактора

Анна Соснина a.sosnina@mtu-net.ru

Выпускающий редактор

Наталья Новикова natalia.novikova@fsmedia.ru

Технический консультант

Андрей Колпаков

Дизайн и верстка

Дмитрий Никаноров, Ольга Ворченко

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 07.04.23
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 ПИФ 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 «Печатных дел мастер».
111024, г. Москва, 2-я Кабельная ул., д. 2, стр. 5

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

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

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

В номере:

Силовая элементная база

Оскар Мансилья, Руши Патель, Мишель Лозада.

Перевод: Николай Бойправ

Радиационно стойкие *p*-канальные полевые транзисторы:
простое и надежное энергоснабжение в космосе 6

Олья Демидова, Александр Плотников,

Алексей Хапугин, Алексей Гришанин

Силовые биполярные приборы отечественного производства 10

Денис Новоторженцев, Андрей Колпаков

Современная силовая электроника:
разворот на Восток и «доступная функциональность».
Часть 2. NOVOSENSE Microelectronics 15

Вольфганг Франк (Wolfgang Frank), Никлас Тон (Niclas Thon).

Перевод: Иван Сергеев

Двухуровневый контроль скорости коммутации
увеличивает запас по надежности
в критических тепловых режимах 22

Константин Шеремет

Вперед и вверх!
Драйвер для IGBT 65-го класса от АО «Ангстрем» 26

Корай Йылмаз (Koray Yilmaz), Кристофф Шефер (Christoph Schäfer).

Перевод: Иван Сергеев

Силовые модули для бортовых зарядных устройств 29

Тим Каске (Tim Kaske). Перевод: Евгений Карташев

TMR-сенсор против резистивного шунта:
как поменялись их роли 32

Олег Болотин, Николай Гребенщиков, Григорий Портной,

Константин Разумовский, Олег Яценко

Отечественные датчики тока и напряжения
для силовой электроники 36

ОБРАЗЦЫ И ОТЛАДОЧНЫЕ ПЛАТЫ СО СКЛАДА В САНКТ-ПЕТЕРБУРГЕ



ПОСТАВЩИК
КИТАЙСКИХ
КОМПОНЕНТОВ

№1

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

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

PT Electronics является официальным дистрибутором представленных производителей



В номере:

Editor-in-chief

Pavel Pravosudov pavel@fsmedia.ru

Managing editor

Natalia Novikova natalia.novikova@fsmedia.ru

Technical editor

Andrey Kolpakov

Design and layout

Dmitry Nikanorov

Olga Vorchenko

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

Источники питания

Нина Борзилова, Алексей Пасечник

ООО «ММП-Ирбис» и новая реальность
на рынке производителей российской силовой электроники 40

Тимур Улудаг (Timur Uludag).

Перевод: Евгений Карташев

Биполярный источник питания с низким уровнем EMI 43

Норик Петросян, Карлен Бегоян

Моделирование эквивалентных схем
преобразователей постоянного тока
в режиме прерывистой проводимости 48

Цзинцзин Сан (Jingjing Sun), Лин Цзян (Ling Jiang), Генри Чжан (Henry Zhang).
Перевод: Евгений Карташев

Как оптимизировать схему импульсного источника питания
путем минимизации ESR и ESL
«горячих контуров» печатных плат 54

Роберт Шульга

Винторулевые колонки, водометы
и их тяговые характеристики 60

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:



Радиационно стойкие *p*-канальные полевые транзисторы: простое и надежное энергоснабжение в космосе

Для оборудования космической отрасли критически важной остается общая надежность системы. Это особенно актуально для систем управления и распределения электроэнергии (PMAD), необходимой для поддержания работоспособности космического аппарата. Космические системы обладают сверхвысокой мощностью, поэтому общая надежность должна начинаться с уровня отдельных компонентов. Это включает силовые MOSFET, которые используются не только в силовых каскадах преобразователей мощности, но и для энергоснабжения.

Оскар Мансилья
Руши Патель
Мишель Лозада

Перевод:
Николай Бойправ

Обычно в электронных элементах спутника сочетание полевых транзисторов питания составляет примерно 60% *n*-канальных и 40% *p*-канальных. В статье мы обсудим важность надежной безопасной рабочей зоны (ОБР), особенно в отношении устройств питания, построенных на *p*-канальных полевых транзисторах, для переключений нагрузки, последовательной загрузки, резервирования источников питания и нагрузок, ограничения пускового тока. Затем мы перечислим улучшения, внесенные в последнее поколение радиационно стойких *p*-канальных MOSFET, выпускаемых компанией IR HiRel и основанных на технологии суперперехода R9, и сравним их с ранее представленными транзисторами серии R5. После этого покажем актуальность сделанных улучшений на примере использования в устройствах для ограничения пускового тока *p*-транзисторов по сравне-

нию с *n*-канальными в устройствах для переключения и распределения нагрузки, а также коснемся вопросов использования *p*-канальных MOSFET для обеспечения резервирования питания. Наконец, мы представим некоторые измерения, сделанные на плате реального ограничителя пускового тока IR HiRel, для демонстрации более высокой мощности, обеспечиваемой устройствами R9 по сравнению с их предшественниками R5.

В результате мы увидим, насколько область безопасной работы (ОБР) новых устройств улучшает энергосбережение *p*-канального транзистора при заданном размере корпуса. Более того, повышенная производительность $R_{DS(ON)}$ этих устройств в определенных условиях эксплуатации помогает отказаться от применения *n*-канальных MOSFET и воспользоваться преимуществами более простых требований к управлению затвором *p*-канальных MOSFET.

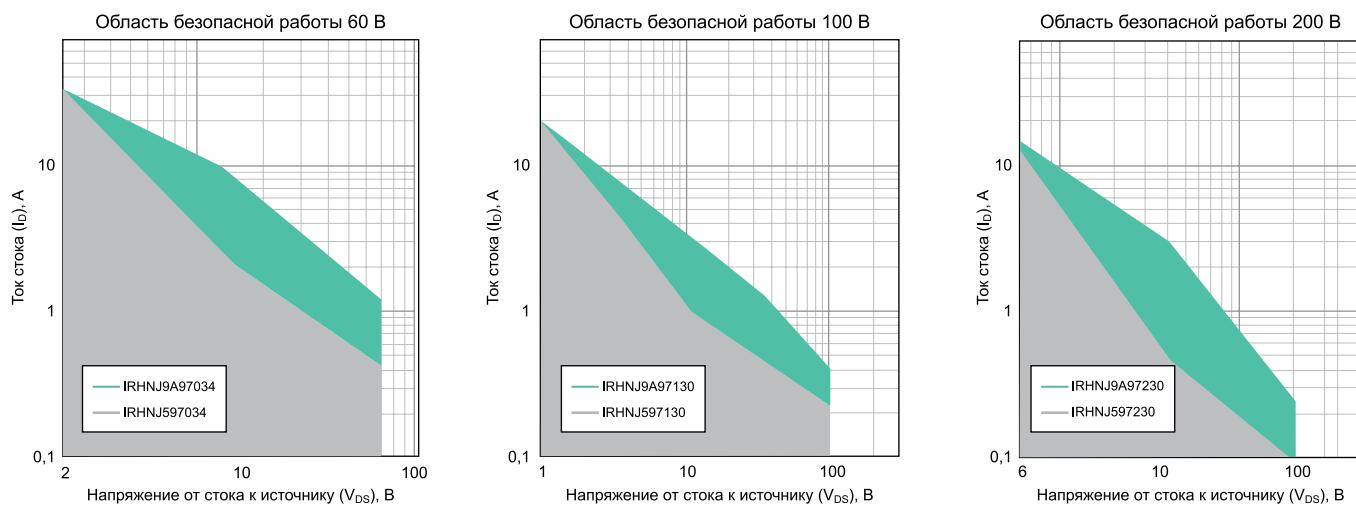


Рис. 1. Сравнение полевых транзисторов поколений R9 и R5 при напряжениях различной величины при длительном режиме работы. *p*-канальные MOSFET от IR HiRel R9 имеют более широкий предел безопасной рабочей зоны по сравнению с поколением R5

Область безопасной работы

Область безопасной работы (в англоязычной транскрипции SOA) — это максимальные пределы напряжения и тока, с которыми полевой транзистор может работать определенное время без необратимых повреждений. Это важная характеристика, на которую необходимо обращать внимание при проектировании, особенно для устройств с линейными режимами работы:

- Защитных устройств, в том числе:
 - защита от пониженного напряжения на входе и защита от перенапряжения на выходе;
 - защита от короткого замыкания;
 - отключение выходного разряда.
- Преобразователей для линейных регуляторов.
- Цепей управления, отвечающих за последовательную загрузку, горячую замену и плавный запуск.

На рис. 1 показано улучшение ОБР в схемах с радиационно стойкими *p*-канальными полевыми транзисторами нового поколения от компании IR HiRel. На всех графиках тип элементов и комплектация SMD постоянны. Во всех трех примерах, представленных для разных напряжений, устройства на базе технологии R9 имеют более широкий предел безопасной рабочей зоны по сравнению с поколением R5.

Рассмотрим принципиальную схему включения (рис. 2). Здесь шина напряжением 28 В подключена к блоку конденсаторов (CBULK) с одной стороны и преобразователю постоянного тока, который выступает нагрузкой, — с другой. Если во время запуска подать напряжение напрямую к блоку конденсаторов, это создаст большие скачки пускового тока, которые нежелательны и могут повлиять на регулирование линии.

Для управления включением используется транзистор (Q1), ограничивающий пиковый ток. Если не реализовать это, то регулирование напряжения на шине может быть

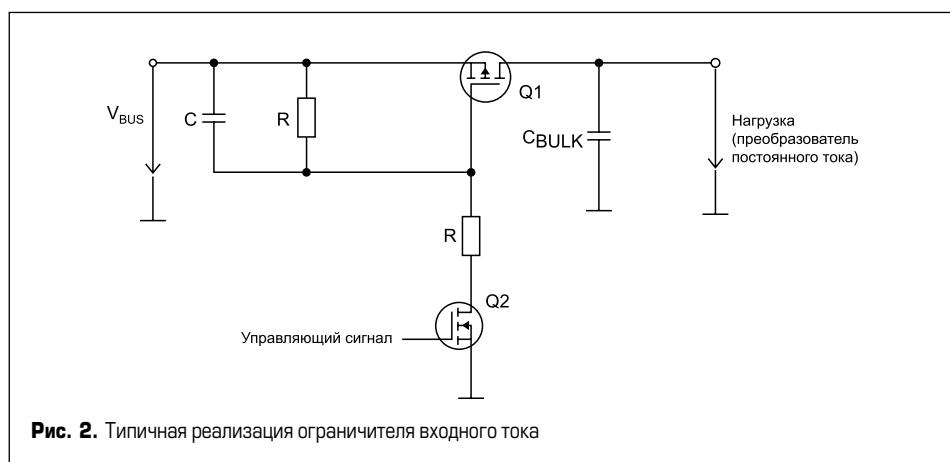


Рис. 2. Типичная реализация ограничителя входного тока

затруднено, что в свою очередь вызовет блокировку по понижению управляющего напряжения (UVLO) нижестоящей цепи. Поскольку линия спутника обычно ограничена по току, жесткое регулирование напряжения становится необходимым.

Такие резкие скачки тока также могут вызвать проблемы с возникновением электромагнитных помех, что является еще одной причиной, из-за которой важно иметь возможность ограничения пускового тока в распределительных цепях.

На рис. 3 сравнивается эффективность ОБР двух элементов: *p*-канальных полевых транзисторов R5 и R9 с одинаковым размером матрицы и с одинаковой связью.

Слева находится график ОБР *p*-канального MOSFET R5 60 В, который показывает, что для безопасной работы в линейном режиме в течение 10 мс максимальный ток стока не должен превышать примерно 3,75 А при 28 В. Справа расположена аналогичный график для *p*-канального MOSFET R9 на 60 В, на котором видно, что при том же напряжении и продолжительности ток стока может достигать 10 А, что на 250% больше по сравнению с транзисторами предыдущего поколения R5.

Упрощенная конструкция платы с *p*-канальными транзисторами

Переключатель нагрузки

В цепях с переключением нагрузки часто используются *p*-канальные полевые транзисторы, как показано на рис. 4. Главное преимущество положения *p*-канального полевого транзистора с высокой стороны заключается в упрощении управления затвором. Сочетание более простого драйвера затвора с низким $R_{DS(ON)}$ повышает эффективность системы, снижает сложность проектирования и общую стоимость системы. Кроме того, *p*-канальные полевые транзисторы оптимальны для точечных нагрузок или низковольтных приводов в системах с ограниченным пространством.

В цепях с переключением нагрузки для включения *n*-канального транзистора требуется подать напряжение на затвор, превышающее выходное напряжение:

$$V_G \geq V_{OUT} + V_{th},$$

где V_G — напряжение на затворе, V_{OUT} — выходное напряжение, V_{th} — пороговое напряжение.

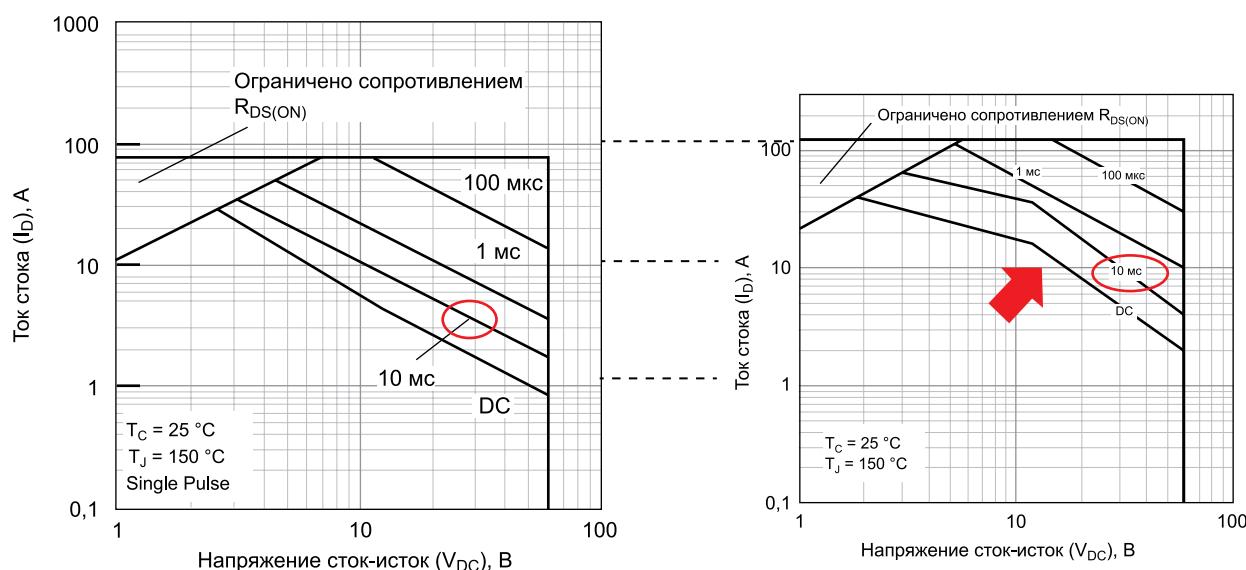


Рис. 3. Сравнение ОБР 60-В *p*-канального MOSFET R5 (IRHYS597034CM слева) с ОБР 60-В *p*-канального MOSFET R9 (IRHYS9A97034CM справа). У транзисторов R9 пропускная способность по току на 250% больше

Таким образом, возникает необходимость в дополнительном источнике смещения для повышения напряжения на затворе.

Напротив, для включения транзисторов с *p*-каналом требуется, чтобы входное напряжение, V_{IN} , было больше порогового напряжения:

$$V_{IN} \geq V_G + V_{th}.$$

Это имеет место при $V_{IN(min)} > 3,3$ или 5 В. Когда на затворе напряжение снижается, транзистор открывается, и наоборот.

Исходя из такого характера работы *p*-канальных транзисторов их преимущество перед *n*-канальными очевидно: простота управления затвором и управления открытием/закрытием.

Данная схема — компромиссная между использованием *n*-канала и *p*-канала. Преимуществом использования здесь *n*-канального транзистора является его более низкий $R_{DS(ON)}$, но для включения требуется усложненная схема для драйвера верхнего транзистора. В прошлом поколении полевых транзисторов разница ОБР была недостаточно велика для целесообразности использования *p*-канальных MOSFET ввиду сложности драйвера затвора. Однако благодаря высокому ОБР, значительно более низкому $R_{DS(ON)}$ и упрощению драйвера затвора в последнем поколении *p*-канальных транзисторов повышена эффективность, уменьшены габаритные размеры для компактного расположения на плате, что приводит к снижению системных затрат.

Схема с последовательным включением напряжения питания

Подобные схемы — еще один хороший пример применения *p*-канальных полевых транзисторов. Современные спутники все чаще используют более мощные технологии: программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС), ASIC, микроконтроллеры и процессоры DSP для цифровой обработки всей нагрузки на борту. Такие системы могут иметь строгие специфические требования к последовательности загрузки для оптимальной работы шины, надежности и других прикладных потребностей.

Использование *n*-канальных полевых транзисторов в низковольтных приводах сопряжено с аналогичными конструктивными сложностями. В этом случае для включения драйвера затвора для *n*-канального переключателя с высокой стороны понадобится загрузчик или схема накачки заряда для получения напряжения затвора, превышающего напряжение изолированного источника питания или силовой шины двигателя. Опять же, это приводит к большим усилиям по проектированию и увеличивает размеры печатных плат. Использование *p*-канальных полевых транзисторов здесь снова смотрится предпочтительнее (рис. 5).

Устройства резервирования источников питания и нагрузок

Резервирование — еще один способ повысить надежность космического аппарата. Это особенно важно в архитектуре спутникового распределения электроэнергии (DPA) для устранения единичных отказов.

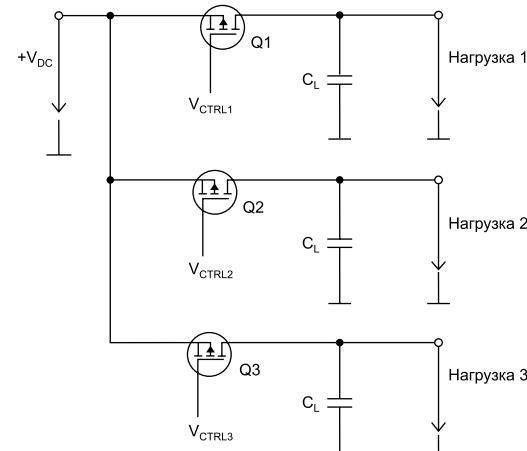


Рис. 4. Схема устройства переключения нагрузки с использованием *p*-канальных MOSFET

Например, могут быть два промежуточных шинных преобразователя, подключенных к одной нагрузке для обеспечения резервирования источника питания. Также могут быть две идентичные нагрузки, подключенные к одному источнику питания для обеспечения резервирования нагрузки. Такая архитектура системы обеспечивает непрерывную работу и предотвращает отключения оборудования при обслуживании.

Ограничение пускового тока

Упрощенная схема ограничения пускового тока с использованием *p*-канального MOSFET показана на рис. 6. Это та же схема, что и на рис. 2, повторена здесь для удобства. В качестве примера реализации можно сослаться на тестовую плату, использующую радиационно стойкий *p*-канальный полевой транзистор IR HiRel R9 rad в низкоомном корпусе TO-257AA (рис. 7).

Разработанный для демонстрации максимальной производительности *p*-канала с суперпереходом R9 в приложениях линейного режима, проект представляет собой схему переключения нагрузки, в которой *p*-канальный MOSFET управляет другим транзистором (*n*-канальным) и может подключать или отключать нагрузку от шины.

На печатной плате предусмотрен вход 28 В от внешнего источника постоянного тока. Внешняя электронная нагрузка подключается для эмуляции заданного тока нагрузки. Основной *p*-канальный MOSFET (управляемый *n*-канальным полевым транзистором) в исходном состоянии закрыт. Когда сигнал подается на управляющий транзи-

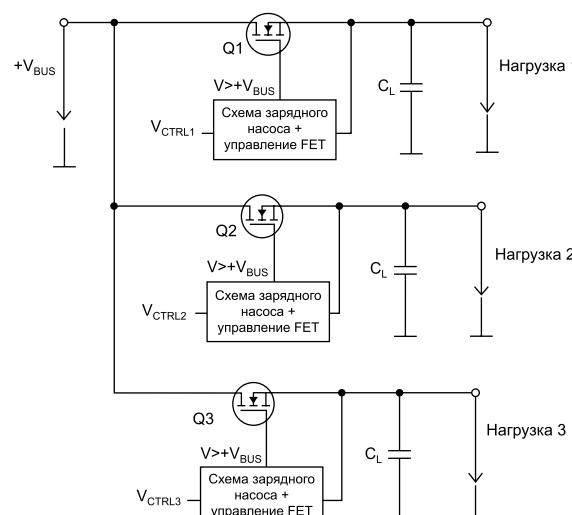
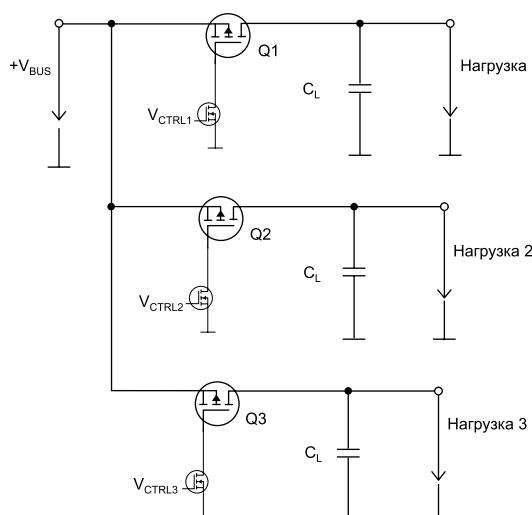


Рис. 5. Упрощенное управление затвором с помощью *p*-канальных транзисторов при сравнении с *n*-канальными

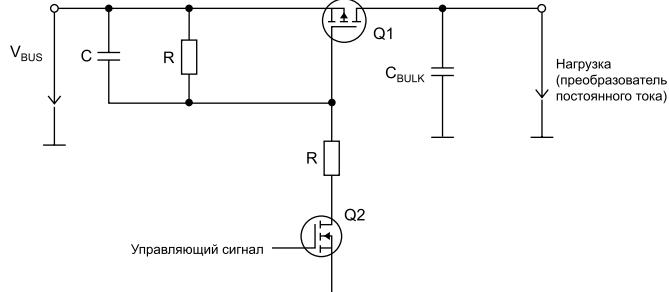


Рис. 6. Типичная реализация ограничителя входного тока

стор, *p*-канал МОП-транзистора начинает открываться и ограничивает пусковой ток. Происходит контролируемая зарядка выходного конденсатора емкостью 400 мкФ, а затем, следовательно, полностью включается *p*-канальный MOSFET (показано на рис. 8 и 9) для перехода в режим установившегося тока нагрузки.

На рис. 8 показано измерение пускового тока для устройства R5, при этом длительность линейного режима составляет примерно 5–6 мс. Как показано ранее на рис. 3, для кривой ОБР

R5 при продолжительности 10 мс и 28 В ток стока ограничен примерно 3,75 А для корпуса TO-257AA. Пусковой ток составляет около 3,75 А для нагрузки 2 А. Это означает, что выходная нагрузка может достигать 50 Вт.

Если ожидается пусковой ток более 4 А, то следующим вариантом в MOSFET поколения R5 является корпус SupIR-SMD или TO-254AA, площадь которого примерно на 70–95% больше по сравнению с используемым здесь корпусом TO-257AA. Однако переключение на устройство R9 позволяет



Рис. 7. Тестовый ограничитель пускового тока с использованием IRHYS9A97034CM

MOSFET работать с высоким током стока в компактном корпусе TO-257AA.

На рис. 9 показана форма сигнала с помощью новейшего MOSFET IR HiRel R9. Размеры кристалла и корпуса такие же, как в предыдущем примере. Ранее при сравнении ОБР отмечалось, что этот транзистор может выдерживать в 2,5 раза больший ток стока в тех же условиях.

На плате устройства это подтверждается. На графике зеленого цвета видна нагрузка 7 А и пик пускового тока 9,5 А. Это означает, что устройство R9 может легко поддерживать выходную мощность, в 3 раза превышающую ту, что была бы возможна с R5 в том же корпусе. Номинальный постоянный ток для устройства R9 также на 67% выше, чем у устройства R5, что отражает более высокую пропускную способность нового устройства по току.

Выводы

Радиационно стойкие *p*-канальные полевые транзисторы последнего поколения обеспечивают более высокую пропускную способность по току и могут работать с более высокими токами в линейных режимах благодаря улучшенному ОБР. Это означает, что разработчики систем могут отказаться от кристаллов больших размеров или габаритных корпусов, к тому же отпадает необходимость параллельной установки элементов. Все это приводит к снижению размера и веса конечного продукта.

Для того чтобы упростить реализацию в устройствах, ОБР для *p*-канальных MOSFET поколения R9 описывается для температуры +25 и +85 °C. Технология R9 в сочетании с низкоомным корпусом TO-257AA обеспечивает высокую пропускную способность по току 30 А при занимаемой площади 145 мм².

Помимо значительного улучшения характеристик электрической коммутации, о чём свидетельствует их более высокий показатель качества, *p*-канальные транзисторы IR HiRel R9 обладают существенно улучшенным поведением в линейных режимах и безопасной рабочей зоной при одиночных сбоях (SEE) по сравнению с предыдущим поколением MOSFET R5. Усовершенствования в ОБР линейного режима обеспечивают более высокую мощность, а также более высокую надежность цепей распределения электроэнергии в космических энергетических системах.

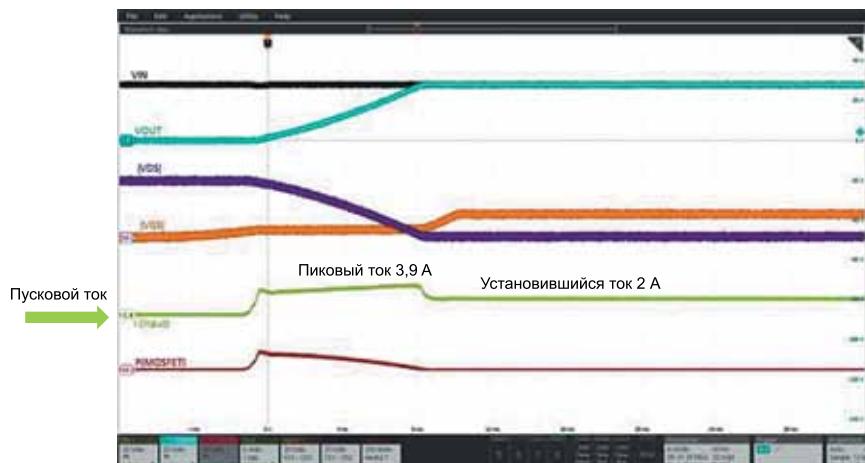


Рис. 8. ОБР для R5 в корпусе TO-257AA ограничивает применение мощностью < 50 Вт при использовании в ограничителях пускового тока



Рис. 9. R9 в том же корпусе поддерживает работу при мощности рассеивания > 100 Вт при использовании в ограничителях пускового тока

Силовые биполярные приборы отечественного производства

Для разработчиков и производителей преобразовательной техники вызовы настоящего времени диктуют необходимость увеличения доли отечественных компонентов силовой электроники в конечных изделиях. Наряду с новыми возможностями перед разработчиками и производителями полупроводниковых компонентов возникает необходимость оперативного и качественного решения ряда важных задач, с которыми в непростых условиях сталкиваются предприятия электронной промышленности. При их решении главной остается ориентация на требования потребителей и обеспечение конкурентоспособности выпускаемых изделий с продукцией импортных производителей.

Юлия Демидова
Александр Плотников
Алексей Хапугин
Алексей Гришанин

nicspp@elvpr.ru

Силовые полупроводниковые приборы (СПП) являются основной электронной компонентной базой для мощных преобразователей электроэнергии, аппаратуры силовой электроники и импульсной техники. История завода «Электровыпрямитель» (г. Саранск) в силовой полупроводниковой электронике началась более 80 лет назад с производства ртутных и селеновых выпрямителей, и уже более 60 лет на предприятии не прекращаются работы по созданию и изготовлению силовых кремниевых приборов и преобразовательной техники на их основе. На протяжении всей истории предприятия его коллектив вносит значительный вклад в развитие отечественной силовой полупроводниковой электроники и преобразовательной техники. Завод с достоинством прошел периоды экономических неурядиц и на сегодня сохранил квалифицированные кадры и производственный потенциал по профильным

Введение

направлениям: разработке и выпуску силовых полупроводниковых приборов и преобразовательной техники.

Специализируясь в области производства биполярных СПП на основе монокристаллического кремния, ПАО «Электровыпрямитель» продолжает разработки новых изделий и модернизацию серийно освоенных приборов, опираясь на результаты анализа мирового развития силовой электроники и требований потребителей.

Номенклатурный ряд

Номенклатура традиционных силовых полупроводниковых приборов — диодов и тиристоров — превышает 800 типов приборов и модулей на токи от 10 до 9100 А и напряжение от 100 до 8000 В. Номенклатурный ряд серийно освоенных изделий составляют силовые диоды, тиристоры, фототиристоры, симисторы, а так-





Рис. 2. Конструкция двунаправленного тиристора

же модули на их основе. Дискретные СПП серийно изготавливаются на основе кремниевых структур диаметром от 5 до 101 мм и имеют свыше 20 типов корпусов штыревой, та-блеточной и фланцевой конструкции (рис. 1).

Биполярные низкочастотные тиристоры и выпрямительные диоды на основе кремния по-прежнему наиболее востребованы в объектах, где необходима высокая надежность, низкая стоимость, а установленный срок службы достигает 20–30 лет. От других типов изделий выпрямительные диоды и низкочастотные тиристоры отличают наименьшие потери энергии, способность выдерживать высокие аварийные токи. В статье [1] представлен подробный обзор по номенклатуре мощных низкочастотных тиристоров и выпрямительных диодов. По большинству типов из серийно освоенных диодов и тиристоров параметры и габаритно-присоединительные размеры соответствуют требованиям к приборам ведущих зарубежных производителей.

В ряде областей применения взамен тиристоров с электрическим управлением можно использовать мощные высоковольтные фототиристоры, которые дают простые и надежные схемотехнические решения. К преимуществам эксплуатации фототиристоров в высоковольтных вентилях с последовательным соединением относятся: высоковольтная гальваническая развязка между цепью управления и силовой схемой преобразователя, высокая стойкость к электромагнитным помехам, которые могут приводить к несанкционированнымключениям (особенно в системах, где неизбежны длинные кабели управления). В серийном производстве освоена линейка низкочастотных фототиристоров, система основных параметров которых приведена в таблице 1.

Тиристоры и фототиристоры сегодня широко применяются в преобразователях линий электропередачи и вставок постоянного тока. Передача электрической энергии постоянным током существенно снижает потери при передаче электроэнергии от генерирующих объектов к потребителям, находящимся на больших расстояниях. Эти технологии должны стать неотъемлемой частью современной электроэнергетики, что диктуется

Таблица 1. Основные параметры низкочастотных фототиристоров

Тип	V_{DRM}/V_{RRM}	$I_{T(AV)}$	I_{TSM}	$V_{T(TO)}$	r_T	$(di/dt)_cr$	$(dv_D/dt)_cr$	P_{LM}	t_q	$R_{th(j-c)}$	F_m
		$T_c = 70^\circ C$	$t_p = 10 \text{ мс}$	$T_{j\max}$	$T_{j\max}$	$T_{j\max}$	$T_{j\max}$				
	B	A	kA	B	мОм	A/мкС	B/мкС	mВт	мкС	$^{\circ}\text{C/Bt}$	
ТФ353-630	6000–6400	790	12	1,2	1	300	2000	40	630	0,02	24
ТФ273-1000	6000–6400	1360	24	1,2	0,55	300	2000	40	630	0,012	45
ТФ183-1600	6800–7600	1866	35	1,27	0,47	300	2000	40	630	0,0078	70
ТФ183-2000	6000–6400	2115	40	1,2	0,35	300	2000	40	630	0,0078	70
ТФ193-2000	6800–7600	2295	50	1,27	0,35	300	2000	40	800	0,0067	80
ТФ193-2500	6000–6400	2520	55	1,22	0,28	300	2000	40	630	0,0067	80

Таблица. 2. Ряд двунаправленных тиристоров

Тип	V _{RM}	I _{T(AV)}	I _{TSM}	V _{T(TO)}	r _T	(dI _T /dT) _{cr}	t _q тип.	R _{th(j-c)}	T _{j max}
		T _C = 70 °C	t _p = 10 мс	T _{j max}	T _{j max}	T _{j max}	T _{j max}		
		B	A	кА	В	мОм	А/мкс	мкс	°С/Вт
TCД173-630	5200	821	12	1,07	0,85	250	800	0,02	125
TCД193-2000	4200	2132	32	1,00	0,24	250	800	0,0114	125
TCД193-1600	6000–6400	1409	22	1,2	0,55	250	800	0,0114	125

Таблица 3. Новые типы быстродействующих частотно-импульсных тиристоров

Тип	V_{DRM}	$I_{T(AV)}$	I_{TSM}	$V_{T(TO)}$	r_T	t_q	$R_{th(j-c)}$	$T_{j\max}$
	V_{RRM}	(T_c , °C)	$t_p = 10$ мс	$T_{j\max}$	$T_{j\max}$	$T_{j\max}$		
	B	A	κA	B	мОм	мкС		
ТБИ353-1000	2200	1510(55) 1095(80)	17	1,36	0,257	50*	0,02	125
ТБИ173-2000	2200	3207(55) 2344(80)	43	1,42	0,145	50*	0,0085	125
ТБИ183-2500	2400	3444(55) 2500(80)	55	1,47	0,126	50*	0,008	125
ТБИ193-2500	2800	4000(55) 2785(85)	72,5	1,2	0,168	70**	0,0065	125
ТБИ1103-4000	2800	6025(55)	90	1,09	0,063	80**	0,0047	120

Примечания. * Значения при $di_T/dt = -20 \text{ A}/\mu\text{s}$.

** Значения при $di_t / dt = -10 \text{ A/mкс}$:

возрастающими требованиями по надежности энергоснабжения.

Для систем компенсации реактивной мощности (статических тиристорных компенсаторов, управляемых шунтирующих реакторов трансформаторного типа), построение которых осуществляется по схеме ключа переменного тока, когда два тиристора включены встречно-параллельно, широкое применение находят двунаправленные тиристоры. Интегрирование двух встречно-параллельных тиристоров в один кремниевый кристалл позволяет значительно упростить схемные решения, сократить массо-габаритные показатели, снизить стоимость конечного изделия за счет применения меньшего количества компонентов для сборки силовых блоков (охладителей, прижимных устройств). Двунаправленный тиристор выполняется по технологии полностью прижимного контакта (рис. 2). Для комплектации мощных высоковольтных ключей переменного тока разработана серия двунаправленных тиристоров на токи от 630 до 2000 А и напряжения от 4200 до 6500 В (табл. 2).

которое реализуется каскадным соединением вспомогательного маломощного тиристора с основным мощным тиристором, имеющим разветвленный управляющий электрод, обеспечивающий высокую скорость распространения включенного состояния. Благодаря этому тиристоры серии ТБИ имеют малое время полного включения и низкие потери энергии при работе с большими скоростями нарастания тока нагрузки ($di_T/dt \geq 1000 \text{ A}/\mu\text{s}$). В сочетании с малыми значениями времени задержки включения и времени выключения это позволяет эффективно использовать тиристоры на частоте до 20 кГц. Предприятием на базе полупроводниковых кристаллов собственного изготовления освоен выпуск быстродействующих частотно-импульсных тиристоров для широкого диапазона тока от 100 до 2500 А, блокирующих напряжений от 900 до 3000 В. Конструкция и топология кристаллов серии ТБИ оптимизирована для их эксплуатации на частотах от 400 до 4000 Гц. В таблице 3 приведены данные по номенклатуре новых тиристоров, включая ТБИ1103-4000 на базе

Для применения в инверторах для оборудования технологического назначения индукционный нагрев, плавка и закалка металлов — широко применяются быстродействующие частотно-импульсные тиристоры. Современные частотно-импульсные тиристоры (ТБИ) изготавливаются с так называемым

внутренним усилением импульса управления, которое реализуется каскадным соединением вспомогательного маломощного тиристора с основным мощным тиристором, имеющим разветвленный управляющий электрод, обеспечивающий высокую скорость распространения включенного состояния. Благодаря этому тиристоры серии ТБИ имеют малое время полного включения и низкие потери энергии при работе с большими скоростями нарастания тока нагрузки ($di_t/dt \geq 1000 \text{ A/мкс}$). В сочетании с малыми значениями времени задержки включения и времени выключения это позволяет эффективно использовать тиристоры на частоте до 20 кГц. Предприятием на базе полупроводниковых кристаллов собственного изготовления освоен выпуск быстродействующих частотно-импульсных тиристоров для широкого диапазона тока от 100 до 2500 А, блокирующих напряжений от 900 до 3000 В. Конструкция и топология кристаллов серии ТБИ оптимизирована для их эксплуатации на частотах от 400 до 4000 Гц. В таблице 3 приведены данные по номенклатуре новых тиристоров, включая ТБИ1103-4000 на базе полупроводникового элемента диаметром 120 мм. Также специалисты компании готовы осуществлять подбор и поставку аналогов быстродействующих частотно-импульсных тиристоров ведущих мировых производителей.

Современный рынок представлен широким спектром беспотенциальных и потенциальных

Таблица 4. Конструктивный ряд серийно выпускаемых модулей

Корпус	Ширина основания, мм	Ток, А	Напряжение, В
MTD1	20	40–80	400–1800
MTD2	34	100–160	400–3200
MTD3	50	125–320	400–3200
MTD4	50	250–630	1200–4000
MTD5	60	500–1000	1200–4000
MTD6	70	500–1000	1200–4400
MTD7	77	400–1000	1200–4400
MTD8	90	630–2000	1200–4400

диодно-тиристорных модулей от отечественных и азиатских производителей. Модульное исполнение позволяет организовать простые и компактные решения при проектировании современных преобразовательных устройств. Конструктивно применение беспотенциальных модулей имеет ряд неоспоримых преимуществ: изолированное основание модулей от потенциальных контактов; упрощенный монтаж и ошиновка силовых схем, что позволяет снижать стоимость их эксплуатации по сравнению с комплектами приборов таблеточного исполнения. Несмотря на то, что конструкция диодно-тиристорных модулей с изолированным основанием предполагает только одностороннее охлаждение, построение схем с применением модулей становится все более эффективным. Технология прижимного контакта полупроводниковых элементов в конструкции модуля обеспечивает им надежную работу в режиме больших токовых нагрузок и длительное безотказное функционирование в циклических режимах эксплуатации. Модули прижимной конструкции имеют лучшие показатели термоциклирования и стойкости к механическим

Таблица 5. Конструктивный ряд модулей со встроенным жидкостным охлаждением

Корпус	MTD3-1	MTD5-1	MTD7-1	MTD8-1
	Ширина основания, мм	50	60	77

Таблица 6. Модули со встроенным жидкостным охлаждением

Тип	$\frac{V_{DRM}}{V_{RRM}}$	I_{RMS}	I_{TSM}	$V_{T(0)}$	r_T	$(di_T/dt)_{cr}$	$(dv_D/dt)_{cr}$	t_q	R _{th(j-w)}	T _{j max}	V _{isol}	Корпус
	B	A	кА	В	мОм	А/мкС	В/мкС	мкС				
M2T-800-...-OB	1200–1800	825(25) 735(40)	8	0,95	0,5	200	1600	160	0,2	130	3000	MTD3-1
M2T-1550-...-OB	400–1200	1573(25) 1418(40)	17	0,81	0,25	200	1000	160	0,13	140	3000	MTD5-1
M2T-2300-...-OB	400–1200	2358(25) 2108(40)	30	0,9	0,15	200	1000	160	0,084	140	3000	MTD7-1
M1Д-2500-...-OB	1200–2400	2820(25) 2570(40)	55	0,85	0,075	—	—	—	0,07	150	3000	MTD8-1

воздействиям по сравнению с модулями паяной конструкции, но материаломость и трудоемкость их изготовления выше.

В ПАО «Электропривод» освоено серийное производство беспотенциальных диодно-тиристорных модулей общепромышленного применения на токи от 40 до 2500 А, напряжение от 400 до 4400 В, электрической прочностью изоляции 2500–9500 В RMS. Линейка продукции насчитывает порядка 350 типов одно- и двухключевых модулей. Модули с прижимными контактами выпускаются в восьми конструктивных исполнениях с шириной основания 20, 34, 50, 60, 70, 77 и 90 мм. В таблице 4 представлен конструктивный ряд серийно выпускаемых диодно-тиристорных модулей с указанием типа корпуса. Габаритно-присоединительные размеры большинства серийно освоенных в производстве модулей совместимы с общепринятыми размерами модулей зарубежных аналогов. Для простоты конструктивное исполнение модулей принято характеризовать шириной основания корпуса.

Стандартное исполнение электрической схемы двухключевых модулей — полумост, также доступны варианты сборки в схемы с общим анодом или катодом.

Подробный обзор силовых беспотенциальных модулей прижимной конструкции на основе низкочастотных тиристоров и выпрямительных диодов, а также ряд новых разработок модулей, в том числе с потенциальным основанием, представлен в статье [2]. Кроме того, в номенклатуре предприятия есть серия одно- и двухключевых тиристорных и диодных модулей со встроенным жидкостным охлаждением (табл. 5). Краткие характеристики модулей представлены в таблице 6. Такая конструкция модуля обеспечивает до 30% уменьшение теплового сопротивления по сравнению с модулем в традиционном исполнении, собранным с отдельным жидкостным охладителем. За счет внешнего соединения силовых выводов моду-

лей электрическую схему полумоста можно преобразовать во встречно-параллельное соединение двух тиристоров, что часто используется потребителями данных типов модулей при эксплуатации в ключах переменного тока. Поэтому для тиристорных модулей нормирование токовой нагрузки производится по параметру действующего значения тока I_{RMS} для температуры охлаждающей жидкости T_w , предусматривая работу модуля в схеме ключа переменного тока.

Все применяемые в модулях материалы пожаробезопасны: относятся к классу самозатухающих и не поддерживающих горение. Большинство конструкционных деталей для сборки модулей изготавливаются на собственных производственных мощностях. Для выпуска деталей из металлов применяются автоматизированные механообрабатывающие станки и универсальные обрабатывающие центры, корпусные детали из пластмасс производятся посредством литья на термопластах. Такая организация производства позволяет оперативно выполнять заказы, включая возможности изготовления нестандартных деталей по новым разработанным чертежам.

