

ТЕМАТИЧЕСКОЕ
ПРИЛОЖЕНИЕ
К ЖУРНАЛУ
КОМПОНЕНТЫ
И ТЕХНОЛОГИИ

12+

WWW.POWER-E.RU

№ 1'2022
ФЕВРАЛЬ

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

ISSN 2079-9322

Mesis®

НОВОЕ ПОКОЛЕНИЕ КОНДЕНСАТОРОВ ДЛЯ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЦЕПИ

ЭКСТРЕМАЛЬНО НИЗКАЯ ИНДУКТИВНОСТЬ
ГЕРМЕТИЧНЫЙ КОРПУС
И ВПЕРВЫЕ: НАСТОЯЩАЯ ЗАЩИТА



Сверхкомпактные
модули SEMITOP:
инструкция по применению



Отечественные датчики
тока и напряжения



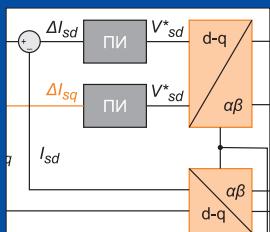
ЭФО
www.efo.ru
+7 (495)9330743
gk@efo.ru

Новые Технологии
www.ntcom.ru
+7 (383)3153177
LyapinaNV@ntcom.ru

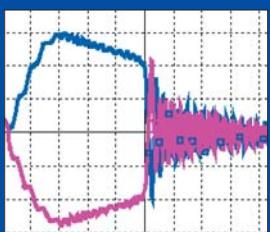
ELECTRONICON

always in charge

ELECTRONICON Kondensatoren GmbH · www.electronicon.com · info@electronicon.com



Тяговые характеристики
судового электропривода



Сравнение
вариантов схем мостовых
DC/DC-преобразователей
на основе их моделирования

Новая Эра интернет продаж

Только 3 дня!

12, 13, 14 апреля 2022

На нашем стенде меняем
эту карту на пластиковую
Получи статус **GOLD**
в обмен на эту карту

Преимущества статуса **GOLD**:

- ✓ Накопления Cashback - 2%
- ✓ Отсрочка платежа -20 дней
- ✓ Бесплатная доставка
- ✓ Персональный менеджер
- ✓ Предоставление бесплатных образцов
- ✓ Хранение товара на нашем складе

www.eracomponents.ru

Предложение действительно только на выставке ExpoElectronica, 12-14 апреля 2022

Москва, МВЦ «Крокус-Экспо», Павильон 3, Стенд В 5127

Обменяй эту карту на золотую и пользуйся привилегиями



Все условия на сайте

СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ И СБОРКИ



**БОЛЬШИЕ МОЩНОСТИ
ВОЗМОЖНОСТИ**

НАЙДИ СВОЁ!

реклама

Т +7 8342 48 07 33

E nicpp@elvpr.ru



ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ
www.elvpr.ru

Главный редактор

Павел Правосудов pavel@fsmedia.ru

Зам. главного редактора

Анна Соснина a.sosnina@mtu-net.ru

Выпускающий редактор

Наталья Новикова natalia.novikova@fsmedia.ru

Технический консультант

Андрей Колпаков

Дизайн и верстка

Дмитрий Никаноров dmitry.nikanorov@fsmedia.ru

Отдел рекламы

Ольга Зайцева olga_z@fsmedia.ru
Ирина Миленина irina@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 05.02.22
Тираж 4000 экз.
Свободная цена

Журнал «Силовая электроника» зарегистрирован Управлением Федеральной службы по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций по Северо-Западному федеральному округу. Свидетельство о регистрации средства массовой информации ПИ № ТУ 78 - 01937 от 17.10.2016 г.
Учредитель: ООО «Медиа Группа Файнстрит»

Адрес редакции:

197046, Санкт-Петербург, Петроградская наб., д. 34, литер Б, помещение 1-Н, офис 321в

Издатель: ООО «Медиа Кит»

197101, СПб, Петроградская наб., д. 34, лит. Б,
помещение 1-Н офис 321в

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

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

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

Журнал включен в Российский индекс научного цитирования (РИНЦ).

На сайте Научной электронной библиотеки eLIBRARY.RU (www.elibrary.ru) доступны полные тексты статей. Статьи из номеров журнала текущего года предоставляются на платной основе.

В номере:

На правах рекламы

Конденсаторы ELECTRONICON E67 с защитой Mesis.....6

Силовая элементная база

Роберто Агостины (Roberto Agostini)

Перевод и комментарии: Андрей Колпаков

Сверхкомпактные модули SEMITOP:

инструкция по применению8

Антон Обеднин, Алексей Тимофеев, Евгений Стакин

Отечественные датчики тока и напряжения.....19

Стефан Бушхорн (Dr. Stefan Buschhorn), Клаус Вогел (Klaus Vogel)

Перевод: Евгений Карташов

Модернизация силовых модулей

для повышения плотности мощности и срока службы.....22

Приводы

Роберт Шульга

Тяговые характеристики судового электропривода.....26

Химические источники тока

Аккумуляторы: проверенный и эффективный источник энергии...32

Источники питания

Анатолий Миронов

Особенности работы преобразователей с ШИМ-контроллером в режиме малых нагрузок и холостого хода.....36

Анатолий Коршунов

Предельные непрерывные модели типовых импульсных преобразователей напряжения переменного тока40



DC/DC-преобразователи

MGDM-04W

Вход: 4,5 - 5,5 Vdc
9 - 36 Vdc
16 - 40 Vdc
1, 2 или 3 выхода

1.25" x 0.75" x 0.3"

MGDD-21W NEW!

Вход: 4,5 - 33 Vdc
9 - 60 Vdc (transient 80 Vdc)
2 выхода

1.25" x 1" x 0.3"

MGDM-75W

Вход: 9 - 45 Vdc
16 - 80 Vdc
155 - 480 Vdc
1 выход

1.4" x 2.3" x 0.5"

MGDM-500W NEW!

Вход: 9 - 36 Vdc
1 выход

2.52" x 2.4" x 0.5"

MGDD-08W NEW!

Вход: 4,5 - 33 Vdc
9 - 60 Vdc (transient 80 Vdc)
2 выхода

1" x 0.75" x 0.3"

MGDM-25W

Вход: 9 - 36 Vdc
16 - 40 Vdc
1, 2 или 3 выхода

2" x 2" x 0.5"

MGDD-80W NEW!

Вход: 9 - 60 Vdc (transient 80 Vdc)
2 выхода

2" x 1.6" x 0.5"

MGDM-10W

Вход: 4,5 - 5,5 Vdc
9 - 36 Vdc
16 - 40 Vdc
1, 2 или 3 выхода

1.6" x 1" x 0.3"

MGDM-35W

Вход: 9 - 36 Vdc
16 - 75 Vdc
1, 2 или 3 выхода

3.25" x 2" x 0.5"

MGDM-100W

Вход: 10,7 - 100 Vdc
1 выход

3.25" x 2" x 0.5"

MGDM-18W

Вход: 4,5 - 5,5 Vdc
9 - 36 Vdc
16 - 40 Vdc
1 выход

1.6" x 1" x 0.6"

MGDD-40W NEW!

Вход: 4,5 - 33 Vdc
9 - 60 Vdc (transient 80 Vdc)
2 выхода

1.6" x 1.3" x 0.3"

MGDM-155W

Вход: 9 - 45 Vdc
16 - 80 Vdc
155 - 480 Vdc
1 выход

1.4" x 2.3" x 0.5"

MGDD-20W NEW!

Вход: 12 - 160 Vdc
2 выхода

1.6" x 1" x 0.5"

MGDD-60W NEW!

Вход: 12 - 160 Vdc
2 выхода

3.25" x 2" x 0.5"

MGDM-200W

Вход: 9 - 45 Vdc
16 - 80 Vdc
1 выход

2" x 3" x 0.5"

MPGS-14A NEW!

Вход: 9 - 36 Vdc
1 выход

2.52" x 2.4" x 0.5"

Неизолированный POL-преобразователь

Входные модули

Фильтры электромагнитных помех

FGDS-2A-50V

MIL-STD-461 C/D/E/F
DO-160 C/D/E/F/G

1.4" x 0.8" x 0.4"

FGDS-6A-100V NEW!

MIL-STD-461 C/D/E/F
DO-160 C/D/E/F/G

1" x 0.75" x 0.3"

FGDS-10A-50V

MIL-STD-461 C/D/E/F
DO-160 C/D/E/F/G

1.6" x 1" x 0.5"

NEW!

FGDS-12A-100V

MIL-STD-461 C/D/E/F
DO-160 C/D/E/F/G

1.25" x 1" x 0.3"

FGDS-20A-50V

MIL-STD-461 C/D/E/F
DO-160 C/D/E/F/G

1.6" x 1" x 0.5"

Подавление

переходных процессов

PGDS-50W

MIL-STD-1275 A/B/C/D
MIL-STD-704 A/D/E/F
DO-160 C/D/E/F

1.6" x 1" x 0.3"

LGDS-100W

MIL-STD-1275 A/B/C/D
MIL-STD-704 A/D/E/F
DO-160 C/D/E/F
DEF-STAN-61.5

1.6" x 1" x 0.5"

LGDS-300W

MIL-STD-1275 A/B/C/D
MIL-STD-704 A/D/E/F
DO-160 C/D/E/F

1.6" x 1" x 0.5"

Контроль и поддержка

выходного напряжения

HUGD-50W

MIL-STD-704
DO-160

1.6" x 1" x 0.3"

HUGD-300W

MIL-STD-704
DO-160

1.6" x 1" x 0.5"

Активные AC/DC-корректоры коэффициента мощности

HGMM-35W

Вход: 95-140 Vac
2 выхода

3.25" x 2" x 0.5"

HGMM-50W

Вход: 95-140 Vac
2 выхода

NEW!

3.25" x 2" x 0.5"

HGMM-150W

Вход: 95-140 Vac
2 выхода

2.4" x 2.3" x 0.5"

HGMM-350W

Вход: 95 - 140 Vac
85 - 265 Vac
1 выход

2.4" x 2.3" x 0.5"

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

№ 1 (94)'2022

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 dmitry.nikanorov@fsmedia.ru

Advertising department

Olga Zaytseva olga_z@fsmedia.ru

Irina Milenina irina@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

Стив Робертс (Steve Roberts)

Перевод, дополнения и комментарии: Владимир Рентюк

Корректоры коэффициента мощности
AC/DC-источников питания 48

Борис Глебов

Сравнение вариантов схем мостовых DC/DC-преобразователей
на основе их моделирования 56

Константин Верхуловский

Модульная архитектура электропитания Gaia Converter
для гражданской авиации 62

Мэттью Фетадо (Matthew Feutado), Дэниэл Мартин (Daniel Martin)

Перевод: Евгений Карташов, Валерия Смирнова

Компактный и легкий тяговый инвертор мощностью 600 кВт
на SiC MOSFET-модулях Wolfspeed 68

Список рекламы

Компания Квест, ООО.....	3
ERA Components	2-я обл.
ERA Components	47
Transfer Multisort Elektronik	33
Вектор технолоджи, ООО.....	61
ЛИГРА, ООО	21
Макро группы, ООО.....	72
Протон-Электротекс ТД, АО	4-я обл.
СЕМИКРОН, ООО	3-я обл.
Силовая Электроника, ООО	55
Симметрон, ЗАО.....	25
Элеконд, ОАО	39
Электровыпрямитель, ПАО.....	1
Выставка «ЭкспоИЭЛектроника»	5
Выставка «Электроника-Транспорт»	35
ELECTRONICON	1-я обл.



24-я Международная выставка
электронных компонентов, модулей
и комплектующих

expoelectronica.ru

ЗАБРОНИРУЙТЕ СТЕНД
на ExpoElectronica



12-14 апреля 2022

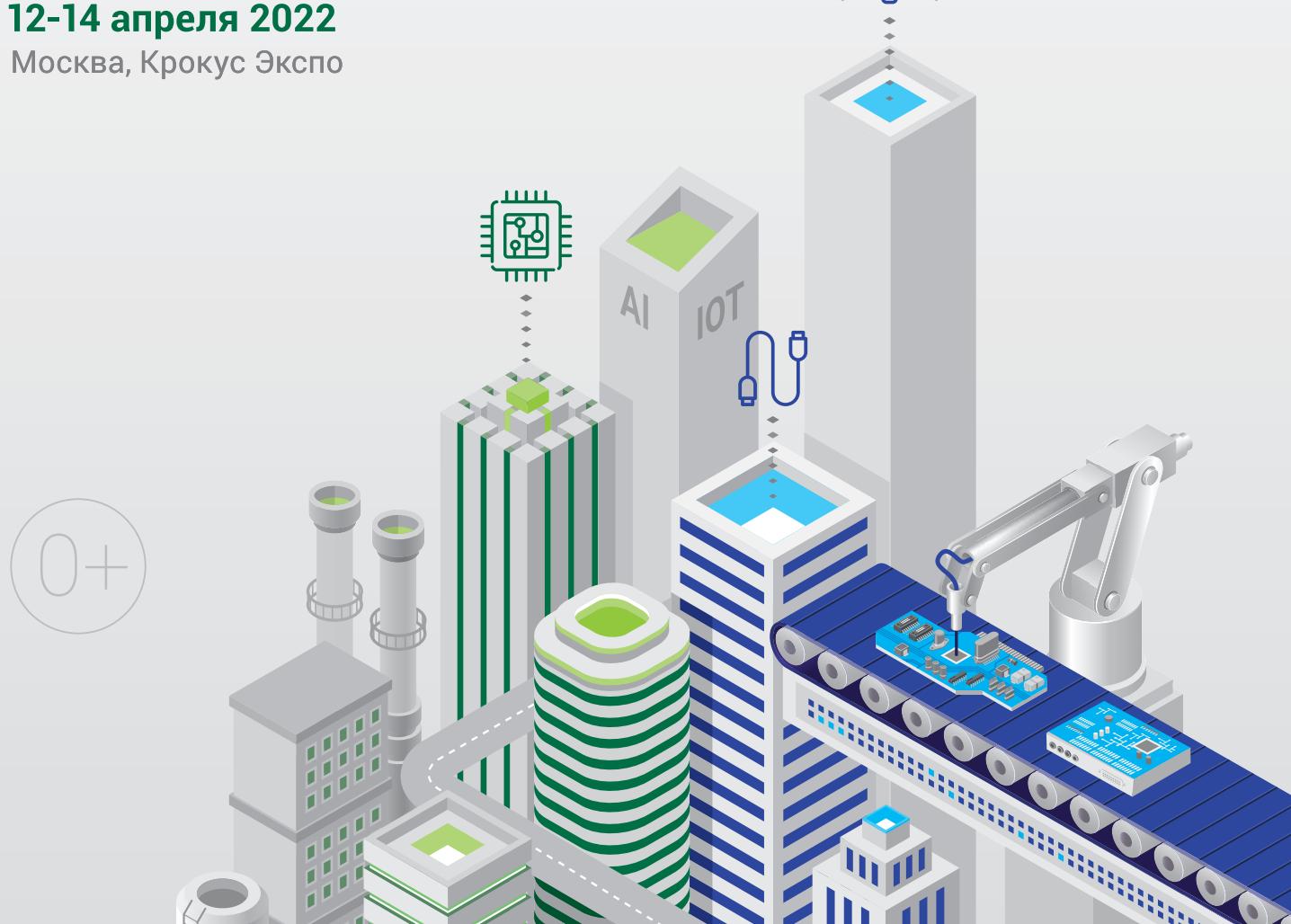
Москва, Крокус Экспо



19-я Международная выставка
технологий, оборудования и материалов
для производства изделий электронной
и электротехнической промышленности

electrontechexpo.ru

ЗАБРОНИРУЙТЕ СТЕНД
на ElectronTechExpo



Конденсаторы ELECTRONICON E67

с защитой Mesis®

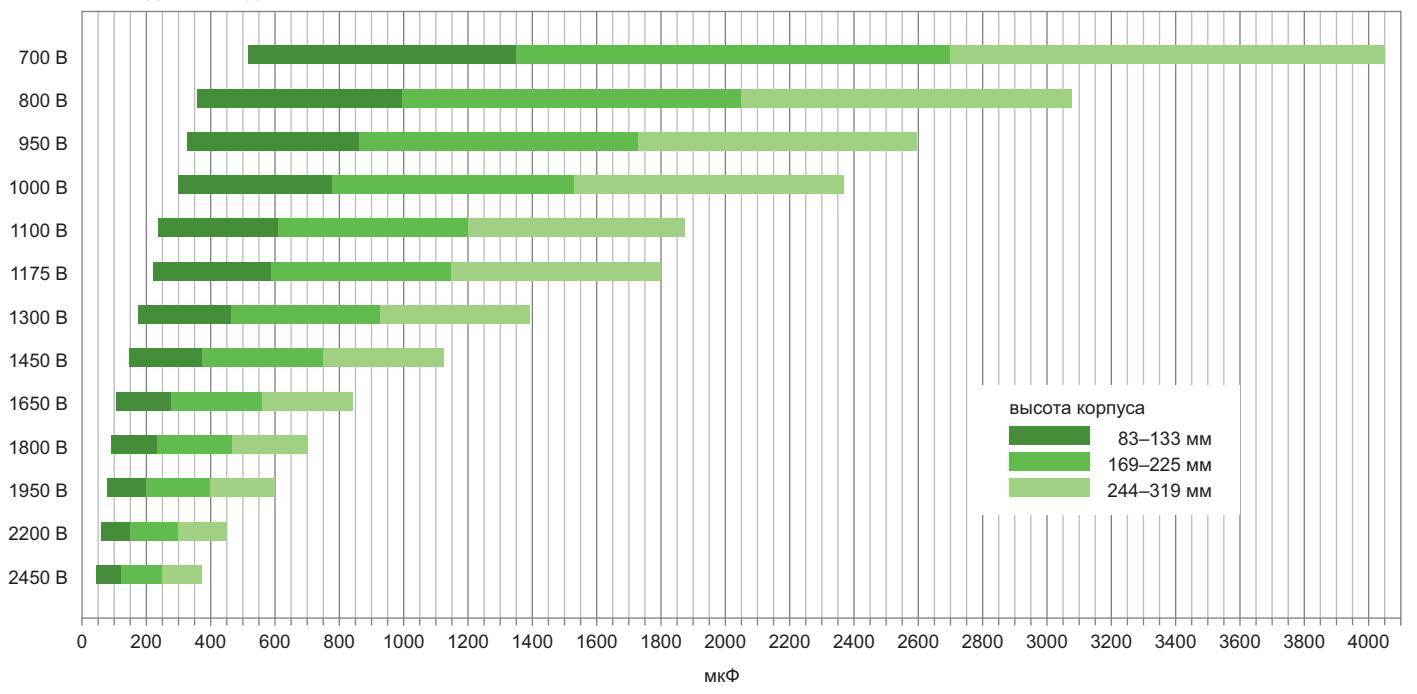
В статье представлена новая серия конденсаторов ELECTRONICON E67 с защитой Mesis, которая предохраняет от сбоев цилиндрические низкоиндуктивные DC-конденсаторы.

Современные силовые конденсаторы примерно на 80–85% состоят из горючего материала — металлизированной полипропиленовой пленки с низкими потерями. Нарушение функции самовосстановления металлизированной пленки часто вызывает тепловую эффект, который может привести к пиролизу и даже возгоранию пленки из полипропилена.

Во время пиролиза полипропилен термически разлагается при отсутствии кислорода. Кроме водорода, в процессе выделяются различные органические газы. Особенно проблематичны случаи, когда пиролиз развивается медленно и незаметно

в отдельно взятом элементе, в то время как большая часть конденсатора изначально продолжает выполнять свою работу. Если газообразование в конденсаторе достигает критического уровня, корпус может треснуть и выпустить газы во внешнюю среду. В частности, в настоящее время в железнодорожной отрасли имеется ряд примеров, когда такие газы улетучивались, образуя взрывоопасную смесь с кислородом в окружающем корпусе преобразователя и впоследствии приводя к взрыву всего устройства. Поэтому производители конденсаторов должны найти способы остановить подобные отказы на ранней стадии,

GA85 E67 с датчиком давления Mesis



до того как они перерастут в катастрофические события с высоким потенциалом побочного ущерба.

Использование сегментированной пленки не является эффективным ответом на такие риски. Для срабатывания сегментов обычно требуется перенапряжение. Однако достаточно и других ситуаций, способных привести к отказу даже без перенапряжения. Возможными причинами неисправности в той же мере могут быть, например, внешний перегрев, постоянная перегрузка по току, попадание влаги или химикатов, а также обычное старение материала или производственные дефекты. Во всех этих случаях фактор перенапряжения не играет роли. Очевидно, сегментированная пленка тут не может считаться надежным средством безопасности.

Поскольку практически каждый отказ конденсаторов с полипропиленовым диэлектриком сопровождается указанным выше термическим распадом полипропилена и образованием органических газов, наиболее распространенный метод обнаружения и нейтрализации неисправности конденсатора заключается в использовании давления, создаваемого пиролизными газами внутри герметичного корпуса конденсатора, для срабатывания предохранительного устройства (например, BAM — Break Action Mechanism от ELECTRONICON). При прерывании напряжения пиролиз немедленно прекращается. Это предотвращает разрыв корпуса, а взрывоопасные газы надежно удерживаются внутри конденсатора.

К сожалению, данный принцип очень сложно реализовать в конденсаторах промежуточного контура. Точка размыкания BAM чувствительна к импульсным токам, а сложная внутренняя проводка портит низкую самоиндуктивность конденсаторов. Кроме того, активация BAM всегда требовала беспрепятственного расширения конденсатора, что было невозможно, если выводы конденсатора подключались фиксированными шинами.