В последнее время доминирующие тенденции в области развития полупроводниковой электроники занимают силовые твердотельные ключи для импульсных применений. Для современной импульсной энергетики большой интерес представляют коммутаторы и генераторы субмиллисекундного и микросекундного диапазонов электрических импульсов на основе быстродействующих полупроводниковых размыкателей тока. Специфика высоких напряжений в мощной импульсной технике резко сужает границы и номенклатуру применяемой электронной компонентной базы. В настоящее время для многих импульсных технологий необходимо за время от единиц до сотен микросекунд коммутировать импульсы тока с амплитудой в десятки и сотни килоампер. Минимальные

**Рис. 3.** Технологический маршрут производства биполярных СПП

потери энергии при коммутации мощных импульсов тока сnano- и микросекундными фронтами имеют реверсивно-включаемые динисторы, в которых переключение в состояние высокой проводимости происходит однородно и практически мгновенно по всей активной площади прибора.

В настоящее время создаются мощные твердотельные энергетические системы, выполненные на базе емкостных накопителей электрической энергии с коммутирующей аппаратурой общей мощностью 10^9 – 10^{14} Вт. Они работают как в одиночных, так и в импульсно-периодических режимах и используются для питания электрофизических установок различного назначения (лазеры, ускорители, токамаки, генераторы магнитных полей и пр.). Для коммутирующей аппаратуры таких систем необходимы полупроводниковые ключи с большой активной площадью, способные переключать импульсные токи до 500 кА при рабочем напряжении до 25 кВ, со сроком службы более 10^4 включений. Для быстрой коммутации мощных и коротких импульсов тока сегодня наиболее предпочтительны полупроводниковые приборы тиристорного типа с инжекционно-плазменным управлением — реверсивно-включаемые динисторы (РВД). РВД обладают рядом преимуществ по сравнению с газоразрядными ключами — низкой энергией потерь мощности, рассеиваемой в ключе, низкими эксплуатационными расходами, не допускают пропуска срабатывания, имеют большой срок службы, экологически безопасны, невосприимчивы к положению в пространстве. В номенклатуре предприятия предусмотрена целая серия импульсных приборов, характеристики которой подробно описаны в статье [3].

Подробную техническую информацию на выпускаемую продукцию можно найти на сайте [4].

Технологический процесс производства

В настоящее время предприятие располагает полностью заключенным технологическим циклом производства приборов биполярного типа (рис. 3).

С целью достижения требуемых значений блокирующих вольт-амперных характеристик кристаллов диодов и тиристоров используется радиационно-легированный монокристаллический кремний с малым разбросом удельного сопротивления, применяется технология получения однородных диффузионных слоев и высоких времен жизни неосновных носителей заряда в базовых областях по площади диаметром до 5 дюймов, технология профилирования и пассивации краевого контура для снижения электрических полей на поверхности кремниевой структуры. Кристаллы тиристоров имеют топологию с внутренним усиленiem сигнала управления и увеличенной площадью первоначального включения, что обеспечивает приборам быстрое и однородное включение. Для стабильной работы при высоких температурах и устойчивости к эффекту du/dt в тиристорах применяется эффективная шунтировка катодного эмиттера кристаллов.

Для повышения динамических свойств диодов и тиристоров, а также для обеспечения их надежной работы в сборках с последовательным соединением используется однородное легирование полупроводниковых элементов СПП радиационными дефектами, являющими центрами рекомбинации неравновесных носителей заряда. Контролируемое введение радиационных дефектов позволяет гибко управлять временем жизни неосновных носителей заряда в полупроводниковых структурах приборов и, соответственно, всей системой

электрических параметров. Минимальные разбросы Q_{RR} диодов и тиристоров для последовательных соединений, низкие времена выключения t_q тиристоров достигаются путем прецизионного регулирования времени жизни неосновных носителей заряда облучением высокоэнергетическими электронами на ускорителе «Электроника-У003», который входит в состав технологической линии производства СПП предприятия. Благодаря данной технологии диоды и тиристоры могут поставляться с разбросом по заряду обратного восстановления до $\pm 5\%$.

На предприятии действует система менеджмента качества, сертифицированная по ГОСТ Р ИСО 9001-2015 и международному стандарту ISO 9001:2015. Она охватывает все этапы изготовления СПП: от закупок и входного контроля комплектующих и материалов до выходных и надежностных испытаний готовых изделий. Для обеспечения высокого качества приборов действует двухступенчатый контроль качества СПП, который проводится на 100% изделий в два этапа: цеховые испытания и последующий контроль ОТК. В рамках рутинных испытаний проводится 100%-ный контроль всех важнейших параметров СПП при нормальной и повышенной температурах. В составе завода есть испытательный центр, где обеспечиваются периодические испытания с целью подтверждения стойкости СПП к воздействию внешних факторов (климатических, механических) и надежностные испытания приборов. По согласованию возможно проведение дополнительного контроля параметров и диагностика СПП по специально разработанным и согласованным с потребителями методикам, учитывающим реальные режимы эксплуатации. Такой уровень контроля гарантирует надежную работу приборов в объектах заказчиков.

Области применения

На основе силовых полупроводниковых приборов собственного изготовления ПАО «Электровыпрямитель» производит свыше 200 типов энергосберегающих преобразователей мощностью от единиц киловатт до десятков мегаватт. Продукция завода находит применение в различных сферах машиностроения, химической промышленности, электрифицированного транспорта, энергетики, горнодобывающей отрасли, металлургии, жилищно-коммунального хозяйства. Качество выпускаемых изделий подтверждено много-летним опытом эксплуатации в составе:

- тяговых электроприводов локомотивов железнодорожного транспорта;
- выпрямителей для систем возбуждения мощных турбин на атомных и гидроэлектростанциях;
- выпрямителей для плавки гололедообразований на кабельных линиях и грозотросах линий электропередачи;
- оборудования высоковольтных линий передачи постоянного тока;
- выпрямителей для сварки, гальваники и электролиза;
- преобразователей частоты насосных станций нефте- и газопроводов;
- оборудования для индукционной плавки металлов;
- и др.

Высокий уровень качества СПП и их производства подтвержден и в ряде новых проектов, реализованных на базе диодов и тиристоров, успешно внедренных совместно с отечественными разработчиками — производителями преобразовательной техники:

- лавинный диод, оптимизированный для надежной работы в выпрямителях, предназначенных для преобразования трехфазного напряжения частотой до 500 Гц в схемах возбуждения мощных турбогенераторов гидроагрегатов Загорской гидроаккумулирующей электрической станции;

- мощный тиристор, разработанный по техническим требованиям заказчика и применяемый для комплектации высоковольтных тиристорных вентилей модернизируемой вставки постоянного тока ПС «Выборгская»;
- диоды и тиристоры для неуправляемых и управляемых выпрямителей, применяемых для плавки гололедообразований на проводах и грозотросах линий электропередачи;
- тиристоры для высоковольтных устройств выпрямительной и инверторной части тиристорного преобразователя частоты для плавного пуска и регулирования скорости вращения синхронных электродвигателей мощностью 25 МВт газоперекачивающих агрегатов компрессорных станций магистрального газопровода;
- низковольтные диоды и тиристоры для применения в машинах контактной точечной и шовной сварки выпрямленным током;
- высоковольтные коммутаторы импульсного тока на 100 кА и напряжение 12 кВ на основе импульсных фототиристоров собственного производства и высоковольтных коммутаторов импульсов тока субмиллisecondной длительности амплитудой до 250 кА и напряжением 25 кВ на основе реверсивно-включаемых динисторов [3] в качестве мощных полупроводниковых ключей для разряда емкостных накопителей энергии в научно-исследовательских областях и промышленности (лазеры, термоядерный синтез, магнитная штамповка).

Заключение

С лета 2022 года ПАО «Электровыпрямитель» входит в периметр группы компаний «Ключевые системы и компоненты» (ГК КСК). Дивизион «Электрическая техника» ГК КСК специализируется в области разработки, изготовления, испытаний и поставок комплектных систем приводов, смежного электротехнического и электронного оборудования.

Литература

1. Самойлов А., Лебедева Л., Наумов Д., Тиманина С., Осипова Е., Демидова Ю. Мощные таблеточные диоды и тиристоры компании «Электровыпрямитель» // Компоненты и технологии. 2022. № 4.
2. Дружинин А., Матвеев В., Сергунина Т., Москалева И., Варянова Г., Демидова Ю., Приказчикова О., Краснощекова Н. Диодотиристорные модули компании «Электровыпрямитель» // Компоненты и технологии. 2022. № 5.
3. Хапугин А., Мускатинев В., Мартыненко В., Гришанин А., Елисеев В., Галахов И., Ганин Л., Осин В. РВД-ключи для мощных твердотельных энергетических систем // Силовая электроника. 2022. № 2.
4. www.elvpr.ru

Приводные решения для БПЛА от Constar



Компания «ИнноДрайв» представляет на российском рынке продукцию китайской компании Constar Micromotor.

Многие европейские бренды ушли с российского рынка, но потребность в качественных и надежных комплектующих осталась. Санкции затронули многие сферы, в том числе и разработку беспилотных летательных аппаратов (БПЛА).

Constar Micromotor уже более 20 лет занимается производством коллекторных и бесколлекторных микроэлектродвигателей постоянного тока, редукторов и контроллеров для управления электродвигателями.

Беспилотные двигатели постоянного тока компании Constar обладают высокой эффективностью, длительным сроком службы, высокой точностью и быстрым отводом тепла, что делает их отличным вариантом для использования в БПЛА. Двигатели компании применяются в многороторных патрульных вертолетах для аэрофотосъемки или ретрансляции видео в реальном времени — например, для осмотра линий электропередачи или периметра аэропорта; в беспилотных летательных аппаратах для экономичного и эффективного распыления пестицидов; в беспилотниках с карданным подвесом для видеосъемки и профессионального картографирования; в FPV (First Person View)-дроне, который используется в области гонок на беспилотных летательных аппаратах и во многом другом.

В текущих условиях продукция компании Constar особенно актуальна, поскольку при обеспечении высокого уровня технических решений доступна к поставке без каких-либо ограничений и может стать интересной альтернативой решениям, подвергшимся новым экспортным условиям.

Потенциальные решения не ограничиваются представленной информацией. Существуют широкие возможности по доработке и адаптации компонентов под индивидуальные требования проекта.

<https://innodrive.ru/>

Современная силовая электроника: разворот на Восток и «доступная функциональность». Часть 2. NOVOSENSE Microelectronics

Денис Новоторженцев

denis_n@npkexpert.ru

Андрей Колпаков

akolpakov@npkexpert.ru

Знакомьтесь: NOVOSENSE

Компания NOVOSENSE Microelectronics, основанная в 2013 году, занимается разработкой и производством интегральных цифровых и аналоговых микросхем, предназначенных для применения в силовых преобразователях различного назначения. Основные направления деятельности компании — обработка сигналов сенсоров, системные интерфейсы, управление силовым приводом.

NOVOSENSE предоставляет широкую гамму интегральных схем и готовых решений, включая датчики, сигнальные изоляторы, драйверы затворов, контроллеры управления источниками питания, которые широко используются на рынках автомобилестроения, промышленного контроля, информационных коммуникаций и бытовой электроники. Многие продукты компании являются аналогами популярных IC Power Integration, Infineon и Texas Instruments.

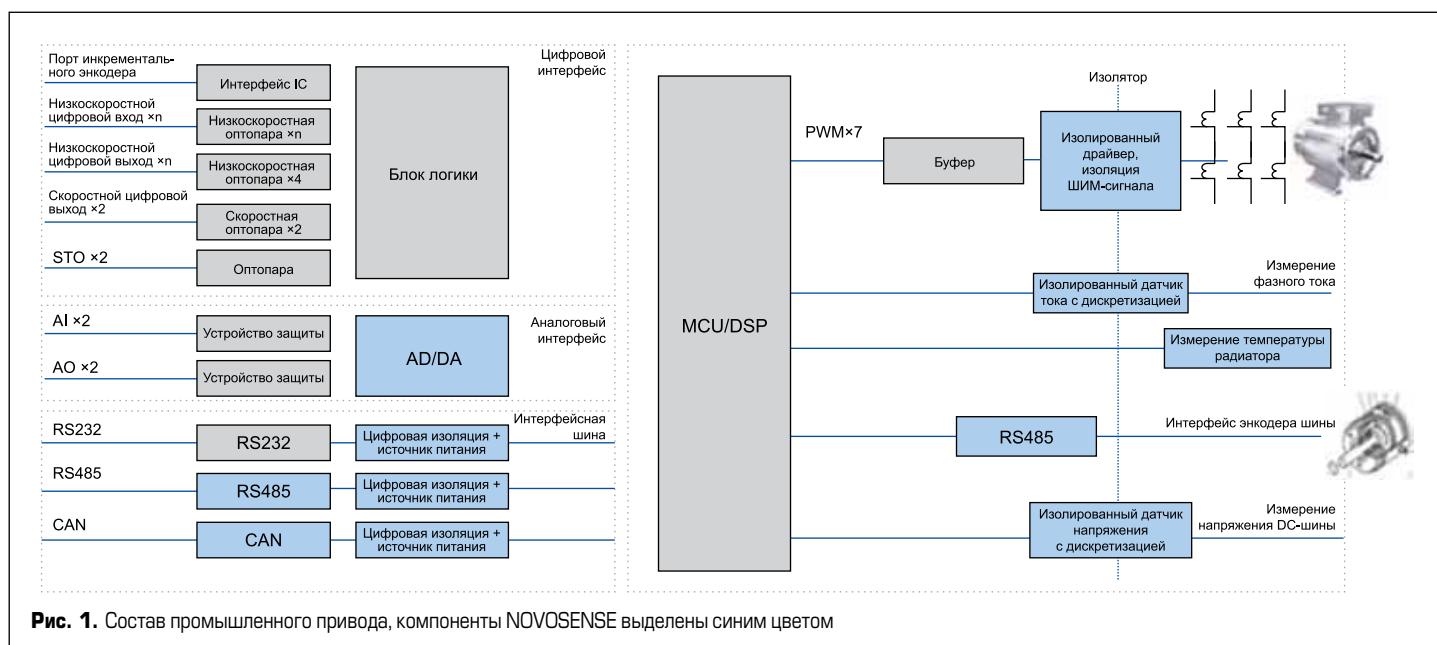
Со всей линейкой интегральных микросхем, выпускаемых NOVOSENSE, можно ознакомиться на сайте [2]. В рамках данной статьи мы подробно расскажем о компонентах, предназначенных для применения в электроприводе (рис. 1).

NOVOSENSE: компоненты для промышленного привода

Электропривод является одним из самых ответственных узлов современных промышленных и транспортных систем. Его эффективность, быстродействие и точность напрямую определяют характеристики всего изделия. Поскольку большинство реальных сценариев работы силового конвертора предполагает взаимодействие человека и компьютера в условиях высокого сетевого напряжения, к его изоляционным характеристикам, безопасности и надежности предъявляются очень жесткие требования.

Компания NOVOSENSE предоставляет широкий спектр изолированных интегральных схем для построения цифрового электропривода, структура которого показана на рис. 1 (соответствующие блоки выделены синим цветом). В рамках статьи рассмотрим следующие компоненты:

- Драйверы затворов серии NSi66x1.
- Интерфейсы RS-485 NSi83085.
- Изолирующие усилители с дискретизацией напряжения/тока NSi131x.
- Датчики тока NSM201x.



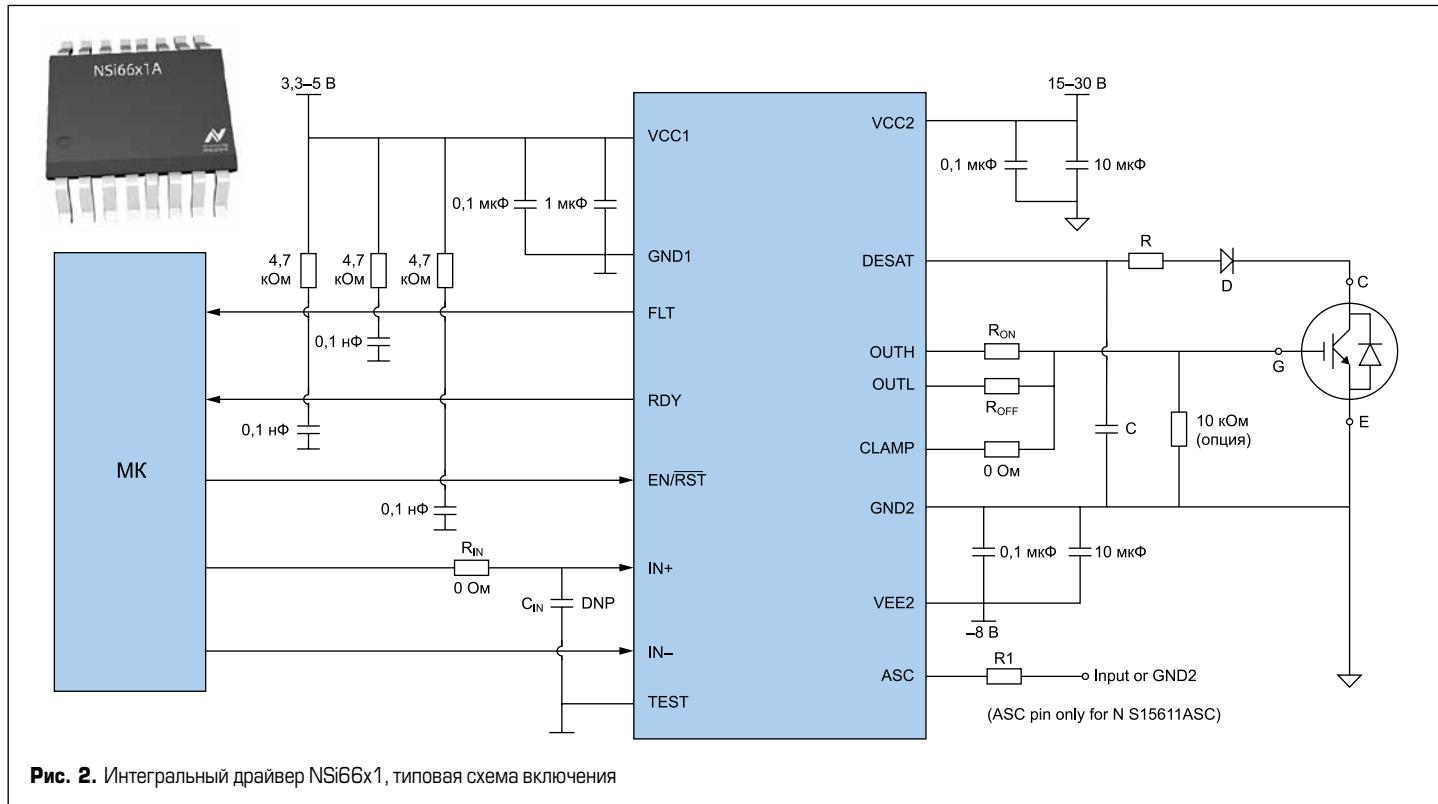


Рис. 2. Интегральный драйвер NSi66x1, типовая схема включения

Устройства управления изолированными затворами

Одноканальный изолированный драйвер NSi66x1

Микросхема NSi6611 является аналогом SID11x2K от Power Integration и 1ED2x (серия EiceDRIVER 1ED) от Infineon Technologies. Это одноканальный изолированный драйвер затвора, предназначенный для управления IGBT, MOSFET и SiC MOSFET в широком спектре применений и поддерживающий все необходимые сервисные функции.

Типовая схема включения NSi6611 приведена на рис. 2. Устройство имеет отдельные выходы, что позволяет контролировать длительность нарастания и спада сигнала, поддерживает режим выходного напряжения rail-to-rail, максимальный ток включения и выключения затвора составляет 10 А. Микросхема NSi6611 обеспечивает защиту от падения напряжения питания UVLO, активное ограничение эффекта Миллера, защиту от перегрузки по току DESAT в режиме плавного отключения. При обнаружении аварийной ситуации (короткое замыкание, снижение сигнального питания) сигнал неисправности формируется на отдельном выводе.

Основные характеристики NSi6611:

- Напряжение питания (входной каскад): 3–5,5 В.
- Напряжение питания (выходной каскад): до 32 В.
- Пиковый ток включения/выключения затвора: 10 А/10 А.
- CMTI: 150 кВ/мкс.
- Типовое время прохождения сигнала: 80 нс.
- Максимальная погрешность длительности выходного сигнала: 30 нс.
- Минимальная длительность сигнала управления: 40 нс.

- Функции защиты:
 - активное ограничение «плато Миллера»;
 - защита от перегрузки по току DESAT;
 - защита от падения напряжения UVLO;
 - режим плавного отключения;
 - отдельный выход сигнала ошибки и сброса.
- Диапазон рабочих температур: $-40\dots+125^\circ\text{C}$.
- Напряжение изоляции: 1500 В(rms) или 2120 В (DC).

Многие из описанных опций хорошо известны специалистам, тем не менее напомним, в чем состоит функция активного ограничения эффекта Миллера (Active Miller Clamp). Она предназначена для исключения ложных срабатываний при высоких скоростях коммутации и достаточно редко включается в стандартные устройства управления затворами. Схема NSi6611 содержит отдельный MOSFET-транзистор, замыкающий цепь «затвор-эмиттер» после достижения порогового напряжения V_{Gth} . Этот ключ шунтирует ток, наводимый через паразитную емкость Миллера C_{CG} , который в противном случае поступал бы на выход драйвера V_{OUT} .

Модуль ограничения (Miller Clamp Module) с компаратором и шунтирующим MOSFET показан на функциональной схеме (рис. 3). После выключения внешнего силового транзистора открывается оппозитный ключ в полумостовой схеме. Это приводит к мгновенному повышению напряжения коллектор-эмиттер IGBT (или сток-исток MOSFET), а образующийся крутой фронт dv/dt наводит большой ток смещения через паразитную емкость C_{CG} (емкость Миллера). Этот ток создает падение напряжения на резисторе затвора R_G , что может вызвать ложное включение транзистора, возникновение сквозного тока и отказ силового модуля.

Компаратор контролирует напряжение на затворе (вывод CLAMP), цепь активного

ограничения активируется, когда V_{GE} опускается ниже порогового уровня V_{CLAMP_TH} (2 В относительно $VEE2$). Отметим, что для гарантированного исключения ложного срабатывания, особенно при высокой скорости коммутации, необходим дополнительный источник питания, формирующий отрицательное напряжение выключения V_{G_off} .

Драйвер NSi6611 обеспечивает необходимый уровень иммунитета к синфазным переходным помехам (CMTI) — 150 кВ/мкс, такое значение считается достаточным для устойчивой работы преобразовательной системы. Для гальванической развязки низковольтных и высоковольтных каскадов в NSi6611 использован емкостный изолирующий барьер. Преобразование управляющих импульсов в пакеты радиочастотных (RF) сигналов блоком MOD производится с помощью технологии модуляции OOK (On/Off Keying), ключевыми преимуществами которой являются высокая помехозащищенность и низкий уровень EMI. После передачи через изолирующий барьер RF пакеты демодулируются узлом DEMOD и преобразуются в импульсы управления затвором.

Драйвер имеет два входа (неинвертирующий $IN+$ и инвертирующий $IN-$), соединенных с логическим блоком Input Logic, поддерживающим функцию блокировки INTERLOCK и нормирующими входные импульсы по форме и амплитуде.

В выходном каскаде драйвера использованы транзисторы MOSFET с низким сопротивлением канала, поэтому устройство имеет большую нагрузочную способность и минимальные потери. Выходы включения/выключения затвора разделены ($OUTH/OUTL$), что делает независимым управление временем нарастания и спада. Для формирования обобщенного сигнала неисправности и связи с другими эле-

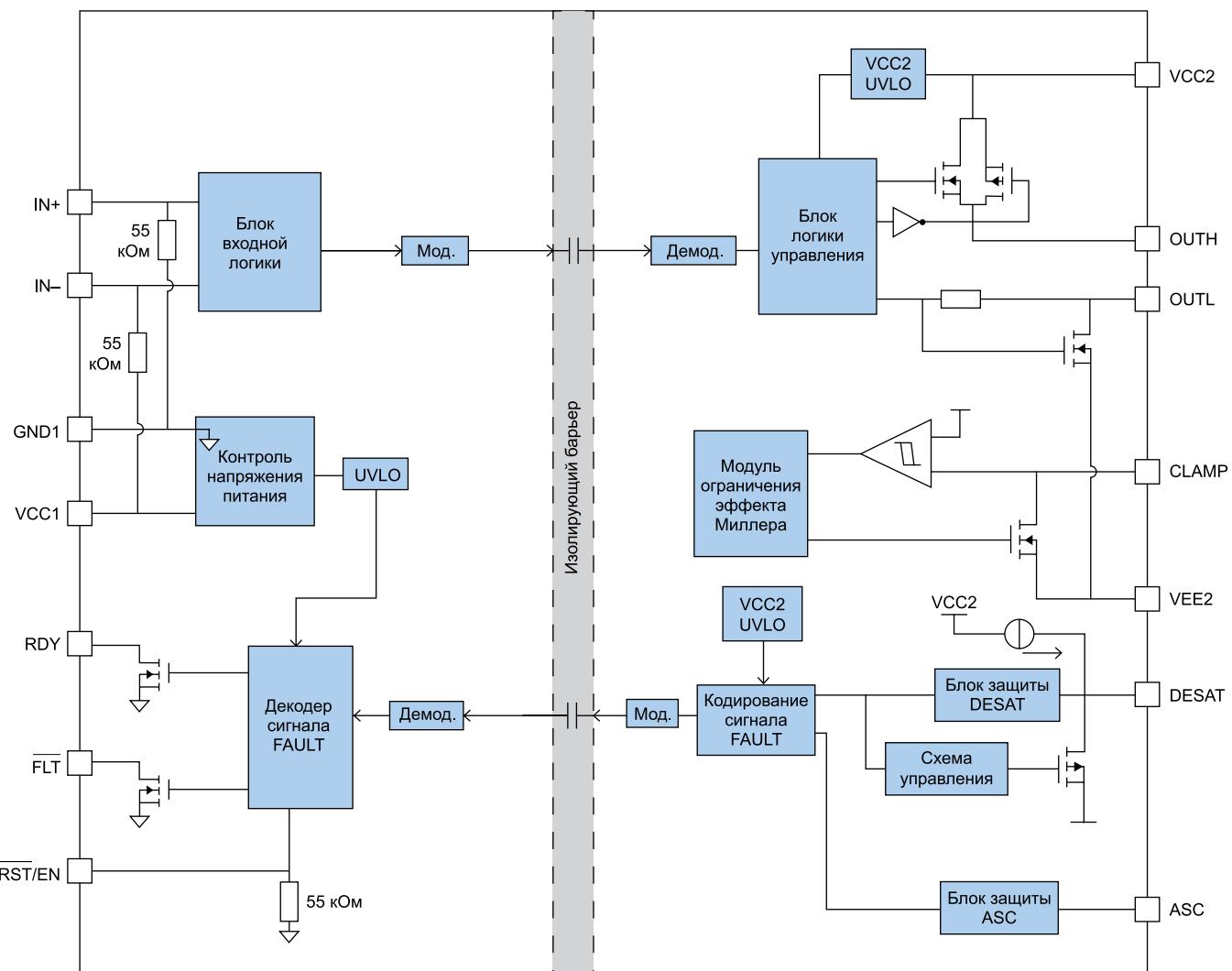


Рис. 3. Функциональная схема NSi6611

ментами системы предусмотрен двунаправленный вывод ASC.

Драйвер NSi6611 может быть использован в инверторах приводов, импульсных источниках питания и других устройствах, от которых требуется высокая надежность, большая плотность мощности и эффективность.

Полумостовой изолированный драйвер NSi6602

Изолированные двухканальные драйверы серии NSi6602 предназначены для управления IGBT/MOSFET-транзисторами на частотах до 2 МГц. Типовая схема включения показана на рис. 4. Максимальный выходной ток включения/выключения составляет 4 А/6 А, задержка распространения сигнала не превышает 25 нс при допуске 5 нс. Микросхема NSi6602 обеспечивает емкостную изоляцию 2500 В(rms) в корпусе 5×5 мм LGA13 в соответствии со стандартом UL1577, 3000 В(rms) в узком корпусе SOIC16 или 5700 В(rms) в широких корпусах SOIC16 и SOIC14.

Устройство имеет достаточный иммунитет к синфазным переходным помехам (СМТИ) — 100 кВ/мкс, что поддерживает стабильную работу системы. Максимальное напряжение питания драйвера по выходу составляет 28 В,

диапазон напряжения питания входных каскадов 2,7–5 В. По этим выводам имеется защита от понижения напряжения (UVLO).

Основные характеристики NSi6602:

- Напряжение питания (входной каскад): 2,7–5,5 В.
- Напряжение питания (выходной каскад): до 28 В.
- Пиковый ток включения/выключения затвора: 4 А/6 А.
- СМТИ: 100 кВ/мкс.
- Типовое время задержки прохождения сигнала: 19 нс.
- Максимальная погрешность длительности выходного сигнала: 6 нс.
- Минимальная длительность сигнала управления: 20 нс.
- Защита от падения напряжения UVLO по всем выводам питания.
- Программируемое «мертвое время».
- Диапазон рабочих температур: -40...+125 °C.
- Напряжение изоляции: 1000 В(rms) или 1400 В (DC).
- Типы корпусов: LGA13, SOIC14, SOIC16.

В серию интегральных устройств управления затворами NOVOSENSE также входят неизолированные одиночные и полумостовые драйверы NDS1025 и NDS1624, с харак-

теристиками которых можно ознакомиться на сайте компании [2].

Интерфейсы

Высоконадежный изолированный полуудуплексный/полнодуплексный приемопередатчик RS-485

Серия изолированных UART RS-485 NSi8308xE разработана с применением технологии цифровой изоляции NOVOSENSE, ИС NSi83085E представляет собой полуудуплексный, а NSi83086E — полнодуплексный приемопередатчик RS-485. Типовая схема подключения к микроконтроллеру показана на рис. 5. Обе микросхемы соответствуют стандарту UL1577, имеют напряжение изоляции 5 кВ(rms) и отличаются малым энергопотреблением и высокой устойчивостью к электромагнитным помехам. Выходы устройства на стороне шины NIRS485 поддерживают защиту от электростатического разряда (ESD) ±10 кВ (относительно заземления на системном уровне).

Отказоустойчивая схема приемопередатчиков NSi8308xE формирует высокий логический уровень на выходе приемника при отключении или коротком замыкании его входа.

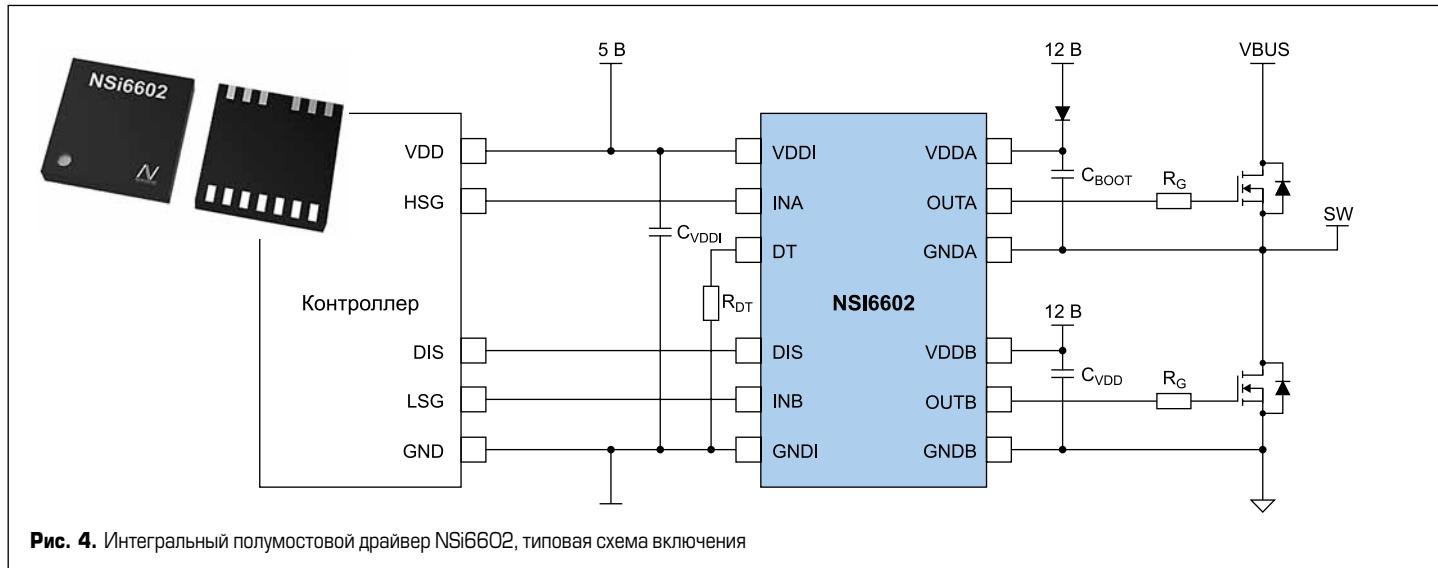


Рис. 4. Интегральный полумостовой драйвер NSI6602, типовая схема включения

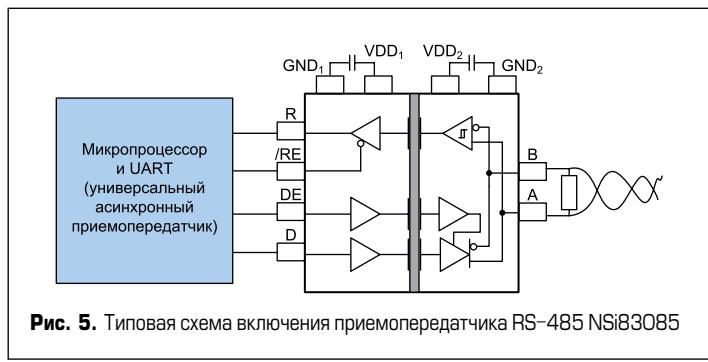


Рис. 5. Типовая схема включения приемопередатчика RS-485 NSI83085

Входной импеданс приемника равен 1/8 единичной нагрузки, что позволяет подключать к шине до 256 передатчиков. Скорость передачи данных NSI83085E составляет 12 Мбит/с, а NSI83086E — 16 Мбит/с.

Основные характеристики NSI8308xE:

- Напряжение изоляции: 5 кВ(rms).
- Питание логики: 3–5,5 В.
- Напряжение питания VDD1: 2,5–5,5 В.
- СМТИ: ±150 кВ/мкс.
- Высокая электромагнитная совместимость (EMC) на системном уровне.
- Устойчивость к ESD: соответствие IEC61000-4-2 (±10 кВ ESD).
- Отказоустойчивый приемник.
- Поддержка до 256 передатчиков.
- Ресурс изолированного затвора: >60 лет.
- Диапазон рабочих температур: -40...+105 °C.
- Корпус: SOW16.

Кроме UART RS-485, компания NOVOSENSE выпускает широкую гамму интерфейсных ИС, включая CAN/LIN, I²C, LVDS. С подробными характеристиками микросхем можно ознакомиться на сайте компании [2].

Изолирующие усилители

Изолирующий усилитель с дискретизацией напряжения NSI1311 (аналог AMC1311x от Texas Instruments)

Функциональная схема прецизионного изолирующего усилителя NSI1311 показана на рис. 6. Для гальванической развязки входа и выхода использована технология емкостной изоляции NOVOSENSE, диапазон изменения входного сигнала составляет 0,1–2 В. Высокое входное сопротивление NSI1311 позволяет использовать его для подключения к высоковольтным резистивным делителям или другим источникам напряжения с большим выходным импедансом.

Устройство имеет фиксированный коэффициент усиления 1, доступно исполнение с дифференциальным аналоговым входом. Низкое смещение и малый дрейф коэффициента передачи обеспечивают точную трансляцию данных во всем диапазоне рабочих температур. Большая устойчивость к синфазным переходным помехам (СМТИ) гарантирует, что усилитель будет выдавать точные и надежные результаты измерений даже при работе в мощных импульсных системах, таких как силовые инверторы привода двигателя. Функция отказоустойчивости (обнаружение пропадания питания в высоковольтных каскадах) упрощает проектирование и диагностику системы.

Основные характеристики NSI1311:

- Напряжение изоляции: до 5000 В(rms).

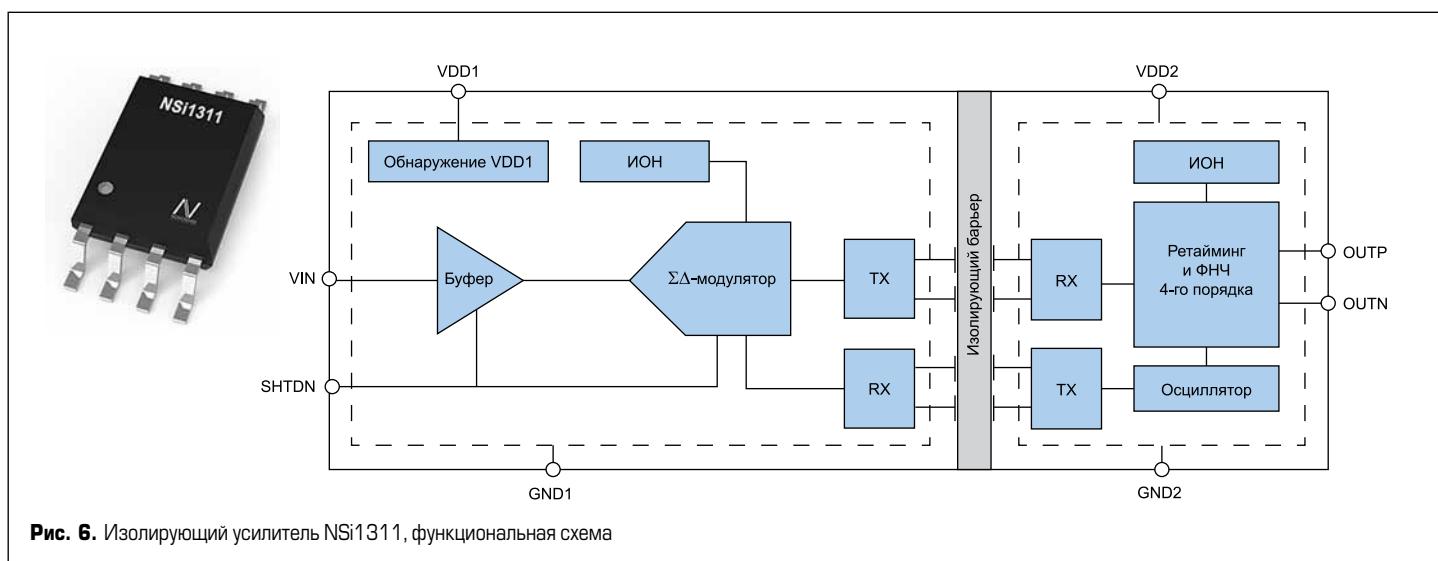


Рис. 6. Изолирующий усилитель NSI1311, функциональная схема

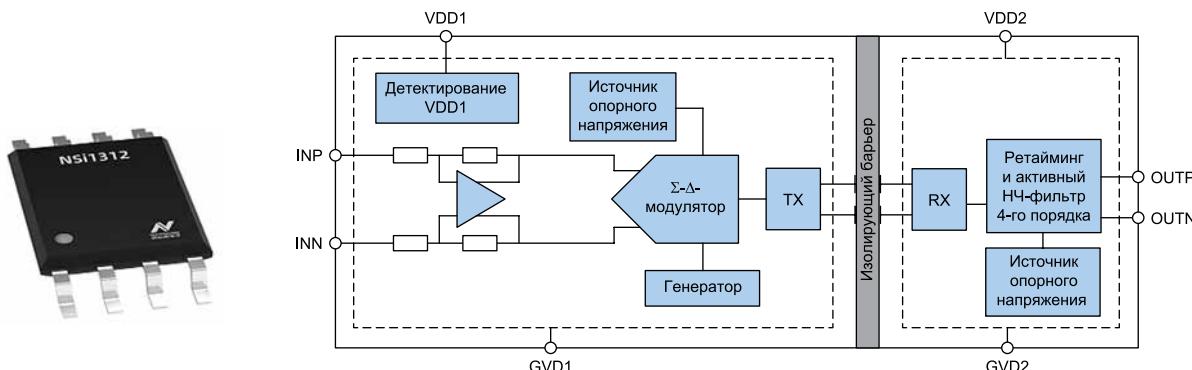


Рис. 7. Изолирующий усилитель NSi1312. функциональная схема

- Линейный диапазон входных сигналов: 0,1–2 В.
 - Коэффициент передачи: 1 (фиксированный).
 - Низкое напряжение смещения и температурный дрейф: $\pm 1,5$ мВ (макс.), $-5\dots+30$ мкВ/°C (макс.).
 - Малая погрешность коэффициента передачи и температурный дрейф: $\pm 0,3\%$ (макс.), ± 45 ppm/°C (макс.).
 - Малая нелинейность и температурный дрейф: $\pm 0,04\%$ (макс.), ± 1 ppm/°C (тип).
 - Отношение сигнал/шум (SNR):
 - 82 дБ (типовое значение в полосе частот 10 кГц);
 - 70 дБ (типовое значение в полосе частот 100 кГц).
 - Диапазон частот: 400 кГц.
 - СМТ: 150 кВ/мкС.
 - Функции диагностики на системном уровне: мониторинг VDD1.
 - Диапазон рабочих температур: $-40\dots+125$ °C.
 - Корпус: SOP8 (300 mil).

Изолирующий усилитель с дискретизацией напряжения NSi1312

Изолирующие усилители напряжения с высокоимпедансным входом NSi1312x поддерживают положительное и отрицательное входное напряжение, обеспечивают дифференциальный или однополюсный аналоговый выход. Функциональная схема устройства показана на рис. 7. Микросхемы серии NSi1312x используются в различных автомобильных и промышленных системах высокой мощности для изолированного измерения AC- и DC-сигналов.

Применение инновационной технологии емкостной изоляции и пр-цизионной обработки сигнала NOVOSENSE гарантирует гальваническую развязку с напряжением до 5000 В(rms), что необходимо для соответствия жестким требованиям современной индустрии. Высокий иммунитет к синфазным помехам СМТ до 150 кВ/мкс поддерживает высокую точность обработки сигнала и низкий температурный дрейф.

- Основные особенности NS1312:
 - Напряжение изоляции:
 - 5000 В(rms) корпус SOW8;
 - 3000 В(rms) корпус SOP8.
 - Линейный диапазон входных сигналов: $\pm 1,2$ В.
 - Высокий входной импеданс: 1 МОм.
 - Коэффициент передачи: 1 (фиксированный).
 - Напряжение смещения и температурный дрейф: ± 5 мВ (макс.), -20 мкВ/°C (тип.).
 - Погрешность коэффициента передачи и температурный дрейф: $\pm 1\%$ (макс.), ± 30 ppm/°C (тип.).
 - Малая нелинейность и температурный дрейф: $\pm 0,3\%$ (макс.), ± 10 ppm/°C (тип.).
 - Отношение сигнал/шум (SNR):
78 дБ (тип. в полосе частот 50 кГц).
 - Диапазон частот: 100 кГц.
 - CMTI: 150 кВ/мкс.
 - Функции диагностики на системном уровне: мониторинг VDD1.
 - Диапазон рабочих температур: $-40\dots+125$ °C.

Зачем нужен изолирующий усилитель в силовом конвертере?

На рис. 8 показана типовая схема трехфазного входного выпрямителя со звеном постоянного тока и схемой измерения напряжения на DC-шине. Как правило, для этого используется высокомоментный делитель с неизолированным операционным усилителем (ОУ) и контроллер со встроенным АЦП. Это самое простое и дешевое решение, однако отсутствие изоляции может привести к возникновению низковольтных и высоковольтных помех и даже отказу системы.

Основные недостатки измерительной схемы без гальванической развязки:

- Токи в силовых шинах генерируют помехи в цепи сигнального заземления, которые могут влиять на работу управляющего контроллера или даже повредить его.

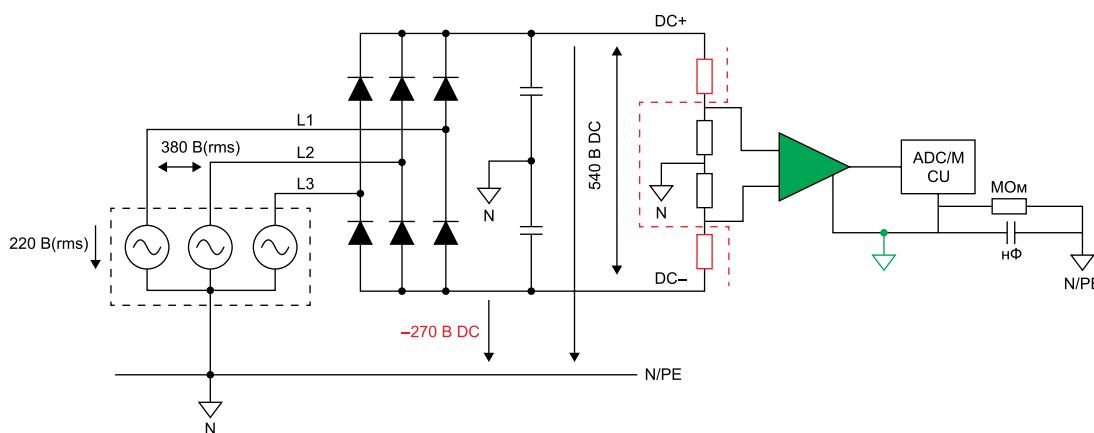


Рис. 8. Подключение измерительного усилителя в DC-шине

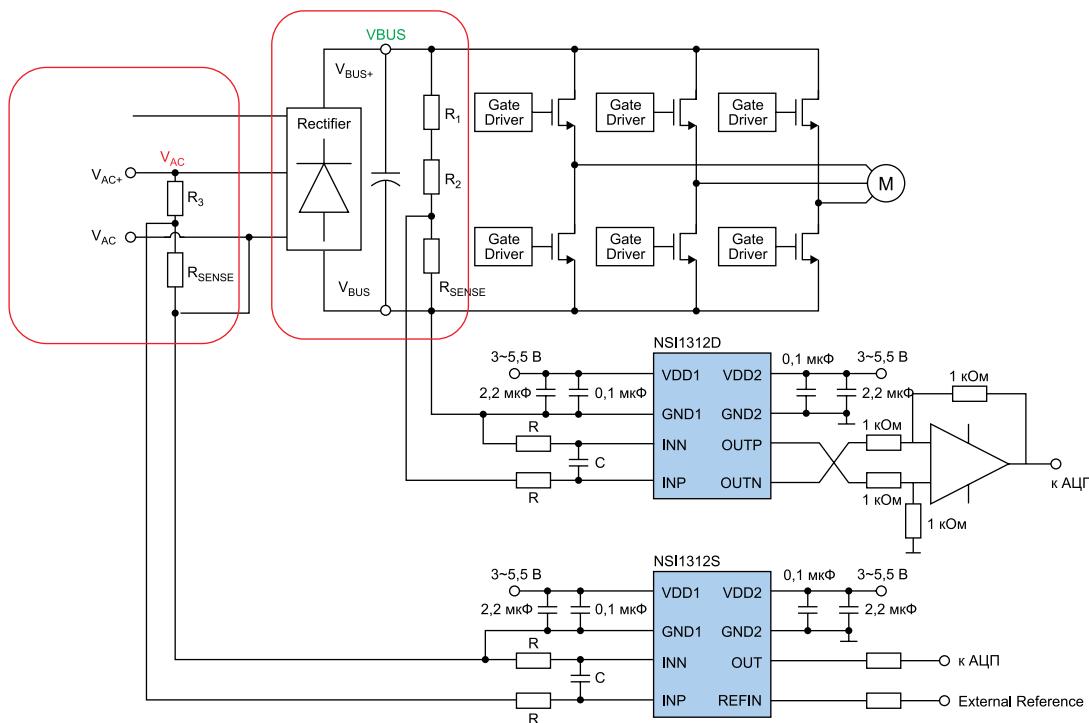


Рис. 9. Схема измерения напряжения в AC-сети и на DC-шине

- Разница емкостей, расположенных между шинами DC+ и DC-, создает небаланс напряжений в этих цепях относительно средней точки (N), в результате чего синфазный вход операционного усилителя будет иметь отрицательный потенциал. Таким образом, ОУ нуждается в дополнительном отрицательном источнике питания, что усложняет схему.
- Отказ (перенапряжение или пробой) силовой цепи неизбежно приведет к повреждению схемы управления.
- Использование многоканальной схемы измерения выборки напряжения аналогично многоканальному параллельному измерению изоляции. В этом случае снижается эквивалентное сопротивление изоляции, растет ток утечки, и система не будет соответствовать требованиям безопасности.

Общий изолирующий усилитель с дискретизацией может решить указанные проблемы, однако его высокая стоимость не устраивает многих заказчиков. Более того, подобные интегральные схемы, как правило, не допускают отрицательного напряжения на входе, что не позволяет использовать их для измерения AC-сигналов.

Применение недорогих изолирующих усилителей NSI1312x от NOVOSENSE повышает конкурентоспособность системы. Компоненты серии способны работать при двуполярном входном напряжении $\pm 1,2$ В в AC- и DC-цепях, они обнаруживают пропадание фазы при измерении сигнала переменного тока. Более того, ИС NSI1312S поддерживает режим однопроводного несимметричного выхода, который может быть напрямую подключен к I/O-порту АЦП микроконтроллера. Это исключает необходимость в дополнительном операционном усилителе для преобразования дифференциального напряжения в однополярное и решает проблему двунаправленной передачи сигнала как по стоимости, так и по производительности.

На рис. 9 показана схема измерения напряжения в AC-сети и на DC-шине силового инвертора, ее основные особенности:

- Гальваническая изоляция между высоковольтными и низковольтными каскадами гарантирует надежную и безопасную работу системы.
- Большой коэффициент подавления синфазных помех, высокая устойчивость к зашумленным средам.

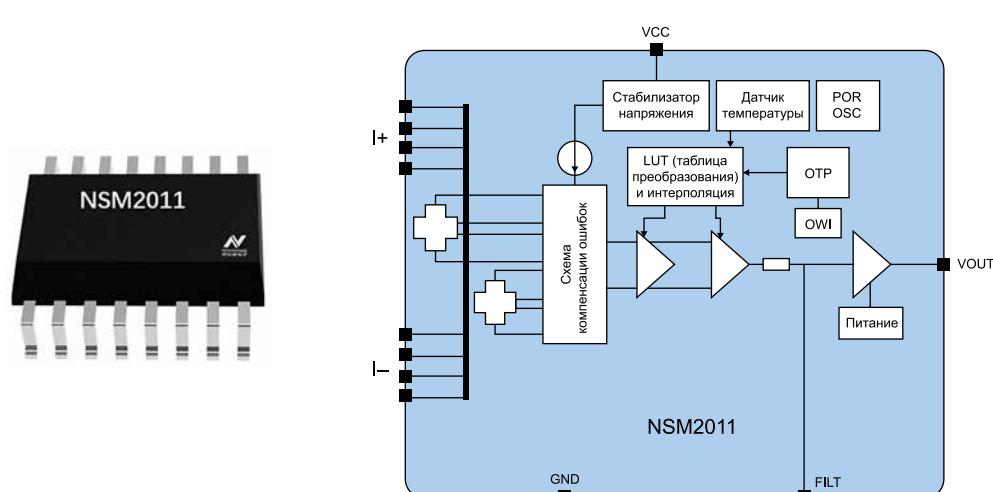


Рис. 10. Датчик тока NSM2011, функциональная схема

- Измерение напряжения выборки является более точным. Погрешность NSi1312D составляет $\pm 0,5\%$ при $+25^{\circ}\text{C}$ и $\pm 1,5\%$ при $-40\dots+125^{\circ}\text{C}$ во всем диапазоне входных сигналов.
- Измерение положительного и отрицательного напряжения, обнаружение потери фазы питающей сети.

Интегральные сенсоры

NSM201x — токовые чип-сенсоры со встроенной измерительной шиной

Интегральный датчик тока NSM2011 (рис. 10) отличается сверхмалым сопротивлением встроенной измерительной шины ($0,85 \text{ мОм}$), что минимизирует уровень тепловыделения в кристалле. Инновационная технология изоляции и формирования сигнала NOVOSENSE обеспечивает необходимую гальваническую развязку при измерении тока, протекающего через внутренний проводник. Использование встроенной дифференциальной пары Холла гарантирует высокую устойчивость к внешним паразитным магнитным полям.

Принцип работы NSM2011 состоит в измерении поля, генерируемого током, проходящим через встроенную в микросхему первичную шину. В отличие от стандартной схемы с резистивным шунтом и изолированным ОУ сенсор NSM2011 не нуждается в дополнительном источнике питания и очень прост в применении. В то же время он обладает высоким напряжением изоляции и хорошей стабильностью характеристик в течение всего срока службы. При контроле тока в высоковольтных

каскадах NSM2011 способен работать при напряжении 1550 В (пиковое значение), он выдерживает перенапряжение до 10 кВ и ток перегрузки до 13 кА без каких-либо дополнительных элементов защиты.

Используемый алгоритм температурной компенсации NSM2011 и заводская калибровка позволяют датчику тока NSM2011 поддерживать высокую точность во всем диапазоне рабочих температур, при этом повторное программирование или калибровка не требуется.

Основные характеристики сенсоров NSM201x:

- Диапазон измеряемых токов (AC/DC-вход): 5–100 А.
- Сопротивление измерительной шины: $0,85 \text{ мОм}$.
- Погрешность измерения: $\pm 2\%$.
- Ток перегрузки: до 13 кА (8 мкС/20 мкС).
- Выходы: односторонний пропорциональный и «псевдодифференциальный» фиксированный.
- Типы корпусов:
 - узкий SOIC8
(напряжение изоляции 600 В (DC)/3000 В(rms) @ 1 мин — NSM2012/NSM2016);
 - широкий SOIC16:
(напряжение изоляции 1550 В (DC)/5000 В(rms) @ 1 мин — NSM2011/NSM2013/NSM2015).
- Защита от перегрузки по току OCD с настраиваемым порогом срабатывания (NSM2015/NSM2016).

Кроме сенсоров тока, NOVOSENSE выпускает датчики положения, давления, темпе-

ратуры/влажности, характеристики которых представлены на сайте компании [2].

Заключение

Предложенный материал посвящен интегральным схемам, необходимым для построения высокопроизводительных цифровых приводов и энергетических систем. В рамках одной статьи невозможно охватить всю гамму продуктов компании NOVOSENSE, выпускающей микросхемы для рынков автомобилестроения, промышленного контроля, информационных коммуникаций и бытовой электроники. Это сигнальные изоляторы, интерфейсы (CAN/LIN, I²C, LVDS, 485), драйверы затворов, контроллеры управления источниками питания, LED-драйверы, датчики и многое другое.

Девиз NOVOSENSE: «Чувствовать будущее и управлять им, строить зеленый и умный мир с помощью полупроводников». Следуя ему, компания предоставляет заказчикам современные и всеобъемлющие интегральные решения, способные соединить цифровой и реальный мир.

Продолжение следует

Литература

- Колпаков А., Новоторженцев Д. Современная силовая электроника: разворот на Восток. Часть 1 // Силовая электроника. 2023. № 1.
- Материалы сайта www.novosns.com/en
- Материалы сайта www.power.com/



**АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО
ЭЛЕКОНД**



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>

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 tantalовые
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 tantalовые
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

Двухуровневый контроль скорости коммутации

увеличивает запас по надежности
в критических тепловых режимах

Характеристики переключения IGBT зависят от величины резистора затвора, поэтому их достаточно сложно оптимизировать при использовании только одного фиксированного значения R_G . Это особенно верно, если необходимо ограничить уровень dv/dt как в типовом инверторе электропривода, так и в приложениях, где нужно контролировать уровень кондуктивных электромагнитных помех. Применение двухуровневых драйверов с регулировкой скорости коммутации может решить эту проблему и, кроме того, увеличить запас по тепловым режимам в приводных системах.

**Вольфганг Франк
(Wolfgang Frank)
Никлас Тон
(Niclas Thon)**

**Перевод:
Иван Сергеев**

В чем преимущества решения с разделенными резисторами затвора?

При включении IGBT крутизна фронта напряжения dv_{CE}/dt обычно максимальна при низких температурах и малых токах. Это означает, что для ограничения уровня dv_{CE}/dt необходимо увеличить резистор затвора R_G . Такое решение распространено в электроприводах, где ток двигателя пересекает нулевое значение. Вот почему сопротивление затвора оптимизируется, например, для 0 или 10% от номинального тока силового модуля и при комнатной температуре.

Ограничение крутизны фронтов напряжения путем увеличения R_G приводит к повышению потерь переключения, что снижает общую эффективность преобразователя. Это также вызывает рост температуры кристаллов, сокращение срока службы силовых модулей и, соответственно, увеличивает требования к системе охлаждения. Решением может стать ис-

пользование двух раздельных резисторов затвора — например, большее значение R_{G_on} при малых токах и низких температурах ограничит уровень dv_{CE}/dt . Соответственно, меньший номинал R_{G_off} будет подключаться при больших токах и температурах, что позволит минимизировать потери.

В то же время слишком быстрое отключение при малом R_{G_off} может привести к увеличению коммутационного перенапряжения и пробою силового транзистора. Особенно критично это при коротком замыкании или перегрузке по току. Как уже было отмечено, снизить риск можно, увеличив сопротивление затвора при отключении. Однако это приведет к росту динамических потерь, перегреву кристаллов и необходимости увеличения эффективности охлаждения.

На рис. 1 показана схема предлагаемого решения (2L-SRC) с использованием IC-драйвера 1ED3240MC12H и двумя каналами управления. Микросхема имеет вход управления быстрой (Fast) или медленной (Slow) коммутацией (/IN) и отдельный вход для подачи ШИМ-сигнала (IN). В режиме Fast оба выхода (OUT и OUTF) переключаются одновременно и параллельно, так что IGBT-затвор управляется коррелированной комбинацией элементов R1, R2, R3//R4. В режиме медленной коммутации IGBT-затвор контролируется только сочетанием элементов R1 и R1//R2.

Испытательное оборудование

В качестве испытательного стенда используется прототип инвертора, показанный на рис. 2. По своим размерам устройство аналогично коммерчески доступным преобразователям с плотностью мощности

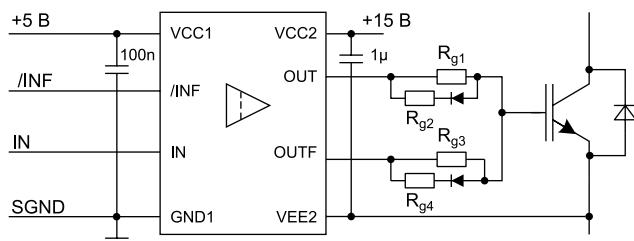


Рис. 1. Схема предлагаемого решения с двойным резистором затвора и драйвером 1ED3240MC12H



Рис. 2. Инвертор привода для тестирования двухуровневого режима управления с контролем скорости коммутации

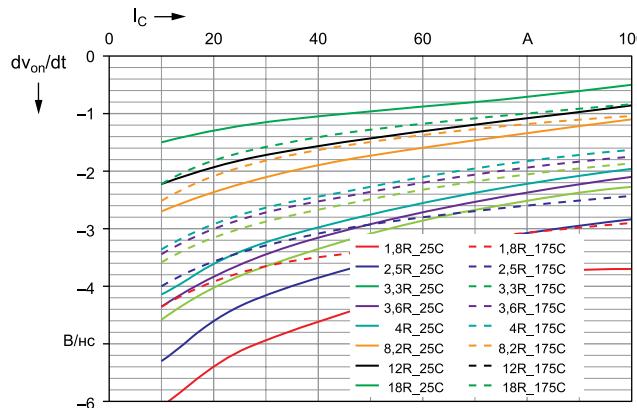


Рис. 3. Пример характеристики dv_{CE}/dt при включении силового модуля, измеренной на оптимизированном стенде

до 2,35 кВт/л. В инверторе использован силовой модуль 100 А/1200 В. Рабочие условия тестирования инвертора:

- выходная мощность $P_{OUT} = 22$ кВт;
- входное напряжение 3ф $V_{IN} = 400$ В;
- частота коммутации $f_p = 4$ кГц;
- окружающая температура $T_{amb} = +25$ °C;
- коэффициент мощности $\cos\phi = 0,98$;
- вид ШИМ-модуляции = синусоидальный;
- силовой модуль = FP100R12W3T7.

В качестве нагрузки использована трехфазная RL-цепь с большой резистивной компонентой, что дает высокий коэффициент мощности. Можно предположить, что ток нагрузки не будет меняться при включении и выключении.

Сопротивления затвора выбраны по результатам проведения двухимпульсного теста, из расчета поддержания величины dv_{CE}/dt на выходе инвертора ниже 5 В/нс для всех условий эксплуатации. Данное правило проектирования учитывает температурную зависимость тока коллектора. На рис. 3 представлены характеристики dv_{CE}/dt , полученные на стенде в ходе двухимпульсного теста.

Кривые на рис. 3 демонстрируют, что целевой показатель 5 В/нс достигается при сопротивлении затвора $R_{G_on} = 3,7$ Ом при малых токах включения (10 А). Такие результаты испытаний кажутся слишком оптимистичными для коммерческих применений, поскольку реальные условия работы нельзя оптимизировать таким же образом, как и лабораторные тесты. Поэтому для медленного выключения было выбрано значение $R_{G_off} = 18$ Ом. Такие же тесты были проведены для оценки величины dv_{CE}/dt при выключении, в результате чего определялась величина сопротивления затвора R_{G_off} для больших токов. Полученные значения могут быть использованы при применении стандартного драйвера.

Выбор сопротивлений затвора для двухуровневого драйвера с регулировкой скорости коммутации требует нахождения точки перехода, определяемой на рис. 3 по пересечению с вертикальной линией, соответствующей току коллектора $I_C = 35$ А. Эта линия делит график на две части и определяет переход между зонами быстрой и медленной коммутации. Каждая область имеет собственное значение R_G , обеспечивающее целевое значение 5 В/нс при включении и выключении. Соответствующие номиналы сопротивлений затвора:

- $R_{G_on\ slow} = 18$ Ом;
- $R_{G_on\ fast} = 3,7$ Ом;
- $R_{G_off\ slow} = 11,2$ Ом;
- $R_{G_off\ fast} = 3,1$ Ом.

Резисторы $R_{G_on\ slow}$ и $R_{G_off\ slow}$ выбраны таким образом, чтобы снизить скорость переключения и, соответственно, обеспечить хорошие характеристики ЕМИ. Сопротивления для режима быстрой коммутации ($R_{G_on\ fast}$ и $R_{G_off\ fast}$) значительно меньше. Очевидно, что быстрое переключение наиболее эффективно, когда оно реализовано в соответствующем рабочем диапазоне. Однако использование малых сопротивлений затвора при небольших токах может привести к возникновению сильных паразитных осцилляций [6].

Измерения

Подводя итог, можно сказать, что в работе драйвера IED3240MC12H в режиме 2L-SRC сочетаются низкие значения dv_{CE}/dt на малом токе с быстрой и эффективной коммутацией при больших токах нагрузки. На рис. 4 показаны результаты измерений температуры поверхности IGBT-чипов и антипараллельных диодов. Испытания проводились с помощью термопар, установленных на поверхностях тестируемых кристаллов. Скорость вращения вентилятора фиксировалась на уровне 80% от максимального значения, чтобы регулировка скорости не влияла на измерения. Сплошные линии демонстрируют результаты в режиме 2L-SRC, а пунктирные линии — в режиме 1.

Графики наглядно иллюстрируют, что как IGBT, так и диод имеют самую низкую температуру при высоких фазных токах. Чип диода более чем на 12 °C холоднее в режиме 2L-SRC, чем в режиме 1, а на-

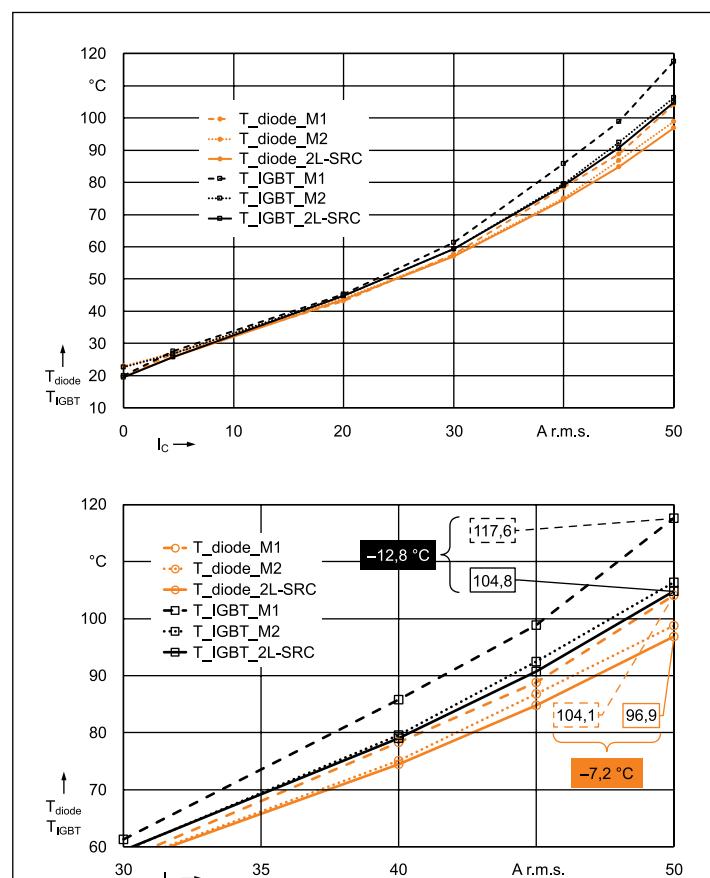


Рис. 4. Вверху: температура на поверхности чипов IGBT и диода инвертора во всем диапазоне нагрузок; внизу: в верхнем диапазоне фазных токов

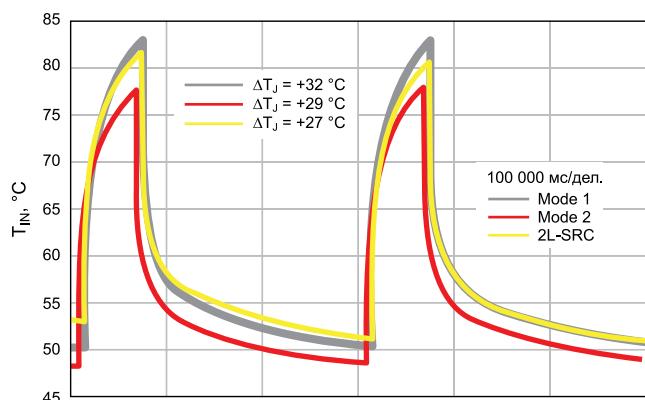


Рис. 5. Температура поверхности IGBT-модуля в процессе термоциклирования в режиме 1 (серая кривая), в режиме 2 (красная кривая), в режиме 2L-SRC (желтая кривая)

грев IGBT-чипа в режиме 2L-SRC ниже более чем на 7 °C. Пунктирная линия отражает температуру при работе в режиме 2: нагрев IGBT и диода в этом случае выше, чем в режиме 2L-SRC.

На рис. 5 показано, как менялась температура поверхности IGBT и диода во время циклического изменения нагрузки инвертора.

Параметры рабочего цикла:

- интервал высокой нагрузки: 60 с;
- интервал низкой нагрузки: 240 с;
- длительность цикла: 300 с;
- фазный ток (низкая нагрузка): 25 А (rms);
- фазный ток (высокая нагрузка): 45 А (rms).

Длительность рабочего цикла составляет 300 с при соотношении высокой нагрузки к низкой 1:4, то есть интервал с малым фазным током составляет 240 с, с большим током — 60 с. Видно, что разница температур для режима 1 самая высокая и достигает $\Delta T_J = +32$ °C, поскольку при медленном включении с большой нагрузкой рассеивается больше

энергии по сравнению с режимом 2, в котором используется меньшее сопротивление затвора при включении.

Таким образом, в режиме 2 рассеивается меньше энергии при работе на высокую нагрузку, что дает градиент $\Delta T_J = +29$ °C. На рис. 5 еще раз подтверждается, что работа инвертора в режиме 2L-SRC демонстрирует наименьшую разницу температур. В этом режиме используется более высокое сопротивление затвора при малой нагрузке, причем потери немного выше, что приводит к несколько большему нагреву чипов. С другой стороны, режим 2L-SRC демонстрирует наилучшую производительность при работе с высокой нагрузкой, поэтому разница температур на малом и большом токе получается наименьшей ($\Delta T_J = +27$ °C).

Новый интегральный драйвер затвора 1ED3240MC12H, в котором реализовано двухуровневое регулирование скорости коммутации, был протестирован в инверторе привода мощностью 22 кВт. Технология 2L-SRC обеспечивает плавное переключение при малых фазных токах, а также высокую эффективность коммутации при больших нагрузках. Соответственно, режим 2L-SRC оптимален для тестирования уровня кондуктивных электромагнитных помех, обеспечивая при этом наименьшие потери по сравнению с работой только в режиме 1 или только в режиме 2. В свою очередь снижение потерь позволяет уменьшить размер теплоотвода.

Испытания при циклическом изменении нагрузки доказали, что работа драйвера в режиме 2L-SRC может значительно снизить тепловую нагрузку на силовые транзисторы и диоды. Уменьшение рабочей температуры положительно сказывается на показателях надежности, в частности на сроке службы силового модуля. Все описанные преимущества легко достигаются при использовании технологии 2L-SRC с интегральным драйвером 1ED-3240MC12H.

Литература

1. Arens A., et al. Get tuned — A new generation of driver IC including safe isolation by coreless transformer technology. Proceedings of PCIM 2013. Nuremberg, Germany, 2013.
2. Frank W. Real time adjustable gate current control IC solves dv/dt problems in electric drives. Proceedings of PCIM 2014. Nuremberg, Germany, 2014.

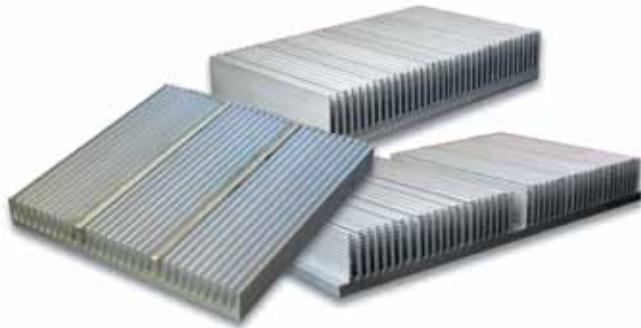
ЛИГРА литые ольчатые радиаторы

Производство

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

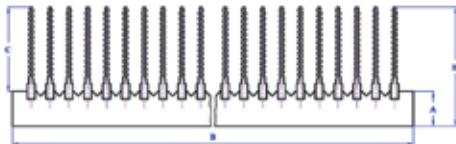
Новинка — сварные радиаторы

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



Новинка — охладители О57

по вашим размерам



DEKraft расширяет ассортимент контакторов КМ-102 и представляет аксессуары к серии

Торговая марка DEKraft объявляет о расширении ассортимента контакторов серии КМ-102 и запуске полного ассортимента аксессуаров. Серия КМ-102 пополнилась аппаратами с двумя дополнительными контактами 1НО+1НЗ на номинальные токи 9–38 А.

Контакторы КМ-102 предназначены для пуска и останова асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором, а также для коммутации осветительных сетей, нагревательных цепей и аналогичных функций. Данные продукты рассчитаны на напряжение переменного тока до 690 В. Контакторы КМ-102 с типоразмерами 6А–38А оснащены либо встроенными контактами 1НО, либо встроенными контактами 1НЗ в зависимости от референса. Модели контакторов КМ-102 с типоразмерами 40–95 А оснащены двумя встроенными контактами 1НО+1НЗ. Среди дополнительных преимуществ серии можно отметить высокие показатели механической и коммутационной износостойкости.

Запуск аксессуаров к серии контакторов позволяет существенно расширить сферу применения всей серии аппаратов. Среди аксессуаров к серии КМ-102 представлены:

- реле электротепловые серии РТ-02;
- приставки контактные боковой и лицевой установки серий ПКЛ-02 и ПКБ-2;
- механизмы блокировки серии БМ-02;
- ограничители перенапряжений серии ОП-02;
- крышки лицевые серии КЛ-02.

www.dek.ru

NEW

ЭКСПОЗИЦИЯ
РОБОТОТЕХНИКИ



EXPO ELECTRONICA

25-Я ЮБИЛЕЙНАЯ МЕЖДУНАРОДНАЯ
ВЫСТАВКА ЭЛЕКТРОНИКИ

11–13 АПРЕЛЯ 2023
МОСКВА, КРОКУС ЭКСПО



ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ,
МОДУЛИ И КОМПЛЕКТУЮЩИЕ



ТЕХНОЛОГИИ,
ОБОРУДОВАНИЕ И МАТЕРИАЛЫ
ДЛЯ ПРОИЗВОДСТВА
ЭЛЕКТРОНИКИ



ВСТРАИВАЕМЫЕ СИСТЕМЫ
И КОНЕЧНЫЕ РЕШЕНИЯ

НОВЫЙ
РАЗДЕЛ



ОРГАНИЗATOR
ORGANISER

ПОЛУЧИТЕ
БИЛЕТ
ПО ПРОМОКОДУ **ee23iCYRE**



Вперед и вверх!

Драйвер для IGBT 65-го класса от АО «Ангстрем»

Близятся к завершению комплексные испытания самого высоковольтного и помехоустойчивого IGBT-драйвера из выпускаемых АО «Ангстрем» — ОДР 50/6500, напряжение изоляции которого составляет 10,2 кВ, а высокая помехоустойчивость обеспечивается применением оптоволоконной линии управления. Это сочетание позволяет применять его в промышленных средах с большим уровнем индустриальных помех и высокими значениями коммутируемых IGBT-мощностей.

Константин Шеремет

svet@angstrem.ru

Начиная с 2020 года АО «Ангстрем» приступило к производству драйверов управления током затвора IGBT на основе комплекта специализированных ИС драйверного ядра. Этому событию предшествовала разработка указанного комплекта, в состав которого вошли две ИС — AM2101 и AM2114. В процессе разработки были сформулированы правила проектирования и на их основе создана библиотека типовых топологических элементов. При этом учитывались расширенные требования по устойчивости ИС

к внешним воздействующим факторам, необходимые для реализации приемки «5». Перечень разработанных драйверов приведен в таблице 1.

Опыт, приобретенный в процессе разработки и производства драйверов на блокирующие напряжения IGBT 600–1700 В, позволил создать драйвер ОДР50/6500, рассчитанный на работу с блокирующими напряжениями IGBT в диапазоне 3300–6500 В. Драйвер такого класса имеет повышенные требования к напряжению изоляции, величина которого достигает 10,2 кВ.

ОДР 50/6500 — одноканальное ядро драйвера IGBT

ОДР 50/6500 (рис. 1) является полным аналогом драйверного ядра 1SC0450V2B0-65 фирмы Power Integrations и совместим с ним pin-to-pin. Основные параметры драйвера приведены в таблице 2.

Назначение выводов драйвера приведено в таблице 3.



Рис. 1. Внешний вид одноканального ядра драйвера IGBT ОДР 50/6500

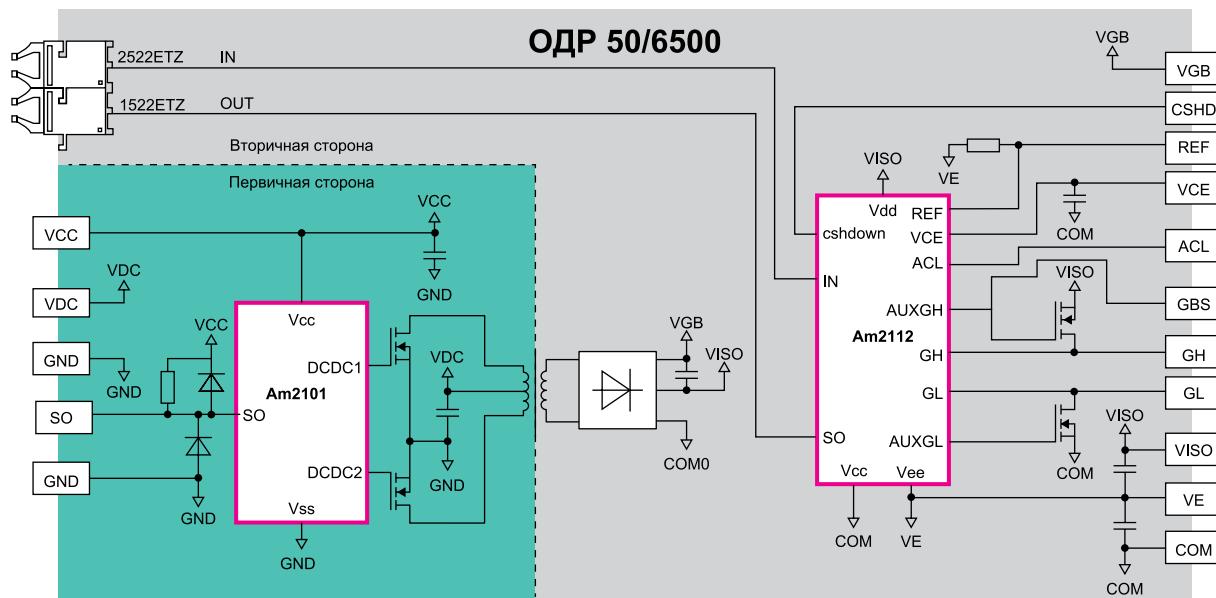


Рис. 2. Функциональная схема драйвера ОДР 50/6500

Таблица 2. Основные параметры драйвера ОДР 50/6500

Параметр	Величина
Напряжение питания, В	15 ±0,5
Максимальный ток потребления, мА	860
Максимальный выходной импульсный ток, А	±50
Минимальные сопротивления резисторов затвора, Ом	0,3
Максимальная выходная мощность, Вт	6
Напряжение затвора, В	15/-10
Максимальная частота сигнала управления, кГц	10
Максимальный выходной импульсный ток, А	±50
Задержка включения, нс	135
Задержка выключения, нс	105
Задержка сигнала подтверждения, нс	220
Время нарастания выходного сигнала, нс	30
Время спада выходного сигнала, нс	25
Напряжение изоляции, В	10 200
Рабочий диапазон температур, °C	-40...+85

Функциональная схема драйвера приведена на рис. 2.

Как видно из функциональной схемы, особенностью применения ИС драйверного ядра в ОДР50/6500 является использование оптоволоконного способа передачи сигналов управления сразу во вторичную часть драйвера, что позволяет исключить ИС AM2101 из такой цепи. При этом сигнал статуса SO фактически разделяется на два сигнала: первичной и вторичной стороны. Сигнал первичной стороны появляется при пониженном напряжении питания V_{CC} , а сигнал вторичной стороны — при коротком замыкании нагрузки. Кроме того, на вторичной стороне драйвера используется ИС AM2112 — это модификация ИС 2114, применяемой при трансформаторном способе гальванической развязки сигналов управления.

Таблица 3. Назначение выводов ОДР 50/6500

Номер вывода	Назначение выводов	Обозначение вывода
1	Выход сигнала статуса первичной стороны	SO
2	Общий вывод	GND
3	Выход питания	V_{CC}
4	Выход питания DC/DC-преобразователя	V_{DC}
5	Общий вывод	GND
6	Выход питания для схемы умножения затвора	V_{GB}
7	Выход DC/DC-преобразователя	VISO
8	Общий вывод вторичной стороны	COM
9	Вход установки времени выключения при аварии	CSHD
10	Выход сигнала включения затвора IGBT	GH
11	Выход сигнала умножения затвора	GBS
12	Вход подключения эмиттера IGBT	VE
13	Выход сигнала выключения затвора IGBT	GL
14	Вход схемы активной защиты	ACL
15	Вход установки порога срабатывания защиты по перенапряжению	REF
16	Вход датчика перенапряжения	VCE
Оптический интерфейс		
HFBR-2522	Вход управляющего сигнала	IN
HFBR-1522	Выход сигнала статуса вторичной стороны	OUT

При разработке топологии печатной платы драйвера учитывались рекомендации по компоновке и использованию слоев печатной платы, приведенные в руководстве по применению ядер драйверов затвора “Application with SCALE-2 and SCALE-2+ Gate Driver Cores” AN-1101 фирмы Power Integrations. Выполнение этих рекомендаций позволило избежать возникновения паразитной осцилляции как при работе DC/DC-преобразователя, так и при формировании сигнала управления затвором IGBT.

Наиболее проблемной частью конструкции драйвера, как и ожидалось, явился трансформатор DC/DC-преобразователя, поскольку именно он определяет напряжение изоляции 10,2 кВ. Иллюстрацией к сказанному может послужить рентгенограмма трансформатора, используемого в драйвере 1SC0450V2B0-65, приведенная на рис. 3.

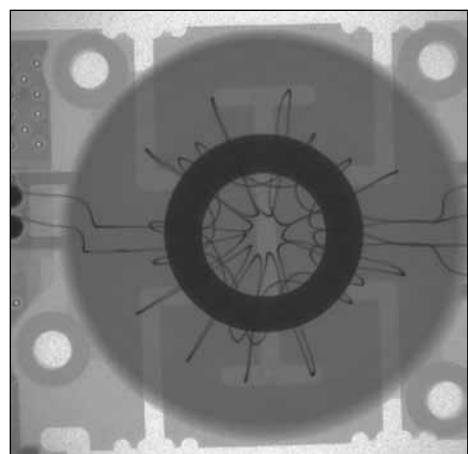


Рис. 3. Рентгенограмма трансформатора DC/DC-преобразователя



Рис. 4. Аппарат испытания диэлектриков «СКАТ-70МА»



Рис. 7. Драйвер, установленный в измерительную оснастку

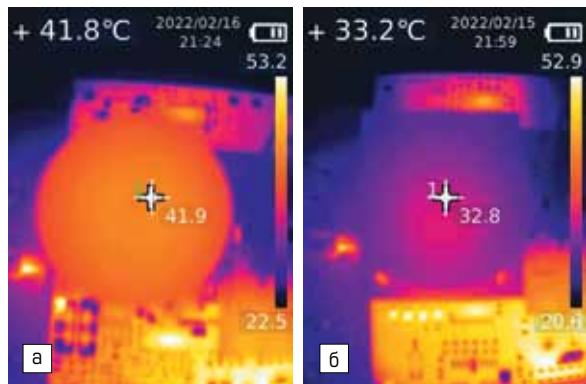


Рис. 5. Термограммы драйверов: а) 1SC0450V2BO-65; б) ОДР50/6500

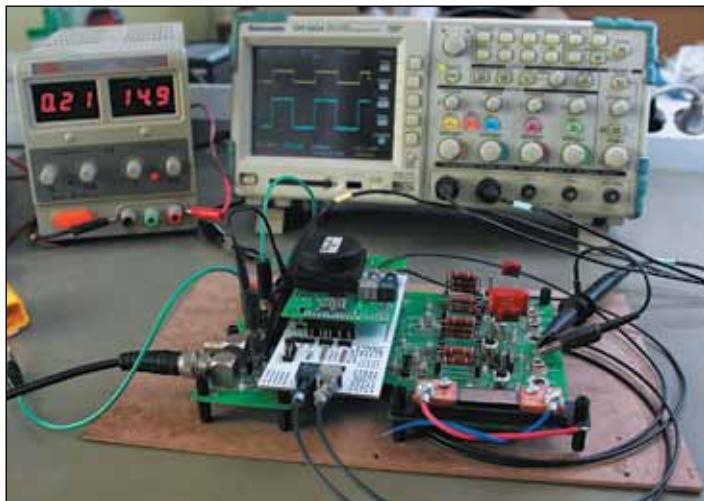


Рис. 6. Стенд функционального контроля

При отработке вариантов конструкции высоковольтного трансформатора использовался аппарат испытания диэлектриков «СКАТ-70МА» (рис. 4) при испытательном напряжении 11 кВ переменного тока частотой 50 Гц в течение 60 с. Испытания проводились в два этапа: первый — проверка трансформатора; второй — проверка драйвера целиком.

Кроме испытаний на величину напряжения изоляции, для контроля тепловых режимов работы как трансформатора, так и драйвера в целом использовался тепловизор UTi260B. На рис. 5 представлены термограммы температурного режима трансформаторов драйверов 1SC0450V2BO-65 и ОДР50/6500 при частоте входных сигналов 10 кГц и емкостной нагрузке 680 нФ.