Так обстояли дела до настоящего времени.

Впервые в истории Mesis реализует принцип отключения по избыточному давлению для конденсаторов с низкой индуктивностью, объединяя лучший опыт компаний ELECTRONICON в области BAM и реле давления.

Подобно коробчатым конденсаторам ELECTRONICON линеек E59 и MSD, повышение давления во время неисправности воздействует на переключатель: шпилька, расположенная на мемbrane в основании конденсатора, разъединяет электрическую цепь на подключенном плате прерывания (Break Action Card — BAC) безвозвратно. Внешняя цепь контроля и безопасности может использовать этот сигнал мгновенно для отключения и разряда звена постоянного тока или делать это даже индивидуально с неисправным блоком, если он подключен и контролируется отдельно. Простая конструкция и удобное подсоединение этого

переключателя не только делают его очень надежным и долговечным даже в условиях высокой вибрации или экстремальных климатических условий; они делают это предохранительное устройство привлекательным и экономичным решением для применения с цилиндрическими конденсаторами.

Перемещенный с путем тока конденсатора предохранительный механизм больше не может воздействовать ни на индуктивность конденсатора, ни на его токовую нагрузку. Более того, жесткое низкоиндуктивное соединение клемм никоим образом не влияет на мембрану и BAC на противоположном конце конденсатора.

Обладая нижним пределом температур до -50°C и плотной герметизацией, новая серия E67 оптимальна для применения в суровых условиях эксплуатации. Эти конденсаторы, заполненные нейтральным изоляционным газом, безвредны для окружающей среды, могут устанавливаться в любом положении и имеют на 10–20% меньший вес, чем обычные эквиваленты с твердым наполнителем. Серия E67 может быть подготовлена по запросу для работы с охлаждающими жидкостями, такими как масло MIDEL.

Все конденсаторы в этой конструкции относятся к климатическому классу C/TX: они могут выдерживать кратковременную 100%-ную относительную влажность и 95% среднегодовую, при этом допускается конденсация на корпусе.

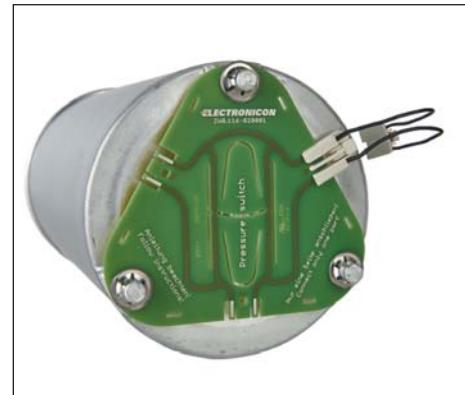
По своим значениям самоиндукции и сопротивления E67 даже превосходит знаменитую линейку ELECTRONICON PK16. Благодаря компактной конструкции и возможности установки четырех поперечных клемм самоиндукция даже больших единиц может составлять 10–25 нГн (конструкция W4 с четырьмя клеммами в перекрестном расположении), а номинальный среднеквадратичный ток — 120 А на единицу. Самоиндукция для конструкции W6 с двумя выводами может достигать значений 25–55 нГн.

Сила частичного разряда значительно превосходит классический PK16. Значения частичных разрядов 10 пКл между соединениями и корпусом достигаются при испытательном напряжении до 1700 B_{rms}.

Прочные клеммы M6 (внутренняя резьба, длина 12 мм) защищены от чрезмерного крутящего момента. Механическая фиксация может осуществляться либо боковыми скобами, либо традиционным способом — на трех базовых шпильках с резьбой M8, удерживающих BAC. Альтернативно используется крепление шайбами Starlock.

Серия E67 представлена в диапазоне 700–4000 В постоянного тока с пульсациями напряжения до 1100 В (от пика до пика). Емкость может достигать 4000 мКФ на конденсатор.

В качестве опции конденсаторы ELECTRONICON с низкой индуктивностью GA85 доступны без Mesis и с консервативным номинальным напряжением — напри-



мер, конденсаторы серии E66 в стандартном корпусе со шпилькой M12.

Уникальная комбинация низкой самоиндукции, экранирования от воздействия окружающей среды и надежной защиты в случае неисправностей в сочетании с доказанной долговременной стабильностью технологии металлизации SecuMet — все делает GA85 E67 Mesis оптимальным конденсатором для приложений,чувствительных к высоким требованиям к безопасности: морской и железнодорожный транспорт, ветроэнергетика, нефтяные и газовые платформы.

На сегодня можно рассматривать E67 Mesis как единственное решение в мире, которое надежно обнаруживает выход из строя цилиндрических конденсаторов промежуточного контура с низкой индуктивностью, позволяет проводить централизованную оценку и обеспечивает немедленное отключение.



Сверхкомпактные модули SEMITOP:

ИНСТРУКЦИЯ ПО ПРИМЕНЕНИЮ

В ассортименте продукции компании SEMIKRON компоненты серии SEMITOP — самые компактные. Они рассматриваются как альтернатива дискретным транзисторам, предназначенным для производства преобразователей мощностью от единиц до десятков киловатт. При этом модули SEMITOP выпускаются в изолированных корпусах и содержат практически все применяемые в силовой электронике преобразовательные и выпрямительные схемы. Статья посвящена особенностям эксплуатации этих уникальных модулей.

**Роберто Агостини
(Roberto Agostini)**

**Перевод и комментарии:
Андрей Колпаков**

Andrey.Kolpakov@semikron.co

Общие положения

Разработка нового конструктива SEMITOP E1/2 позволила SEMIKRON расширить диапазон мощностей для данного семейства до 40 кВт. Модули SEMITOP широко применяются в продукции,

выпускаемой компаниями ABB, Segway, LG Electronics, ALCATEL, Schindler, Schneider и многими другими. По данным исследований рынка силовых полупроводниковых компонентов «The worldwide market for Power Semiconductors, 2002», проведенных британским исследовательским

Таблица 1. Модули SiC SEMITOP и их аналоги

Тип SEMITOP	Схема	Топология выводов	Аналог	
SK40MD120CR03TE1	трехфазный мост	Аналогична IFX	FS45MR12W1M1_B11	
SK40MH120CR03TE1	Н-мост		-	
SK80MH120CR03TE1			F4-23MR12W1M1_B11	
SK40MLLE120CR03TE1	2-бустер		DF-23MR12W1M1_B11	
SK80MLLE120CR03TE1	2-бустер		DF-11MR12W1M1_B11	
SK40MB120CR03TE1	полумост	Аналогична SK80MB120CR03TE1	-	
SK80MB120CR03TE1		Аналогична IFX	FF23MR12W1M1_B11	
SK100MB120CR03TE1			FF11MR12W1M1_B11	
SK150MB120CR03TE2*			FF8MR12W2M1_B11	
SK200MB120CR03TE2*			FF6MR12W2M1_B11	
SK250MB120CR03TE2		Оптимизирована SEMIKRON	SK250MB120SCTE2	
SK250MB120CR03TE2V1				

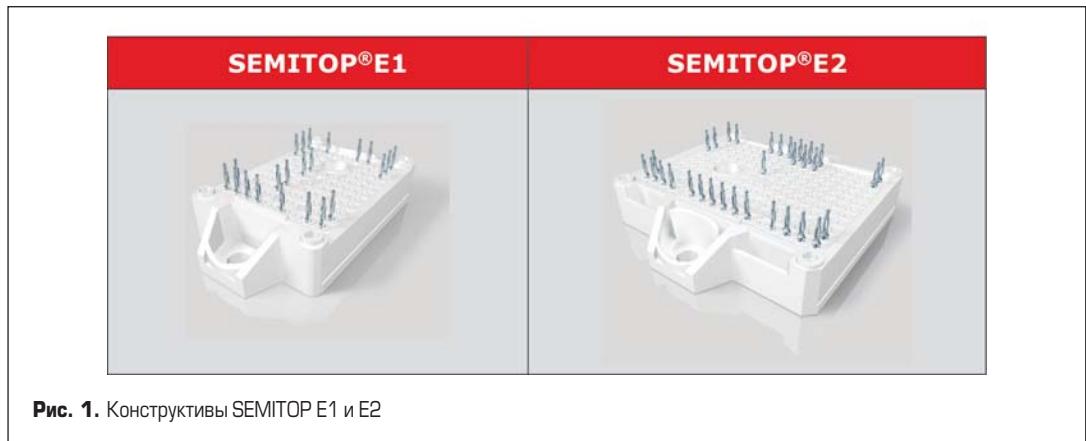


Рис. 1. Конструктивы SEMITOP E1 и E2

институтом IMS (British Market Research Institute), доля рынка SEMIKRON в области миниатюрных приводных модулей СИВ составляет 30% в мире и более 46% — в Европе.

Важной особенностью компонентов SEMITOP является необычайно высокое количество конфигураций схем, перекрывающих практически все потребности разработчиков. Многие производители электронной аппаратуры справедливо считают, что на этапе разработки использование дискретных компонентов более оправданно. Однако снижение издержек при серийном производстве, упрощение процесса изготовления и более высокие показатели надежности, несомненно, стоят того, чтобы в конечном итоге отдать предпочтение интегральным изолированным модулям.

В последние годы семейство SEMITOP пополнилось компонентами на основе карбида кремния, типы модулей и их аналоги показаны в таблице 1.

Особенности монтажа модулей SEMITOP

На рис. 2 показаны возможные варианты соединения модулей SEMITOP E1/E2 с выводами под пайку или прессовую посадку с печатной платой (PCB) и радиатором. В качестве первого этапа рекомендуется смонтировать модуль на PCB, далее следуют технологические операции, соответствующие опции 1 и опции 2 (компоненты с предварительно нанесенной термопастой/TIM).

Монтаж модулей SEMITOP E1/E2 с выводами под пайку

Материал PCB должен соответствовать требованиям стандарта IEC 61249-2-7, максимальное количество проводящих слоев не ограничено. Минимальное расстояние между краем PCB и центрами отверстий, а также между центрами отверстий и компонентами должно составлять 5 мм.

После установки модуля на плату необходимо припаять все контакты, следуя регламенту IPC-2221A. Диаметры сквозных отверстий на PCB рассчитываются в соответствии с размерами выводов: $(0,64 \pm 0,07)$ мм. При составлении спецификаций печатных плат необходимо соблюдать регламенты IPC-A-610 и IPC-A-600. Проектирование печатных плат нужно производить в соответствии с правилами, изложенными в документах IPC-2221, IPC-2222, IPC-2223, IPC-2226 и IPC-7351.