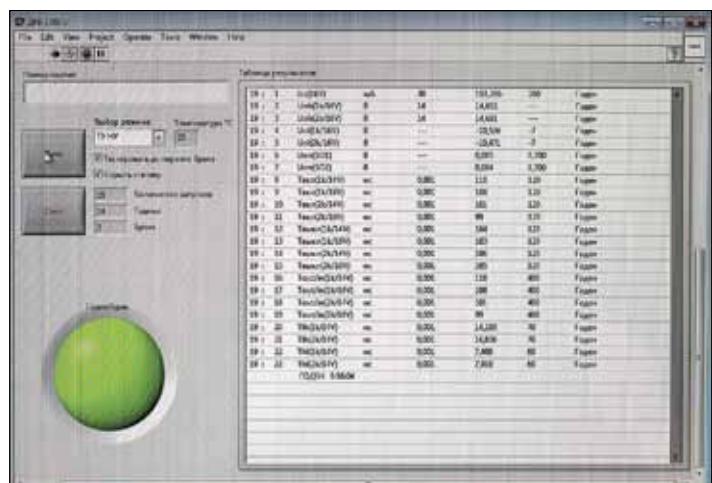


Рис. 8. Скриншот результата работы измерительной программы

Перед проведением параметрического контроля, как правило, проводится контроль функционирования. Для этого использовался стенд функционального контроля (рис. 6). При разработке стенда применялась оценочная плата 2EB0435T компании CONCEPT и специально спроектированный адаптер, позволяющий подключить драйвер ОДР50/6500 и элементы волоконно-оптической линии управления к этой плате.

Заключительным этапом процесса производства драйвера стал высокопроизводительный функционально-параметрический контроль на специализированном контрольно-измерительном оборудовании в цехе измерений. На рис. 7 приведен драйвер, установленный в измерительную оснастку.

На рис. 8 приведен скриншот результата работы измерительной программы.

Заключение

Драйвер ОДР50/6500 представляет собой драйверное ядро, на основе которого пользователь может создать любой из драйверов на блокирующие напряжения 3300, 4500 или 6500 В в зависимости от элементов, входящих в состав адаптера. Рекомендации по составу элементов адаптера приведены в руководстве по применению.

На сегодня АО «Ангстрем» готово предложить потребителям изделие, которое по совокупности характеристик не имеет конкурентов среди отечественных производителей аналогичной продукции.

Силовые модули для бортовых зарядных устройств

Электромобили (EV) быстро становятся обычным видом легкового автотранспорта, заменяя машины с двигателем внутреннего сгорания. Изначально одной из главных проблем EV был недостаточный пробег, доступный после полного заряда батареи. Теперь современные электромобили могут преодолевать на одном заряде расстояния 400–600 км благодаря увеличенной емкости литий-ионного аккумулятора, повышенному напряжению батареи (до 800 В) и использованию широкозонных полупроводников в силовых преобразователях.

**Корай Йылмаз
(Koray Yilmaz)
Кристофф Шефер
(Christoph Schäfer)**

Перевод: Иван Сергеев

Для того чтобы использовать весь потенциал батареи с увеличенной емкостью, необходимо высокоскоростное зарядное устройство. Для пополнения энергии аккумулятора от сети переменного тока в легковых автомобилях предназначены бортовые зарядные устройства (OBC — On-Board Charger). Ранее мощность наиболее распространенных OBC находилась в диапазоне 3,6–7,2 кВт. Однако с увеличением емкости аккумулятора стала расти популярность OBC с номинальной мощностью 11 и 22 кВт.

Повышение мощности и расширение объемов производства создает определенные проблемы при проектировании современных OBC. Например, несмотря на увеличение мощности бортового зарядного блока, доступное пространство для его установки остается практически неизменным из-за компоновочных ограничений EV. Следовательно, для OBC с номинальной мощностью 11 кВт или выше понадобится более высокая плотность мощности (Вт/л) по сравнению с предыдущими решениями. Кроме того, по мере увеличения плотности мощности растут требования к системе охлаждения полупровод-

никовых приборов. Это предполагает улучшение теплового контакта силовых модулей и радиатора.

Еще одна проблема, которую необходимо решить разработчикам современных OBC, — ускорение и повышение надежности производственного процесса. Чтобы удовлетворить требования растущего производства, система OBC должна быть спроектирована с учетом автоматизированного изготовления. Помимо этого, для снижения затрат на системном уровне нужна вертикальная интеграция компонентов, например в виде силовых полупроводниковых модулей. Таким образом, чтобы удовлетворить растущий спрос на электромобили, оснащенные бортовым зарядным устройством мощностью 11 кВт или выше, необходимо оптимизировать процессы проектирования и производства.

Хорошее решение описанных выше задач предлагаю модули в промышленном стандартном конструктиве EasyPACK. Эти приборы широко используются в таких приложениях, как зарядные устройства для электромобилей, приводы общего назначения, солнечные инверторы, системы кондиционирования. Размеры двух типов EasyPACK, квалифицированных по AQG324 (рис. 1), считаются оптимальными для реализации компактного OBC.

Типовая схема OBC включает корректор коэффициента мощности (PFC), а также входной и выходной каскады DC/DC-конвертера. Так, бортовое зарядное устройство мощностью 22 кВт может быть разработано на базе модулей EasyPACK 2B и EasyPACK 1B. В состав EasyPACK 2B входит, например, 12 MOSFET с сопротивлением канала 33 мОм CoolSiC M1H 1200 В, что позволяет реализовать PFC и входной каскад DC/DC-конвертера, как показано на рис. 2а. Кроме того, модуль содержит NTC-терморезистор для контроля внутренней температуры.

В выходном каскаде DC/DC-конвертера EasyPACK 1B можно установить четыре MOSFET CoolSiC M1H (1200 В, 33 мОм). Однако конструктив EasyPACK 1B предлагает достаточно места для размещения еще и входного каскада понижающего преобразователя (HV/LV), и датчика NTC, как показано на рис. 2б. При использовании модулей EasyPACK

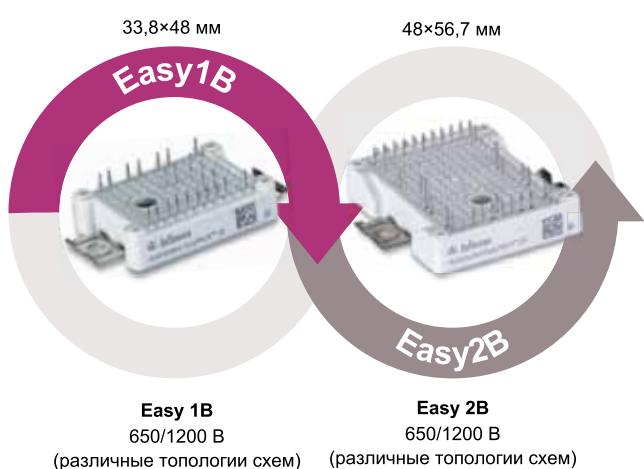


Рис. 1. Семейство модулей EasyPACK, квалифицированных по AQG324 для OBC

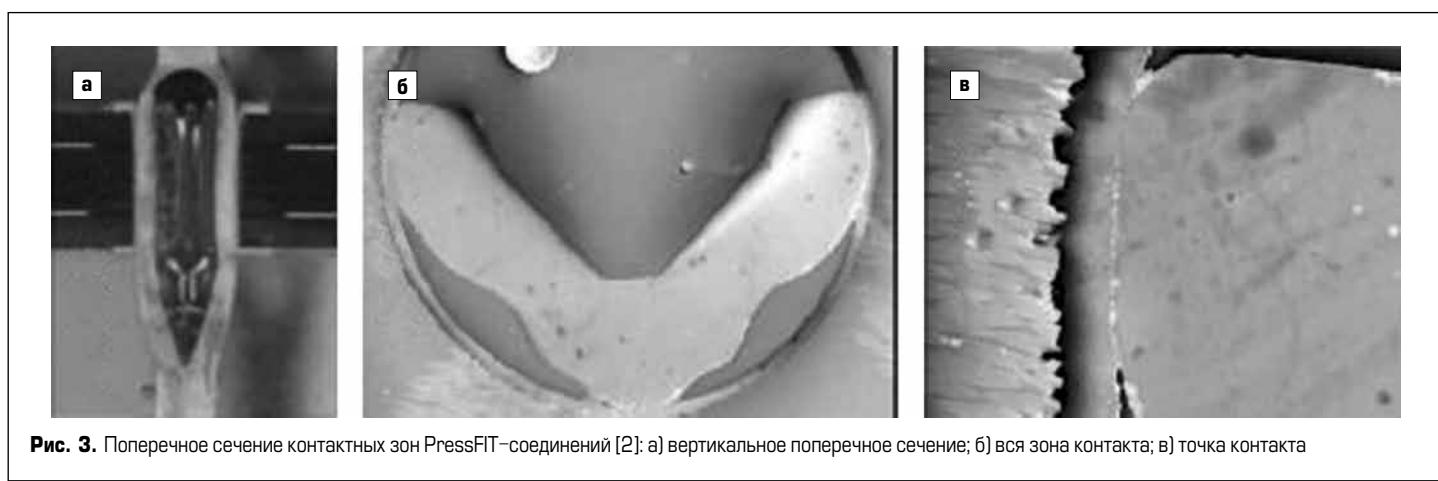
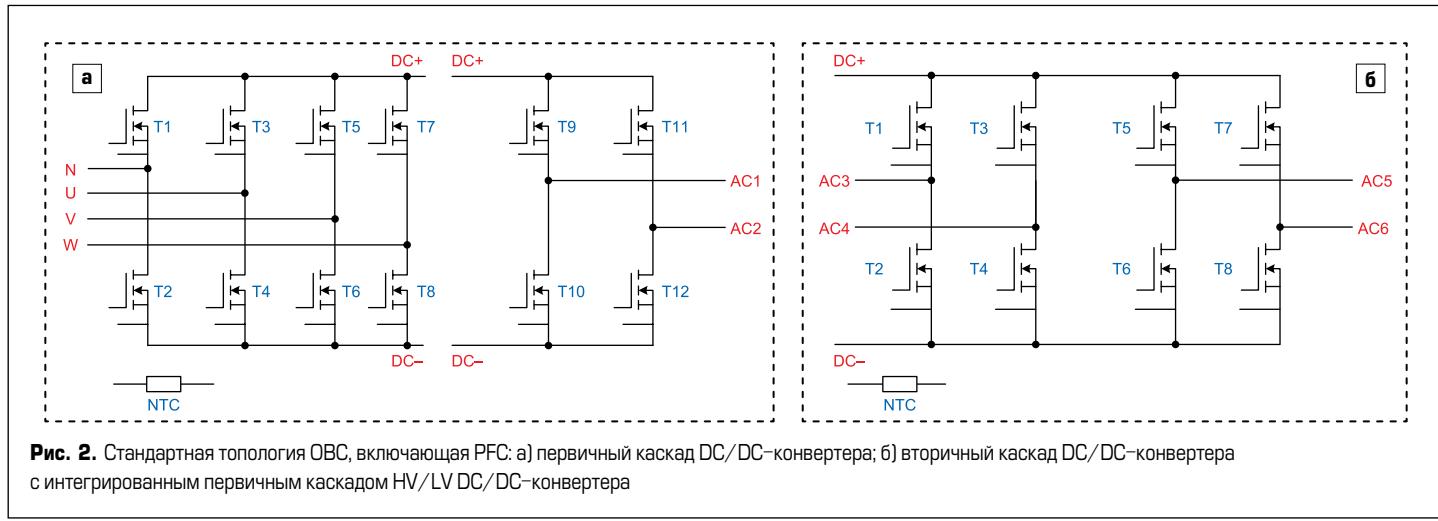


Рис. 3. Поперечное сечение контактных зон PressFIT-соединений [2]: а) вертикальное поперечное сечение; б) вся зона контакта; в) точка контакта

2В и EasyPACK 1В, площадь, занимаемая полупроводниковыми ключами ОВС 22 кВт на теплоотводе, можно уменьшить до 43,4 см². Такое решение не только обеспечивает очень высокую плотность мощности, но и позволяет сократить площадь радиатора, что повышает гибкость конструкции.

Полупроводниковые чипы в модулях EasyPACK устанавливаются на изолирующем подложке с медным диффузионным напылением (DBC), конструкция которой показана на рис. 3. На верхнем омедненном слое кристаллы подключаются с помощью пайки и ультразвуковой сварки (UV) проводников. Керамическая подложка между верхним и нижним слоями (Al_2O_3 , AlN или Si_3N_4) предназначена для электрической изоляции полупроводниковых элементов, имеющих высокий потенциал. Это устраняет необходимость в дополнительном изолирующем слое, что позволяет сократить номенклатуру материалов и количество технологических этапов производства. Одним из дополнительных преимуществ керамической DBC-подложки является стабильность изоляционных свойств в течение всего срока службы.

Соединение модулей EasyPACK с печатной платой (PCB) осуществляется методом прессовой посадки. Выводы PressFIT имеют контактную прессовую зону, покрытую химическим оловом, образующую электрическое соединение типа «холодная сварка» с PCB FR4. Поперечное сечение контактирующих

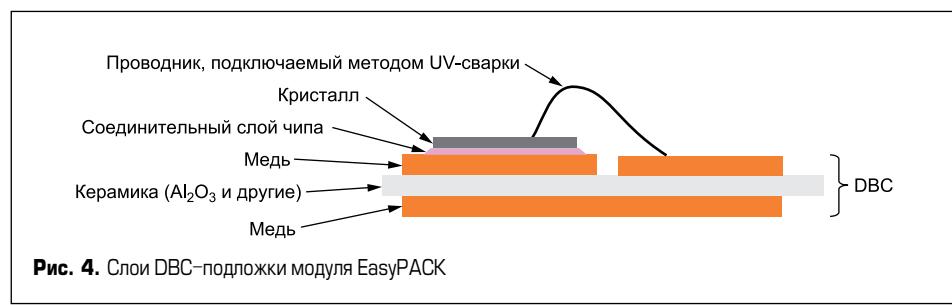
элементов показано на рис. 4. Такое соединение позволяет получить стабильное и переходное сопротивление (около 0,05 мОм [1]). Холодносварные прессовые контакты PressFIT имеют очень низкую интенсивность отказов (FIT), которая, согласно [2], в 6 раз ниже, чем у контактов с автоматической пайкой.

Еще одно преимущество соединения методом прессовой посадки — упрощение процесса производства по сравнению с селективной пайкой. Из-за определенной высоты пассивных компонентов и модулей, которые необходимо подсоединить к радиатору, модули располагаются на противоположной стороне относительно компонентов с выводами для сквозного монтажа. При использовании PressFIT-контактов селективной пайке подвергается только та сторона печатной платы, на которой расположены компоненты со сквозными выводами, такие как конденсаторы, разъемы и трансформаторы. Соответственно, метод прессовой посадки для

соединения модулей с печатной платой сокращает время и сложность монтажа, тем самым снижая производственные затраты.

Еще одна важная особенность конструкции EasyPACK — хорошие тепловые характеристики. Модули EasyPACK монтируются непосредственно на радиатор (рис. 5), что позволяет обеспечить очень маленькую полость в зоне теплового контакта. Результатирующая толщина слоя материала термопасты (TIM) в зазоре между нижней стороной DBC и теплоотводом составляет менее 100 мкм.

Столь тонкого слоя TIM достаточно, чтобы заполнить воздушный зазор и гарантировать низкое тепловое сопротивление между полупроводниковыми чипами и теплоотводом. Например, 1200 В CoolSiC M1H с сопротивлением канала 80 мОм в корпусе EasyPACK может обеспечить потери мощности до 30 Вт без превышения предельного значения $T_{vj, max}$. Кроме того, винтовой способ монтажа EasyPACK в сочетании с технологией прессовой посадки



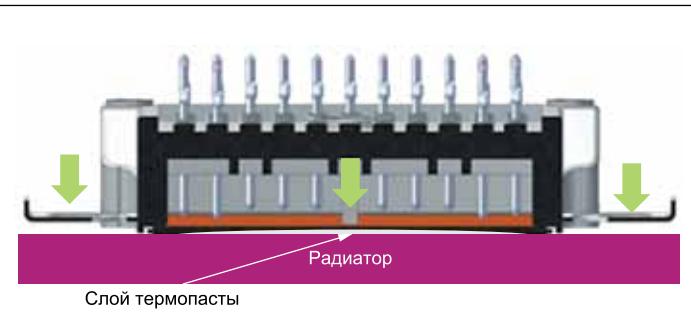


Рис. 5. Конструкция EasyPACK обеспечивает очень маленькую полость между модулем и теплоотводом

эффективности производства и экономии за счет лучшей масштабируемости. Эти требования могут быть выполнены с помощью интегрированных силовых модулей, таких как EasyPACK. В частности, они дают возможность сосредоточить необходимые полупроводниковые приборы в ОВС с напряжением 800 В и мощностью 22 кВт на площади 43,4 см² за счет использования одного EasyPACK 2B для узла PFC и первичного каскада DC/DC-конвертера и одного EasyPACK 1B для его вторичного каскада.

Размещение вторичного каскада DC/DC-конвертера в модуле EasyPACK 1B может быть дополнено благодаря интеграции Н-моста в качестве первичного каскада HV/LV DC/DC-преобразователя для повышения плотности мощности в комбинированных системах более высокого уровня.

Большая плотность мощности, изолированная конструкция, повышение производственных возможностей, а также снижение интенсивности отказов за счет применения технологии PressFIT делают семейство модулей EasyPACK, квалифицированных по AQG324, отличным решением для построения ОВС мощностью 11 кВт и выше.

Заключение

PressFIT устраняет почти все механические допуски, связанные с процессом сборки, и снижает механическую нагрузку на печатную плату.

1. AN-Automotive EasyPACK-Assembly, revision 1.0. 7 Sept. 2021.
 2. Siemens norm SN 29500-5/Edition 2004-06.

Литература

SMD-резисторы с широкими терминалами от РДС

Компания РДС представила серию WCF — это толстопленочные резисторы с широкими терминалами для SMD-монтажа.

В отличие от «классических», за счет большей площади широкие терминалы резисторов WCF позволяют эффективнее рассеивать возникающее при работе резистора тепло и переносить его на печатную плату.

Таким образом можно достичь:

- оптимизации габаритов печатной платы (уменьшение типоразмера применяемых резисторов при той же мощности);
- повышения надежности устройства, не прибегая к большим типоразмерам (что важно для особо ответственных и компактных применений);
- увеличения общей надежности (резисторы с широкими терминалами меньше подвержены

сколам из-за различных коэффициентов теплового расширения ПП и самого резистора).

Возможные области применения:

- инверторы, частотные преобразователи и т.д.;
- блоки управления двигателем и коробкой передач;
- тормозная и рулевая система;
- электроэнергетика.

<https://macrogroup.ru/>



Акционерное общество
«Завод «Кометта»

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



ТМР-сенсор против резистивного шунта:

КАК ПОМЕНЯЛИСЬ ИХ РОЛИ

Было время, когда резистивные шунты считались хорошим выбором для использования в качестве измерителей тока. Но мир изменился, время попыток строить недорогую архитектуру на базе шунтов прошло. Требования к точности продолжают возрастать, и традиционные решения на основе резистивных датчиков теряют экономическую эффективность, поскольку общая стоимость таких систем резко повышается.

Tim Kaske (Tim Kaske)

Перевод:
Евгений Карташев

Проблемы с шунтами

При использовании токовых шунтов приходится балансировать, выбирая правильное сочетание резистора, операционного усилителя и топологии схемы. Создание точного и недорогого измерителя тока с помощью шунта сопряжено со значительными инженерными усилиями. Например, применение такого сенсора в высоковольтных каскадах требует наличия изолированного операционного усилителя, что усложняет систему и повышает стоимость. В отличие от этого архитектура Crocus XtremeSense TMR упрощает проектирование схемы, обеспечивая при этом гальваническую развязку. Датчик снабжен встроенным изолирующим барьером, поскольку активная схема на чипе не имеет электрического контакта вне корпуса.

Еще один вопрос, связанный с шунтами, — сложность логистики. Проблема с поставками означает, что использование подобной архитектуры сопряжено со значительным риском. Например, на приобретение большого количества усилителей с нулевым дрейфом, необходимых вместе с шунтами,

теперь уходит год. В то же время реализация схемы на основе Crocus XtremeSense TMR со значитель- но меньшим количеством деталей занимает около 12 недель. Проще говоря, больше деталей = больше ошибок = выше зависимость от цепочки поставок = выше риска.

Помимо меньшего риска, проверенная магнито-резистивная технология TMR обеспечивает и более высокую чувствительность, точность и встроенную гальваническую развязку. Применение Crocus XtremeSense CT45x позволяет отказаться от дорогостоящих экранов, концентраторов или магнитных сердечников. Сенсоры CT452 и CT453 имеют «бесконтактную» точность 0,7%, полосу пропускания 1 МГц и устойчивость к внешним магнитным полям свыше -50 дБ без дополнительных механических компонентов. Такое сочетание производительности и точности позволяет сократить перечень элементов, размер и вес изделия. В результате заказчик может заменить большие и дорогостоящие измерители тока малогабаритным и простым узлом.

TMR против резистивного шунта

Использование резистивных датчиков тока предусматривает включение шунта с малым сопротивлением (менее 1 Ом) последовательно с нагрузкой. Согласно закону Ома, перепад напряжения на шунте будет пропорционален току нагрузки. По мере увеличения измеряемого тока сопротивление шунта должно уменьшаться, чтобы минимизировать потери мощности, рассеивание тепла и повышение температуры.

В большинстве случаев перепад напряжения на шунте необходимо усилить, чтобы обеспечить достаточное разрешение, необходимое соотношение сигнал/шум (SNR) и точность (рис. 1). Однако дешевые шунты, рассеивающие достаточно большую мощность, имеют высокую температурную погреш-

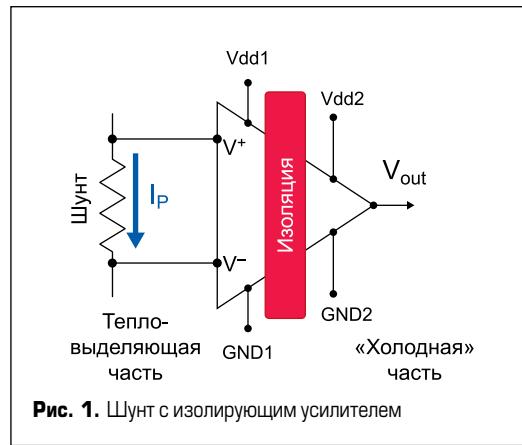


Таблица. Сравнение характеристик
CT430 TMR и резистивного шунта

	Резистивный датчик	CT430
Общая ошибка измерения FS	$\pm 0,5\text{--}5\%$	$\pm 0,5\text{--}1\%$
Температурная погрешность FS	$\pm 0,21\text{--}1,19\%$	$\pm 0,5\%$
Нелинейность измерения FS	$\pm 0,03\text{--}0,3\%$	$\pm 0,1\%$
Погрешность смещения	0,06–2,3 А	0,083 А
THD	-34...+50 дБ	-46 дБ
SNR	14–31 дБ	31 дБ
Уровень шумов	2,6–16,3	2,53
Ошибка коэффициента отклонения синфазного сигнала (CMRR) FS	0,02... $\pm 2,5\%$	N/A
Диапазон частот	50 кГц – 1,7 МГц	1 МГц

ность из-за большого ТКР, а также узкий диапазон измерения. Соответственно, хороший резистивный шунт с изолирующим усилителем с нулевым дрейфом не является ни самым экономичным, ни самым простым решением.

В высокопроизводительных приложениях резистивные сенсоры могут иметь хорошие характеристики в одних случаях (широкий диапазон) и плохие в других (шум), в то время как Crocus CT430 пригоден во всех случаях (таблица).

Кроме высокой производительности, сенсоры Crocus XtremeSense TMR обеспечивают гораздо более простую архитектуру в изолированных системах, что является еще одним преимуществом по сравнению с шунтами (рис. 2).

Конструктивные соображения

Исторически датчик Холла рассматривался как альтернатива резистивному шунту, но из-за худших температурных характеристик, высокой нелинейности и дрейфа смещения он иногда проигрывал резистивным сенсорам.

Как они устроены

Магнитные датчики на основе эффекта Холла

Принцип работы этих датчиков основан на эффекте Холла (рис. 3), в соответствии

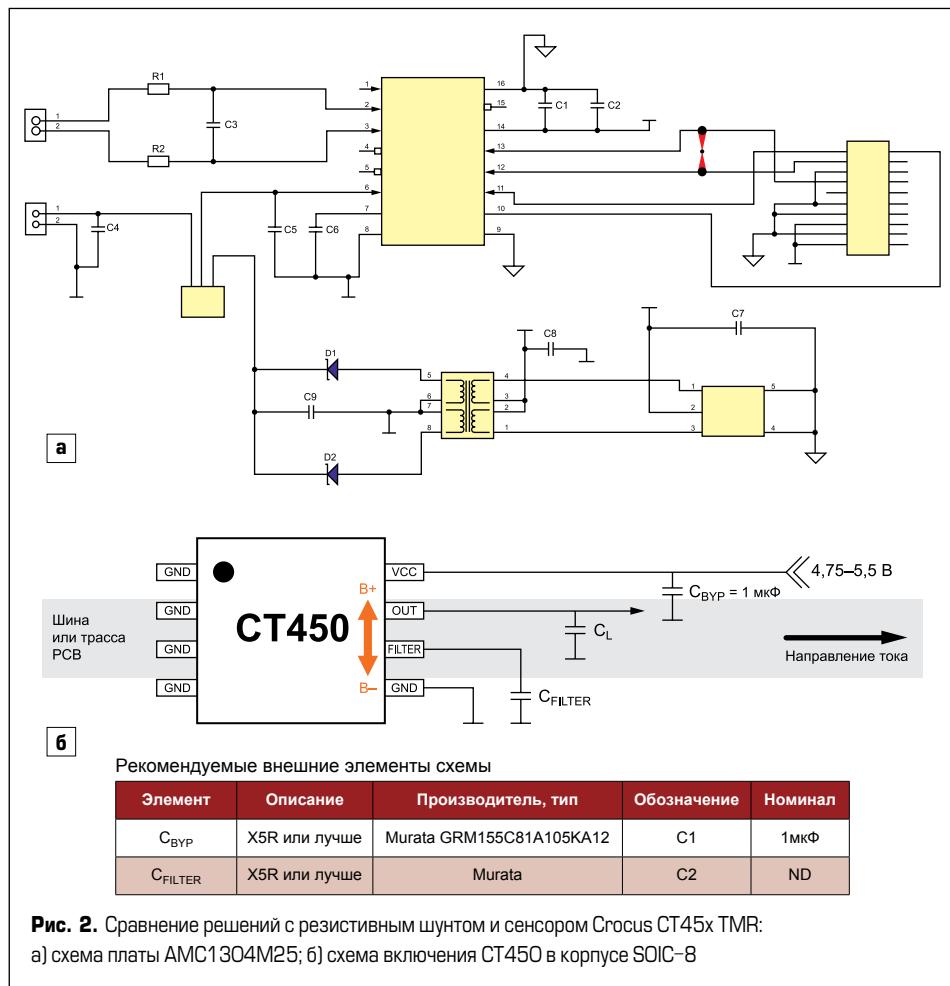


Рис. 2. Сравнение решений с резистивным шунтом и сенсором Crocus CT45x TMR:
а) схема платы AMC1304M25; б) схема включения CT450 в корпусе SOIC-8

с которым ток (I), проходящий по проводнику в присутствии приложенного магнитного поля (B), генерирует поперечное напряжение Холла (U_H), зависящее от тока, напряженности поля, толщины проводника и плотности носителей заряда.

На рис. 4 показана типовая схема, используемая в электро- и гибридномобилях (EV, HEV), в которой шунт расположен в цепи общего провода батареи. Резистивный шунт является частью модуля, который также содержит ИС-контроллер управления батареей, измеряющий напряжение на шунте и взаимодействующий с сетью автомобиля по стандартнойшине CAN. Следует обратить внимание, что

направление тока может быть положительным или отрицательным.

Сопротивление «идеального» шунта не меняется со временем, не зависит от тока или рабочей температуры, но это не относится к реальным устройствам. Например, любой резистор рассеивает мощность в соответствии с уравнением $P = I^2R$, и по мере увеличения тока растет и температура. В реальном компоненте изменение температуры вызывает изменение величины R , эта зависимость характеризуется в технической спецификации как температурный коэффициент сопротивления (ТКС). Кроме того, процесс старения приводит к изменению сопротивления с течением

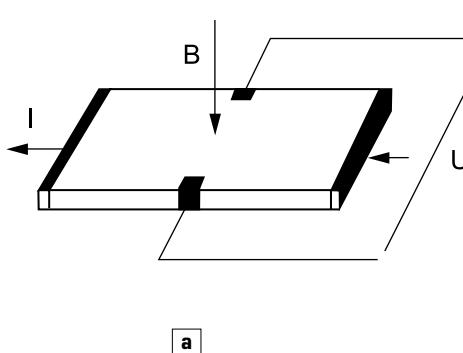
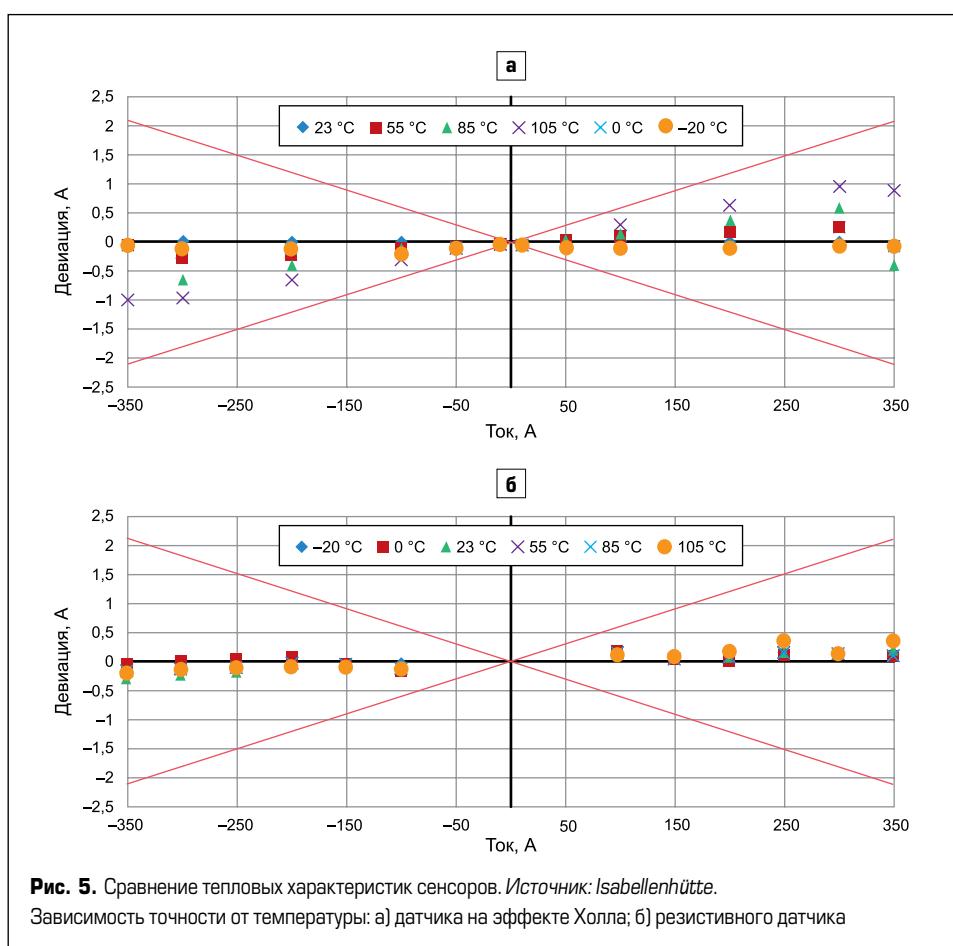
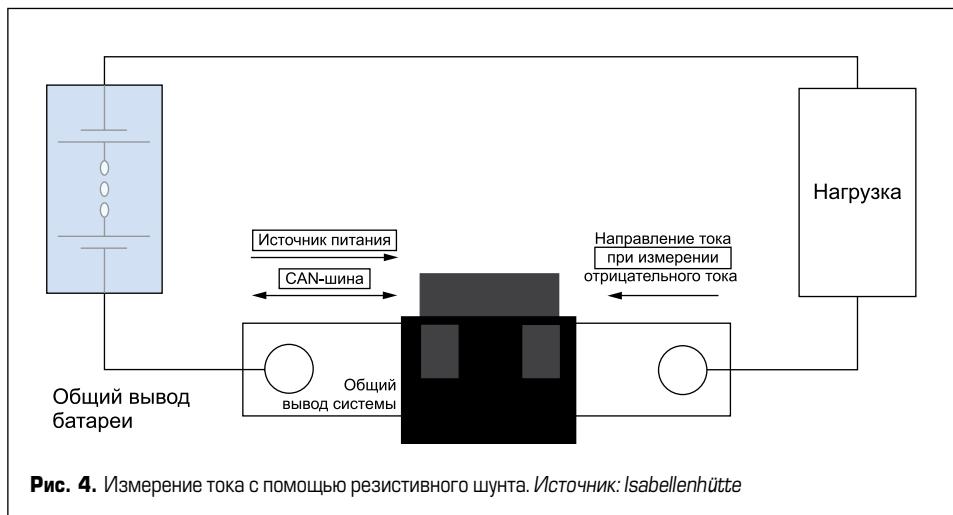


Рис. 3. а) Эффект Холла; б) датчик тока на основе эффекта Холла.
Источник: Isabellenhütte



времени, также реальный резистор имеет паразитную индуктивность и емкость. При малых токах ошибка может возникать из-за эффекта тепловой ЭДС, генерирующей напряжение в диапазоне мкВ при изменениях температуры шунта.

Датчики Холла с шунтом (shunt resistor Hall effect sensors) могут измерять как постоянный, так и переменный ток, обеспечивают присущую им гальваническую развязку, отличаются низкими потерями мощности и не имеют тепловой связи с элементами силовой электроники. К их «историческим» недостаткам можно отнести узкую полосу пропускания, дрейф выходного сигнала, нелинейность, зависящую от температуры, а также саморазогрев при больших токах,

что ограничивает их перегрузочную способность.

Магнитный сердечник имеет гистерезис, а эффект насыщения ведет к неидеальным характеристикам смешения и линейности. К тому же наличие сердечника увеличивает размеры и вес устройства. С другой стороны, сенсоры с резистивным шунтом могут обладать широким частотным диапазоном и хорошей стойкостью к токовым перегрузкам. Они также способны измерять как переменный, так и постоянный ток. Поскольку в них нет магнитного сердечника, они легче, отсутствует насыщение и гистерезис, а выходной сигнал менее подвержен влиянию электромагнитных помех. Системы на основе шунтов обладают большей устойчивостью к механическим воз-

действиям, что необходимо в транспортных применениях.

Элемент Холла установлен в зазоре в ферритовом магнитопроводе, размещенном вокруг токонесущего проводника. Элемент Холла формирует сигнал, пропорциональный магнитному потоку, что эквивалентно измерению DC-тока в проводнике.

Технология измерения тока с помощью резистивных шунтов может быть эффективным решением для автомобильных и стационарных применений. Магнитные компоненты с эффектом Холла тоже находят здесь свое применение, но шунты предпочтительнее в тех случаях, когда приоритетна точность в широком диапазоне температур. На рис. 5 показано сравнение тепловых характеристик резистивных сенсоров и датчиков на основе эффекта Холла.

TMR: лучшая альтернатива

Технология TMR имеет заметные преимущества как перед резистивными шунтами (с дополнительными усилителями и цифровыми изоляторами), так и перед сенсорами на основе эффекта Холла, особенно они выражены для систем с батарейным питанием. Датчики TMR имеют меньшее энергопотребление, лучшую термостабильность, более высокое разрешение и чувствительность. Удивительно, но чувствительность TMR в 1000 раз выше, чем у элементов на эффекте Холла, при этом их ток потребления составляет лишь несколько микроампер. Благодаря своим уникальным характеристикам сенсоры TMR потенциально способны заменить датчики Холла в большинстве применений. Специалисты, которые ранее использовали такие сенсоры для измерения тока, могут убедиться в том, что TMR-технология превосходит их по точности, полосе пропускания, быстродействию и общей эффективности.

Датчики TMR XtremeSense от Crocus обеспечивают оптимальное сочетание диапазона частот и точности. Эти элементы способны детектировать чрезвычайно малые изменения AC- или DC-тока, достигая беспрецедентной суммарной погрешности по выходному сигналу — менее 0,7%. Кроме того, CT43x обладает присущей ему невосприимчивостью к синфазным полям, что позволяет устройству подавлять более 99% паразитных полей без потребности во внешнем экране. Запатентованная технология Crocus TMR гарантирует очень высокое отношение сигнал/шум (SNR), а значит, можно проводить измерения с большим разрешением, необходимым для точного управления или мониторинга сверхмалых токов.

Ошибки за счет нелинейности и смешения у TMR-сенсоров по своей сути гораздо меньше — таким образом, можно исключить калибровку системы, обычно выполняемую с помощью внешнего источника опорного напряжения или датчика температуры. Это снижает нагрузку на управляющий контрол-

лер и упрощает конструкцию системы. Технология измерения тока на основе резистивных шунтов, усилителей и цифровых изоляторов имеет ряд ограничений, которые удается преодолеть с помощью датчиков TMR — их применение сокращает площадь печатной платы в 2–5 раз.

Основные преимущества TMR-сенсоров по сравнению с датчиками Холла и резистивными шунтами:

- высокий показатель SNR (разрешение датчика: 5 мА);
- низкое энергопотребление;
- высокая термостабильность: менее 40 ppm/°C;
- программируемое детектирование перегрузки по току и вывод сигнала ошибки для передачи токового сигнала в MCU;
- измерение положительного и отрицательного тока с помощью двухнаправленного сенсора.

На рис. 6 дается сравнение выходных сигналов датчика Холла и TMR при одинаковых условиях применения. Очевидно, что сигнал сенсора TMR является более чистым и точным вплоть до пиковых уровней. Датчик Холла выдает более зашумленный сигнал при меньшей точности.

Заключение

Очевидно, что датчики тока, использующие эффект Холла, больше не могут соответствовать современным стандартам по энергоэффективности, чувствительности, точности и стоимости. В то же время сенсоры TMR менее восприимчивы к изменениям температуры, отличаются малым энергопотреблением, высоким отношением сигнал/шум, лучшей линейностью. Кроме того, они не нуждаются в дополнительном концентраторе потока, что упрощает структуру. Выходной сигнал у элементов TMR в 1000 раз выше, чем у датчиков Холла.

Резистивные шунты предпочтительнее элементов Холла в тех случаях, когда точность имеет первостепенное значение. Однако резистивные датчики тока, как правило, имеют высокую погрешность по параметру CMRR. Решением являются датчики Crocus XtremeSense, способные заменить шунты и обеспечить более компактное и эффективное решение, удовлетворяющее современным требованиям к точ-

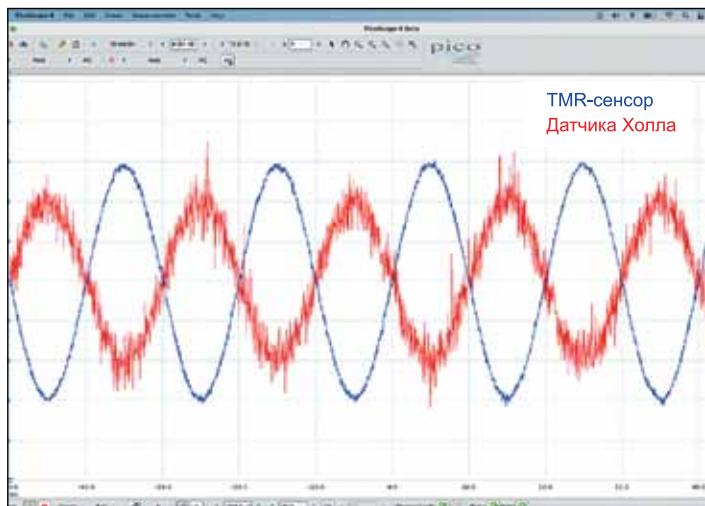


Рис. 6. Сравнение выходных сигналов TMR-сенсора и датчика Холла.

Источник: Crocus Technology

ности. Не имеющие сердечника элементы TMR не только меньше и проще по конструкции, но и обеспечивают 99%-ную невосприимчивость к паразитным магнитным полям, что значительно повышает их точность.

Применяя резистивные шунты, вы по-прежнему должны искать компромисс между точностью и рассеиваемой мощностью. Кроме того, формируемые ими перепады сигнала могут быть неприемлемы для приложений с очень низким рабочим напряжением и большим током. И наконец, сложная архитектура решений с шунтами или датчиками Холла оставляет нерешенной проблему с надежностью поставок, что создает значительные риски. Технология Crocus XtremeSense, требующая гораздо меньшее количество компонентов, в плане логистики представляется гораздо более безопасной.

ангстрём

Полностью отечественные электронные компоненты:

- >> Аналоговые микросхемы
- >> Микросхемы стандартной логики
- >> Микроконтроллеры
- >> Драйверы
- >> Микросхемы памяти
- >> Радиочастотная идентификация
- >> Силовая электроника

Более 10 000 наименований микросхем собственного производства для космоса, ВПК и гражданского рынка

www.angstrom.ru

Отечественные датчики тока и напряжения для силовой электроники

В статье рассмотрены основные требования, предъявляемые к таким массовым приборам, как датчики измерения тока и напряжения. Показан внешний вид и приведены основные массогабаритные параметры датчиков, разработанных в НПО «Горизонт Плюс» (г. Истра Московской области). Описаны специфические требования, накладываемые силовой электроникой на разрабатываемые приборы. Приведены параметры разработанного в рамках импортозамещения датчика тока и представлены основные данные разъемных датчиков тока, которые можно использовать без демонтажа токовой шины.

Олег Болотин

Николай Гребенщиков

**Григорий Портной,
к. т. н.**

Константин Разумовский

Олег Яценко

Силовая электроника накладывает целый ряд специфических ограничений при использовании стандартных электронных компонентов и узлов. С этой проблемой столкнулись многие разработчики электроники. Специалистам компании ООО «НПО «Горизонт Плюс» также пришлось искать решения такой задачи в процессе развития компании при разработке новых электронных приборов.

С начала двухтысячных годов компания последовательно развивала новое на тот момент направление бесконтактного (без разрыва токовой цепи) измерения силы тока и напряжения. Все разработанные компанией приборы содержали в своей конструкции полупроводниковый миниатюрный элемент Холла, основным свойством которого является преобразование магнитного потока, проходящего через его корпус, в пропорциональное выходное напряжение. В нашем случае магнитное поле, на которое реагирует элемент Холла, образуется вокруг токовой шины, проходящей через отверстие в корпусе прибора. Именно этот свой-

ство и послужило основой для разработки различных серий датчиков для бесконтактного измерения силы тока, напряжения, датчиков активной мощности и то-коизмерительных клещей [1, 2].