При монтаже модуля методом пайки расстояние между модулем и печатной платой определяется высотой модуля. Это означает, что для минимизации механических напряжений, которые могут возникнуть на выводах, рекомендуется размещать монтажные втулки как можно дальше от внешних краев модуля ($D_{S-M} \geq 50$ мм, рис. 8): как правило, чем длиннее печатная плата, тем дальше находится втулка. Их количество

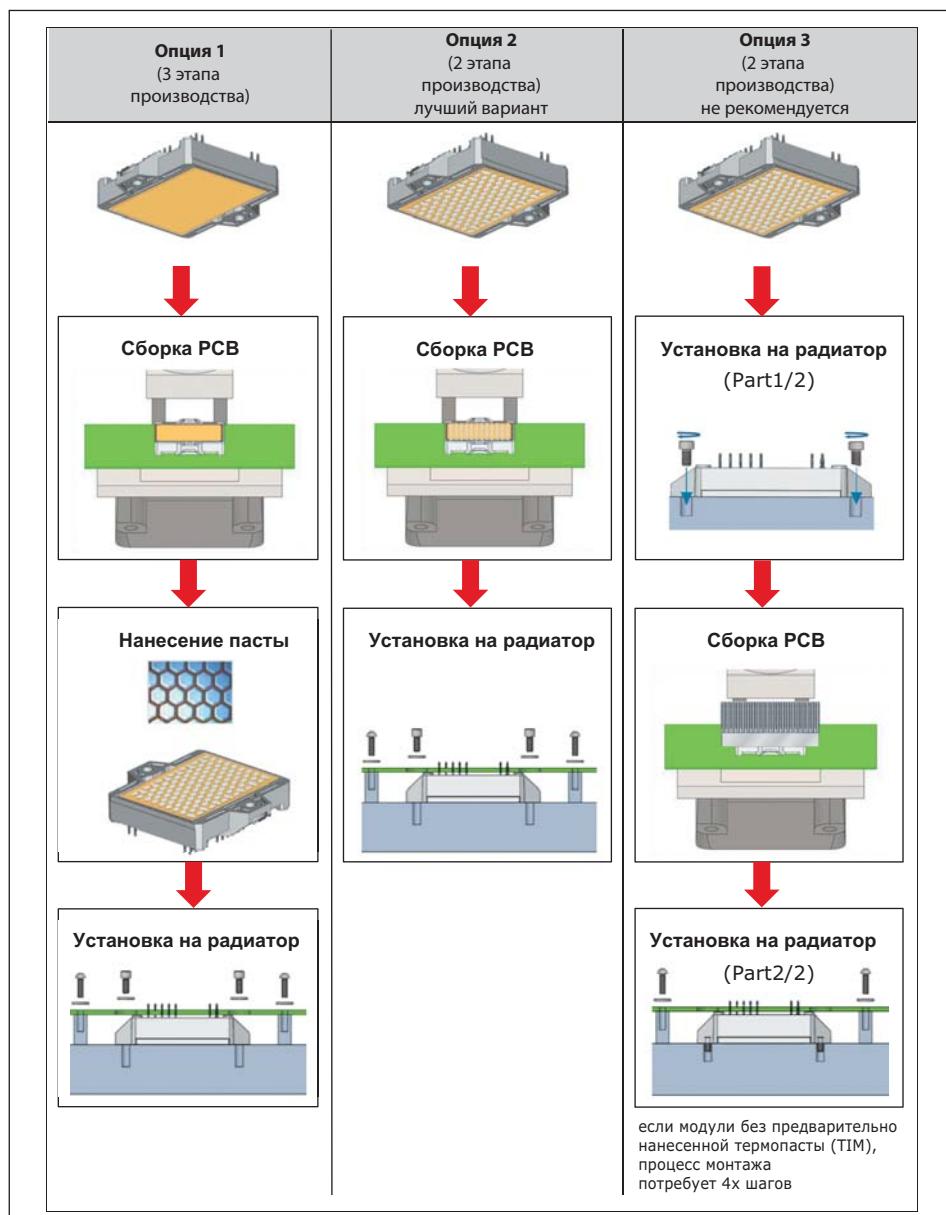


Рис. 2. Процесс сборки модулей SEMITOP

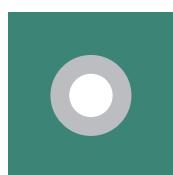
и размещение зависит от конструкции, положения и веса внешних компонентов, таких как конденсаторы, катушки индуктивности и другие, а также от фактического механического напряжения в системе.

Модули SEMITOP E1/E2 могут устанавливаться на PCB с помощью ручной пайки, пайки волной или селективным методом. Независимо от выбранной технологии сле-

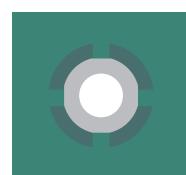
дует тщательно оценивать качество паяных соединений, которые должны обеспечивать оптимальный электрический и тепловой контакт модуля с печатной платой. В качестве основной рекомендации, относящейся к любым PCB с гальванизированными сквозными отверстиями (PTH), — вывод должен иметь вертикальную заливку припоем не менее 75% по высоте, полностью

Таблица 2. Сравнение способов подключения SEMITOP: прессовая посадка и пайка

Прессовая посадка	Параметр	Пайка
+ Простой способ установки при комнатной температуре	Сложность соединения	- Применение химикатов, высокая температура пайки
+ Ниже	Время и стоимость сборки	- Выше
+ Выше	Механическая надежность в сложных условиях применения	- Ниже
+ Ниже	Сложность замены модуля	- Выше
- Выше	Требования к точности изготовления PCB	+ Ниже
-	Специальное оборудование	+ Не требуется



Стандартное отверстие PTH



Отверстие PTH с тепловым профилем

Рис. 3. Сквозное монтажное отверстие (PTH): стандартное и с тепловым профилем

Таблица 3. Параметры ручной пайки

Фаза пайки/параметр	Максимальное значение
Температура паяльника	+350 °C
Температура паяного соединения	+260 °C
Время пайки вывода	10 с
Количество циклов нагрева	3

сформированный мениск из припоя и очевидное минимальное 75%-ное смачивание открытого вывода, гильзы и контактной площадки.

Ручная пайка

При использовании ручной пайки рекомендуется соблюдать абсолютные максимальные параметры, приведенные в таблице 3.

Как указано в таблице 3, температура соединения не должна превышать +260 °C при максимальном времени пайки 10 с, особенно когда необходимо припаять несколько выводов к широким печатным дорожкам или толстым (> 100 мкм) медным плоскостям (IEC-EN 60068-2-20). Кроме того, паяльная станция должна иметь достаточную мощность, выбираемую с учетом толщины медных трасс PCB и топологии контактных площадок. Чтобы упростить пайку, особенно при наличии больших медных трасс или медных плоскостей, рекомендуется использовать контактные площадки со специальным тепловым профилем (рис. 3б).

Пайка волной

Основные требования к пайке волной изложены в стандарте IEC 60068-2-20, рекомендуемый профиль показан на рис. 4, а температурные и временные ограничения перечислены в таблице 4.

Установка модуля на PCB

При монтаже SEMITOP E1/E2 с выводами под пайку модуль может предварительно фиксироваться на печатной плате с помощью пружинного зажима или при необходимости крепиться четырьмя винтами. В первом случае конструкция сборочных пружин/зажимов должна обеспечивать стабильное положение модуля на PCB в процессе пайки волной. При установке модулей с предварительно нанесенной термопастой настоятельно рекомендуется защищать слой TIM в ходе монтажа. Для этой цели SEMIKRON предоставляет специальные пластиковые колпачки.

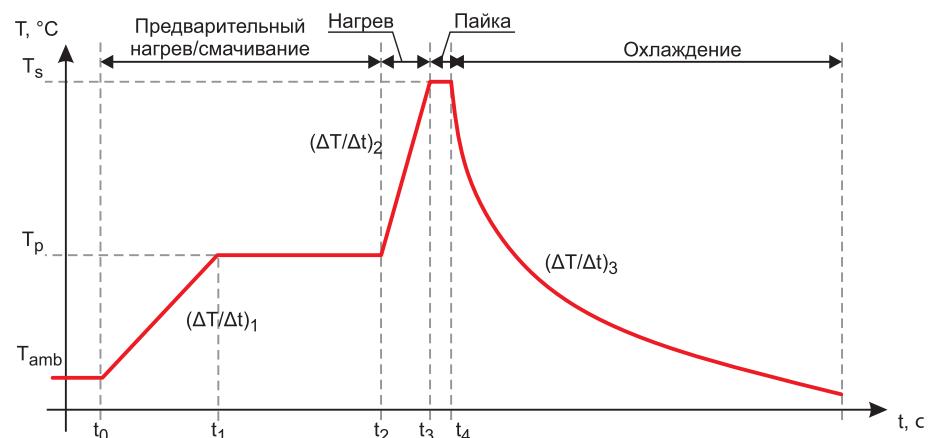


Рис. 4. Профиль пайки волной

Таблица 4. Параметры пайки волной

Произв. этап	Время	Temperatura паяного соединения			Temperатурный градиент			Время при T _{max} , с
		Символ	Тип., °C	Макс., °C	Символ	Тип., °C/c	Макс., °C/c	
Предв. нагрев/смачивание	t ₁ -t ₀	T _{amb}	20	25	(ΔT/Δt) ₁	1	3	-
	t ₂ -t ₁	T _p	95	125	-	-	-	100
Нагрев	t ₃ -t ₂	T _s -T _p	-	-	(ΔT/Δt) ₂	3	*	-
Пайка	t ₄ -t ₃	T _s	-	260	-	-	-	10
Охлаждение	>t ₄	-	-	-	(ΔT/Δt) ₃	-4	-6	-

Примечание. *Высокие значения DT/Dt могут привести к повреждению керамической подложки, поэтому максимальный градиент температуры должен быть определен экспериментально и проверен путем тестирования изоляции.

В процессе сборки заказчик может использовать внешние винты для фиксации модуля на печатной плате перед пайкой. Это делается с помощью четырех M2,5×8(10), устанавливаемых в отверстия, предусмотренные в верхней части корпуса (рис. 5). При этом настоятельно рекомендуется использовать электронную отвертку с регулировкой крутящего момента/угла и частотой вращения ≤ 250 об/мин.

Из-за отсутствия точного контроля остановки и, следовательно, возможного повреждения упоров ручная отвертка не рекомендуется. По той же причине нельзя использовать пневматические отвертки. Кроме того, упоры предназначены только

для позиционирования самонарезающихся винтов и не могут гарантировать механической точности в боковом направлении. Рекомендуемые диаметры отверстий в PCB показаны на рис. 7б.

Монтаж модулей SEMITOP E1/E2 с выводами под прессовую посадку

Разработку печатной платы нужно проводить в соответствии с требованиями стандарта 60352-5, материал PCB должен отвечать требованиям IEC 61249-2-7. При составлении спецификаций печатных плат следует соблюдать регламенты IPC-A-610 и IPC-A-600. Кроме того, при проектировании печатных плат необходимо учиты-

Таблица 5. Спецификация PTH для прессовой посадки

Параметр	Мин.	Тип.	Макс.	Пояснения
Диаметр отверстия, мм	1,125	1,15	1,175	
Толщина омеднения в отверстии, мкм	25		50	
Диаметр результирующий (химическое олово), мм	1,02	1,05	1,09	
Диаметр результирующий (HAL олово + Ni/Au), мм	0,94	1,00	1,09	
Толщина меди в кольце	100			
Толщина PCB, мм	1,6			

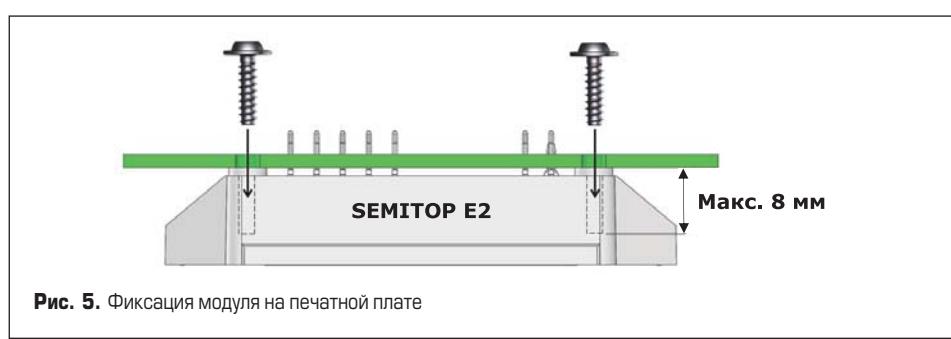
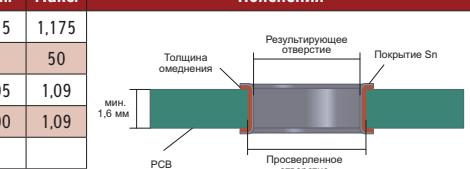


Рис. 5. Фиксация модуля на печатной плате

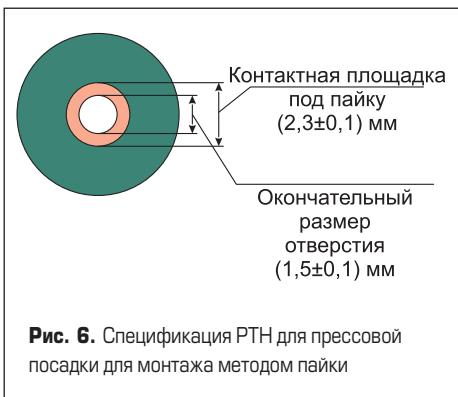


Рис. 6. Спецификация PTH для прессовой посадки для монтажа методом пайки

вать правила, изложенные в документах IPC-2221, IPC-2222, IPC-2223, IPC-2226 и IPC-A-7351. Отметим, что press-fit выводы можно паять, при этом следует использовать спецификацию контактной площадки, показанную на рис. 6.

Особое внимание следует уделять компонентам, находящимся близко к выводам модуля, таким как резисторы, конденсаторы или диоды. Расстояние между ними и центрами PTH должно быть не менее 4 мм; это гарантирует достаточное пространство для применения прижимного приспособления. Чтобы обеспечить крепление сборки «модуль + PCB» к радиатору и возможность последующего демонтажа, на печатной плате должны быть предусмотрены соответствующие отверстия для винтов.

Размер отверстий определяется наибольшим из диаметров (рис. 7а), он может быть отрегулирован выбором головки отвертки, головки винта или шайбы. Рекомендуемые диаметры отверстий плат показаны на рис. 7б. В случае если модуль должен быть запрессован на PCB, его крепление на плате не допускается.

При использовании метода прессовой посадки для установки модуля на печатную плату необходимо свести к минимуму любые вибрационные нагрузки. Следует исключить возможные перемещения выводов и корпуса, поэтому PCB нужно дополнительно закрепить на радиаторе с помощью втулок или крышек (рис. 8а). Их количество и расположение зависят от конструкции системы, положения и веса внешних компонентов, таких как конденсаторы, катушки индуктивности и другие, а также от уровня механических нагрузок.

Если на печатной плате установлено несколько модулей (рис. 8б), то для обеспечения максимальной компактности системы расстояние между ними (d_{M-M}) может быть меньше удвоенной дистанции между модулем и втулками ($d_{M-M} < 2d_{S-M}$).

Оборудование для прессовой посадки

Для соблюдения необходимых характеристик прессовой посадки рекомендуется использовать оборудование, позволяющее контролировать соответствующие параметры процесса, такие как усилие и дистанция. В таблице 6 представлен обзор доступных прессов и их основные характеристики.

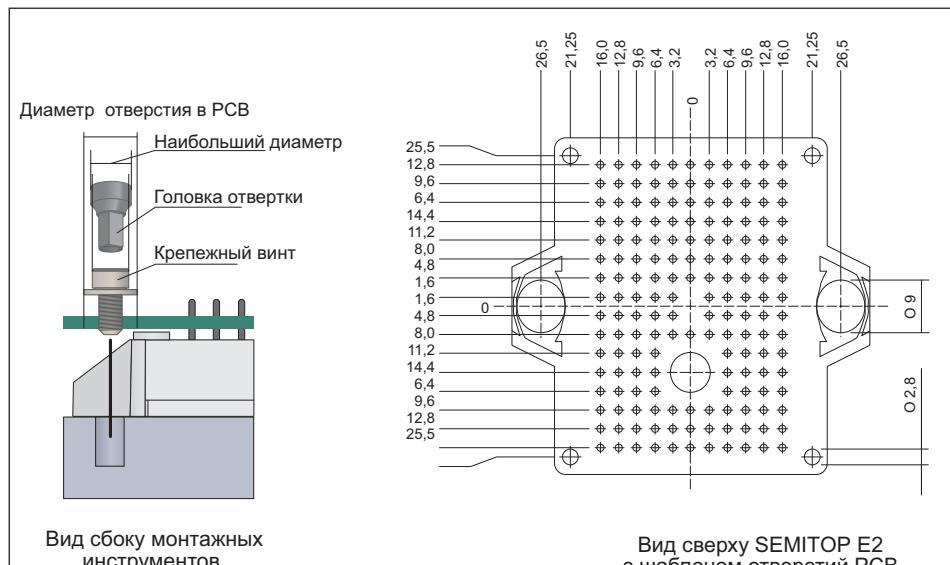


Рис. 7. Спецификация отверстий в PCB для винтовых соединений

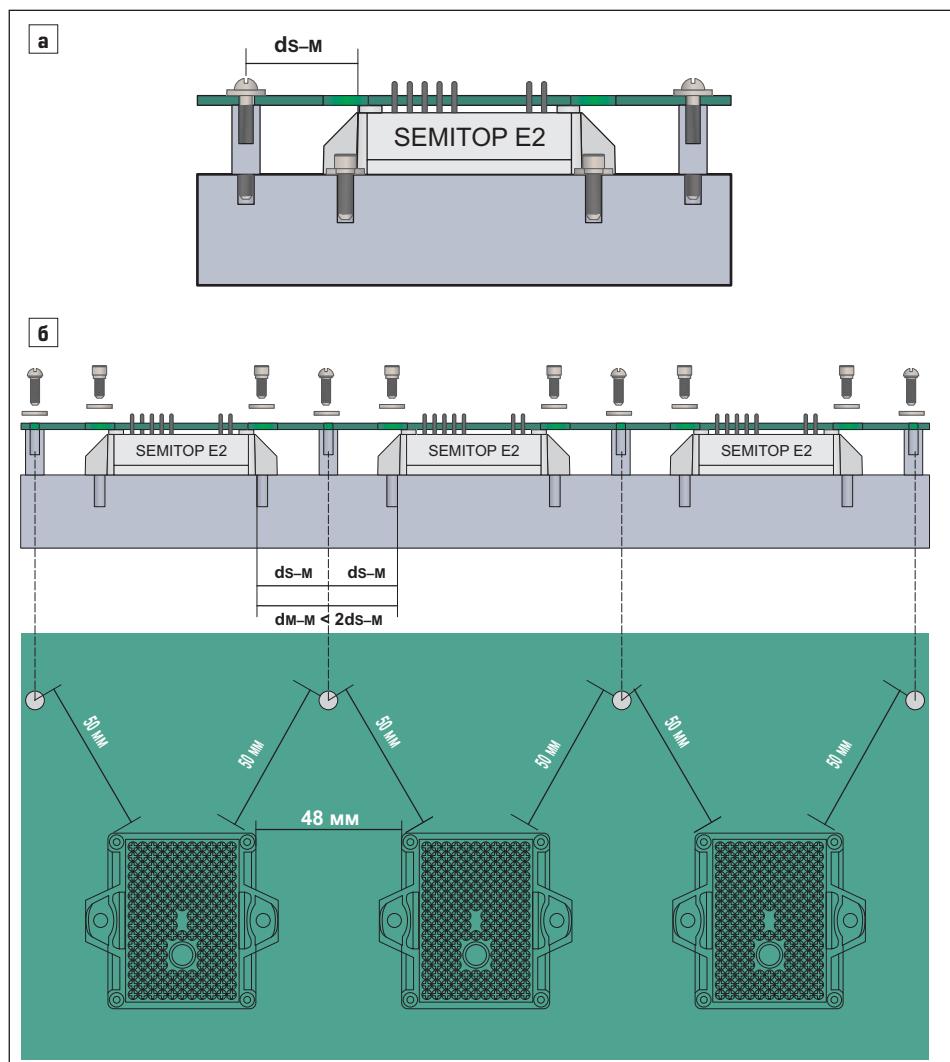


Рис. 8. Позиционирование монтажных втулок: а) один модуль; б) несколько модулей

Таблица 6. Основные характеристики прессов

Тип пресса	Контроль усилия	Контроль дистанции	Примечание
Ручной, гидравлический, пневматический	Низкий	Низкий	Требуется визуальный контроль для обеспечения надежной запрессовки
СервоЭлектрический	Высокий	Высокий	Точный контроль скорости и позиционирования обеспечивает быструю реакцию на изменение усилия запрессовки