Первые приборы, работа которых основывалась на описанном выше принципе, предназначались, конечно, для низковольтной электроники. Например, широко распространенные сегодня датчики тока ПИТ-150-УА-П15 или датчики напряжения ПИН-500-УА-П (рис.1 а, б) предназначались, соответственно, для измерения различных видов силы тока до 150 А и напряжения до 500 В. Выходы приборов формировались со стандартным шагом 2,5 мм, поскольку сами приборы монтировались на печатных платах, что привычно для всех разработчиков электроники.

В отличие от данного способа, силовая электроника, как правило, требует монтажа приборов в блок, если это позволяет конструкция датчика. В противном случае используется DIN-рейка, как показано на рис. 2. Датчик тока ПИТ-300-УА-Б14 предназна-



а



б

Рис. 1. Внешний вид датчиков измерения: а) тока; б) напряжения, монтируемых на печатную плату



Рис. 2. Внешний вид датчика контроля токов до 300 А, конструкция которого позволяет монтировать его в блок с помощью DIN-рейки



а



б

Рис. 3. Датчик тока: а) под шину 30 мм; б) модернизированный вариант под 40 мм

чен именно для монтажа в блок либо самостоятельно, либо при помощи переходной пластины для крепления на DIN-рейку и способен измерять любые виды силы тока до 300 А.

Для контроля токов 300–750 А разработчики ООО «НПО «Горизонт Плюс» предлагают датчик ПИТ-750-УА-Б30 с диаметром отверстия под токовую шину 30 мм. В дальнейшем эта конструкция была модернизирована, и новый датчик позволял уже измерять токи до 4000 А с увеличением диаметра токовой шины до 40 мм (рис. 3). При маркировке этого и последующих разработанных приборов сохраняется одна и та же аббревиатура: буква «П» означает монтаж датчика на печатную плату, а «Б» — монтаж в блок.

Силовая электроника для транспорта — особая подотрасль, которая во главу угла ставит надежность работы приборов в условиях повышенного влияния внешних механических и климатических воздействий. Если, например, к приборам предъявляются требования по ГОСТ 30631-99 (группа М25) или по ГОСТ 15150-69 (исполнение УХЛ), то есть повышенные требования по выбоустойчивости и температурной стабильности, это сразу же предусматривает дополнительные требования к внешней и внутренней конструкции прибора. В нашем случае, например, для удовлетворения этих требований внутренняя часть конструкции приборов была перекомпонована, и датчики заливались по всему объему специальным компаундом, что делало прибор неремонтопригодным (рис. 3). Выводы датчиков, в качестве которых ранее использовались стандартные пластмассовые разъемы 15EDGRC-3,81-04Р и 15EDGVC-3,81-04Р и которые устраивали всех разработчиков, в данном случае уже невозможно использовать из соображений надежности. Поэтому транспортный вариант датчиков на 30 и 40 мм уже комплектовался резьбовыми шпильками под гайку с размером резьбы не менее M5 (рис. 4).

В случае использования датчиков напряжения [3] все описанные выше требования дополняются другими, специфическими и присущими именно датчикам напряжения. Основное из таких требований — значительная величина пробивного напряжения прибора.

Известно, что наличие в конструкции датчика напряжения полупроводникового датчика Холла обеспечивает гальваническую развязку между группами входа и выхода. Таково одно из важных преимуществ, которыми обладает прибор. Однако величина пробивного напряжения датчика ПИН-500-УА-П (рис. 1б) составляет всего 3 кВ, что, конечно, неприемлемо для эксплуатации в высоковольтных цепях в большинстве транспортных устройств и систем.

В связи с изложенным и с учетом предъявляемых требований, в ООО «НПО «Горизонт Плюс» была разработана конструкция нового датчика напряжения, удовлетворяющего основным транспортным требованиям. На рис. 5 представлен внешний вид датчика напряжения до 3000 В (а) и датчика до 6000 В (б). Специальная конструкция обеспечивает прибору величину пробивного напряжения соответственно 9 и 13 кВ. Сегодня такие датчики серийно поставляются транс-

портникам и энергетикам страны, а отсутствие рекламаций подтверждает их высокие надежностные параметры.

Датчики для замены импортных аналогов

После ухода с российского рынка ведущих зарубежных электронных фирм вопрос импортозамещения перешел из теоретической в сугубо практическую плоскость. При этом требовалось заменить не только приборы с аналогичными параметрами, но и воспроизвести конструкцию, которая по своим масштабам была бы максимально близка к импортному аналогу. Даже посадочные места датчика необходимо было сохранить в точности, чтобы в дальнейшем не ломать конструкцию дорогостоящих систем или блоков, в которые уже был вписан этот прибор.

Примером такого подхода к конструированию может служить датчик тока ПИТ-3000-УА-Б60/К-Ш с увеличенным до 60 мм диаметром отверстия под токовую шину (рис. 6). Датчик полностью воспроизводит массога-



а



б

Рис. 5. Внешний вид датчиков напряжения: а) ПИН-3000-УА-Б-М; б) ПИН-6000-УА-Б-М, обеспечивающих пробивное напряжение 9 и 13 кВ соответственно



Рис. 4. Транспортное исполнение датчиков измерения тока ПИТ-750-УА-Б30/К-Ш и ПИТ-2000-УА-Б40/К-Ш



Рис. 6. Внешний вид датчика тока ПИТ-3000-УА-Б60/К-Ш, габаритные и посадочные размеры которого соответствуют импортному аналогу



Рис. 7. Внешний вид датчиков тока:
а) под плоскую; б) круглую токовые шины



Рис. 8. Внешний вид разъемного датчика с блоком вентиляторов для наружного охлаждения



Рис. 9. Габаритные размеры датчика измерения тока ПИТ-10000-УАН-Б42×162 под максимально большую токовую шину размером 42×162 мм

баритные параметры своего импортного аналога, включая размещение посадочных мест. При этом использование современной схемотехники позволило получить высокие электрические параметры датчика при сохранении хорошего соотношения цены и качества.

Часто к стандартным требованиям, предъявляемым разработчиками систем и комплексов, добавляются и весьма специфические. Например, требование мониторинга ответственных токовых цепей, когда установка производства невозможна или нежелательна. В этом случае к стандартным требованиям к датчикам тока добавляется требование к конструкции, которая обеспечила бы монтаж датчика непосредственно на токовойшине, без ее демонтажа. Подробно

перечень таких разъемных датчиков, разработанных ООО «НПО «Горизонт Плюс», описан в статье [4]. Ниже приведены только основные параметры датчиков тока под плоскую (рис. 7а) и круглую (рис. 7б) токовые шины. Основной критерий для использования таких приборов — величина измеряемого тока (соответственно 3000 и 1500 А) и размеры отверстия датчика под плоскую или круглую шину (10×80 мм и диаметр 54 мм соответственно).

Разнообразие требований привело к появлению новых конструктивных решений при разработке разъемных датчиков. Примером может служить созданный датчик измерения тока до 10 000 А. Здесь уже размеры токовой шины, на которой можно закрепить датчик, составляют 78×110 мм (рис. 8). Такой датчик может поставляться в комплектации с совмещенным блоком вентиляторов, что позволяет использовать прибор в условиях повышенных рабочих температур нашине или повышенных температур окружающей среды.

При необходимости увеличения размеров токовой шины можно использовать датчик тока ПИТ-10000-УАН-Б42×162, внешний вид и габаритные размеры которого представлены на рис. 9.

Литература

- Портной Г. Я., Болотин О. А., Разумовский К. П. и др. Современные датчики для измерения тока и напряжения // ИСУП. 2016. № 1.
- Портной Г. Я., Болотин О. А. и др. Применение датчиков измерения тока и напряжения для решения инженерных задач // Компоненты и технологии. 2016. № 1.
- Портной Г. Я. и др. Новые датчики тока и напряжения НПО «Горизонт Плюс» // ИСУП. 2022. № 5.
- Портной Г. Я. Разъемные датчики измерения тока под плоскую и круглую шины // Электронные компоненты. 2015. № 9.

Магистральный и распределительный шинопровод SystemeLine B от «Систэм Электрик»



Российская производственная компания «Систэм Электрик» (Systeme Electric, ранее — «Schneider Electric в России») представляет магистральный и распределительный шинопровод большой мощности SystemeLine B. Шинопровод SystemeLine, рассчитанный на номинальные токи 400–6300 А,

разработан для передачи и распределения электроэнергии большой мощности в промышленных, коммерческих и общественных зданиях. Новый продукт станет отличным решением для применения в торговых центрах, высотных зданиях, поликлиниках, data-центрах, а также на заводах.

Шинопроводы SystemeLine B имеют схожие характеристики с линейками шинопроводов Canalis KT и I-line производства Schneider Electric. Серия обладает аналогичным высоким качеством сборки и комплектующих. Новые шинопроводы «Систэм Электрик» собираются из готовых секций заводского изготовления и могут быть адаптированы к линии любой конфигурации. SystemeLine B поставляются с двумя типами проводников — алюминиевым или медным.

Среди преимуществ SystemeLine B:

- компактные габариты позволяют экономить пространство в здании;
- полностью закрытая конструкция повышает уровень защиты шин, снижает скопление пыли в пазах и препятствует скоплению воды;
- алюминиевый корпус полностью исключает вероятность поражения человека электрическим током.

www.systeme.ru



САМОЕ ПОСЕЩАЕМОЕ ОТРАСЛЕВОЕ
МЕРОПРИЯТИЕ СЕВЕРО-ЗАПАДА
РОССИИ!*

XXIII МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА
**РАДИОЭЛЕКТРОНИКА
& ПРИБОРОСТРОЕНИЕ**



18-20
ОКТЯБРЯ
2023

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ
КВЦ ЭКСПОФОРУМ

*Выставку 2022 года посетили более 7 964 специалиста



www.radelexpo.ru
(812) 718-35-37

ООО «ММП-Ирбис»

и новая реальность на рынке производителей российской силовой электроники

Текущая ситуация заставляет по-другому взглянуть на происходящее в сфере высокотехнологичного производства, и в частности достаточно специфичный рынок производителей источников вторичного электропитания в РФ. Статья посвящена продукции компании «ММП-Ирбис», отмечающей в этом году 30-летие своей деятельности.

Нина Борзилова
Алексей Пасечник

В связи с развитием сети Интернет и различного рода электронных ресурсов, в том числе находящихся в открытом доступе, в настоящее время не представляют секрета основные топологии и решения в области силовой электроники. Тем более что за последние годы ничего принципиально нового в мире не было сделано в теоретической части. Развитие микроэлектроники позволило создавать миниатюрные AC/DC-, DC/DC-преобразователи небольшой мощности на одном кристалле в виде микросхем. В последние несколько лет в мире очень большие ресурсы выделяются на продвигаемую определенными кругами так называемую зеленую энергетику и электрические транспортные системы. Это, безусловно, имеет влияние и на область силовой электроники. Например, примерно 60% публикаций в тематических источниках информации посвящено различным преобразователям с высоким напряжением — в том числе двунаправленным преобразователям постоянного напряжения, обеспечивающим регенерацию энергии, а также зарядным устройствам для АКБ большой емкости.

Минувший, 2022 год показал незначительное уменьшение импорта традиционной продукции, поскольку основную долю в количественном отношении занимали китайские бренды и производители. В основном речь идет о низковольтных преобразователях (с выходным напряжением до 100 В), преобладающих в количественном отношении, доля высоковольтных (с выходным напряжением более 500 В) составила менее 3%, при этом доля, например, DC/DC-конвертеров в виде микросхем составила в количественном отношении около 60% от числа ввозимых конвертеров.

Возникшие логистические проблемы, а также ухудшение возможности размещения заказовкоснулись прежде всего высокотехнологичных моделей ведущих мировых производителей. Это уже повлияло на наш рынок в различных секторах экономики и переключило внимание крупных российских заказчиков данной продукции на немногих численных отечественных производителей сило-

вой электроники. Программа импортозамещения начала вызывать как минимум интерес к отечественной продукции.

Для импульсных источников вторичного электропитания, выпускаемых в виде модулей, собранных на отдельных компонентах, и других подобных устройств, основную сложность представляет прежде всего создание высокотехнологичных изделий с нужными техническими параметрами и качественными характеристиками. И здесь, безусловно, решающую роль играет опыт разработки и применения источников электропитания, технологическая оснащенность собственного производства, а также способность предприятия следовать в русле новых тенденций.

В этом году ООО «ММП-Ирбис» отмечает 30-летие своей деятельности, и многие потребители, конечно, имели возможность знакомиться с его продукцией на протяжении многих лет. Компания была создана 2 ноября 1993 года. Сегодня это современное предприятие, основу которого составляют высококвалифицированные специалисты в области проектирования и разработки блоков питания различного назначения, а также в технологической сфере. Собственные производственные мощности, оснащенные новейшим оборудованием, расположены на двух инновационных площадках. Среди заказчиков продукции компании — промышленные гиганты, госпредприятия, атомные станции, приборостроительные и радиозаводы, научно-исследовательские институты и т. д. За годы работы организация приобрела репутацию надежного делового партнера.

Основная продукция, выпускаемая компанией «ММП-Ирбис»:

- 1. DC/DC-преобразователи.** Представляют собой функционально законченные устройства, преобразующие постоянное напряжение в постоянное. Они находят широкое применение в распределенных системах питания, радиоэлектронной аппаратуре, телекоммуникационном оборудовании. Устройства производятся в различном конструктивном и климатическом исполнении. Их характеризует долгий срок службы (гарантия до 36 мес.).

Таблица 1. Новая линейка одноканальных DC/DC-конвертеров ООО «ММП-Ирбис»

Наименование	Входное напряжение, В			Номинальное выходное напряжение, В	Диапазон выходного напряжения, В	Максимальный ток нагрузки, А						
						Мощность						
	Мин.	Ном.	Макс.			3 Вт	6 Вт	8 Вт	10 Вт	15 Вт		
TMP_3,3	9	24	36	3,3	3,234–3,66	0,91	1,82	2,42	3,03	4,55		
TMP_A	9	24	36	5	4,9–5,1	0,6	1,2	1,6	2	3		
TMP_B	9	24	36	6	5,88–6,12	0,5	1	1,33	1,67	2,5		
TMP_D	9	24	36	9	8,82–9,18	0,33	0,67	0,89	1,11	1,67		
TMP_B	9	24	36	12	11,76–12,24	0,25	0,5	0,67	0,83	1,25		
TMP_C	9	24	36	15	14,7–15,3	0,2	0,4	0,53	0,67	1		
TMP_G	9	24	36	20	19,6–20,4	0,15	0,3	0,4	0,5	0,75		
TMP_E	9	24	36	24	23,52–24,48	0,13	0,25	0,33	0,42	0,63		
TMP_H	9	24	36	27	26,46–27,54	0,11	0,22	0,3	0,37	0,56		
TMБ_3,3	18	48	75	3,3	3,234–3,66	0,91	1,82	2,42	3,03	4,55		
TMБ_A	18	48	75	5	4,9–5,1	0,6	1,2	1,6	2	3		
TMБ_B	18	48	75	6	5,88–6,12	0,5	1	1,33	1,67	2,5		
TMБ_D	18	48	75	9	8,82–9,18	0,33	0,67	0,89	1,11	1,67		
TMБ_B	18	48	75	12	11,76–12,24	0,25	0,50	0,67	0,83	1,25		
TMБ_C	18	48	75	15	14,7–15,3	0,2	0,4	0,53	0,67	1		
TMБ_G	18	48	75	20	19,6–20,4	0,15	0,3	0,4	0,5	0,75		
TMБ_E	18	48	75	24	23,52–24,48	0,13	0,25	0,33	0,42	0,63		
TMБ_H	18	48	75	27	26,46–27,54	0,11	0,22	0,3	0,37	0,56		
TMД_3,3	36	100	150	3,3	3,234–3,66	0,91	1,82	2,42	3,03	4,55		
TMД_A	36	100	150	5	4,9–5,1	0,6	1,2	1,6	2	3		
TMД_B	36	100	150	6	5,88–6,12	0,5	1	1,33	1,67	2,5		
TMД_D	36	100	150	9	8,82–9,18	0,33	0,67	0,89	1,11	1,67		
TMД_B	36	100	150	12	11,76–12,24	0,25	0,5	0,67	0,83	1,25		
TMД_C	36	100	150	15	14,7–15,3	0,2	0,4	0,53	0,67	1		
TMД_G	36	100	150	20	19,6–20,4	0,15	0,3	0,4	0,5	0,75		
TMД_E	36	100	150	24	23,52–24,48	0,13	0,25	0,33	0,42	0,63		
TMД_H	36	100	150	27	26,46–27,54	0,11	0,22	0,3	0,37	0,56		

Таблица 2. Новая линейка двухканальных DC/DC-конвертеров ООО «ММП-Ирбис»

Наименование	Входное напряжение, В			Номинальное выходное напряжение, В	Диапазон выходного напряжения, В	Максимальный ток нагрузки, А						
						Мощность						
	Мин.	Ном.	Макс.			3 Вт	6 Вт	8 Вт	10 Вт	15 Вт		
TMP_AA	9	24	36	±5	4,9–5,1	±0,3	±0,6	±0,8	±1	±1,5		
TMP_BB	9	24	36	±6	5,88–6,12	±0,25	±0,5	±0,67	±0,83	±1,25		
TMP_DD	9	24	36	±9	8,82–9,18	±0,17	±0,33	±0,44	±0,56	±0,83		
TMP_BB	9	24	36	±12	11,76–12,24	±0,13	±0,25	±0,33	±0,42	±0,63		
TMP_CC	9	24	36	±15	14,7–15,3	±0,1	±0,2	±0,27	±0,33	±0,5		
TMБ_AA	18	48	75	±5	4,9–5,1	±0,3	±0,6	±0,8	±1	±1,5		
TMБ_BB	18	48	75	±6	5,88–6,12	±0,25	±0,5	±0,67	±0,83	±1,25		
TMБ_DD	18	48	75	±9	8,82–9,18	±0,17	±0,33	±0,44	±0,56	±0,83		
TMБ_BB	18	48	75	±12	11,76–12,24	±0,13	±0,25	±0,33	±0,42	±0,63		
TMБ_CC	18	48	75	±15	14,7–15,3	±0,1	±0,2	±0,27	±0,33	±0,5		
TMД_AA	36	100	150	±5	4,9–5,1	±0,3	±0,6	±0,8	±1	±1,5		
TMД_BB	36	100	150	±6	5,88–6,12	±0,25	±0,5	±0,67	±0,83	±1,25		
TMД_DD	36	100	150	±9	8,82–9,18	±0,17	±0,33	±0,44	±0,56	±0,83		
TMД_BB	36	100	150	±12	11,76–12,24	±0,13	±0,25	±0,33	±0,42	±0,63		
TMД_CC	36	100	150	±15	14,7–15,3	±0,1	±0,2	±0,27	±0,33	±0,5		
TMД_AA	36	100	150	±5	4,9–5,1	±0,3	±0,6	±0,8	±1	±1,5		
TMД_BB	36	100	150	±6	5,88–6,12	±0,25	±0,5	±0,67	±0,83	±1,25		
TMД_DD	36	100	150	±9	8,82–9,18	±0,17	±0,33	±0,44	±0,56	±0,83		
TMД_BB	36	100	150	±12	11,76–12,24	±0,13	±0,25	±0,33	±0,42	±0,63		
TMД_CC	36	100	150	±15	14,7–15,3	±0,1	±0,2	±0,27	±0,33	±0,5		

Таблица 3. Назначение выводов

Вывод №	Одноканальный	Двухканальный
1	ВыКЛ	
2	–ВХОД	
3	–ВХОД	
9	Н/З	ОБЩИЙ
11	Н/З	–ВЫХОД
14	+ВЫХОД	
16	–ВЫХОД	ОБЩИЙ
22	+ВХОД	
23	+ВХОД	

Таблица 4. Наименование серий

Расшифровка наименования	Серия	Входное напряжение, ном.	Мощность	Nоминальное выходное напряжение, один канал, В	Nоминальное выходное напряжение, второй канал, В		
				1	2	3	4
TM 1234	TM	P (24 В)	3 (3 Вт)	3,3 (3,3 В)			
		Б (48 В)	6 (6 Вт)	A (5 В)	A (–5 В)		
		Д (100 В)	8 (8 Вт)	Б (6 В)	Б (–6 В)		
		–	10 (10 Вт)	Д (9 В)	Д (–9 В)		
		–	15 (15 Вт)	В (12 В)	В (–12 В)		
		–	–	C (15 В)	C (–15 В)		
		–	–	Г (20 В)	–		
		–	–	E (24 В)	–		
		–	–	H (27 В)	–		
Пример	TMБ15AA	48 В	15 Вт	5 В	–5 В		

2. AC/DC-преобразователи. Преобразуют напряжение переменного тока в постоянное. Предприятие изготавливает широкий спектр оборудования в данном сегменте: модули питания стабилизованным напряжением, стабилизирующие блоки питания, выпрямители для применения в составе систем и источников бесперебойного питания. Устройства характеризуются широким диапазоном входного напряжения, различным конструктивным и климатическим исполнением, долгим сроком службы (гарантия от 18 мес.).

3. DC/AC-преобразователи (инверторы). Преобразуют напряжение постоянного тока (аккумуляторных батарей) в напряжение переменного тока для надежного и качественного электропитания различного оборудования. Наибольшее применение находят инверторы напряжения производства ООО «ММП-Ирбис» большой мощности в системах бесперебойного питания для телекоммуникационного, электронного и другого электротехнического оборудования, в том числе специального. Выполнены конструктивно для установки в 19" стойку и имеют технологический размер 1U, различного климатического исполнения. Предусмотрена возможность параллельного включения и создания систем резервирования. Устройства имеют расширенный срок эксплуатации и гарантийного обслуживания.

4. LED-драйверы. Стабилизирующие источники постоянного тока или напряжения для питания светодиодной нагрузки, различного конструктивного и климатического исполнения.



Рис. 1. Внешний вид DC/DC-конвертеров серии TM_



Рис. 3. ZU40-24/1.8

5. Автомобильные инверторы. Предназначены для различных электроприборов бытового назначения ~220 В и подключаются к бортовой сети автомобиля или стационарной аккумуляторной батареи. Средняя наработка на отказ составляет не менее 200 000 ч. Начало этого года показало возросший спрос на изделия предприятия «ММП-Ирбис», что, конечно, связано с переходом на отечественную продукцию.

Безусловно, в свете последних событий можно сказать, что те разработки, которые велись и ведутся на предприятии, будут интересны заказчику. Это, прежде всего, традиционные для предприятия низковольтные DC/DC-, AC/DC-преобразователи мощностью до 300 Вт для монтажа на печатную плату, которые сейчас востребованы на различных вертикальных рынках — например, транспортном, энергетическом, телеком.

В рамках импортозамещения предприятие представило новую линейку преобразователей постоянного напряжения для монтажа на печатную плату TM_3-15 (табл. 1, 2) мощностью 3–15 Вт со стандартными диапазонами входных, выходных напряжений, стандартным международным расположением выводов и в корпусе DIP24, с улучшенной помехозащищенностью и надежностью. Выпуск линейки запланирован в 2023 году. Данная продукция подойдет для многих решений в промышленности и на транспорте и призвана заменить DC/DC-конвертеры ведущих мировых производителей. В частности, новая серия ТМД_x (рис. 1) полностью ориентирована на рельсовый подвижной состав и отвечает требованиям, предъявляемым к изделиям на железнодорожном транспорте.

Для трансформаторных подстанций сетей электропередачи, генерирующих электростанций разработан и выпущен инвертор ИНК2500-1С (выходная мощность 2500 Вт), который актуален там, где есть система оперативного постоянного тока (СОПТ) напряжением 220 В. Этот инвертор практически не имеет аналогов среди зарубежных поставщиков. В числе основных преимуществ можно отметить низкий уровень акустического шума благодаря интеллектуальному алгоритму управления вентиляторами охлаждения,



Рис. 2. AC/DC-преобразователи на DIN-рейку серии МДС

высокую перегрузочную способность для пуска электродвигателей, возможность горячей замены, удаленный мониторинг и управление по гальванически развязанному интерфейсу RS-485, параллельную работу с активным распределением мощности (до шести модулей без внешнего контроллера), совместную работу с внешним статическим байпасом в режиме синхронизации с промышленной сетью.

В связи с поступающими заявками предприятие начинает выпуск AC/DC-преобразователей в корпусе, размещаемом на DIN-рейку. Серия носит название МДС (рис. 2). В настоящее время в основном будут выпускаться изделия мощностью 15 и 40 Вт с выходным напряжением 24 В и токами 0,63 и 1,67 А соответственно. Эти блоки питания предназначены для строительных компаний, системных интеграторов, реализующих проекты «умный дом», для управляющих компаний и различных оптовых электротехнических агрегатов.

Функциональное назначение

Одноканальные модули питания для установки на DIN-рейку ТН-35 ГОСТ Р МЭК 60715-2003, в которых применяются компо-

ненты с повышенным сроком службы, предназначены для питания напряжением постоянного тока радиоэлектронной аппаратуры и систем автоматики. Вид климатического исполнения УХЛ категория 4 по ГОСТ 15150.

Технические характеристики:

- Пластмассовый корпус, залитый компаундом.
- Масса модуля: 210 г.
- Допустимый диапазон рабочих температур: -40...+50 °C.
- Типовой КПД: 70–80%.
- Нестабильность выходного напряжения при изменении тока нагрузки: от 0,1 Ін. (макс.) до Ін. (макс.), не более: 1%.
- Диапазон допустимой нагрузки: 0–100%.
- Устойчивость к импульсным перенапряжениям по входу по ГОСТ Р 51317.45 (МЭК 61000-4-5): класс 4, критерий А.
- Устойчивость к провалам и кратковременным изменениям входного напряжения по ГОСТ 308404.4.411-2003: класс 2.
- Модуль имеет защиту от КЗ по выходу. После снятия КЗ модуль автоматически восстанавливает свои выходные параметры.
- Возможность параллельной работы однотипных модулей через развязывающие диоды.
- Электрическая изоляция вход/выход: 3000 В (действ.).
- Имеет увеличенное расчетное время наработки на отказ: 350 000 ч.
- Срок службы: 15 лет.

Новыми для компании станут зарядные устройства для свинцово-кислотных АКБ ЗУ40-24/1.8 (рис. 3), ЗУ150-24/6 мощностью 40 или 150 Вт соответственно, предназначенные для различных коммерческих транспортных средств. Устройства работают полностью в автоматическом режиме, не требуют постоянного присутствия и снабжены защитой от перегрева. При неправильном подключении (то есть ошибочном выборе полюсов) срабатывает установленный плавкий предохранитель на выходе, что обеспечивает общую пожаробезопасность.

Имеющийся опыт и постоянный поиск новых решений и направлений деятельности позволяют компании «ММП-Ирбис» уверенно продолжать производственную деятельность в интересах российской промышленной силовой электроники.

Биполярный источник питания с низким уровнем EMI

Современная промышленность предъявляет высокие требования к надежности и помехозащищенности источников питания. Как правило, компоненты системы питания поставляются с DC-шиной, а также с решением для изолированной передачи сигнала. В статье представлен низковольтный биполярный источник питания с гальванической развязкой и низким уровнем помех.

**Тимур Улудаг
(Timur Uludag)**

**Перевод:
Евгений Карташев**

Промышленные предприятия и их подразделения, такие как складские логистические центры, литейные заводы, прокатные стапы, конвейеры и печатные прессы, обычно нуждаются в элементах, обеспечивающих бесперебойную работу с минимальным уровнем помех:

- изолирующие усилители, аналого-цифровые преобразователи (АЦП);
- изоляторы цифровых цепей;
- интерфейсы/шинные изоляторы — RS232, RS485, CAN, Interbus, Profibus;
- системы измерения и сбора данных.

Все упомянутые системы имеют общую особенность: им требуется изоляция шины питания от источника питания. Гальваническая развязка таких узлов, как цифровые схемы и элементы коммутации, предотвращает распространение переходных помех, генерируемых источником питания, и исключает сбои в работе системы. На рис. 1 показан пример промышленного применения из области складской логистики.

Микромодуль с высокой эффективностью

Использование силового модуля с гальванической развязкой в качестве изолированного DC/DC-

конвертера обеспечивает надежное питание аналого-цифрового преобразователя (АЦП) в примере складской логистической системы, показанной на рис. 1. Здесь представлен изолированный микромодуль 1769205132 серии FIMM (Fixed Isolated MicroModule — фиксированный изолированный микромодуль), в котором сочетаются свойства изолированного силового ключа с характеристиками классических микромодулей. С помощью технологии «Чиплет SIP» удалось уменьшить размеры устройства на 80%, в результате габариты устройства составляют $9 \times 7 \times 3,1$ мм. Занимаемая на плате площадь сокращена более чем на 50% по сравнению со стандартным корпусом SMT-8 (9×7 мм против $13,2 \times 12,2$ мм).

Силовой каскад интегрального модуля MagicI³C 1769205132 имеет топологию Н-моста. Кроме силовых транзисторов, устройство содержит схему управления, выпрямительные диоды, входные и выходные конденсаторы, а также трансформатор (рис. 2). Поскольку в схеме отсутствует цепь обратной связи от выхода к входу, рабочий цикл фиксирован на уровне 50% и не зависит от нагрузки. Выходное напряжение не регулируется и определяется только соотношением обмоток трансформатора. Мощность нагрузки 1 Вт обеспечивается до температуры окружающей среды $T_A = +100^\circ\text{C}$ без снижения тока. Типовое значение паразитной емкости связи между первичным и вторичным

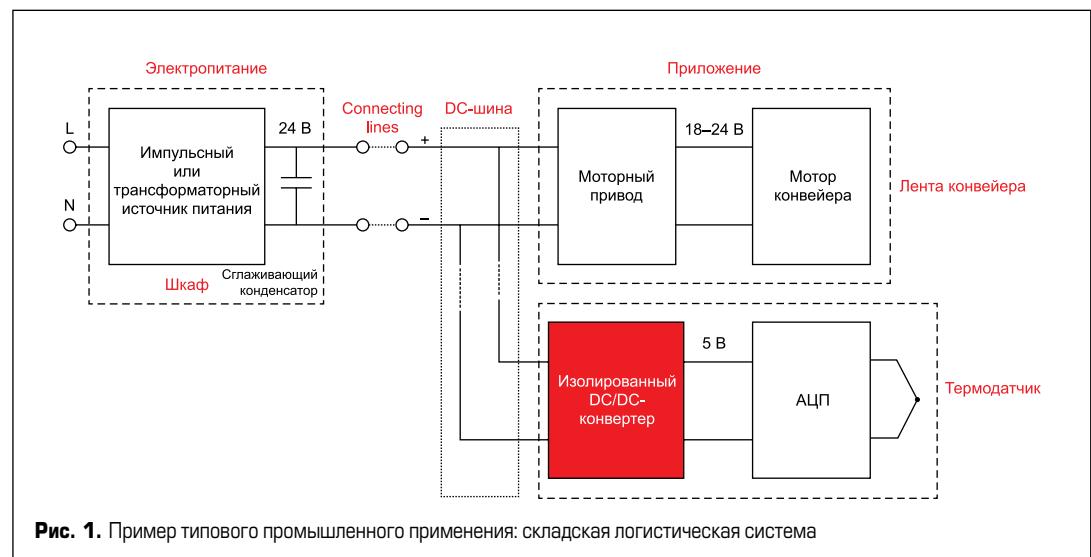
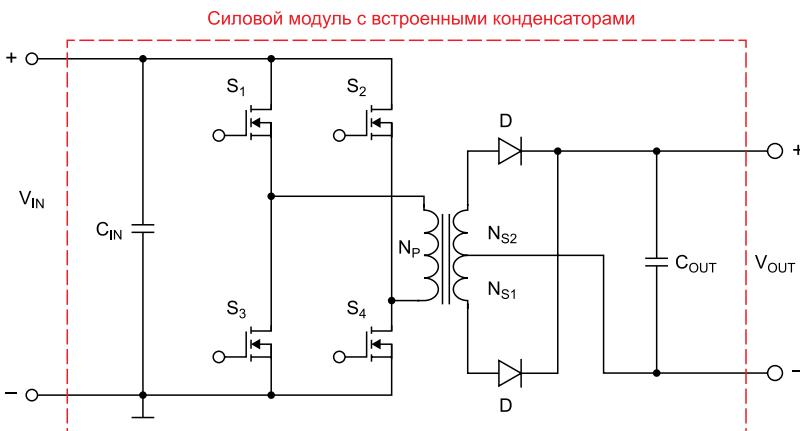


Рис. 1. Пример типового промышленного применения: складская логистическая система

**Рис. 2.** Структура изолированного микромодуля 1769205132 серии FIMM.

Устройство содержит силовой каскад, выпрямительные диоды, входную и выходную емкости, а также трансформатор

личным каскадами (8 пФ) определяется конструкцией устройства. С учетом эффективности 91% это лучший в своем классе полностью изолированный силовой модуль в линейке Würth Elektronik.

Изолированные DC/DC-конвертеры специально разработаны для гальванической развязки напряжений в распределенных системах электроснабжения. Модуль FIMM в первую очередь подходит для приложений, чувствительных к помехам, наводимым от цепи питания, таких как аналоговые низкочастотные схемы и устройства с релевым управлением. Малая паразитная емкость между первичным и вторичным каскадом обеспечивает высокую степень защиты от ВЧ-помех. Кроме того, это снижает распространение синфазных помех от импульсного силового каскада на выход преобразователя.

Питание чувствительных сенсоров

Системы измерения и сбора данных часто включают АЦП, которые преобразуют измеренные аналоговые величины, такие как температура или ток, в цифровой код. Для сбора

положительных и отрицательных измерительных сигналов требуется двуполярный источник питания. Обычно в подобных случаях используются источники с напряжением ± 5 В. Разрешение, которое может обеспечить АЦП, то есть количество «эффективных» битов, зависит в том числе от шумовой составляющей напряжения питания.

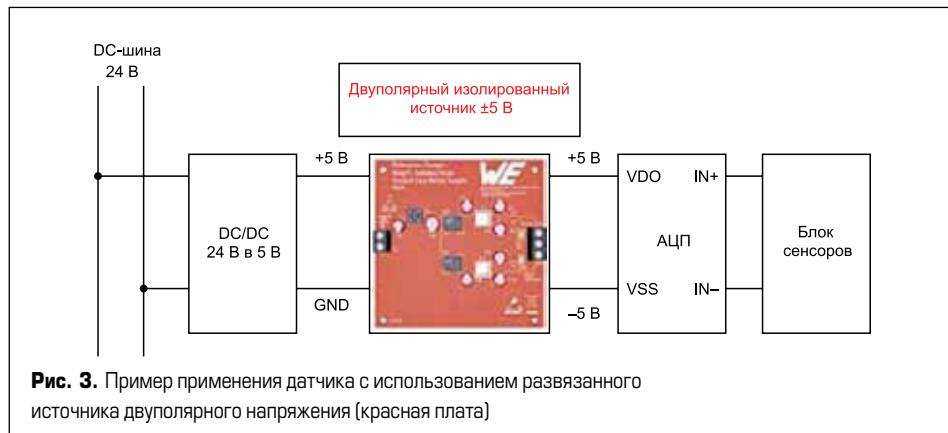
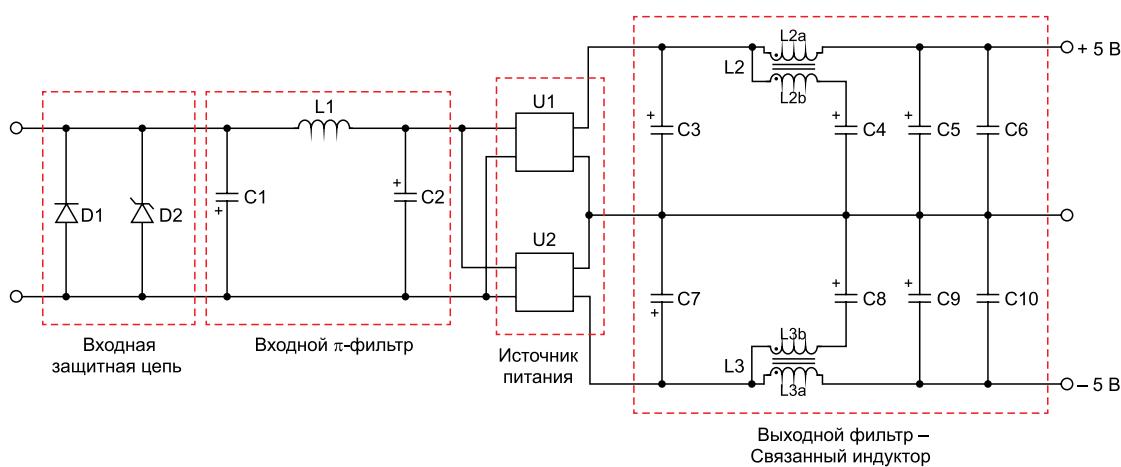
Источник питания на печатной плате (выделен красным цветом на рис. 3) преобразует

входное напряжение 5 В гальванически изолированное напряжение ± 5 В. К особенностям схемы относятся:

- очень низкий уровень остаточной пульсации на выходе;
- широкополосная развязка между входом и выходом.

Источник двуполярного напряжения состоит из четырех основных функциональных блоков (рис. 4):

1. Схема на входе обеспечивает защиту от сигнала обратной полярности и переходных процессов.
2. Входной фильтр: его первая ступень служит для ослабления уровня кондуктивных помех. Гармоники, генерируемые в направлении источника питания при коммутации ключей DC/DC-конвертера, уменьшаются по амплитуде. Кроме того, фильтр ослабляет помехи, поступающие на силовой модуль от источника питания.
3. Сам силовой модуль: преобразует напряжение и обеспечивает гальваническую развязку между входом и выходом.
4. Выходной фильтр: ток, генерируемый силовым модулем, имеет постоянную (DC) составляющую, на которую наложена переменная (AC) составляющая. Амплитуда AC-компоненты уменьшается фильтром для получения «чистого» DC-напряжения для дальнейшей обработки, например с помощью АЦП.

**Рис. 3.** Пример применения датчика с использованием развязанного источника двуполярного напряжения (красная плата)**Рис. 4.** Изолированный двуполярный источник питания (красная плата на рис. 3)

включает защитную цепь на входе, входной фильтр, силовой модуль (FIMM) и выходной фильтр

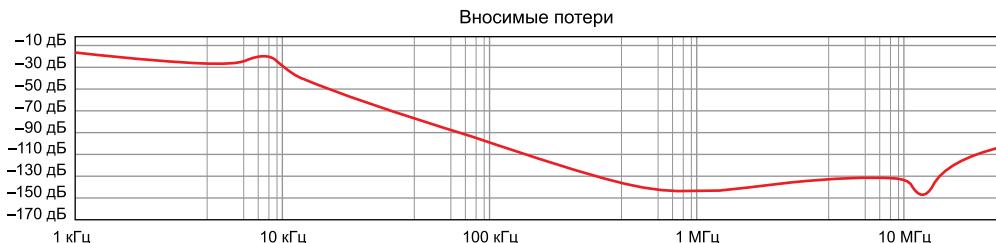


Рис. 5. Кривая вносимых потерь первой ступени фильтра [моделирование в Red Expert]. Видно, что уже с 50 кГц достигается затухание около 80 дБ

Входная защитная цепь

Схема защиты на входе содержит два звена (рис. 4, слева). Диод D1 защищает устройство от переходных помех отрицательной полярности и предотвращает повреждение силового модуля при изменении полярности входного сигнала. Имея прямое напряжение 0,3 В при токе 0,3 А, он ограничивает сигнал на уровне, заведомо меньшем допустимого для силового модуля значения.

Диод-супрессор D2 защищает вход от опасных переходных процессов положительной полярности. При амплитуде переходного сигнала 6–9 В диод D2 проводит ток в цепи «катод–анод». Эффективное напряжение ограничения при этом составляет около 5,7 В, что находится в диапазоне допустимых номинальных значений силового модуля.

Входной фильтр

Силовой модуль работает на типовой собственной частоте переключения 300 кГц. Исходные источники питания обычно имеют частоту переключения 50–500 кГц. В результате система фильтров обеспечивает ослабление примерно 50–75 дБ на частоте примерно 100 кГц, что позволяет эффективно подавлять переходные помехи.

Комбинация элементов C1, L1 и C2 образует так называемый π -фильтр. Значения отдельных компонентов выбирают из расчета подавления вносимых потерь примерно на уровне

50 дБ начиная со 100 кГц. На рис. 5 показана кривая вносимых потерь первой ступени фильтра: хорошо видно, что на частоте 50 кГц достигается ослабление примерно 80 дБ.

Расчет/моделирование может быть выполнено с помощью проектировщика фильтров в среде Red Expert [1]. Этот инструмент использует реальные свойства компонентов, основанные на измерениях. Таким образом, про-моделированные результаты лучше соответствуют реальной ситуации. Расчет вносимых потерь проводился при импедансе источника и нагрузки 50 Ом. Важным условием высоких вносимых потерь на практике является RF-совместимая конструкция, позволяющая избежать паразитной связи между компонентами.

На рис. 6 и 7 показаны измеренные значения пульсаций напряжения на входе и выходе фильтра. Уровень пульсаций измерялся с помощью пробника 10:1 с ограничением полосы пропускания 20 МГц. При размахе пульсаций 10 мВ (п-п) АС-компоненты на выходе силового модуля могут быть очень небольшими. Для сравнения, АС-составляющая, вносимая исходным блоком питания, во много раз выше — типовое значение 50–150 мВ (п-п). Таким образом, АС-компоненты, которую силовой модуль «подает» в DC-шину, незначительны.

На рис. 7 четко показан эффект от работы π -фильтра: АС-составляющая ослаблена до значения менее 5 мВ (п-п). Если посмотреть на фильтр с точки зрения напряжения на шине, то есть от исходного блока питания в качестве источника до силового модуля, можно ожидать

того же эффекта по АС-компоненте, поскольку π -фильтр построен симметрично.

Выходной фильтр

В соответствии со своим принципом работы выходное напряжение DC/DC-конвертера не обеспечивает чистого постоянного напряжения, как, например, в случае линейного регулятора. Оно скорее представляет собой комбинацию DC-напряжения с наложенной на него АС-составляющей. Эта компонента указана в технической спецификации как значение «пульсации выходного напряжения и шумы» в мВ (п-п), то есть размах выходного напряжения между положительным и отрицательным пиком. К этому показателю чувствительны устройства АЦП, поскольку они могут оптимально работать только при небольшом уровне помех от источника питания, который должен быть ниже разрешения АЦП.