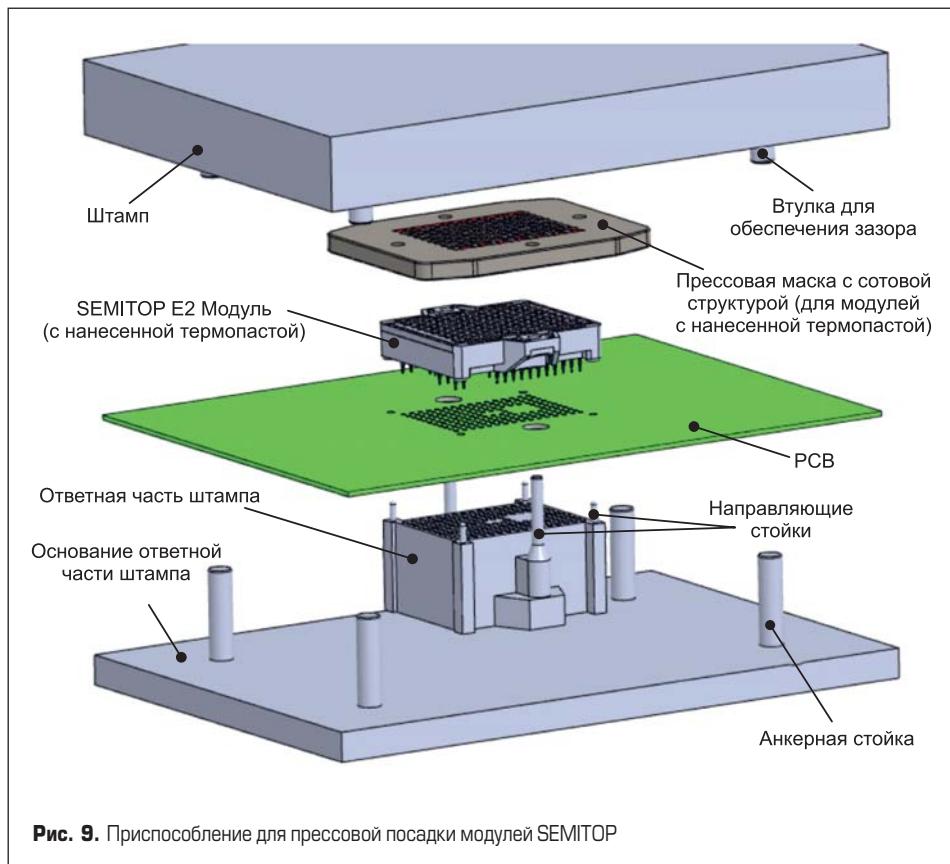


Рис. 9. Приспособление для прессовой посадки модулей SEMITOP

Как видно из таблицы 6, наилучшими характеристиками обладают сервоэлектрические прессы, которые рекомендуются для сопряжения печатных плат и модулей с выводами press-fit. Компания SEMIKRON провела соответствующие испытания с использованием подобного приспособления фирмы KISTLER (рис. 9), 3D-чертежи (STEP) предоставляются по запросу.

Рекомендации:

- Ответная часть штампа должна быть спроектирована таким образом, чтобы обеспечить свободное пространство для компонентов, установленных на поверхности печатной платы. Следовательно, форма и размер доступного пространства для выводов и компонентов зависят от их размера и расположения на PCB.

Топология выводов приведена в технической спецификации модулей SEMITOP E1/E2 [1].

- Анкерные стойки необходимы для поддержания плоскости печатной платы в процессе запрессовки. Поэтому, чтобы предотвратить изгиб печатной платы, они должны иметь такую же высоту, как и ответная часть штампа, которая крепится к основанию.
- Нижняя часть штампа (или прессовой маски), соприкасающаяся с модулем, должна быть чистой и свободной от любых загрязнений, которые могут повредить модуль.

Прессовая посадка выполняется в такой последовательности:

1. Печатная плата устанавливается на ответной части штампа с помощью анкерных стоек и направляющих стоек.
2. Модуль размещается на печатной плате и выравнивается с помощью направляющих стоек.
3. Модуль запрессовывается на PCB. Штамп должен быть параллелен основанию, а втулка для обеспечения зазора выровнена с анкерной стойкой.

Для модулей с предварительно нанесенной термопастой (TIM) следует использовать прессовую маску с сотовой структурой, исключающую повреждение слоя TIM (рис. 10).

SEMIKRON не предоставляет заказчикам соответствующее приспособление, но необходимый для его изготовления шаблон можно получить, обратившись в центр технической поддержки. Структура маски разрабатывается в соответствии с задачей, 2D/3D-чертежи предоставляются по запросу.

Базовые требования и технические спецификации

Для обеспечения надежного прессового контакта центр головки прижимного штифта должен находиться как минимум на 0,5 мм ниже поверхности и как минимум на 0,5 мм выше нижней стороны PCB (рис. 10б).

Типовой профиль зависимости усилия от расстояния для процесса прессовой посадки показан на рис. 11. Существует три основных этапа, описывающих базовый технологический процесс (распространяется только на первый цикл запрессовки):

1. Черная кривая: прессовый вывод деформируется отверстием в PCB и начинает проникать в плату. Максимальная деформация контакта происходит на пике кривой.

2. Синяя кривая: контакт проникает в отверстие до своего конечного положения.
3. Красная кривая: анкерные стойки касаются печатной платы и начинают ее деформировать. Запрессовка вывода успешно завершена, процесс необходимо остановить, чтобы предотвратить повреждение PCB.

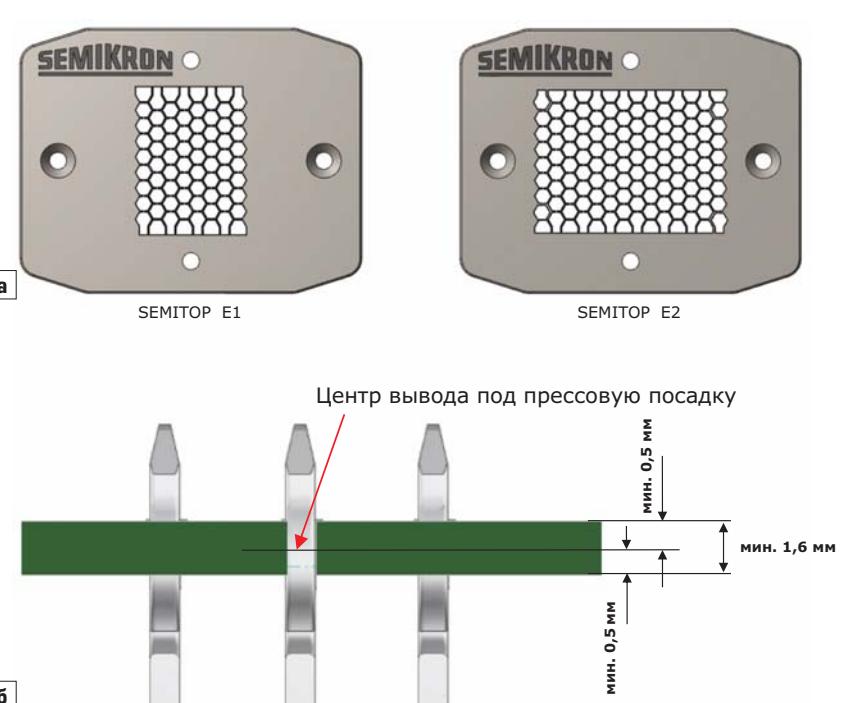


Рис. 10. а) Прессовая маска с сотовой структурой отверстий; б) зона прессовой посадки

На одной печатной плате может быть установлено несколько SEMITOP, в этом случае рекомендуется прижимать все модули одновременно. Приспособление должно быть сконструировано таким образом, чтобы соответствовать минимальным требованиям, предъявляемым к варианту с одним модулем, и обеспечивать правильное выравнивание компонентов и PCB, исключающее возникновение механических напряжений.

Процесс прессовой посадки

В этом разделе дается подробное описание процесса прессовой посадки, применяемого для монтажа одного или нескольких модулей SEMITOP E1 и SEMITOP E2. Все общие технические соображения, приведенные выше, остаются неизменными.

Как правило, запрессовка нескольких модулей (например, в трехфазном трехуровневом NPC-инверторе) выполняется одновременно с использованием больших приспособлений, что сокращает время и стоимость монтажа. В некоторых случаях монтаж производится последовательно. При этом рекомендуется проверять степень деформации и целостность печатной платы

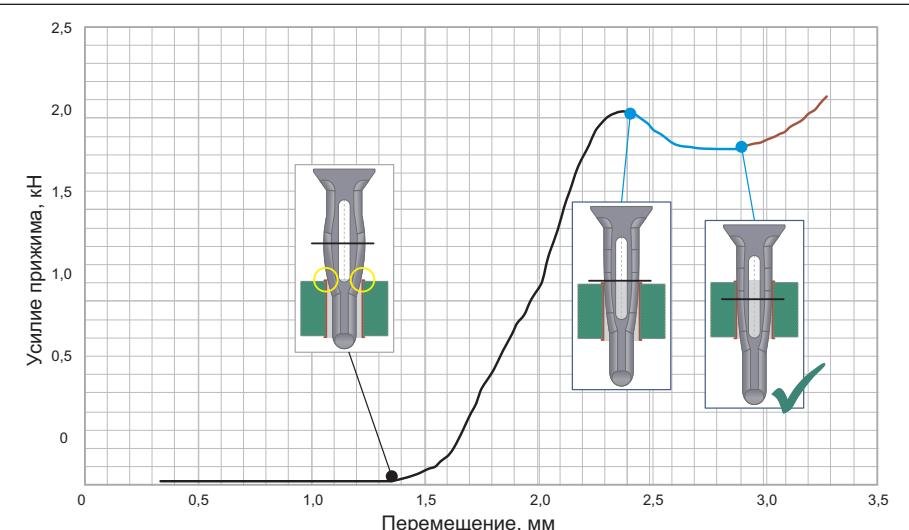


Рис. 11. Типовой профиль прессовой посадки для 32-выводного модуля

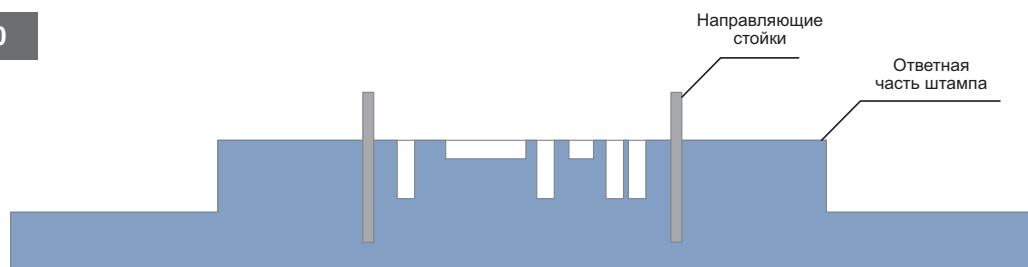
Таблица 7. Параметры прижимной посадки

Параметр	Мин.	Тип.	Макс.
Усилие прижима (на вывод), Н	40	60	100*
Скорость прижима, мм/мин	25**	50	600

Примечания. *Максимально допустимое усилие. При превышении этого значения процесс прессовой посадки идет некорректно.

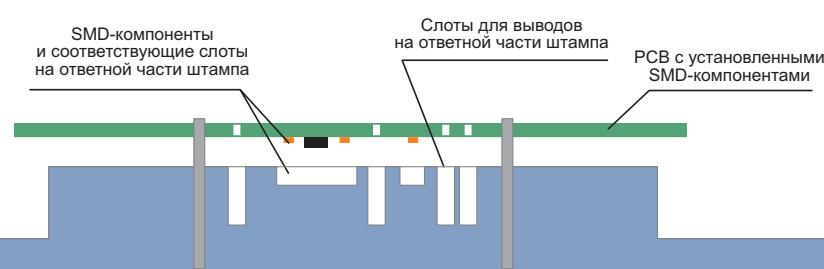
**В соответствии с IEC 60352-2.

0



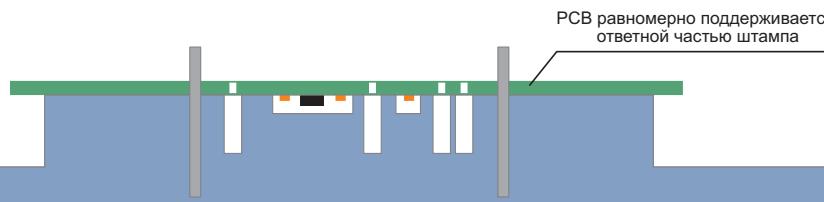
Ответная часть штампа поддерживает печатную плату в процессе запрессовки, обеспечивая при этом ее выравнивание с помощью направляющих стоек и пространства для выводов модуля и компонентов печатной платы. Поэтому форма и размер приспособления могут варьироваться в зависимости от конструкции PCB.

1а



Печатная плата помещается на ответную часть штампа с помощью анкерных стоек и направляющих стоек.

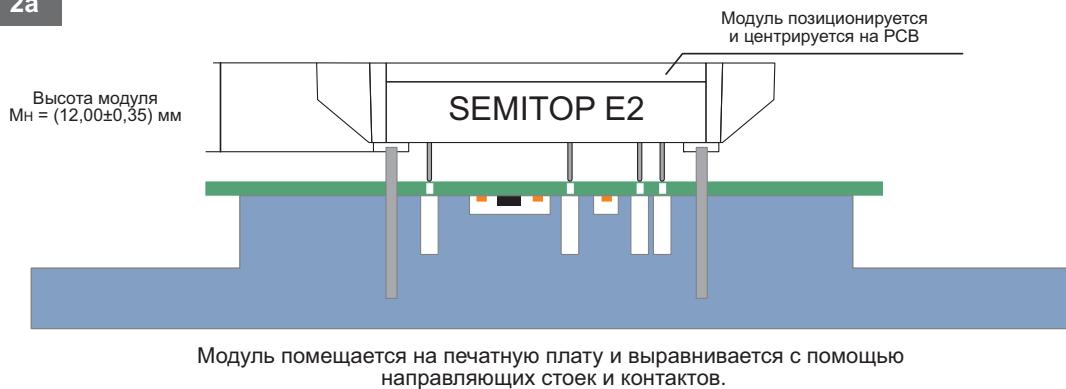
1б



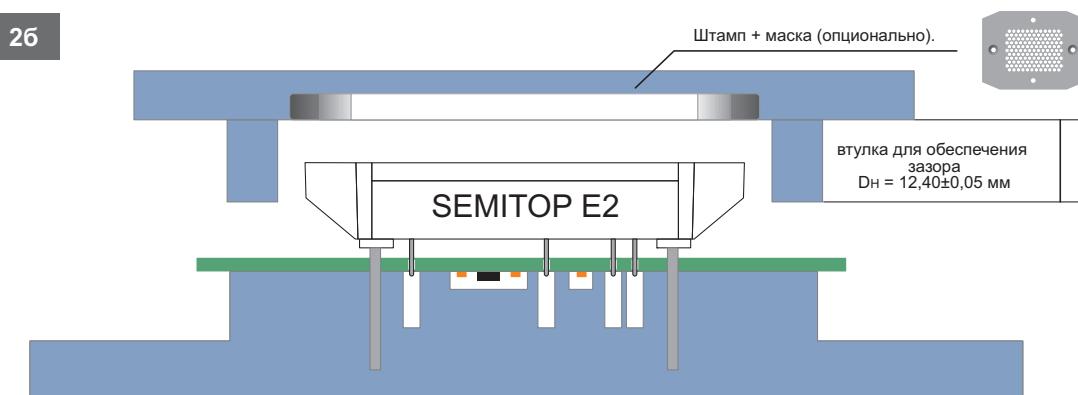
Печатная плата поддерживается ответной частью штампа.

Рис. 12-1. Процесс прессовой посадки

2a

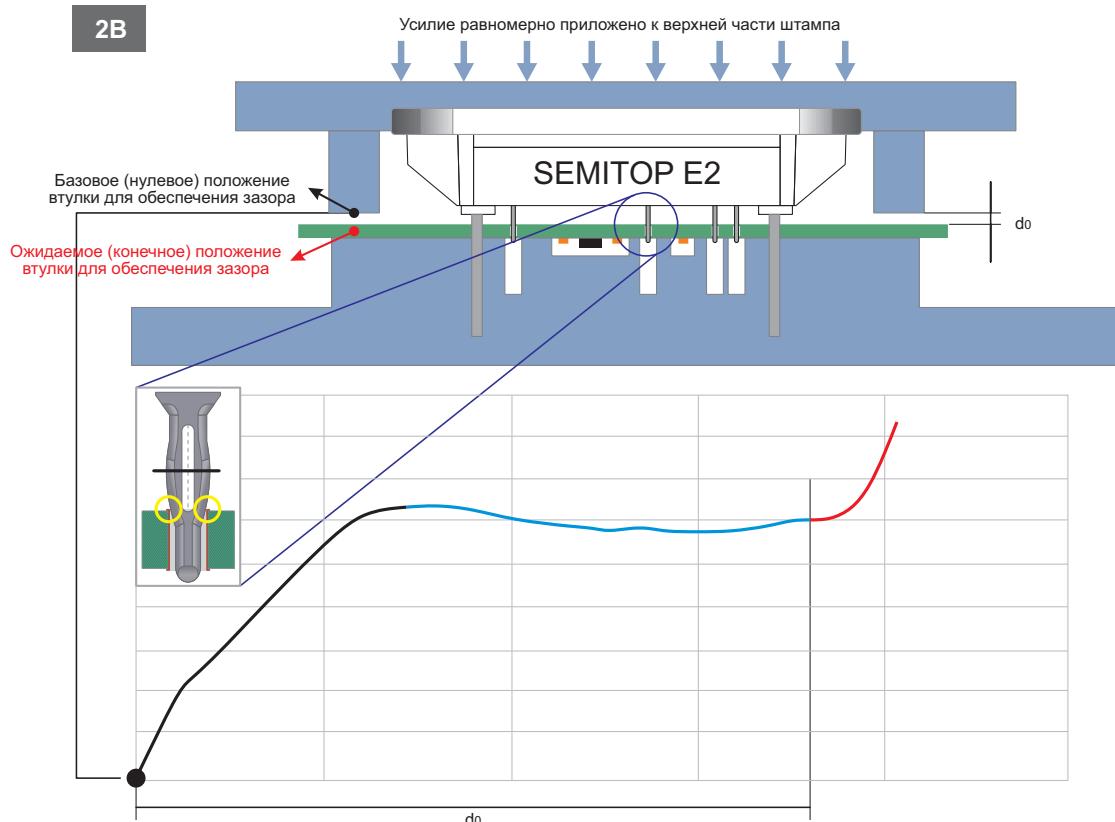


2б



Выравнивание завершается, как только контакты модуля попадают в отверстия PCB до начала черной кривой, как показано на рисунке 11. Если модуль неправильно выровнен по ответной части штампа или если контакты неправильно вставлены в отверстия, то модуль или некоторые контакты могут быть повреждены в процессе запрессовки. Нижняя часть штампа (или маски), соприкасающаяся с модулем, должна быть чистой и свободной от любых частиц, которые могут его повредить.

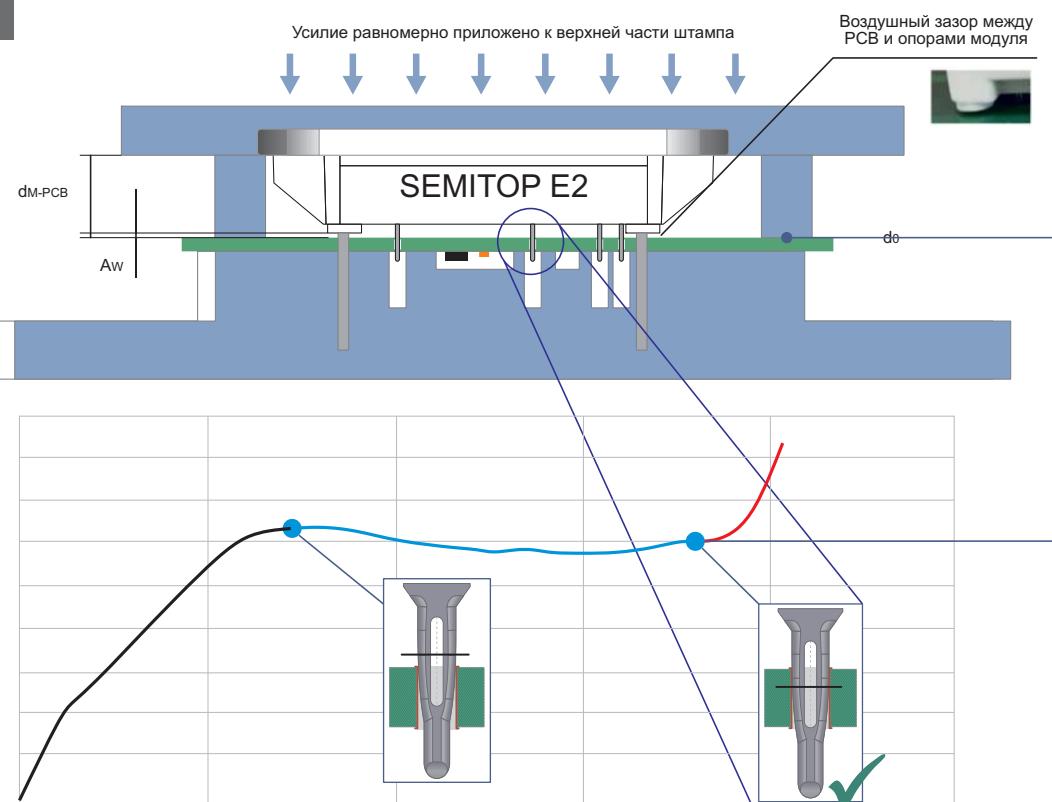
2в



Усилие равномерно прикладывается к верхней части штампа, выводы соприкасаются с печатной платой, кривая усилия начинает подниматься. После перемещения на $\sim 0,15 \text{ мм}$, при котором происходит сжатие вывода [2], он начинает деформироваться отверстием печатной платы и проникать в него. Максимальная деформация контакта происходит на пике черной кривой.

Рис. 12-2. Процесс прессовой посадки

3



Запрессованные выводы проходят в отверстия до конечного положения. Дистанционные втулки соприкасаются с печатной платой и начинают ее деформировать. Запрессовка контактов успешно завершена, и процесс необходимо остановить, чтобы предотвратить повреждение PCB. После удаления штампа между печатной платой и опорами модуля может остаться небольшой воздушный зазор. Его ширина AW зависит от трех основных факторов: высоты модуля, высоты дистанционных втулок и уровня ослабления напряжения на выводах [2]. Максимальное расстояние между модулем и PCB DM-PCB (макс.) $\approx 12,60$ мм, следовательно, AW(макс.) $\approx 0,95$ мм.