Схема, показанная в правой части рис. 4, представляет собой фильтр, уменьшающий уровень помех на выходе модуля FIMM. Линейный двухзвеный фильтр выполнен из связанной индуктивности с обмотками L2a/L2b и конденсаторов C3, C4. Обмотка L2a передает DC-составляющую напряжения на нагрузку (как сглаживающий дроссель), в то время как АС-компоненты заземляются через обмотку L2b и конденсатор C4. «Импедансное» поведение C4 приводит к тому, что он разряжает высокочастотную составляющую на «землю». Магнитная связь между двумя обмотками,

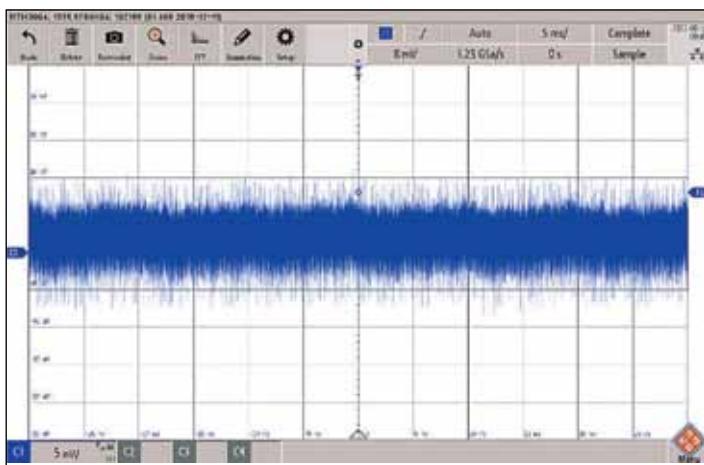


Рис. 6. Пульсации напряжения на входе силового модуля.

Уровень пульсаций измерялся с помощью пробника 10:1 с ограничением полосы пропускания 20 МГц

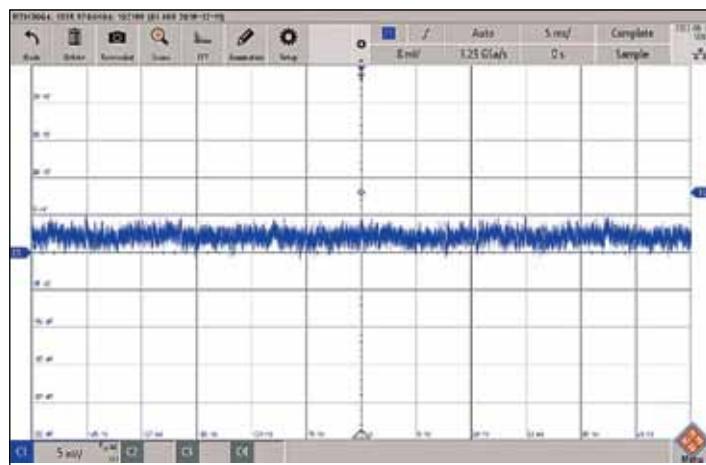


Рис. 7. Пульсации напряжения после π -фильтра.

Уровень пульсаций измерялся с помощью пробника 10:1 с ограничением полосы пропускания 20 МГц



Рис. 8. Прототип устройства для изолированной передачи данных на основе микромодуля 1769205132 серии FIMM

то есть индуктивность отрицательной обратной связи, которая описывается коэффициентом связи k , имеет большое значение для реализации функции фильтра.

Из-за взаимной ориентации двух обмоток связанной индуктивности переменная составляющая тока, протекающего через обмотку L2b, передается на обмотку L2a. Затем эта АС-компоненты накладывается на DC (+AC) ток нагрузки, в результате чего она компенсируется. Кроме того, дополнительная компенсация и ослабление обеспечивается за счет магнитной связи.

Коэффициент k используется для определения уровня связи между двумя обмотками, при $k = 1$ связь — 100%. Топология схемы аналогична фильтру второго порядка, поэтому следует использовать связанные индукторы с величиной $k < 0,99$. В противном случае схема легко войдет в последовательный резонанс (режекторный фильтр) и будет демонстрировать меньший фильтрующий эффект в диапазоне частот выше резонансной. В идеале коэффициент k должен быть менее 0,98.

Используемый в схеме индуктор WE-DD 744877220 имеет коэффициент k , приблизительно равный 0,98. Для достижения желаемого уровня фильтрации и снижения потерь емкости должны иметь минимально возможное значение ESR (эквивалентное последовательное сопротивление). Например, в качестве конденсатора 22 мкФ использован алюминиево-полимерный WCAP-PTHR 870055673002, имеющий величину ESR менее 100 мОм в диапазоне частот 1 кГц — 50 МГц. Измерения показали, что в отношении пульсаций напряжения по каналу +5 В можно снизить переменную составляющую до 50% по сравнению с нефильтрованным значением.

Передача измерительного сигнала с гальванической развязкой

Если электрические сигналы, например с датчиков, должны передаваться на большое расстояние, то помехи, создаваемые паразитными связями между параллельными кабелями, могут привести к искажению измеренных значений. Решением проблемы является передача низковольтных сигналов, а также напряжение питания через гальванически изолированные барьеры. Таким образом обеспечивается гальваническая развязка и балансировка, что уменьшает уровень синфазных помех (СМ).

Устройство, показанное на рис. 8, позволяет передавать DC-сигнал в диапазоне 0...+4 В и импульсное DC-напряжение (АС-сигнал со смещением) на частотах до 5 кГц (ограничение — 10 кГц) с гальванической развязкой.

Описание режимов работы

1. Изолированная передача сигнала

Светодиод (LED) оптопары управляются сигналом, который передается через операционный усилитель. Линейная зависимость между входным напряжением и интенсивностью света светодиода необходима для передачи неискаженного напряжения. Поэтому светодиод должен работать в линейном диапазоне характеристической кривой, за пределами линейного диапазона отсутствие искажений не гарантируется. Фототранзистор оптопары реагирует на излучаемый свет в соответствии с его интенсивностью и управляет другим операционным усилителем.

2. Изолированная передача напряжения питания

Напряжение питания первичных каскадов формируется непосредственно DC/DC-конвертером, работающим от внешнего источника напряжения (в данном случае от DC-шины 12 В). Питание вторичных каскадов гальванически развязано от входа через второй DC/DC-конвертер модуля FIMM. Поскольку напряжение питания первичной цепи слишком велико, чтобы его можно было использовать непосредственно в качестве входного для модуля FIMM, напряжение на шине сначала снижается с помощью микромодуля (171930601).

Передача сигнала — первичный каскад

Схема изолированной передачи сигнала с первичного на вторичный каскад показана на рис. 9. Операционный усилитель U1A включен в неинвертирующей конфигурации, реализованы две отрицательные обратные связи:

1. Конденсатор C5 формирует отрицательную обратную связь в высокочастотном диапазоне. Это необходимо для подавления перенапряжений и шумов.

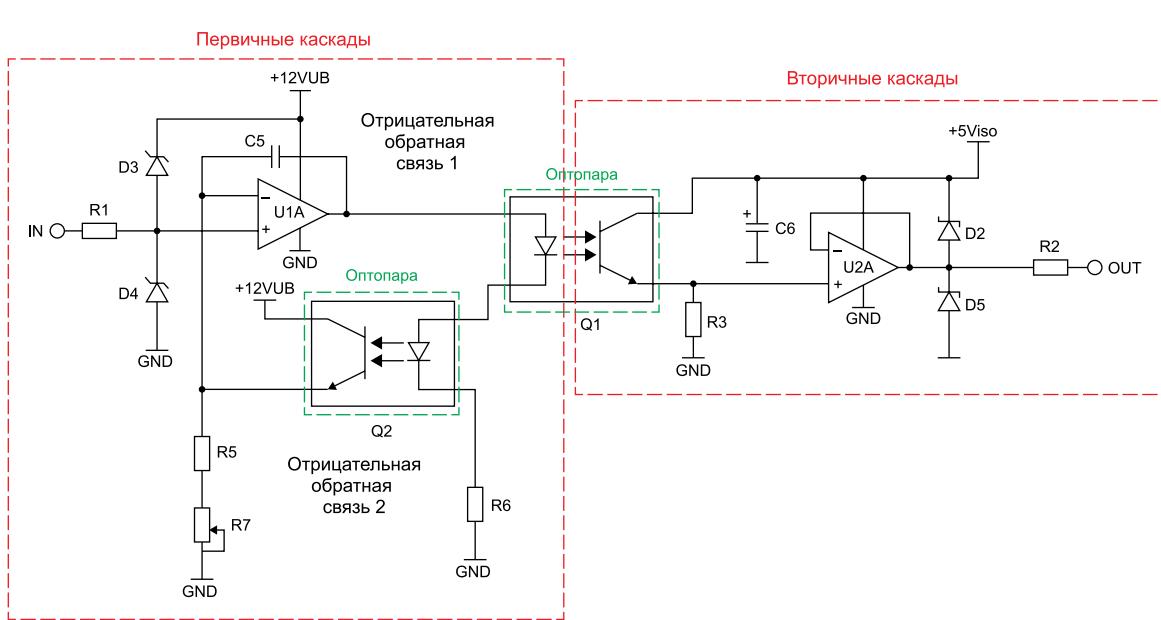


Рис. 9. Схема передачи изолированного сигнала с помощью оптронов

2. Оптопара Q2 (WL-OPT 140816140410) формирует токовую обратную связь для компенсации нелинейности оптопары Q1 (WL-OPCT 140816140410). Светодиоды Q1 и Q2 расположены последовательно, фототранзистор Q1 управляет выходной цепью, а фототранзистор Q2 — осуществляет обратную связь по току в первичном каскаде (U1A).

До тех пор пока ток диода остается в нижнем диапазоне характеристической кривой, нелинейность CTR в значительной степени компенсируется прямым током I_F двух излучающих диодов. В данной схеме их ток ограничен резистором R6 (4,7 кОм).

Передача сигнала — вторичный каскад

Ток транзистора оптранса Q1 зависит от входного напряжения. Вместе с резистором R3 (4,7 кОм) цепь «коллектор-эмиттер» образует делитель напряжения, который определяет ток через транзистор в проводящем состоянии и смещение (DC) на неинвертирующем входе операционного усилителя U2A. На его выходе, с учетом контура отрицательной обратной связи, схема защищена от переходных перенапряжений и коротких замыканий парой диодов-супрессоров (D2, D5) и резистором 220 Ом (R2). Светодиод индицирует относительную амплитуду и частоту DC- и AC-сигналов на входе.

Источник питания

Питание операционного усилителя U2A во вторичном каскаде осуществляется через гальваническую развязку модуля FIMM. Напряжение на шине +12 В снижается до 5 В микромодулем (U3) и изолируется от модуля DIMM (U4). Очень малая паразитная емкость (обычно 8 пФ) между входным и выходным каскадом модуля FIMM обеспечивает эффективное подавление синфазных помех самого устройства и подключенных периферийных узлов, в первую очередь датчиков.

Измерения показали, что форма выходного сигнала описываемого устройства имеет незначительное отклонение от его исходного (прямоугольного) вида. С повышением частоты передаваемый сигнал заземляется, то есть высшие гармоники прямоугольного напряжения подавляются, и его форма начинает приближаться к синусоидальной. Эффекты, кото-

рые участвуют в этих процессах, во многом обусловлены ограниченной полосой пропускания оптопары. Целостность сигнала здесь в значительной степени зависит от ее линейности в частотном диапазоне.

Входной фильтр

Многозвездный входной фильтр обеспечивает ослабление уровня кондуктивных помех в широком диапазоне частот, а также гарантирует практическое отсутствие пульсаций выходного напряжения. В схеме используется так называемый π-фильтр расширенного типа, рассмотренный в статье.

Рекомендации по топологии FIMM

Необходимо позаботиться о том, чтобы модуль DIMM имел две отдельные точки заземления для первичного и вторичного каскада. Топология схемы должна обеспечивать «емкостное» разделение элементов входных и выходных цепей. Конденсаторы CIN и COUT следует располагать как можно ближе к входным и выходным клеммам модуля. Это позволяет минимизировать размер токовых контуров за счет ограничения площади медных трасс, подверженных наибольшим изменениям тока во время работы модуля. Уменьшение расстояния между силовым модулем и входным фильтром снижает эффект паразитной связи между импульсными каскадами и конденсатором CF во входном LC-фильтре. На практике достаточно примерно 2,5 см.

Более подробная информация о прототипе есть в технической спецификации FIMM [2] в разделе DESIGN EXAMPLE. Рекомендации по компоновке для ALTIUM можно загрузить из онлайн-каталога [2] в разделе Downloads.

Литература

1. RedExpert Filter-Designer.
www.redexpert.we-online.com/we-redexpert/en/#/emifd-embedded/
2. Data sheet of the FIMM In the section DESIGN EXAMPLE.
www.we-online.com/katalog/en/MAGIC-FIMM

AC/DC-преобразователи 2500 Вт

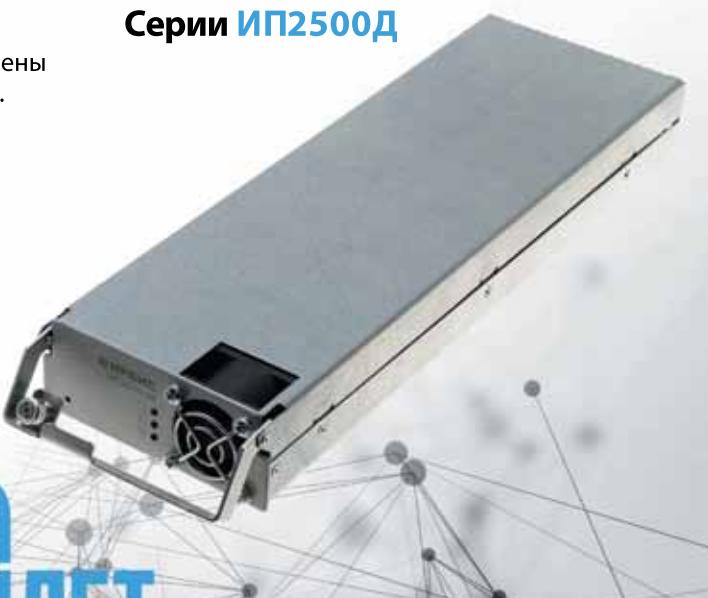
Функциональное назначение

Выпрямители ИП2500Д (мощность до 2500 Вт) предназначены для применения в составе стоек бесперебойного питания.

Функциональные особенности

- Высокий коэффициент полезного действия.
- Удельная мощность до 1900 Вт/дм³.
- Широкий диапазон изменения входного напряжения: 85...297 В переменного тока.
- Возможность регулировки выходного напряжения и ограничения тока заряда аккумулятора через гальванически развязанный интерфейс.
- Защита от перегрузок и короткого замыкания.
- Защита от перенапряжения на выходе.
- Параллельная работа.
- Внешняя световая индикация.

Серии ИП2500Д



ООО «ММП-ИРБИС»

111033, г. Москва, Золоторожский Вал, д. 11,
стр. 26, офис Б14

Тел./факс: (495) 927-10-16, 8 800 350-10-16
E-mail: main@mmp-irbis.ru

Моделирование эквивалентных схем преобразователей постоянного тока в режиме прерывистой проводимости

В статье на примерах основных схем преобразователей постоянного напряжения (конвертеров) в режиме прерывистого тока, по переменному и постоянному сигналу, показаны усредненные модели преобразователей. На основе линеаризованных моделей схем получены аналитические выражения передаточной функции и графики в функции обобщенных параметров схемы.

Норик Петросян,
д. т. н., профессор

v-khotanan@yandex.ru

Карлен Бегоян,
к. т. н., доцент

Наиболее распространенные модели эквивалентных схем для преобразователей постоянного тока с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), действующих в непрерывном режиме, приведены во многих работах. В частности, на рис. 1 представлены модели эквивалентных схем преобразователей постоянного тока, с коэффициентом трансформации, равным коэффициенту преобразования $M(D)$. Эти модели позволяют определить, что преобразователь имеет выходную характеристику источника напряжения, поэтому выходное напряжение практически не зависит от тока нагрузки или соот противления нагрузки R . В публикациях [1–6] также показано, как скорректировать модель, чтобы предсказать потери и эффективность, динамику преобразователя и передаточные функции малого сигнала. Отмечено, что передаточные функции понижающего преобразователя содержат два низкочастотных полюса из-за катушки индуктивности и конденсатора фильтра преобразователя.

Передаточная функция повышающего (Boost) и повышающе-понижающего (Buck-Boost) преобразователя дополнительно содержит нули в правой полу плоскости (Right-Half-Plane Zero, RHP). Передаточные функции преобразователей более высокого порядка, такие как DCM (Discontinuous conduction mode — прерывистый режим проводимости), Ćuk или SEPIC (single-ended primary inductance converter — несимметричный преобразователь первичной индуктивности), значительно сложнее. Преобразователь Ćuk, названный в честь своего изобретателя Слободана Чука (Slobodan Ćuk), — это новое коммутационное устройство, созданное с использованием наименьшего количества запоминающих и коммутационных элементов и эмулирующее идеальное поведение трансформатора, получая фильтрованный входной и выходной ток почти без пульсаций [3, 5].

В статье проведен анализ данных устройств, выполненный с помощью усредненного моделирования высокочастотной динамики преобразователей типа DCM.

Как показывает анализ DCM-преобразователей, высокочастотный полюс возникает на частотах, близких или превышающих частоту переключения преобразователя. Нули в правой полуплоскости в случае понижающе-повышающих DCM-преобразователей также возникают на высоких частотах. Поэтому на практике при анализе преобразователей высокочастотной динамикой можно пренебречь [3].

Усредненная модель коммутатора в прерывистом режиме проводимости

Допустим, схема повышающе-понижающего преобразователя имеет вид, приведенный на рис. 2.

Для получения эквивалентной схемы усредненной модели преобразователя воспользуемся подходом моделирования коммутатора, описанным в работе [3]. Графики напряжения, тока индуктора и другие характеристики преобразователя показаны на рис. 3.

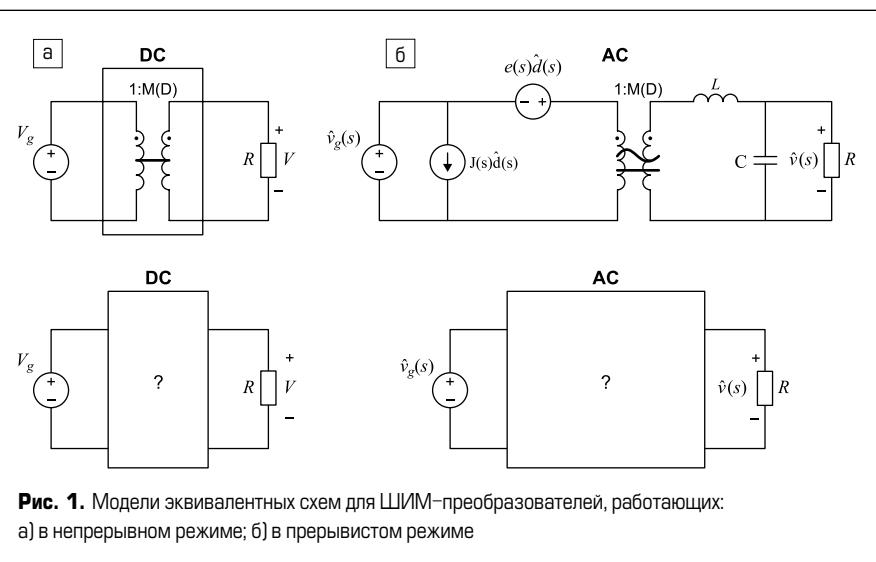


Рис. 1. Модели эквивалентных схем для ШИМ-преобразователей, работающих:
а) в непрерывном режиме; б) в прерывистом режиме

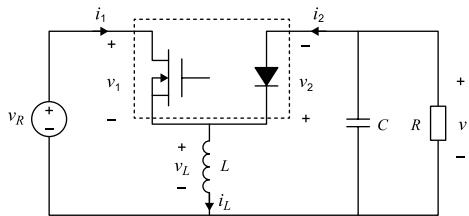


Рис. 2. Пример схемы повышающе-понижающего преобразователя

В начале каждого межкоммутационного интервала ток индуктора отсутствует. В течение коммутационного подынтервала ток индуктора нарастает с уклоном $v_g(t)/L$. В конце первого подынтервала ток индуктора достигает своего пикового значения i_{pk} :

$$i_{pk} = (v_g/L)d_1 T_s. \quad (1)$$

В течение второго коммутационного подынтервала, пока диод открыт, ток индуктора уменьшается с уклоном $v(t)/L$. Второй подынтервал заканчивается, когда диод возвращается в обратное состояние в моменте $t = (d_1 + d_2)T_s$ и ток дросселя остается равным нулю до момента переключения. Напряжение на дросселе в течение третьего подынтервала равно нулю. Усредненную модель преобразователя в прерывистом режиме проводимости можно получить с помощью усредненных графиков, приведенных на рис. 3.

Найдем средние значения напряжений и токов $v_1(t)$, $v_2(t)$, $i_1(t)$, $i_2(t)$ на клеммах коммутационной сети через переменные состояния преобразователя (токи индуктивности и напряжения на конденсаторах), входное напряжение $v_g(t)$, длины подынтервалов d_1 и d_2 .

Среднее входное напряжение сети коммутатора $\langle v_1(t) \rangle_{T_s}$ или среднее напряжение транзистора находим путем усреднения сигнала $v_1(t)$ на рис. 3:

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} = d_1(t) \times 0 + d_2(t) \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - \langle v(t) \rangle_{T_s} + d_3(t) \langle v(t) \rangle_{T_s}. \quad (2)$$

С учетом, что

$$d_3(t) = 1 - (d_1(t) + d_2(t)), \quad (3)$$

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} = ((1 - d_1(t)) \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - d_2(t) \langle v(t) \rangle_{T_s}). \quad (4)$$

Аналогично для напряжений на диоде получим следующее выражение:

$$\langle v_2(t) \rangle_{T_s} = d_1(t) (\langle v_g(t) \rangle_{T_s} - \langle v(t) \rangle_{T_s}) + d_2(t) \times 0 + d_3(t) (-\langle v(t) \rangle_{T_s}). \quad (5)$$

С учетом (3) и (5) получим:

$$\langle v_2(t) \rangle_{T_s} = d_1(t) (\langle v_g(t) \rangle_{T_s} + (1 - d_2(t)) \langle v(t) \rangle_{T_s}). \quad (6)$$

Средний входной ток преобразователя $\langle i_1(t) \rangle_{T_s}$ находится путем интегрирования осциллограммы $i_1(t)$ на рис. 2 за один период переключения:

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} i_1(t) dt = \frac{q_1}{T_s}. \quad (7)$$

Используя графики (рис. 3), можно вычислить заряд q_1 :

$$q_1 = \int_t^{t+T_s} i_1(t) dt = \frac{1}{2} (d_1 T_s) i_{pk}. \quad (8)$$

Из (1), (7) и (8) получим:

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = (1/2L) d_1^2(t) T_s \langle v_g(t) \rangle_{T_s}. \quad (9)$$

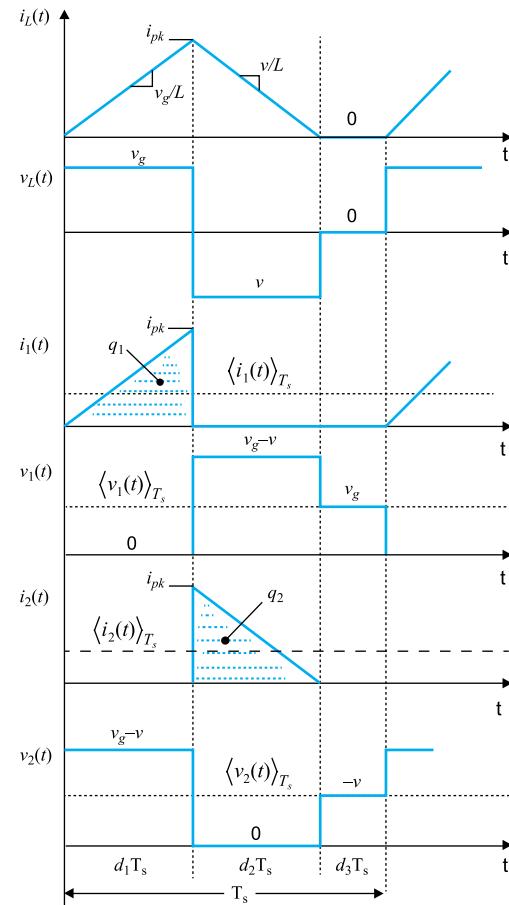


Рис. 3. Формы напряжения и тока индуктора и коммутатора

Отметим, что $\langle i_1(t) \rangle_{T_s}$ не равен току $d_1 \langle i_L(t) \rangle$. Если пульсации тока дросселя не малы, необходимо сделать эскиз фактической формы волны входного тока, включая большую пульсацию переключения, а затем правильно вычислить среднее значение, как в уравнениях (4)–(9).

Усредненное значение тока диода $\langle i_2(t) \rangle_{T_s}$ определяется аналогично, как и значение тока $\langle i_1(t) \rangle_{T_s}$:

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} i_2(t) dt = \frac{q_2}{T_s}. \quad (10)$$

Используя графики рис. 3, можно также вычислить заряд q_2 :

$$q_2 = \int_t^{t+T_s} i_2(t) dt = \frac{1}{2} (d_2 T_s) i_{pk}. \quad (11)$$

Из (1), (10) и (11) получим:

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = (1/2L) d_1(t) d_2(t) T_s \langle v_g(t) \rangle_{T_s}. \quad (12)$$

Уравнения (4), (6), (9) и (12) составляют основные усредненные уравнения коммутационной сети в повышающе-понижающем преобразователе в прерывистом режиме проводимости. В этих уравнениях выразим длину подынтервала d_2 через рабочий цикл $d_1 = d$ и получим усредненные формы сигналов преобразователя. Один из подходов, позволяющих найти длину подынтервала d_2 , заключается в исследовании формы волны тока индуктора. В повышающе-понижающем преобразователе диод выключается, когда ток дросселя достигает нуля в конце второго подынтервала.

В результате $i_L(T_s) = i_L(0) = 0$. С учетом того, что вольт-секундный интеграл напряжения на дросселе определяется за период и равен нулю:

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = d_1 \times \langle v_g(t) \rangle_{T_s} + d_2 \times \langle v(t) \rangle_{T_s} + d_3 \times 0, \quad (13)$$

последнее уравнение можно использовать для определения ширины второго подынтервала $d_2(t)$:

$$d_2(t) = (-d_1(t)\langle v_g(t) \rangle_{T_s}) / (\langle v(t) \rangle_{T_s}). \quad (14)$$

Подставляя (14) в (5), (6), (9) и (12), получаем простые выражения для усредненных выходных сигналов коммутационной цепи в прерывистом режиме работы:

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} = \langle v_g(t) \rangle_{T_s}; \quad (15)$$

$$\langle v_2(t) \rangle_{T_s} = -\langle v(t) \rangle_{T_s}; \quad (16)$$

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = (1/2L)d_1^2(t)T_s\langle v_1(t) \rangle_{T_s}; \quad (17)$$

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = (1/2L)d_1^2(t)T_s((\langle v_1(t) \rangle_{T_s}^2) / (\langle v_2(t) \rangle_{T_s}^2)). \quad (18)$$

Далее построим эквивалентную схему, соответствующую уравнениям усредненной коммутационной сети (17) и (18). Входная коммутационная цепь моделируется соответственно уравнению (17). Это уравнение показывает зависимость входного усредненного тока $\langle i_1(t) \rangle_{T_s}$ от усредненного входного напряжения $\langle v_1(t) \rangle_{T_s}$. Другими словами, низкочастотное составляющее входной цепи определяется по закону Ома:

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = (\langle v_1(t) \rangle_{T_s}) / (R_e(d_1)), \quad (19)$$

где $R_e(d_1)$ — эффективное сопротивление входной цепи, которое легко определяется из (17):

$$R_e(d_1) = (2L) / (T_s d_1^2). \quad (20)$$

Эквивалентная схема входной цепи согласно (19) показана на рис. 4. В течение первого подынтервала наклон кривой входного тока $i_1(t)$ пропорционален входному напряжению $\langle v_g(t) \rangle_{T_s} = \langle v_1(t) \rangle_{T_s}$, как показано на рис. 3. В результате пиковый ток i_{pk} полное изменение заряда q_1 и средний ток также пропорциональны напряжению $\langle v_1(t) \rangle_{T_s}$. Очевидно, что внутри преобразователя нет физического резистора. Действительно, если элементы преобразователя идеальны, то тепло внутри преобразователя не выделяется. Вместо этого мощность, потребляемая R_e , передается на сетевой выходной порт коммутатора.

Выходная коммутационная цепь моделируется соответственно уравнению (18):

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s}, \langle v_2(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}^2}{R_e(d_1)} = \langle p(t) \rangle_{T_s}. \quad (21)$$

Отметим, что величина $(\langle v_1(t) \rangle_{T_s}^2) / (R_e(d_1))$ — это усредненная мощность $\langle p(t) \rangle_{T_s}^2$, которая выделяется на эффективном резисторе $R_e(d_1)$. Уравнение (21) показывает, что мощность, потребляемая от входной сети, полностью передается на выходную нагрузку, то есть средние выходная и выходная мощности равны.

Уравнение (21) также можно получить с учетом накопленной энергии индуктора. В течение первого подынтервала ток индуктора нарастает от 0 до i_{pk} . В течение этого времени в индуктивности через транзистор накапливается энергия:

$$\frac{1}{2} L i_{pk}^2 = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s} d_1^2 T_s^2}{2L} = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}^2}{R_e d_1} T_s. \quad (22)$$

Здесь i_{pk}^2 выражен через $\langle v_1(t) \rangle$ с использованием уравнений (1) и (15). В течение второго подынтервала накопленная в индукторе энергия через диод передается на выход. Таким образом, среднюю выходную мощность можно выразить как энергию, передаваемую за цикл, деленную на период переключения:

$$\langle p(t) \rangle_{T_s} = \left(\frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}^2}{R_e(d_1)} T_s \right) \frac{1}{T_s} = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}^2}{R_e(d_1)}. \quad (23)$$

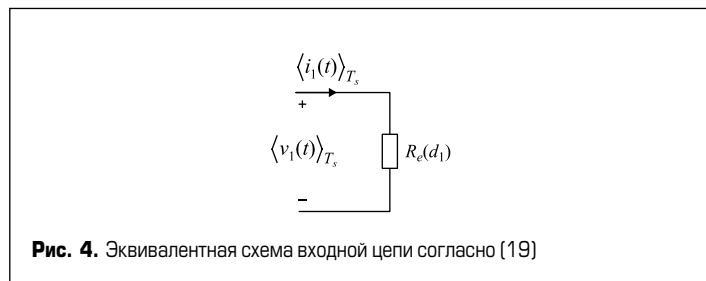


Рис. 4. Эквивалентная схема входной цепи согласно (19)

Эта энергия передается в нагрузку, и, следовательно:

$$\langle v \rangle_{T_s} \langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \langle v_2(t) \rangle_{T_s} \langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \langle p(t) \rangle_{T_s} = (\langle v_1(t) \rangle_{T_s}^2) / (R_e(d_1)). \quad (24)$$

Последний результат совпадает с уравнением (21).

Средняя мощность $\langle p(t) \rangle_{T_s}$ не зависит от характеристик нагрузки и определяется исключительно эффективным сопротивлением R_e и приложенным входным напряжением или током сети коммутатора. Иными словами, выходной порт сети коммутатора ведет себя как источник мощности, равной мощности, потребляемой эффективным сопротивлением R_e . Это поведение схематично; символ зависимого источника мощности показан на рис. 5.

В любой двухпортовой сети без потерь, когда напряжение и ток на одном порту не зависят от характеристик внешней сети, подключенной ко второму порту, второй порт должен иметь характеристику зависимого источника мощности. Такая ситуация возникает в ряде распространенных энергообменных сетей, включая коммутационные сети, работающие в режиме прерывистой проводимости [4, 6].

Характеристики источника мощности, показанные на рис. 5, симметричны по отношению к току и напряжению, вследствие чего источник мощности проявляет несколько уникальных свойств. Аналогично идеальному источнику напряжения идеальный источник мощности не должен быть короткозамкнутым, иначе возникнет бесконечный ток. И как и идеальный источник тока, идеальный источник мощности не должен быть разомкнут, чтобы избежать бесконечного напряжения на клеммах. Источник мощности должен подключаться к нагрузкам, способным поглощать энергию мощностью $P(t)$, а место рабочей точки зависит от величины нагрузки.

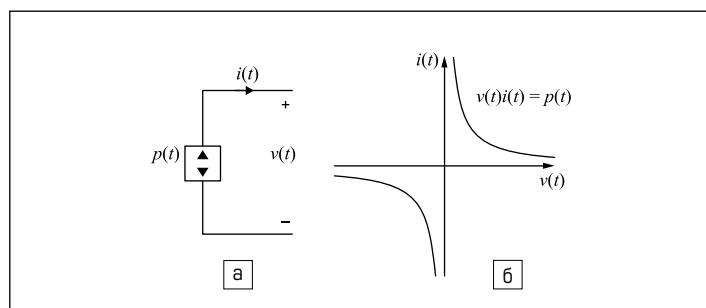
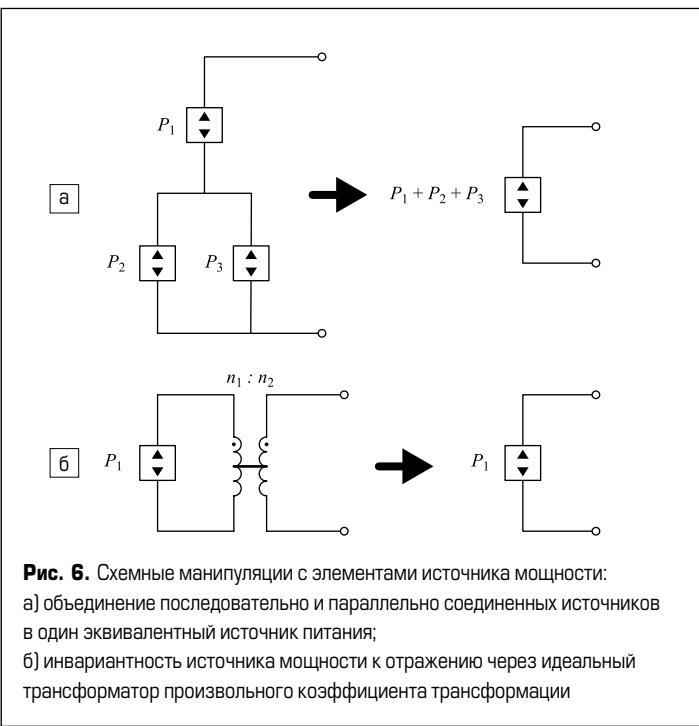


Рис. 5. Зависимый источник мощности:

а) схемный символ; б) вольт-амперная характеристика

На рис. 6 показана схема параллельно-последовательного соединения источников мощности, которые приведены в единый источник питания [3, 4, 6].

Усредненная модель большого сигнала общей сети с двумя коммутаторами в DCM-режиме показана на рис. 7. Входной порт ведет себя как эффективное сопротивление R_e . Мгновенная мощность, потребляемая R_e , передается на выходной порт, который ведет себя как зависимый источник мощности. Эта двухпортовая сеть без потерь называется моделью резистора без потерь. Резистор без потерь представляет собой основные свойства преобразования мощности сетей коммутации в DCM-режиме. Можно показать, что резистор без потерь моделирует усредненные свойства коммутационных DCM-цепей не только в повышающе-понижающем преобразователе, но и в других ШИМ-преобразователях [2, 3, 6, 7].



Когда коммутационная цепь ШИМ-преобразователя заменяется усредненной моделью (рис. 7б), эквивалентная схема конвертера принимает вид, показанный на рис. 8. При установке всех усредненных сигналов в их значения покоя и по постоянному току катушку индуктивности необходимо сделать короткозамкнутой, а цепь конденсатора разомкнутой, тогда получим модель конвертера по постоянному току (рис. 9).

Системы, содержащие источники мощности или резисторы без потерь, можно легко рассчитать, приравнивая средние мощности источника и нагрузки. Например, в схеме на рис. 9 мощность на входном терминале конвертера определяется как:

$$P = V_g^2 / R_e \quad (25)$$

Мощность, поступающая на нагрузочный резистор, равна:

$$P = V^2 / R. \quad (26)$$

С учетом того, что потери в схеме отсутствуют, можно записать:

$$P = V_g^2 / R_e = V^2 / R. \quad (27)$$

Решая (27) относительно V/V_g получим:

$$V/V_g = \pm \sqrt{R/R_e}. \quad (28)$$

Уравнение (28) является общим результатом, применимым для любого преобразователя, который можно смоделировать с помощью резистора без потерь и который управляет резистивной нагрузкой [7, 8].

Для определения полярности отношения V/V_g необходимо использовать другие аргументы. В схеме повышающе-понижающего преобразователя (рис. 2) полярность напряжения на диоде указывает, что полярность отношения V/V_g должна быть отрицательной.

Стационарное значение сопротивления R_e определяется из (20):

$$R_e(D) = (2L)/(D^2 T_s), \quad (29)$$

где D — коэффициент рабочего цикла транзистора в состоянии покоя. Из (28) и (29) получим:

$$V/V_g = -\sqrt{(D^2 T_s R)/2L} = -(D/\sqrt{K}), \quad (30)$$

где $K = (2L)/(RT_s)$.

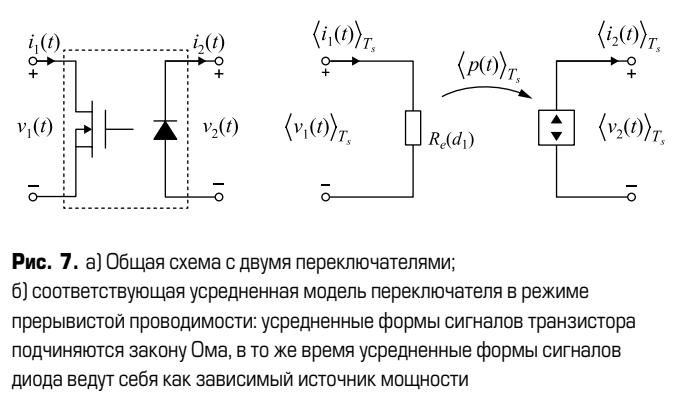


Рис. 7. а) Общая схема с двумя переключателями;
б) соответствующая усредненная модель переключателя в режиме прерывистой проводимости: усредненные формы сигналов транзистора подчиняются закону Ома, в то же время усредненные формы сигналов диода ведут себя как зависимый источник мощности

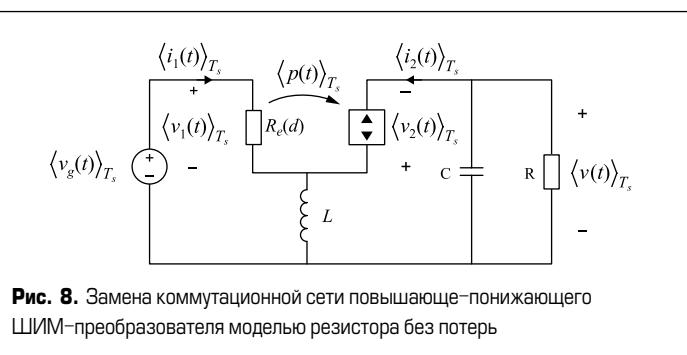


Рис. 8. Замена коммутационной сети повышающе-понижающего ШИМ-преобразователя моделью резистора без потерь

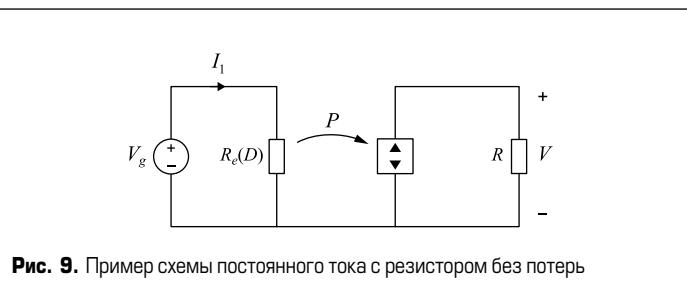


Рис. 9. Пример схемы постоянного тока с резистором без потерь

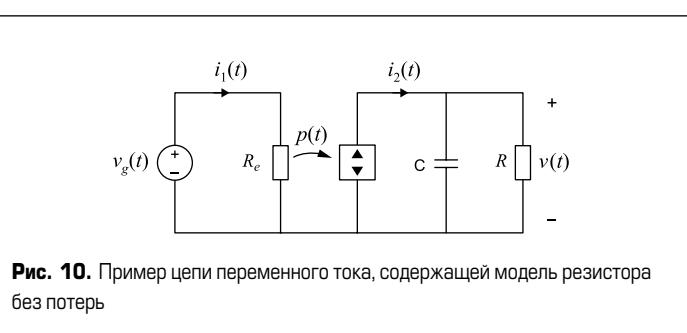


Рис. 10. Пример цепи переменного тока, содержащей модель резистора без потерь

Аналогичные результаты можно получить, когда сигналы содержат компоненты переменного тока. Например, имеется схема вида, изображенного на рис. 10, в которой токи и напряжения являются периодическими функциями в зависимости от времени. Среднеквадратичное значение сигналов можно определить, просто приравняв средние мощности источника и нагрузки.

Средняя мощность, поступающая на входной порт, определяется:

$$P_{av} = V_{grms}^2 / R_e \quad (31)$$

где P_{av} — средняя мощность, потребляемая эффективным сопротивлением R_e ; V_{grms} — среднеквадратичное значение напряжения на входе конвертера. Конденсатор C при отсутствии потерь в нем не потребляет средней мощности, следовательно, средняя мощность P_{av} полностью поступает на нагрузочный резистор R :

$$P_{av} = V_{grms}^2 / R. \quad (32)$$

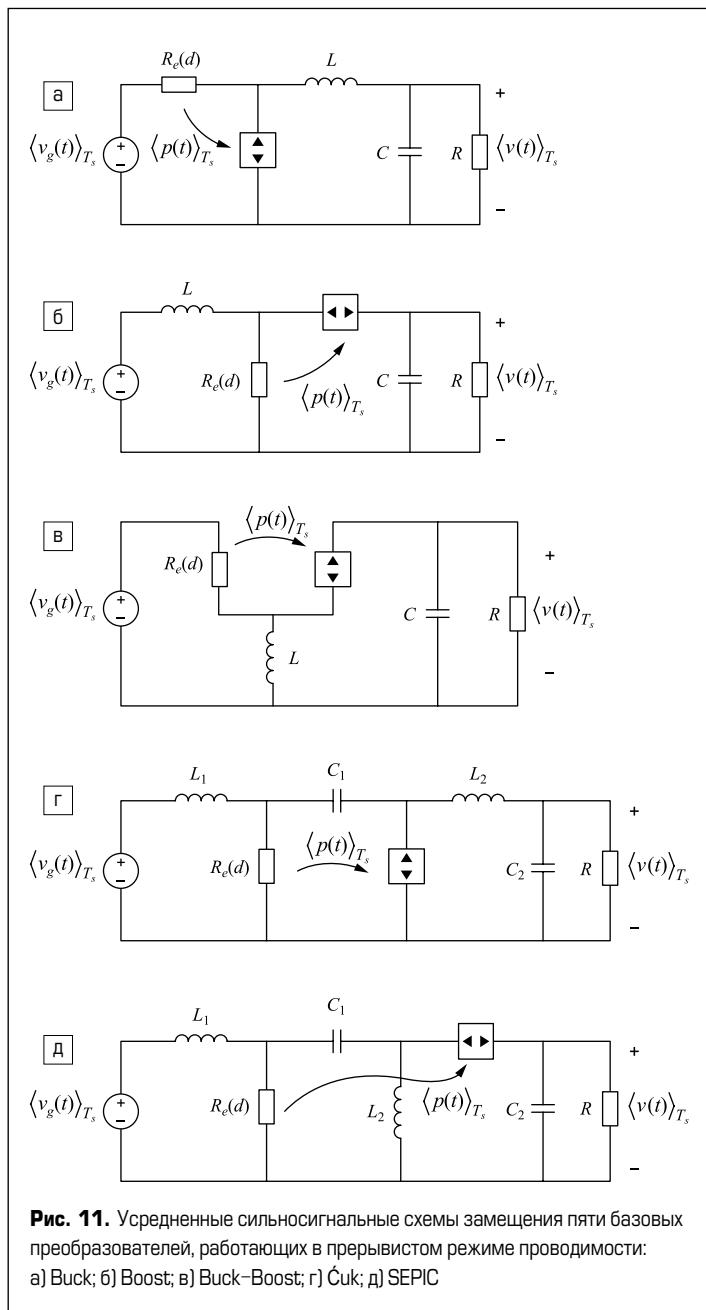


Рис. 11. Усредненные сильносигнальные схемы замещения пяти базовых преобразователей, работающих в прерывистом режиме проводимости:
а) Buck; б) Boost; в) Buck-Boost; г) Ćuk; д) SEPIC

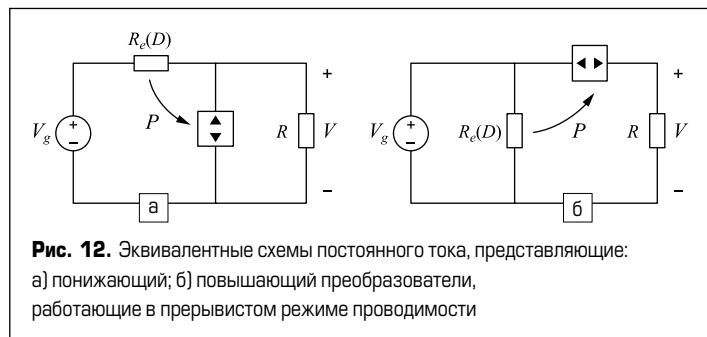


Рис. 12. Эквивалентные схемы постоянного тока, представляющие:
а) понижающий; б) повышающий преобразователи,
работающие в прерывистом режиме проводимости

Таблица. Коэффициенты передачи пяти базовых преобразователей, находящихся в равновесном состоянии

Тип преобразователя	M, CCM Непрерывный режим	M, DCM Прерывистый режим
Buck	D	$2/(1+\sqrt{1+4R_e/R})$
Boost	$1/(1-D)$	$(1+\sqrt{1+4R_e/R})/2$
Buck-Boost, Ćuk	$-D/(1-D)$	$-\sqrt{R_e/R}$
SEPIC	$D/(1-D)$	$\sqrt{R_e/R}$

Из (31) и (32) получим:

$$V_{rms}/V_{grms} = \pm \sqrt{R/R_e}. \quad (33)$$

Таким образом, среднеквадратичное значение напряжения на клеммах подчиняется тому же соотношению, что и в случае постоянного тока. Средние эквивалентные схемы понижающе-повышающих преобразователей в прерывистом режиме проводимости, а также схемы преобразователей типа Ćuk и SEPIC приведены на рис. 11.

В каждом случае средние сигналы транзистора подчиняются закону Ома и моделируются эффективным сопротивлением R_e . Средние формы сигналов на диоде повторяют формы сигналов источника мощности и равны мощности, эффективно рассеиваемой на резисторе R_g .

Для Buck-Boost-, Ćuk- и SEPIC-преобразователей R_e определяется как:

$$R_e(d) = (2L)/(d_2 T_s), \quad (34)$$

$$R_e(d) = (2L_1/L_2)/(d_2 T_s). \quad (35)$$

Здесь d — рабочий цикл транзистора.

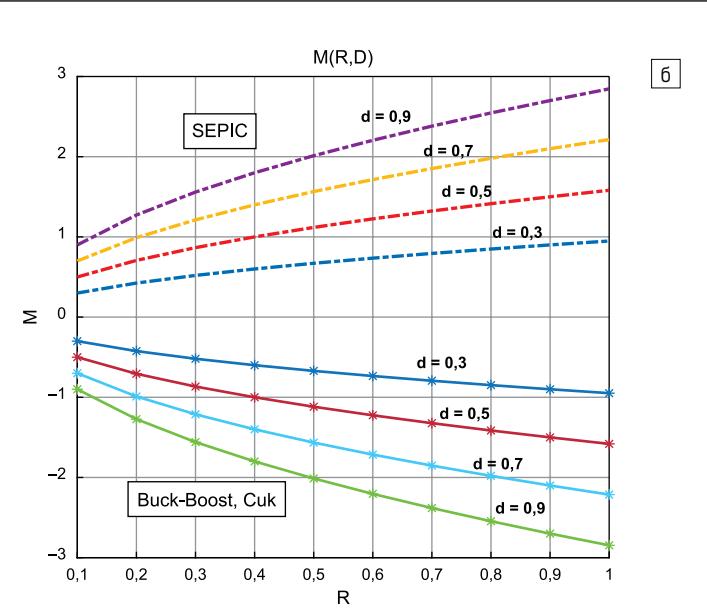


Рис. 13. Коэффициенты передачи преобразователей в функции R_e при разных значениях коэффициента рабочего цикла d

Эквивалентные схемы преобразователей в стационарном режиме (рис. 11) получены с учетом того, что индуктивность и конденсатор становятся короткозамкнутыми и открытыми цепями (КЗ и ХХ) соответственно. Затем анализируют возникающие цепи постоянного тока с учетом того, что $d(t) = D$. В результате преобразователи типа Buck-Boost, Ćuk и SEPIC упрощаются и приводятся к виду, показанному на рис. 9, а преобразователи типа Buck и Boost — к виду на рис. 12.

Отметим, что эти преобразователи работают в прерывистом режиме проводимости, то есть когда ток нагрузки меньше критического тока i_{crit} .

Для всех этих преобразователей критический ток определяется:

$$i_{crit} = (1-D)/D \times V_g/(R_e(D)). \quad (36)$$

Коэффициенты передачи $M(R, d)$ этих преобразователей в функции R_e в равновесном состоянии приведены в таблице, а на рис. 13 показаны соответствующие графические зависимости.

Выводы

- Получены усредненные модели преобразователей постоянного тока в прерывистом режиме проводимости с помощью усредненных графиков.

- Проанализированы усредненные сильно-сигнальные схемы замещения пяти базовых преобразователей, работающих в прерывистом режиме проводимости.
- Получены коэффициенты передачи распространенных типов преобразователей в режиме прерывистой проводимости в функции основных параметров схемы.
- Vorperian V. Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch: Part I and II // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1990. Vol. 26. No. 3.
- Vorperian V., Tymerski R., Lee F.C. Equivalent Circuit Models for Resonant and PWM Switches // IEEE Transaction on Power Electronics. 1989. Vol. 4. No. 2.
- Ericson R. W., Maksimovic D. Fundamentals of Power Electronics. Springer Science & Business Media, 2007.
- Петросян Н. Н., Казарян Р. А., Барегамян А. Г. Упрощенный анализ импульсных регуляторов постоянного тока методом эквивалентных схем трансформаторов // Практическая силовая электроника. 2017. № 3 (67).
- Петросян Н. Н., Бегоян К. В., Кароян Г. С. Анализ повышающих-понижающих конвертеров с помощью эквивалентной трансформаторной схемы малого сигнала // Силовая электроника. 2019. № 2.
- Vorperian V. Simplified Analysis of PWP Converters Using the Model of the PWM Switch. Parts I and II // IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems. 1990. Vol. 26. No. 3.
- Maksimovic D., Ćuk S. A Unified Analysis of PWM Converters in Discontinuous Models // IEEE Transaction on Power Electronics. 1991. Vol. 6. No. 3.
- Sun J., Mitchell D. M., Greuel M. F., Krein P. T., Bass R. M. Averaged Modeling of PWM Converters Operating in Discontinuous Conduction Mode // IEEE Transactions on Power Electronics. 2001. Vol. 16. No. 4.

Литература

- Vorperian V. Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch: Part I and II // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1990. Vol. 26. No. 3.
- Vorperian V., Tymerski R., Lee F.C. Equivalent Circuit Models for Resonant and PWM Switches // IEEE Transaction on Power Electronics. 1989. Vol. 4. No. 2.
- Ericson R. W., Maksimovic D. Fundamentals of Power Electronics. Springer Science & Business Media, 2007.
- Петросян Н. Н., Казарян Р. А., Барегамян А. Г. Упрощенный анализ импульсных регуляторов постоянного тока методом эквивалентных схем трансформаторов // Практическая силовая электроника. 2017. № 3 (67).
- Петросян Н. Н., Бегоян К. В., Кароян Г. С. Анализ повышающих-понижающих конвертеров с помощью эквивалентной трансформаторной схемы малого сигнала // Силовая электроника. 2019. № 2.
- Vorperian V. Simplified Analysis of PWP Converters Using the Model of the PWM Switch. Parts I and II // IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems. 1990. Vol. 26. No. 3.
- Maksimovic D., Ćuk S. A Unified Analysis of PWM Converters in Discontinuous Models // IEEE Transaction on Power Electronics. 1991. Vol. 6. No. 3.
- Sun J., Mitchell D. M., Greuel M. F., Krein P. T., Bass R. M. Averaged Modeling of PWM Converters Operating in Discontinuous Conduction Mode // IEEE Transactions on Power Electronics. 2001. Vol. 16. No. 4.



реклама

**ЭЛЕКТРОНИКА
ТРАНСПОРТ**

2023

Проводится в рамках Российской недели общественного транспорта

27-29 СЕНТЯБРЯ / МОСКВА / ЦВК ЭКСПОЦЕНТР

WWW.E-TRANSPORT.RU

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

www.publictransportweek.ru

Как оптимизировать схему импульсного источника питания путем минимизации ESR и ESL «горячих контуров» печатных плат

Вопрос:

Можно ли повысить эффективность импульсного источника питания (SMPS)?

Ответ:

Конечно; минимизация ESR и ESL «горячих контуров» печатной платы — важнейший путь оптимизации топологии PCB.

Цзинцзин Сан
(Jingjing Sun)
Лин Цзян
(Ling Jiang)
Генри Чжан
(Henry Zhang)

Перевод:
Евгений Карташев

При разработке топологии печатной платы силового преобразователя очень важна минимизация паразитных параметров «горячих контуров» — это позволяет повысить энергоэффективность, подавить паразитные осцилляции и снизить уровень электромагнитных помех (EMI). В статье обсуждается процесс оптимизации топологии «горячего контура» за счет минимизации эквивалентных последовательных сопротивлений (ESR) и эквивалентных последовательных индуктивностей (ESL) PCB. Исследуются и сравниваются влияющие факторы, включая расположение развязывающих конденсаторов, тип и размещение силовых FET-транзисторов, а также положение сквозных отверстий. Проводятся соответствующие эксперименты для проверки результатов анализа, обобщаются эффективные методы минимизации ESR и ESL печатных плат.

Введение

«Горячие контуры» и паразитные элементы топологии PCB

«Горячий контур» импульсного силового конвертера определяется как АС-контур с критически высокой частотой (HF), образованный HF-конденсатором и коммутируемыми FET-транзисторами. Силовой каскад — наиболее важная часть схемы и самый ответственный узел печатной платы, поскольку он является основным источником шумов, связанных с высокими значениями dv/dt и di/dt . При некорректно спроектированной топологии «горячих контуров» растут значения паразитных элементов PCB, в том числе ESL, ESR, а также эквивалентных параллельных емкостей (EPC), которые оказывают заметное влияние на эффективность преобразования, характеристики переключения и уровень EMI.

На рис. 1 показана схема синхронного понижающего DC/DC-преобразователя. «Горячий контур» образован MOSFET M1 и M2 и развязывающим конденсатором C_{IN} . Коммутация M1 и M2 создает высокочастотные помехи из-за больших скоростей di/dt и dv/dt . Конденсатор C_{IN} формирует низкоимпедансный канал для замыкания ВЧ-шумов. Однако корпусы компонентов также имеют паразитные параметры (ESR, ESL), расположенные в «горячих контурах» трасс PCB. Высокие скорости коммутации токов di/dt создают ВЧ-осцилляции из-за наличия ESL, которые, кроме того, являются источником EMI. Энергия, запасенная в паразитной индуктивности ESL, рассеивается на паразитном сопротивлении ESR, что приводит к дополнительным потерям мощности. Следовательно, значения ESR и ESL в «горячих контурах» PCB должны быть сведены к минимуму, что позволит подавить ВЧ-звон и повысить эффективность преобразования.

Точное определение параметров ESR и ESL «горячего контура» помогает спрогнозировать

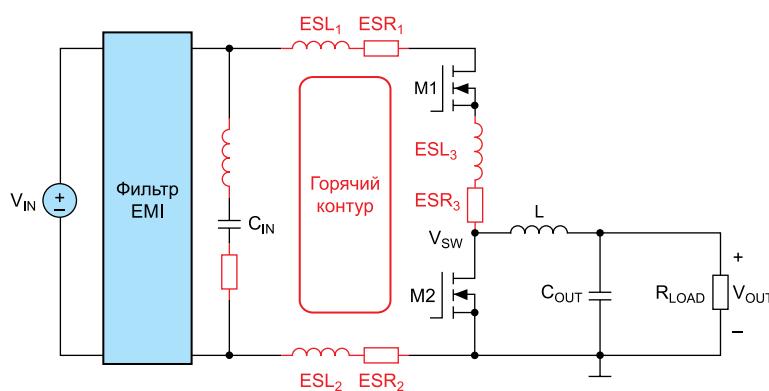


Рис. 1. Понижающий конвертер с параметрами ESR и ESL «горячих контуров»

характеристики переключения и улучшить топологию платы. Общие значения паразитных параметров контуров коммутации определяются свойствами корпусов электронных компонентов и топографией печатных трасс. Данная работа в основном посвящена второму вопросу, то есть проектированию топологии PCB. Для определения величин паразитных параметров печатной платы существуют специальные программы, такие как Ansys Q3D, FastHenry/FastCap, StarRC, и другие.

Коммерческие инструменты, например Ansys Q3D, обеспечивают точное моделирование, но обычно очень дороги. Бесплатная программа FastHenry/FastCap, основанная на численном методе моделирования схем с частичным замещением элементов (PEEC) [1], способна обеспечить гибкое моделирование с помощью программирования для анализа различных вариантов компоновки, но для этого требуется дополнительное кодирование. Эффективность и точность извлечения паразитных параметров в FastHenry/FastCap проверялась и сопоставлялась с согласованными результатами, полученными с помощью Ansys Q3D [2, 3]. В данной статье FastHenry используется как экономичный инструмент для определения паразитных параметров ESR и ESL печатных плат.

Зависимость ESR и ESL «горячих контуров» PCB от положения развязывающего конденсатора

В этом разделе исследуется влияние положения конденсатора C_{IN} на работу демонстрационной платы регулятора DC2665A-B, выполненного на основе LTM4638 μModule. Микромодуль LTM4638 представляет собой понижающий преобразователь с входным напряжением $V_{IN} = 20$ В и током 15 А в миниатюрном корпусе BGA размером 6,25×6,25×5,02 мм. Он обеспечивает высокую плотность мощности, быстрый переходный отклик и высокую эффективность. Модуль содержит небольшой встроенный высокочастотный керамический конденсатор C_{IN} , однако этого недостаточно, поскольку величина емкости ограничена размером корпуса.

На рис. 2–4 показаны три различных «горячих контура» на демонстрационной плате с дополнительным внешним конденсатором C_{IN} . Первый — это вертикальный контур 1 (рис. 2), где C_{IN1} расположен на нижнем слое непосредственно под микромодулем. Выводы корпуса BGA V_{IN} и GND подключены к C_{IN1} непосредственно через переходные отверстия. Эти соединения обеспечивают кратчайший путь «горячего контура» на плате.

Второй — вертикальный контур 2 (рис. 3), где C_{IN2} по-прежнему размещен на нижнем слое, но перемещен в боковую область регулятора. В результате к «горячему контуру» добавляется дополнительная трасса печатной платы и ожидается увеличение ESL и ESR по сравнению с вертикальным контуром 1.

Третий — горизонтальный контур (рис. 4), в котором C_{IN3} находится на верхнем слое рядом с регулятором. Контакты V_{IN} и GND под-

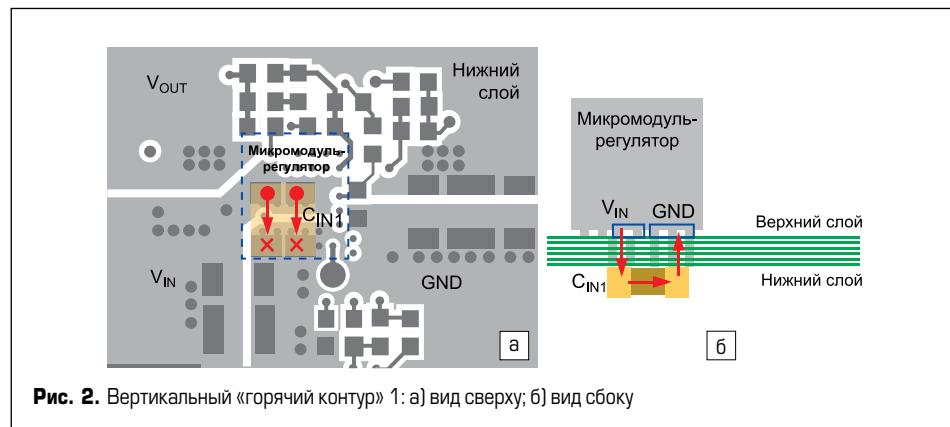


Рис. 2. Вертикальный «горячий контур» 1: а) вид сверху; б) вид сбоку

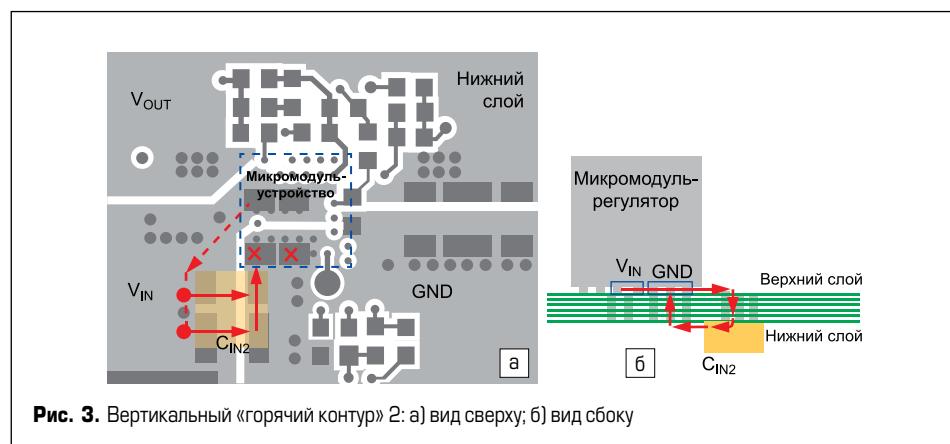


Рис. 3. Вертикальный «горячий контур» 2: а) вид сверху; б) вид сбоку

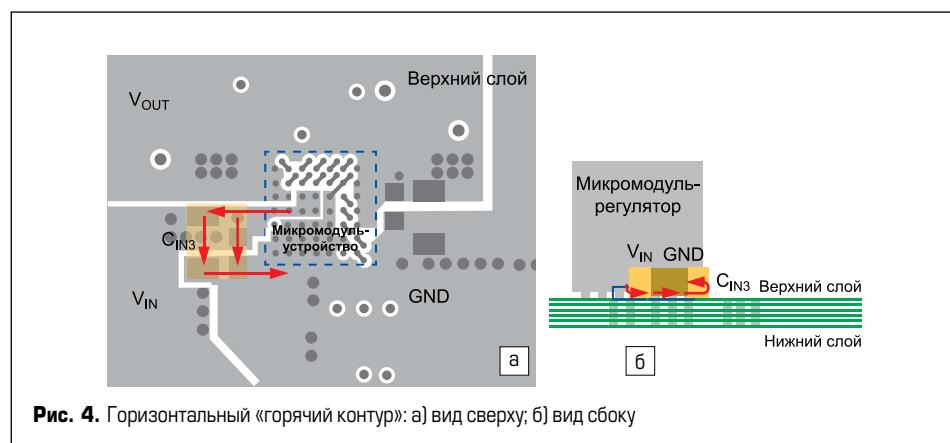


Рис. 4. Горизонтальный «горячий контур»: а) вид сверху; б) вид сбоку

Таблица 1. Параметры ESR и ESL печатной платы, полученные с помощью FastHenry

Горячий контур	ESR (ESR1 + ESR2), мОм при 600 кГц	ESL (ESL1 + ESL2), нГн при 200 МГц
Вертикальный контур 1	0,7	0,54
Вертикальный контур 2	2,5	1,17
Горизонтальный контур	3,3	0,84

ключены к C_{IN3} через медную трассу верхнего слоя без переходных отверстий. Тем не менее ширина трассы V_{IN} на верхнем слое ограничена положением другого вывода, что приводит к увеличению импеданса по сравнению с вертикальным контуром 1. В табл. 1 сравниваются значения ESR и ESL «горячих контуров» PCB, полученные с помощью инструмента FastHenry. Как и ожидалось, вертикальный «горячий контур 1» имеет самые низкие величины ESR и ESL.

Для экспериментальной проверки влияния параметров ESR и ESL в различных «горячих контурах» была протестирована эффектив-

ность демонстрационного конвертера и уровень AC-пульсаций V_{IN} при преобразовании 12 в 1 В в режиме ССМ. Теоретически меньшее значение ESR приводит к повышению КПД, а при уменьшении ESL повышается частота пульсаций V_{SW} и снижается амплитуда пульсаций V_{IN} .

Измеренная величина КПД показана на рис. 5а. Наибольшая эффективность наблюдается с вертикальным контуром 1, то есть он имеет наименьшее значение ESR. Разница потерь между горизонтальным контуром и вертикальным контуром 1 рассчитывается на основе извлеченных значений ESR, что со-

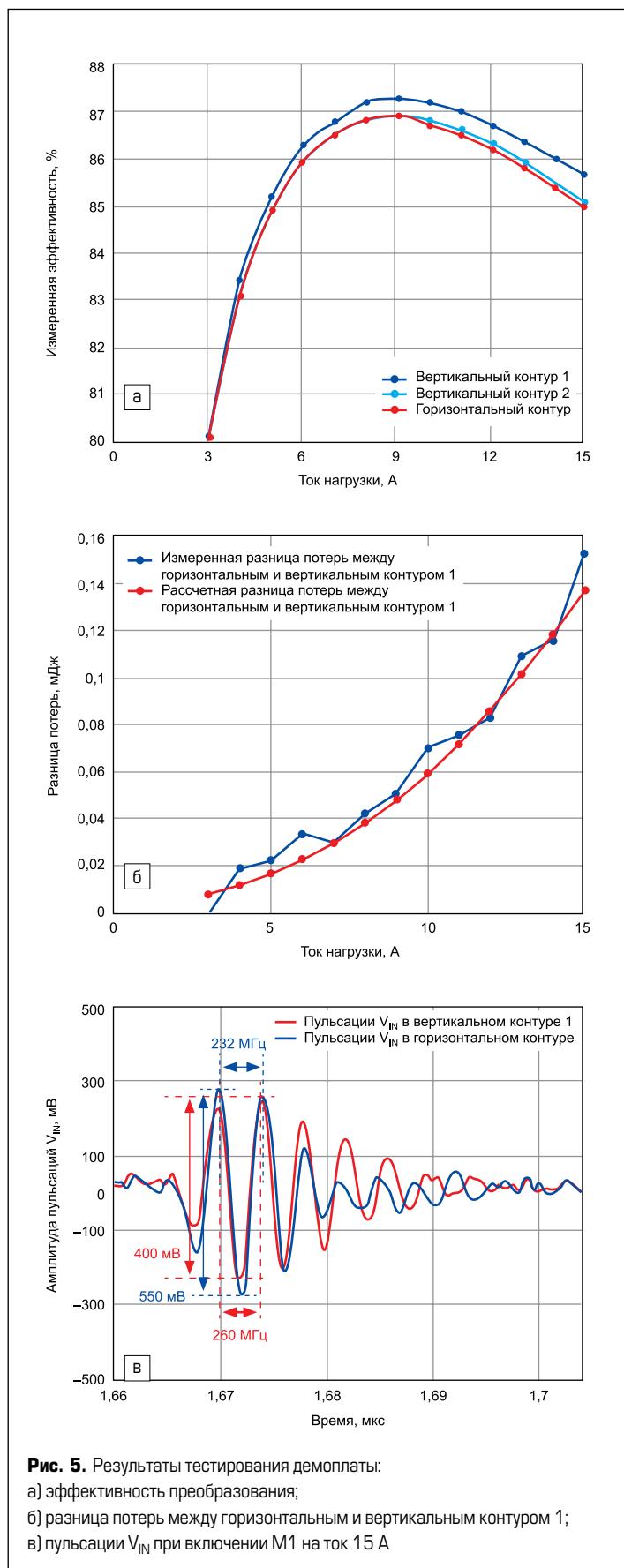


Рис. 5. Результаты тестирования демоплаты:
а) эффективность преобразования;
б) разница потерь между горизонтальным и вертикальным контуром 1;
в) пульсации V_{IN} при включении М1 на ток 15 А

амплитуда осцилляций V_{IN} означает и меньший уровень EMI, что позволяет использовать EMI-фильтр меньшего размера.

Зависимость ESR и ESL «горячих контуров» PCB от типа и положения MOSFET

При использовании дискретных MOSFET их положение и размер корпуса оказывают заметное влияние на ESR и ESL «горячих контуров». В этом разделе моделируются и исследуются паразитные контуры типового полумостового каскада, содержащего силовые FET-транзисторы M1 и M2 и развязывающий конденсатор C_{IN} . На рис. 6 сравниваются популярные типоразмеры полевых транзисторов и различные варианты их размещения. В таблице 2 приведены соответствующие величины ESR и ESL для каждого конкретного случая.

В примерах (а–в) представлены три варианта размещения MOSFET-транзисторов популярного типоразмера 5×6 мм. Физическая длина «горячего контура» определяет импеданс паразитного контура. Следовательно, положение 90° в варианте (б) и положение 180° в варианте (в) приводят к снижению ESR на 60% и ESL на 80% за счет сокращения длины контура по сравнению с вариантом (а).

Поскольку положение 90° демонстрирует преимущество, было исследовано еще несколько вариантов на базе (б) для дальнейшего уменьшения ESR и ESL. В случае (г) MOSFET размером 5×6 мм заменен двумя параллельными транзисторами размером 3,3×3,3 мм. При этом длина контура дополнительно сокращается благодаря меньшей площади основания MOSFET, что приводит к снижению импеданса еще на 7%.

В случае (д), когда слой заземления находится под слоем «горячего контура», значения ESR и ESL дополнительно снижаются на 2% по сравнению с вариантом (г). Это объясняется тем, что в заземляющем слое генерируется вихревой ток, который индуцирует компенсирующее магнитное поле и эквивалентно уменьшает импеданс контура.

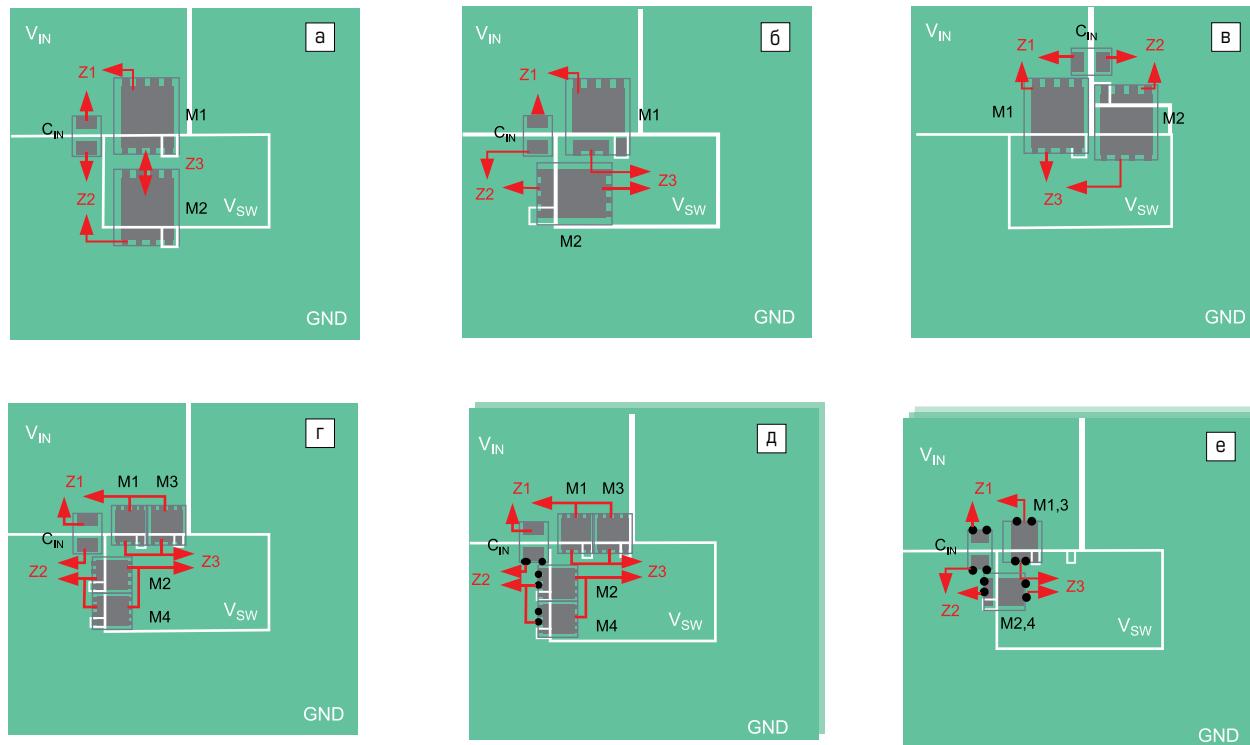
В варианте (е) еще один «горячий контур» образуется в качестве нижнего слоя. Если два параллельных MOSFET симметрично размещены на верхнем и нижнем слоях и соединены через переходные отверстия, снижение параметров ESR и ESL PCB становится более очевидным благодаря параллельному импедансу. Следовательно, силовые приборы меньшего размера с симметричным положением 90° или 180° на верхнем и нижнем слоях обеспечивают наименьшие величины ESR и ESL печатной платы.

Для экспериментальной проверки влияния положения MOSFET-транзисторов используются демонстрационные платы высокоеффективного 4-ключевого синхронного повышающе-понижающего контроллера ADI LT8390/DC2825A и LT8392/DC2626A [4]. Как показано на рис. 7а, б, DC2825A имеет прямое размещение MOSFET-приборов, а на плате DC2626A они развернуты на 90°. Для корректного сопоставления в обеих демоплатах использованы одинаковые силовые транзисторы и разделительные конденсаторы, они протестированы в режиме понижения напряжения с 36 до 12 В при токе нагрузки 10 А и частоте коммутации 300 кГц.

На рис. 7в показаны эпюры AC-пульсаций напряжения V_{IN} в момент включения транзистора M1. При размещении MOSFET с разворотом на 90° пульсация V_{IN} имеет меньшую амплитуду и более высокую резонансную частоту, что подтверждает меньшее значение ESL PCB за счет меньшей длины «горячего контура». Напротив, из-за большей длины контура и большей величины ESL «прямое» положение MOSFET приводит к увеличению амплитуды пульсаций V_{IN} и снижению резонансной частоты. Рост амплитуды пульсаций входного напряжения также вызывает повышение уровня электромагнитных помех, что подтверждается тестами EMI Cho и Szokusha [4].

Зависимость ESR и ESL «горячих контуров» PCB от положения переходных отверстий

Расположение переходных отверстий в «горячем контуре» также оказывает большое влияние на показатели ESR и ESL. На рис. 8 показан смоделированный «горячий контур» с двухслойной печатной платой и прямым размещением силовых FET-приборов. Полевые транзисторы расположены на верхнем слое, а второй слой является заземляющим.

**Рис. 6.** Модели «горячего контура» PCB:

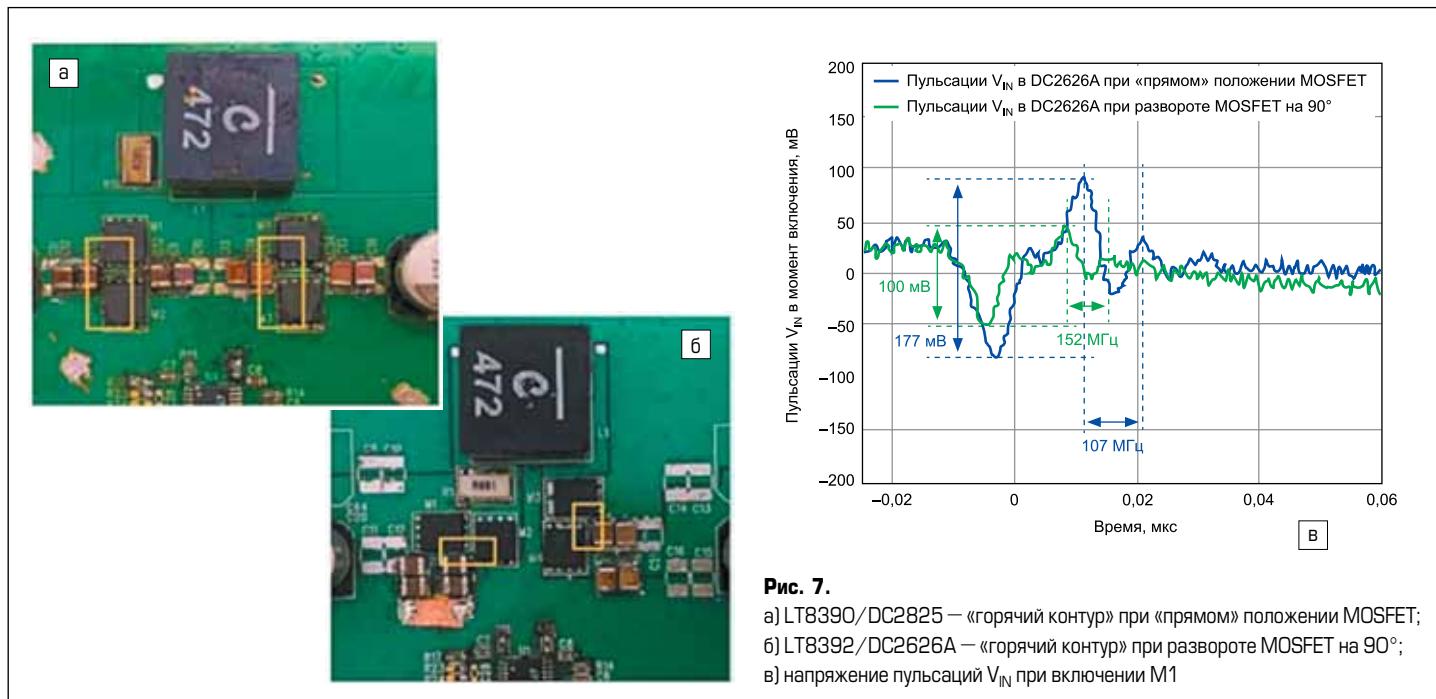
а) 5×6 мм MOSFET в «прямом» положении; б) 5×6 мм MOSFET развернут на 90°; в) 5×6 мм MOSFET развернут на 180°;

г) два параллельных 3,3×3,3 мм MOSFET развернуты на 90°; д) два параллельных 3,3×3,3 мм MOSFET развернуты на 90° с заземляющим слоем;

е) симметричное положение 3,3×3,3 мм MOSFET на верхнем и нижнем слое развернуты на 90°

Таблица 2. Показатели ESR и ESL «горячих контуров» PCB для различных типоразмеров и положений FET-транзисторов, полученные с помощью FastHenry

Рис. 6	ESR ₁ , мΩ, 2 МГц	ESR ₂ , мΩ, 2 МГц	ESR ₃ , мΩ, 2 МГц	ESR _{tot} , мΩ, 2 МГц	ESR, изм. (отн. а)	ESL ₁ , нГн, 200 МГц	ESL ₂ , нГн, 200 МГц	ESL ₃ , нГн, 200 МГц	ESL _{tot} , нГн, 200 МГц	ESL, изм. (отн. а)
	а	б	в	г	д	е	а	б	в	г
а	0,59	2,65	0,45	3,69	N/A	0,42	2,8	0,23	3,45	N/A
б	0,59	0,3	0,38	1,27	-66%	0,42	0,09	0,17	0,67	-81%
в	0,24	0,27	0,83	1,35	-63%	0,07	0,07	0,52	0,66	-81%
г	0,44	0,3	0,28	1,01	-73%	0,25	0,09	0,08	0,42	-88%
д	0,44	0,27	0,26	0,97	-74%	0,21	0,08	0,07	0,36	-90%
е	0,31	0,27	0,13	0,7	-81%	0,12	0,07	0,02	0,21	-94%

**Рис. 7.**а) LT8390/DC2825 – «горячий контур» при «прямом» положении MOSFET;
б) LT8392/DC2626A – «горячий контур» при развороте MOSFET на 90°;в) напряжение пульсаций V_{IN} при включении M1

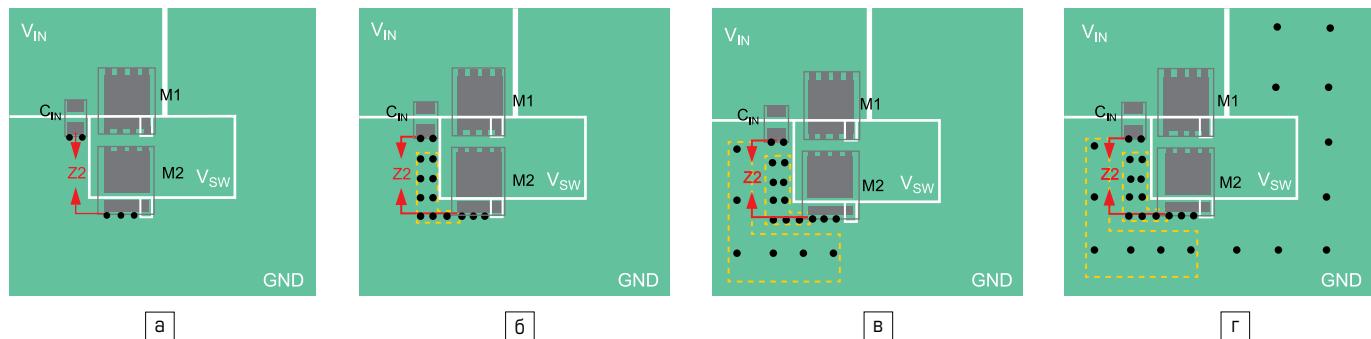


Рис. 8. Модели «горячих контуров» PCB при:
а) 5 переходных отверстиях GND вблизи C_{IN} и M2; б) 14 переходных отверстий GND между C_{IN} и M2;
в) 6 дополнительных переходных отверстиях на GND на основе варианта б; г) 9 дополнительных переходных отверстий на GND на основе варианта в

Таблица 3. Значения ESR2 и ESL2 «горячих контуров» PCB при различном положении переходных отверстий

	ESR_2 , мОм, 2 МГц	ESR, изменение (относительно исх. варианта)	ESL_2 , нГн, 200 МГц	ESL, изменение (относительно исх. варианта)
Исходный вариант (без переходных отверстий)	2,65	N/A	1,19	N/A
а)	1,73	-35,2%	0,84	-29,8%
б)	1,68	-37,1%	0,82	-30,8%
в)	1,67	-37,5%	0,82	-31%
г)	1,65	-38,2%	0,82	-31,4%

Парезитный импеданс Z_2 между площадками C_{IN} GND и истока M2 — это часть «горячего контура», он изучается в качестве примера.

Для извлечения параметра Z_2 используется инструмент FastHenry. В таблице 3 суммируются и сравниваются смоделированные величины ESR2 и ESL2 при различных положениях переходных отверстий. В общем случае добавление переходных отверстий сокращает парезитный импеданс печатной платы. Однако уменьшение ESR2 и ESL2 не имеет линейной связи с их количеством. Переходные отверстия вблизи контактных площадок выводов обеспечивают наиболее очевидное снижение ESR и ESL на печатной плате. Следовательно, при проектировании PCB с учетом «горячих контуров» следует располагать несколько критических переходных отверстий вблизи контактных площадок C_{IN} и MOSFET, чтобы свести к минимуму импеданс высокочастотного контура.

Заключение

Уменьшение парезитных параметров «горячих контуров» PCB помогает повысить энергоэффективность, снизить амплитуду пульсаций напряжения и уменьшить уровень EMI. Для решения этой задачи были изучены и сравнены варианты топологии с различным расположением развязывающих конденсаторов, типом и положением MOSFET-транзисторов, а также размещением сквозных отверстий. Сокращение

длины «горячего контура», применение MOSFET меньшего размера, симметричное размещение силовых транзисторов с разворотом на 90° и 180°, а также расположение переходных отверстий вблизи критически важных компонентов обеспечивает наименьшее значение ESR и ESL PCB.

Литература

- Kamon M., Tsuk M., White J. FASTHENRY: A Multipole-Accelerated 3-D Inductance Extraction Program // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1994. Vol. 42.
- Musing A., Ekman J., Kolar J. W. Efficient Calculation of Non-Orthogonal Partial Elements for the PEEC Method // IEEE Transactions on Magnetics. 2009. Vol. 45.
- Ren R., Dong Z., Wang F. F. Bridging Gaps in Paper Design Considering Impacts of Switching Speed and PowerLayout. IEEE, 2020.
- Cho Y., Szolusha K. 4-Switch Buck-Boost Controller Layout for Low Emissions — Single Hot Loop vs. Dual Hot Loop // Analog Dialogue. 2021. Vol. 55.
- Zhang H. J. PCB Layout Consideration for Non-Isolated Switching Power Supplies. Analog Devices, Inc., 2012.
- Kueck C. Power Supply Layout and EMI. Analog Devices, Inc., 2012.

Конденсаторы переменного тока от BM Capacitors

После непродолжительного технологического перерыва компания BM Capacitors возобновила производство маслонаполненных конденсаторов для одно- и трехфазных AC-фильтров.

Конденсаторы из металлизированной полипропиленовой пленки широко применяются в выходных фильтрах различной силовой преобразовательной техники, в частотных преобразователях, источниках бесперебойного питания, ветрогенераторах.

Основные характеристики конденсаторов приведены ниже.

Однофазные:

- номинальное среднеквадратичное значение напряжения U_{rms} : 200–1000 В;
- номинальная емкость: 20–200 мкФ;
- допуск емкости: 5, 10%;
- коэффициент потерь $Tg\delta$: 2×10^{-4} ;

- рабочая температура: $-40 \dots +70^{\circ}\text{C}$;
- ожидалась продолжительность работы: не менее 100 000 ч при U_{rms} и температуре $\leq +70^{\circ}\text{C}$.

Трехфазные:

- номинальное среднеквадратичное значение напряжения U_{rms} : 400–850 В;
- номинальная емкость: от 3×17 до 3×200 мкФ;
- допуск емкости: 5, 10%;
- коэффициент потерь $Tg\delta$: 2×10^{-4} ;
- рабочая температура: $-40 \dots +70^{\circ}\text{C}$;
- ожидалась продолжительность работы: не менее 100 000 ч при U_{rms} и температуре $\leq +70^{\circ}\text{C}$.

<https://macrogroup.ru/>





ЭЛЕКТРО

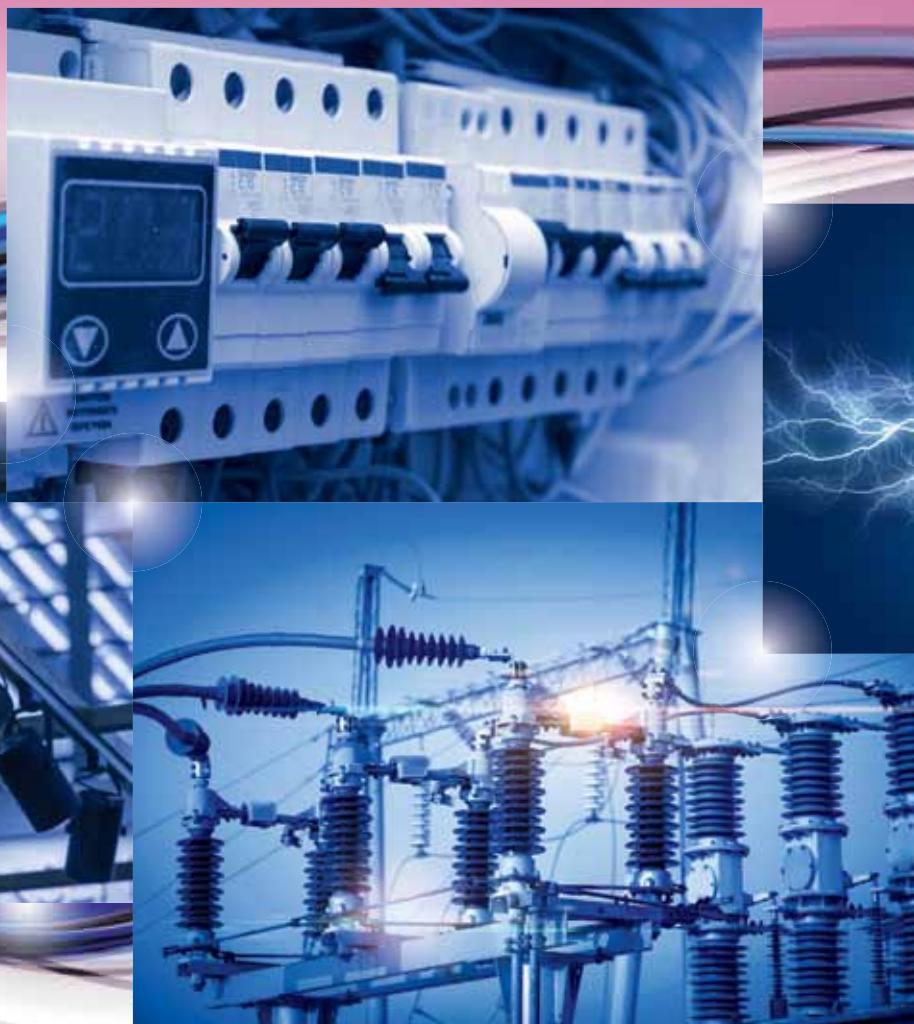
МИНПРОМТОРГ
РОССИИ



31-я международная выставка
«Электрооборудование. Светотехника.
Автоматизация зданий и сооружений»

6–9 ИЮНЯ 2023

Россия, Москва, ЦВК «ЭКСПОЦЕНТР» • WWW.ELEKTRO-EXPO.RU



ЭЛЕКТРО
МАРКЕТ
ВАЖНЫЕ СВЯЗИ
ДЛЯ ВАЖНЫХ ДЕЛ



ЭЛЕКТРО
ОБЩЕНИЕ
РАЗГОВОРЫ
С ТОЛКОМ



ЭЛЕКТРО
НАВЫКИ
ПРОКАЧАЙ НАВЫКИ
И КОМПЕТЕНЦИИ

Присоединяйтесь!

Сканируйте QR-код и переходите на сайт выставки

12+

 ЭКСПОЦЕНТР



Реклама

Винторулевые колонки, водометы и их тяговые характеристики

В статье представлены расчеты эффективности пропульсивной системы судового электропривода, выполненные с помощью аналитических выражений и моделирования. Пропульсивный коэффициент моделей ниже, чем натурных судов-прототипов, из-за масштабного эффекта и зависит от типа движителя, его размеров, частоты вращения и качества изготовления. Коэффициент масштабирования тяговой характеристики определяется в основном разницей сопротивлений оригинала и модели и не поддается масштабированию, что требует уточнения при переходе к оригиналам. Проведены расчеты тяговых характеристик пропульсивной системы модели одновального грузового судна и показана методика перевода характеристик к оригиналам. Представлены диаграммы для расчета коэффициентов упора, мощности, момента в зависимости от шага и поступи гребного винта для ВРК и водомета. Для речных судов и судов смешанного плавания типа «река-море», которые часто маневрируют на малых скоростях и на небольших глубинах, выполнены расчеты эффективности ВРК с учетом скоса потока до углов менее 20°. Оценивается область работы ВРК с «запретной зоной» и показана необходимость создания универсальной методики расчета управляемости судов.

**Роберт Шульга,
к. т. н.¹**

Тяговые характеристики пропульсивной системы судового электропривода обычно могут быть рассчитаны аналитически, уточнены при моделировании в бассейне и на этапе проектирования с помощью САПР, методика которых освещена в [1]. Движительные системы судов анализируются в [2–4]. В связи с нарастающей тенденцией перехода на электротягу в [5–9] освещаются вопросы моделирования и электрификации пропульсивных систем. Активное управление судном с применением винторулевых колонок (ВРК) и водометов рассмотрено в [11–16]. Влияние гидродинамики и скоса потока в ВРК рассмотрено в [17–20].

Целью статьи является анализ тяговых характеристик пропульсивной системы судового электропривода с учетом ВРК и водометов, которые наиболее востребованы в новых поколениях судов для их активного управления с учетом особенностей конструкции, условий мелководья и необходимости маневрирования.

Тяговые характеристики моделей судовых пропульсивных систем

Эффективность работы пропульсивной системы модели оценивается пропульсивным коэффициентом η , значение которого можно найти по формуле:

$$\eta = [P_e \times v] / [2\pi \times nM] = \eta_{\text{движ}} \times [1-t] / [1-\Psi], \quad (1)$$

где P_e — полезная тяга гребного винта, Н; v — скорость модели, м/с; M — крутящий момент, Н·м;

t — частота вращения гребного винта, с⁻¹; Ψ — коэффициенты засасывания и попутного потока; $\eta_{\text{движ}}$ — КПД движителя.

При движении модели полезная тяга гребного винта P_e должна быть равна сопротивлению воды движению модели R . Если модель двухвальная ($x = 2$), то должно соблюдаться равенство $x \times P_e = R$.

Коэффициенты взаимодействия t и Ψ учитывают влияние корпуса модели на изменение коэффициента полезного действия движителя $\eta_{\text{движ}}$. Поэтому:

$$[1-t] / [1-\Psi] = \eta_k, \quad (2)$$

где η_k — коэффициент влияния корпуса.

Для моделей морских судов $\eta_k = 1,15\text{--}1,2$; для моделей речных судов, которые выполняются обычно двухвальными, коэффициент $\eta_k = 1,05\text{--}1,15$; для моделей речных, имеющих туннельные обводы кормы, $\eta_k = 0,95\text{--}1,05$.

Для расчетов движителей самоходных моделей морских судов нужно оценить по формулам следующие величины:

1. Коэффициент попутного потока:

$$\Psi = 0,165[x \sqrt{(3V)/D_b}], \quad (3)$$

где $x = 1$ — для одновальных моделей; $x = 2$ — для двухвальных моделей; D_b — диаметр винта, м;

2. Коэффициент засасывания корпуса моделей одновальных судов:

$$t = 0,8\Psi. \quad (4)$$

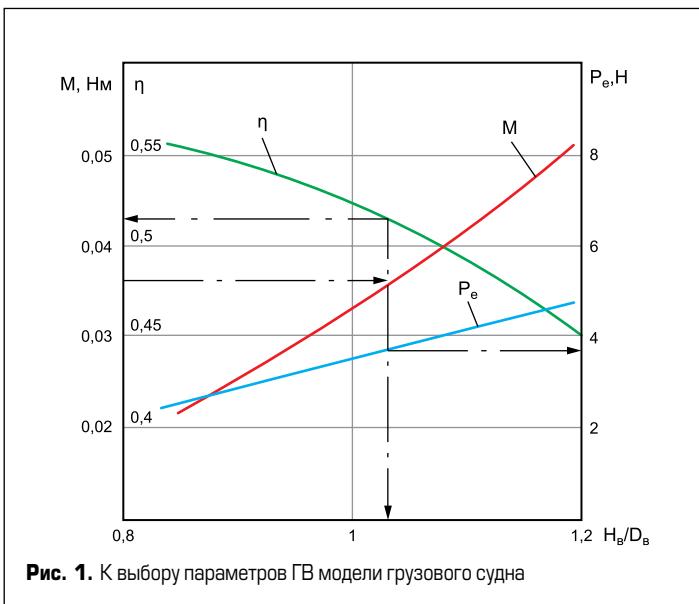


Рис. 1. К выбору параметров ГВ модели грузового судна

На моделях транспортных судов, кораблей ВМФ и судов специального назначения применяют в основном такие движители, как открытые гребные винты (ГВ) и ГВ в традиционных насадках.

Пропульсивный коэффициент моделей, определенный по формуле (1), ниже, чем у натурных судов-прототипов, из-за масштабного эффекта и зависит от типа движителя, его размеров, частоты вращения и качества изготовления. Основными параметрами ГВ являются диаметр D_b , шаговое отношение H_b/D_b ; число лопастей z , дисковое отношение θ и форма сечения лопастей. Диаметр ГВ моделей изменяется в пределах 30–100 мм. Малые диаметры ГВ характерны для моделей-копий длиной до 0,5–0,7 м, большие — для самоходных моделей транспортных судов и военных кораблей, в том числе и подводных лодок длиной до 2,5 м.

Шаговое отношение ГВ во многом зависит от скорости движения модели. У самоходных моделей копий и радиоуправляемых моделей с электродвигателем (ЭД) $H_b/D_b = 0,4–1$, а у моделей военных кораблей и быстроходных гражданских судов $H_b/D_b = 1–1,5$. ГВ моделей-копий обычно имеют $z = 3–5$ и $Q = 0,4–1$.

Направляющие насадки на модели ГВ устанавливают для увеличения тяговых показателей пропульсивного комплекса. Насадка представляет собой кольцевое крыло с внутренним диаметром, превышающим на 1–2 мм диаметр ГВ.

Насадка может быть как неподвижной относительно корпуса модели, так и поворотной. Комплекс «винт-насадка» характерен для моделей буксируемых, толкаемых, рыбопромысловых судов и некоторых типов относительно тихоходных транспортных судов.

В ходе расчета ГВ самоходных моделей в основном определяют шаговое отношение ГВ H_b/D_b , так как его остальные характеристики (z , Θ , контур лопасти) слабо влияют на его эффективность. Диаметр ГВ модели принимается равным диаметру (в масштабе модели) ГВ натурного судна-прототипа или увеличенным не более чем в 1,5 раза.

Таблица. Расчет характеристик ГВ модели одновального грузового судна

Характеристика H_b/D_b	0,8	1	1,2
Размерность ГВ и характеристики пропульсивной системы			
Шаг винта $H_b = (H_b/D_b)/D_b$, м	0,04	0,05	0,06
Относительная поступь винта $\lambda_e = (nH_b)/\sqrt{[v_e^2 + (n \times H_b)^2]}$	0,855	0,9	0,925
Коэффициент момента винта $K_2 = 0,31 \times (\lambda_e - 0,675)$	0,056	0,07	0,078
Крутящий момент $M = K_2 \times (\rho/2) \times [v_e^2 + n \times H_b^2] \times D_b^3$, Н·м	0,019	0,033	0,052
Коэффициент упора винта $K_1 = 2,5(\lambda_e - 0,725)$	0,325	0,437	0,5
Упор гребного винта $P = K_1 \times (\rho/2) \times [v_e^2 + n^2 \times H_b \times D_b] \times D_b^2$, Н	2,61	4,2	5,63
Полезная тяга $P_e = P \times (1-t)$, Н	2,22	3,57	4,78
Пропульсивный коэффициент $\eta = (P_e \times v) / (2\pi n M)$	0,56	0,52	0,45

Если в ходе предварительных расчетов тип двигателя выбран, то можно приступить к определению шагового отношения ГВ диаметром D_b , обеспечивающих потребление номинальной мощности двигателя N_{db} (или крутящего момента M_{db}) при заданной частоте вращения ГВ n и скорости движения модели v .

Мощность двигателя ЭД, N_{db} , Вт, работающего на ГВ, подсчитывают по выражению:

$$N_{db} = 2\pi n M / \eta_{ped} \times \eta_{вл}, \quad (5)$$

где M — момент на гребном винте, Н·м.

Пример 1

Схема определения шагового отношения ГВ и пропульсивного коэффициента модели ясна из таблицы [1].

Возьмем для примера открытый ГВ модели одновального грузового судна, оборудованного электродвигателем ЭД мощностью 15 Вт с крутящим моментом на ГВ (при $\eta_{ped} = 0,75$), равным $M_{db} = 0,036$ Н·м при частоте вращения ЭД, равной $n = 50$ с⁻¹.

Приняв масштабную скорость модели $v = 1,5$ м/с, можно найти сопротивление движению модели, которое по данным предварительного расчета составляет 3,6 Н.

Коэффициенты взаимодействия, определенные по формулам (3) и (4), составляют $\Psi = 0,2$ и $t = 0,15$.

Скорость в диске ГВ равна $v_e = v \times (1-\Psi) = 1,2$ м/с. Диаметр ГВ модели равен $D_b = 0,05$ м.

Рассчитав для нескольких значений H_b/D_b потребляемый крутящий момент M , можно построить на рис. 1 зависимость $M = f(H_b/D_b)$ и определить такое шаговое отношение H_b/D_b , при котором $M = M_{db}$. Равенство моментов отмечается, как следует из рис. 1, и достигается при $H_b/D_b = 1,03$. ГВ с таким шаговым отношением развивает полезную тягу $P_e = 3,7$ Н и обеспечивает для модели $\eta = 0,51$. Приняты размерности ГВ из соотношений H_b/D_b в диапазоне 0,8–1,2. В таблице приведены расчетные характеристики пропульсивной системы с учетом обозначений: λ_e — относительная поступь ГВ; ρ — плотность воды (речной воды —

1000 кг/м³, морской воды — 1024 кг/м³ при средней солености океана 3,47%).

При расчете параметров пропульсивной системы получаемая тяга винта P_e не всегда соответствует сопротивлению модели R при расчетной скорости, что объясняется неудачным выбором диаметра ГВ и его частоты вращения. В этом случае необходимо повторить расчет, изменив диаметр ГВ (если это возможно) или частоту его вращения (выбрав иное передаточное число редуктора).

Пример 2.

Пересчет параметров модели на натурное грузовое судно

Проекция всех гидро- и аэродинамических сил на направление движения модели представляет силу сопротивления среды, от которой во многом зависит мощность двигателя модели. Мощность ЭД выбирают с использованием приближенной формулы:

$$N_{db}' = 2 \times (N_{db}^3 / m^{3,5}), \quad (6)$$

где N_{db} — мощность двигателя модели; N_{db}' — мощность двигателя натурного судна; m — масштаб модели.

Расчеты по этой формуле показывают, что мощность ЭД, применяемых в самоходных моделях, зачастую значительно завышена по сравнению с требуемой для движения с масштабной скоростью. Вследствие этого силовой привод неэффективно используется, прежде временно разряжаются элементы питания и топлива, а также увеличивается масса модели. Мощность натурного судна с учетом принятого масштаба, который равен 100, составляет:

$$N_{db}' = N_{db} \times m^{3,5} / 2 = 25 \text{ МВт}, \quad (7)$$

Качественную оценку сопротивления воды движению модели судна и потребную мощность двигателя можно оценить, если известны тип и водоизмещение модели, скорость ее движения и длина. Обычно при моделировании известны характеристики судна-прототипа, и определить требуемые характеристики

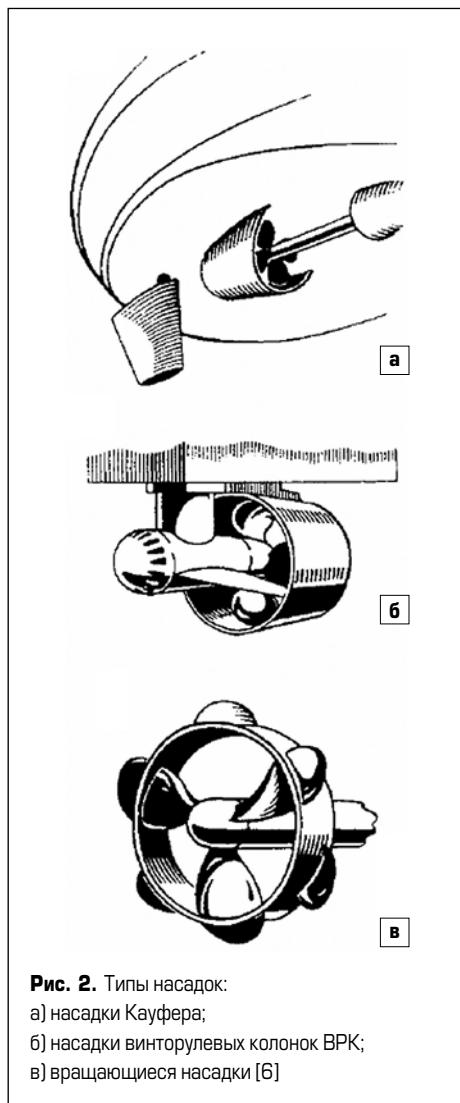


Рис. 2. Типы насадок:

- а) насадки Кауфера;
- б) насадки винторулевых колонок ВРК;
- в) вращающиеся насадки [6]

модели или, наоборот, судна не представляет труда с помощью теории подобия:

$$\text{Масштаб модели } m = \frac{\text{Длина судна}}{\text{Длина модели.}}$$

$$\text{Масштаб водоизмещения } m^3 = \frac{\text{Объем судна}}{\text{Объем модели.}}$$

$$\text{Масштаб скорости } 1/\sqrt{m} = \frac{\text{Скорость судна}}{\text{Скорость модели.}}$$

$$\text{Масштаб частоты вращения винтов } m = \frac{\text{Частота } n \text{ судна}}{\text{Частота } n \text{ модели.}} \times \sqrt{m}$$

При пересчете этих характеристик судна на модель и обратно принимаются следующие соотношения: m — масштаб модели, используемый для пересчета всех линейных размеров модели (длина, ширина, осадка, высота борта и т. д.); m^2 — масштаб площади; m^3 — масштаб водоизмещения, массы; \sqrt{m} — масштаб скорости и частоты вращения движителей.

В результате при масштабе модели $m = 100$, ее длине 1,5 м, водоизмещении 0,015 м³, скорости 1,2 м/с для грузового судна-прототипа получают: длину $1,5 \times 100 = 150$ м, водоизмещение $0,015 \times 100^3 = 1500$ м³, скорость $1,2 \times 100^{1/2} = 12$ м/с. Из-за влияния сопротивления R через коэффициенты Ψ и t на коэф-

фициенты масштабирования значения P_e и для натурного судна требуют уточнения при пересчете данных моделей.

Применение направляющих насадок и ВРК

Традиционную направляющую насадку, представляющую собой кольцо с авиационным профилем, применяют на судах многих типов, что приводит к повышению тяги комплекса без дополнительных затрат мощности. На относительно тихоходных судах удается увеличить тягу комплекса на 30–35%, а на быстроходных транспортных судах — на 5–7% [6].

Кроме традиционной направляющей насадки, имеется много других насадок, приведенных на рис. 2, — это насадки Кауфера, насадки винторулевых колонок ВРК, вращающиеся насадки, которые позволяют решать конкретные задачи. Насадка системы Кауфера, которую целесообразно устанавливать на моделях буксиров и рыбопромысловых судов, по принципу действия не отличается от традиционной насадки. Она выполняется неподвижной относительно винта и состоит из трех частей, имеющих форму конуса: внутренней, представляющей собой основную часть насадки; передней, являющейся входной воронкой, наружной, ограждающей переднюю и внутреннюю части.

Применение подобной насадки на судах и моделях позволяет снизить по сравнению с открытым ГВ мощность на 20% при скоростях движения, составляющих 70–80% максимальной. Для этих режимов наиболее эффективна насадка с относительной длиной $L_{\text{нac}}/D_{\text{B}} = 0,97$, а для скоростей полного хода — насадка $L_{\text{нac}}/D_{\text{B}} = 0,6$.

Значительного эффекта можно достичь при применении на моделях поворотных ВРК, приведенных на рис. 2б.

Гидродинамические характеристики поворотных ВРК немногим отличаются от характеристик традиционных стационарных типов движителей. КПД движителя и упор ВРК снижаются примерно на 3–5% из-за большой ступицы и переднего обтекателя ГВ, в котором размещается зубчатый редуктор, обеспечивающий передачу мощности от ЭД к винту. Расчет тяговых характеристик ВРК не отличается от их расчета для стационарного движителя, который на нем установлен.

В некоторых случаях, если не удается установить на модель стационарную или поворотную насадку, можно применить ГВ с вращающейся насадкой, приведенной на рис. 2в. В таком движителе насадка закрепляется неподвижно относительно лопастей ГВ и вращается совместно с ним. Диаметр насадки может быть любым, но чем он больше, тем движитель потребляет большую мощность из-за сопротивления трения поверхности насадки. Максимальный эффект дает использование вращающейся насадки, как и традиционной насадки, при малых скоростях движения. Вращающаяся насадка позволяет увеличить тягу ГВ примерно на 15–20%. Целесообразно применять движитель с насадкой, имеющей

диаметр, равный (0,5–0,7) D_{B} , и длину, равную 0,4 D_{B} , с дополнительными лопастями.

Водометные движители применяют на речных тихоходных судах с ограниченной осадкой, глиссирующих судах, судах с воздушной подушкой (СВП) и судах с подводными крыльями (СПК). Такая универсальность водометных движителей достигается введением в их конструкцию при необходимости двух и более ГВ (подобно соосным винтам) и конуса-поджатия, уменьшающего площадь водометной трубы в выходном сечении. Основные элементы водометного движителя: водометная труба и ГВ. Конусы-поджатия устанавливают только на быстроходных моделях судов. Водометная труба обеспечивает плавный подход потока к ГВ. С этой целью водозаборники водометов моделей СПК и СВП располагают в районе крыльев или скегов. Диаметр ГВ водомета равен:

$$D_{\text{B}} = 1,5v/nK_n, \quad (8)$$

где $K_n = \left(\frac{v}{\sqrt{n}} \right)^2 \left[4 \sqrt{\left(\frac{\rho}{P_e} \right)} \right]$ — коэффициент задания.

Длину прямого участка водометной трубы обычно принимают равной двум-трем диаметрам ГВ. С помощью диаграммы упора $K_1 = f(\lambda)$ на рис. 3 рассчитывают шаговое отношение ГВ и мощность ЭД при заданных скорости движения модели v и сопротивлении R . Диаграмма момента $K_2 = f(\lambda)$ на рис. 4 позволяет при выбранном ЭД определить шаговое отношение ГВ и скорость движения модели.

Диаграммы, приведенные на рис. 3 и 4, построены для ГВ с числом лопастей $z = 4$; дисковым отношением $\theta = 1$ и диаметром ступицы, равным $0,3D_{\text{B}}$. По диаграмме упора $K_1 = f(\lambda)$ находят шаговое отношение $H_{\text{B}}/D_{\text{B}}$ и мощность двигателя $N_{\text{дв}}$ при задании скорости модели v . По диаграмме момента $K_2 = f(\lambda)$ определяют шаговое отношение и скорость модели, если задана мощность двигателя $N_{\text{дв}}$. Для каждой модели расчет проводят только по одной из диаграмм. Расчет выполняют в следующей последовательности. Для масштабной скорости v определяют сопротивление воды движению модели R . Коэффициент засасывания водомета t можно считать равным нулю. Коэффициент упора водомета:

$$K_1 = P_e / (\rho n^2 D_{\text{B}}^4) \quad (9)$$

и относительная поступь винта:

$$\lambda = v / (nD_{\text{B}}). \quad (10)$$

С помощью диаграммы $K_1 = f(\lambda)$ можно найти шаговое отношение винта $H_{\text{B}}/D_{\text{B}}$ и пропульсивный коэффициент η . Мощность ЭД для привода водомета рассчитывают по выражению (5). Если в результате расчета пропульсивный коэффициент получается значительно меньше, чем $\eta = 0,35$ –0,4, то требуется изменить с помощью редуктора частоту вращения винта и повторить расчет. По своей конструкции ГВ водометов не отличаются от ГВ, применяемых в насадках.

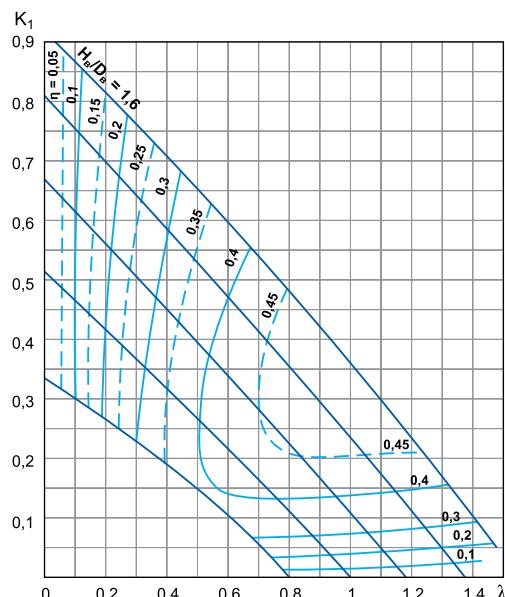


Рис. 3. Диаграмма для расчета упора и мощности ГВ водометного движителя [6]

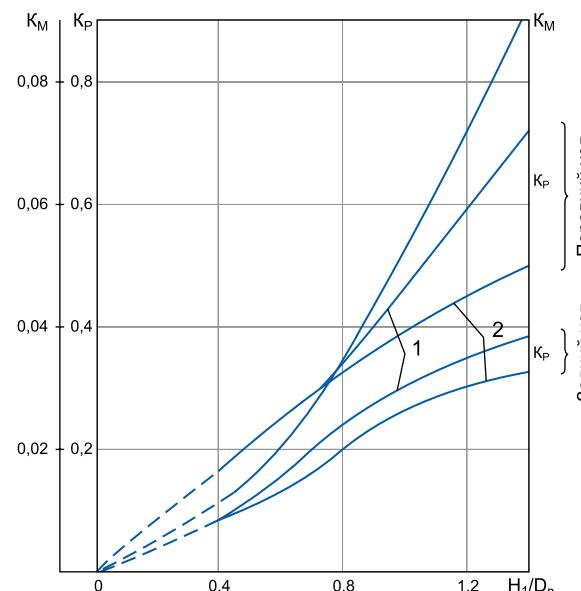


Рис. 5. Значения коэффициента упора $K_p = K_2$ и коэффициент момента $K_m = K_1$ [12]

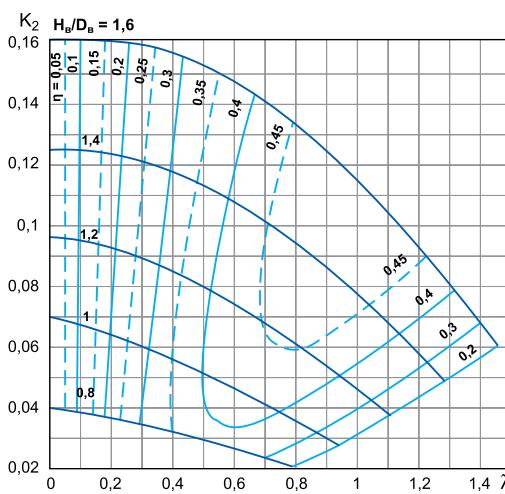


Рис. 4. Диаграмма момента $K_2 = f(\lambda)$ при выбранном ЭД для определения шагового отношения ГВ и скорости движения модели [6]

[11]. Коэффициент момента K_2 в Примере 1, равный 0,043, также близок к значению графика K_m , составляющему примерно 0,044.

Влияние скоса потока и запретной зоны ВРК

Для небольших углов скоса потока увеличение момента на валу ВРК можно объяснить уменьшением осевой составляющей скорости v_p набегающего потока, а следовательно, уменьшением абсолютной величины относительной поступи λ ГВ, который вызывает рост коэффициента момента [15–17].

При больших v_p боковая составляющая скорости набегающего потока оказывается одного порядка с аксиальной составляющей, что значительно меняет вихревую систему обтекания ГВ и приводит к резкому увеличению крутящего момента. На рис. 6 показан режим работы ВРК в косом потоке, где принимаются обозначения: v — скорость судна, v_p — расчетная скорость ГВ, ϕ — угол скоса потока.

Л.Л. Хейфец предлагает принять, что наклонное по отношению к потоку положение ГВ будет приводить к уменьшению расчетной скорости обтекания до величины $v \cos \phi$ и к снижению их упора до величины $P \cos \phi$. Количественный учет уменьшения скорости и упора производится при помощи корректировки коэффициентов попутного потока w и засасывания t в соответствии со следующими формулами [18]:

$$v_p = v(1-w_\phi), w_\phi = 1-(1-w)\cos\phi, P_e = P_\phi(1-t_\phi), t_\phi = 1-(1-t)\cos\phi, \quad (12)$$

где v — скорость судна; v_p — расчетная скорость винта; w — коэффициент попутного потока; w_ϕ — условный коэффициент попутного потока;

Специфика речных судов

Специфика речных судов связана не только с конструкцией, но и с учетом мелководья, большей маневренности и другими факторами, что стимулирует применение насадок и ВРК.

Упор винтов $P_{\text{шв}}$, кН, на швартовых, по данным [7], измеряется по выражению:

$$P_{\text{шв}} = 9,74 \times K_p \times N_p / (K_m \times n_0 \times D_B), \text{ кН}, \quad (11)$$

где $K_p = K_2$, $K_m = K_1$ — соответственно коэффициент упора и коэффициент момента, определяемые по графику рис. 5 в зависимости от шагового отношения H_1/D_B ; N_p — мощность, подводимая к ГВ, $N_p = 0,95 N_e$ (N_e — общая мощность СЭУ, кВт); n_0 — номинальная частота вращения ГВ, об./мин.

Коэффициенты $K_p = K_2$, $K_m = K_1$ снимаются отдельно для переднего и заднего хода и соответственно этому определяются соответствующими кривыми 1 — с насадкой, 2 — без насадки [12].

Данные графика на рис. 5 хорошо согласуются при $H_1/D_B = 1,03$ на рис. 1 и в таблице в Примере 1 для грузового судна с коэффициентом упора $K_1 = 0,437$ со значением $K_p = 0,4$ для речного судна по данным

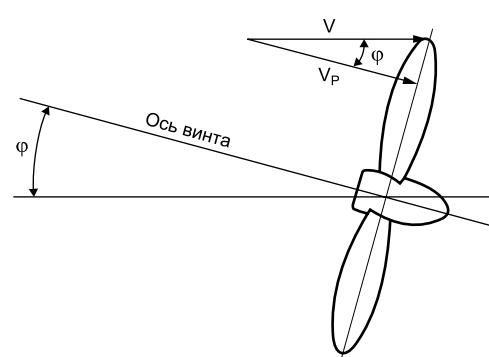


Рис. 6. Режим работы ВРК в косом потоке

φ — угол скоса потока; P_e — полезная тяга винта; P_φ — тяга винта в направлении, параллельном оси винта; t — коэффициент засасывания; t_φ — условный коэффициент засасывания.

При превышении углов скоса потока более 10° следует также учитывать поперечную силу, действующую в плоскости диска винта по направлению скорости скоса потока и уменьшающую упор гребного винта [8]:

$$P_e = P_\varphi \cos\varphi(1-t) - Q \sin\varphi, \quad (13)$$

где Q — поперечная сила. Полученное в данном случае уменьшение упора гребного винта также можно учесть с помощью условного коэффициента засасывания:

$$t_\varphi = 1 - \cos\varphi(1-t) + Q/P_\varphi \sin\varphi. \quad (14)$$

Приближенное значение условного коэффициента засасывания с учетом реального соотношения сил Q и P_φ на различных режимах работы ГВ для неводоизмещающих судов, то есть когда попутный поток и сила засасывания практически отсутствуют, приближенно определяется формулой С. Д. Чудинова:

$$t_\varphi \approx 0,5\varphi^2 \times (1 + 0,333\lambda_p^2), \quad (15)$$

где λ_p — относительная поступь ГВ.

А. М. Басин приводит зависимости для определения условных значений коэффициентов попутного потока w_φ и засасывания t_φ [19]. С учетом этих зависимостей в [20] были рассчитаны кривые действия ГВ при различных углах скоса потока в ВРК (диаметр винта $D = 1,95$ м, шаговое отношение $H/D = 1$, частота вращения $n = 5,12$ об./с при скорости судна $v = 5,41$ м/с). Расчеты проводились для осевого потока, а также для углов скоса, равных 15 и 20° . Были получены зависимости момента и мощности на валу винта от угла скоса потока при постоянной частоте вращения винта $n = 5,12$ об./с и постоянной скорости судна $v = 5,41$ м/с.

Аналитически зависимость приращения мощности от угла скоса потока можно представить формулой вида:

$$\Delta N = a\varphi^2 + b\varphi, \quad (16)$$

где a, b — коэффициенты, зависящие от параметров винта. В рассмотренном примере эти коэффициенты имеют следующие значения:

$$a = 5,4 \times 10^{-5}; b = 2,2 \times 10^{-4}.$$

Тогда зависимость $\Delta N(\varphi)$ выражается формулой:

$$\Delta N = 5,4 \times 10^{-5}\varphi^2 + 2,2 \times 10^{-4}\varphi. \quad (17)$$

Предлагаемая уточненная методика расчета нагрузок пропульсивных комплексов с использованием формулы (16) применима для углов скоса потока, не превышающих 20° .

Углы скоса потока 20 – 90° для ВРК исследованы недостаточно, хотя широкий диапазон их применения требует разработки подобной

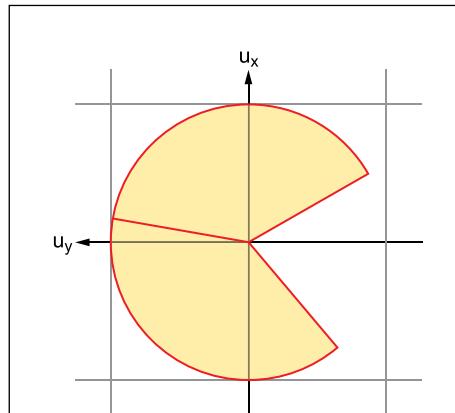


Рис. 7. Область работы ВРК с «запретной зоной»

методики. Необходимо также для ВРК в случае использования ДВС разработать методику учета изменения нагрузок на двигатель при развороте ВРК.

Для речных судов и судов смешанного плавания типа «река-море», которые часто маневрируют на малых скоростях и на небольших глубинах, необходима разработка универсальной методики расчета управляемости судов. Сложность такой разработки определяется необходимостью учета в каждом проекте судна следующих факторов: особенностей водоизмещения и обводов корпуса, а также ограничением работы ВРК при взаимодействии с корпусом судна и с учетом «запретной зоны», показанной на рис. 7.

Выводы

В статье представлены расчеты эффективности пропульсивной системы судового электропривода с помощью аналитических выражений и моделирования. Из-за масштабного эффекта пропульсивный коэффициент моделей ниже, чем натурных судов-прототипов, и зависит от типа движителя, его размеров, частоты вращения и качества изготовления. Коэффициент масштабирования тяговой характеристики определяется в основном разницей сопротивлений оригинала и модели и не поддается масштабированию, что требует уточнения при переходе к оригиналу.

Выполнены расчеты тяговых характеристик пропульсивной системы модели одновального грузового судна и показана методика перевода характеристик к оригиналу.

Приведены диаграммы для расчета коэффициентов упора, мощности, момента в зависимости от шага и поступи гребного винта для ВРК и водомета. Для речных судов и судов смешанного плавания типа «река-море», которые часто маневрируют на малых скоростях и на небольших глубинах, выполнены расчеты эффективности ВРК с учетом скоса потока до углов менее 20° . Оценивается область работы ВРК с «запретной зоной» и показана необходимость разработки универсальной методики расчета управляемости судов.

Литература

- Шульга Р. Н. Тяговые характеристики судового электропривода // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2022. № 1.
- Горячев А. М., Подругин Е. М. Устройство и основы теории морских судов. М.: Судостроение, 1983.
- Иванченко А. А., Шишкун В. А., Окунев В. Н. Обзор опыта совершенствования конструкции и применения движительных систем в современном судостроении // Вестник ГУМРФ им. С. О. Макарова. 2016. № 4 (28).
- Шульга Р. Н., Петров А. Ю., Хренников А. Ю. Энергетические платформы с использованием цифровых модульных подстанций и энергоблоков // Энергия единой сети. 2020. № 3 (52).
- Шульга Р. Н. Применение распределенного электродвижения с использованием винторулевых колонок // Энергоэффективность и водоподготовка. 2020. № 4 (126).
- Сахновский Б. М. Модели судов новых типов. М.: Судостроение, 1987.
- Шульга Р. Н., Смирнова Т. С. Использование судовой энергетики для жизнеобеспечения арктических объектов // Российская Арктика. 2020. № 1.
- Шульга Р. Н., Лавринович В. А., Лабутин А. А., Смирнова Т. С. Комплекс электрооборудования для модульных электрических судов // Российская Арктика. 2018. № 1 (8).
- Шульга Р. Н., Путилова И. В., Смирнова Т. С., Иванова Н. С. Безопасные и безотходные технологии с использованием водородной электроэнергетики. Альтернативная электроэнергетика и экология, ISJAE, 2019.
- Report of the performance committee ITTC 1978.
- Колесник Д. В. Тенденции развития пропульсивных комплексов судов, эксплуатирующихся во внутренних водных путях // Судовые энергетические установки. 2005. Вып. 14.
- Клементьев А. Н., Трифонов В. И., Хвостов Р. С. Управление судном. Н. Новгород, ФБОУ ВПО «ВГАВТ», 2011.
- Скрынников В. И. Средства активного управления судами // Судостроение. 1996. № 11, 12.
- Скрынников В. И. Движительно-рулевые устройства отечественных подводных аппаратов // Судостроение. 1996. № 11, 12.
- Аврашков Н. С., Грузинов В. И., Тарасюк А. Б. Средства активного управления судами // Судостроение. 1971. № 10.
- ГОСТ 24060-80 «Средства активного управления судами. Термины и определения».
- Лебедев Э. П. и др. Средства активного управления судами. Л.: Судостроение, 1969.
- Хейфец Л. Л. Гребные винты для катеров. Л.: Судостроение, 1980.
- Басин А. М., Анфимов В. Н. Гидродинамика судна. Л.: Речной транспорт, 1961.
- Колесник Д. В. Влияние скоса потока на гидродинамические характеристики судовых винторулевых колонок // Судовые энергетические установки. 2006. Вып. 15.

ОРГАНИЗATOR



МИНИСТЕРСТВО ОБОРОНЫ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ВЫСТАВОЧНЫЙ ОПЕРАТОР



MKB

МЕЖДУНАРОДНЫЕ
КОНГРЕССЫ И ВЫСТАВКИ



МЕЖДУНАРОДНЫЙ
ВОЕННО-ТЕХНИЧЕСКИЙ
ФОРУМ «АРМИЯ-2023»

14–20 АВГУСТА
ПАТРИОТ ЭКСПО

www.rusarmyexpo.ru

СИЛОВЫЕ КОМПОНЕНТЫ

для вашей электронной
продукции

Xiner
Leapers
Fusemi
Liaensemi
Firstack
Novosense



Энергосберегающие технологии внедряются во все сферы нашей жизни, они нужны в промышленности, энергетике, на транспорте. Развитие этих технологий невозможно без использования силовой электроники, «рабочей лошадкой» которой являются модули IGBT, и их применение чрезвычайно обширно.



Компания **ЭКСПЕРТ** осуществляет прямые поставки модулей IGBT Xiner, Leapers, Fusemi, Jiaensemi, драйверов Firstack, Novosense, диодно-тиристорных модулей Zenli, TechSem

 **ЭКСПЕРТ**
компания основана в 2004 г.

Новосибирск | +7 (383) 222-51-51
info.pcb@npkexpert.ru

Москва | +7 (495) 560-48-57
moscow@npkexpert.ru

npkexpert.ru