Рис. 12-3. Процесс прессовой посадки

на каждом технологическом этапе, чтобы исключить возможные проблемы при сборке системы (рис. 13б).

Верхняя часть приспособления создает давление на выводы модуля при запрессовке. Нижняя часть является его основой, она также предотвращает деформирование печатной платы в случае ее повторного использования. Конструкция верхней части

приспособления для демонтажа должна учитывать положение SMD-компонентов, чтобы исключить их повреждение. Нижняя часть должна быть спроектирована таким образом, чтобы металлические стенки располагались как можно ближе к выводам. Последовательность процесса демонтажа показана на рис. 15.

Минимальная нагрузка (на вывод) при демонтаже — 30 Н, номинальная скорость процесса — 50 мм/мин. Типовой профиль зависимости усилия от расстояния при демонтаже приведен на рис. 16. На кривой отмечен пик, соответствующий разрыву холодной сварки между выводом и печатной платой.

Конструкция выводов SEMITOP E1/E2 предусматривает только один цикл прессовой посадки. При необходимости демонтажа си-

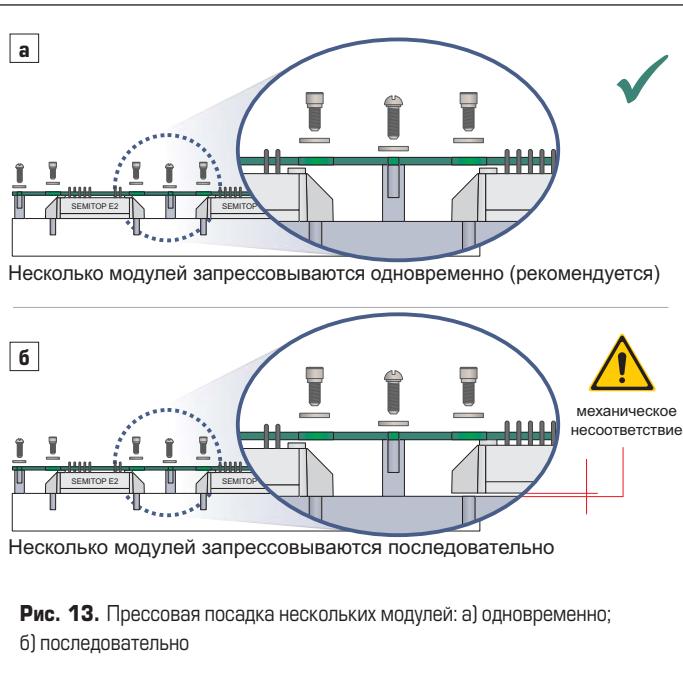


Рис. 13. Прессовая посадка нескольких модулей: а) одновременно; б) последовательно

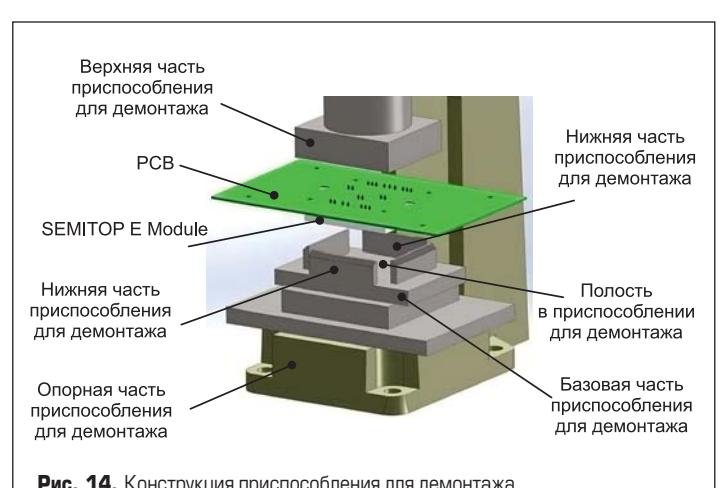
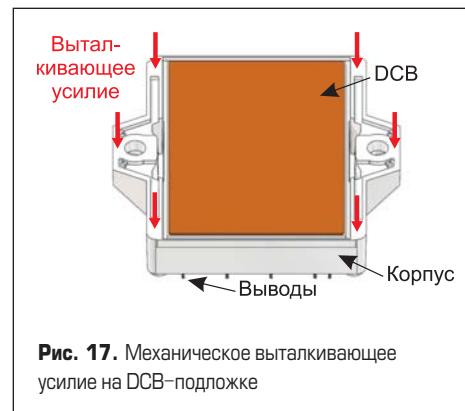
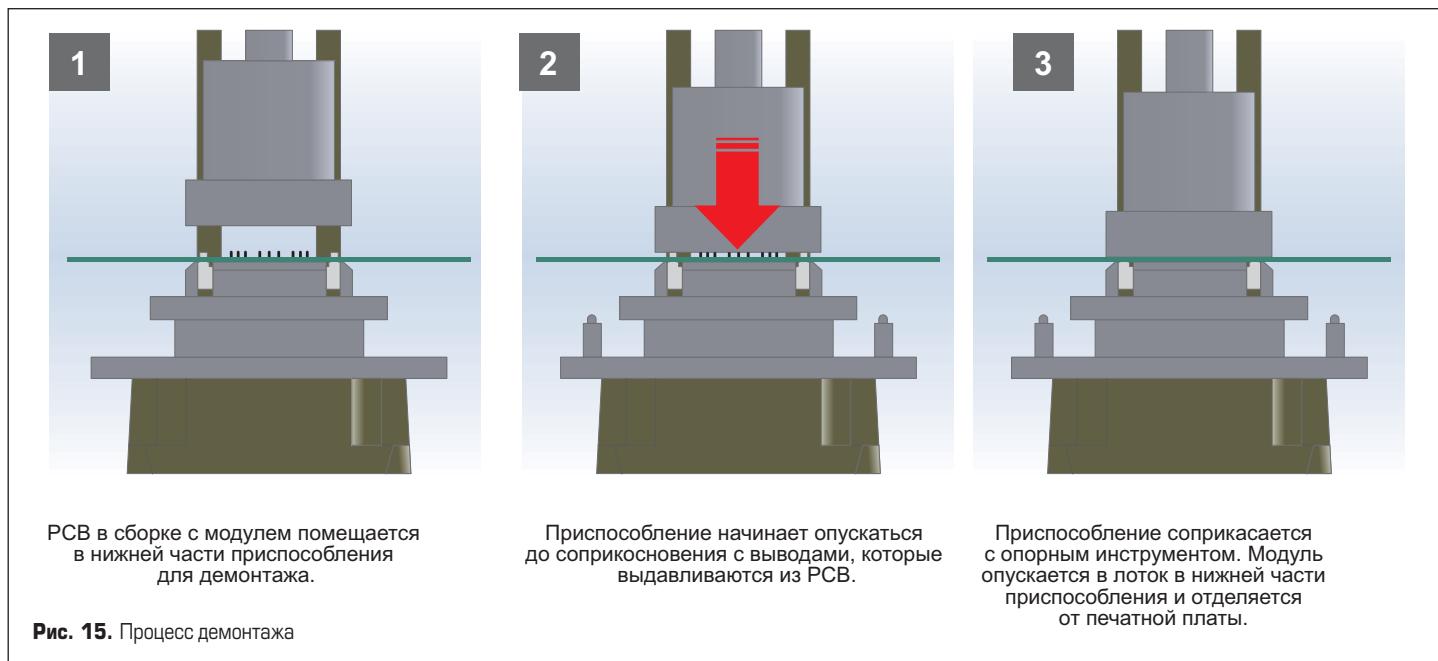


Рис. 14. Конструкция приспособления для демонтажа



- HAL (лужение Sn) > 0,5 мкм: PCB можно использовать еще два раза;
- Au 0,05-0,2 мкм + Ni 2,5-5 мкм: повторное применение PCB недопустимо.

системы «модуль + PCB» возможны следующие варианты:

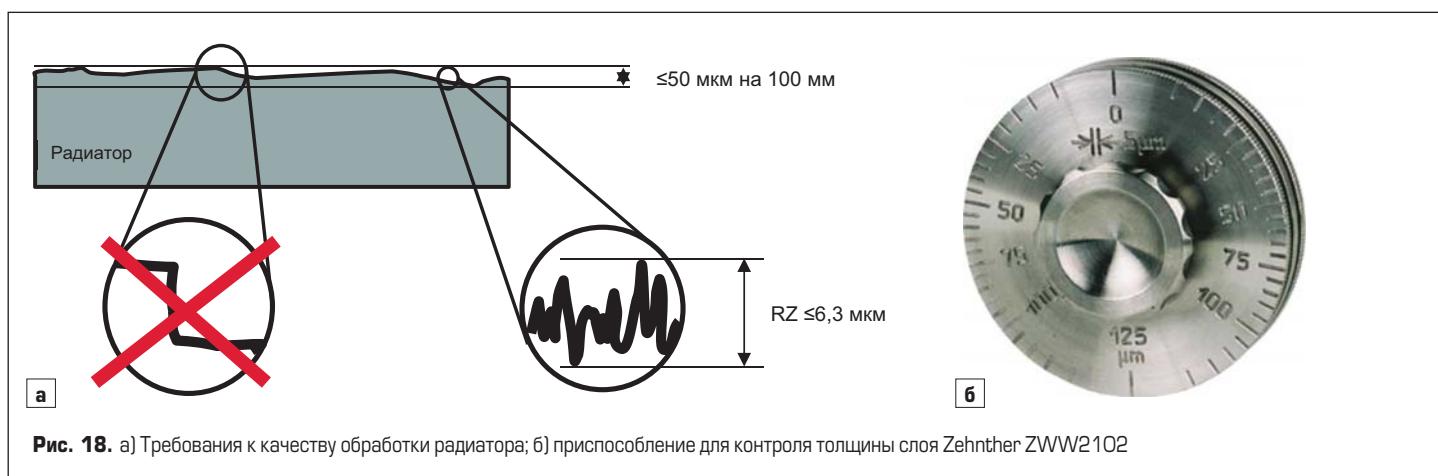
- Модуль можно использовать повторно, но при этом он должен соединяться с печатной платой только методом пайки. Из-за деформации выводов при первоначальной прессовой посадке повторение этого процесса приведет к ослаблению

удерживающего усилия между контактами и отверстиями в PCB.

- Допустимо повторное использование печатной платы, при этом количество циклов сборки/разборки зависит от технологии покрытия сквозных отверстий:
 - Sn > 0,5 мкм: PCB можно использовать еще два раза;

Монтаж модулей SEMITOP на радиатор

Важным технологическим этапом сборки является установка компонентов на радиатор. Модули SEMITOP E1/E2 являются «безбазовыми», в их основании находится омедненная изолирующая DCB-подложка.



Из-за особенностей производственного процесса подложка SEMITOP может иметь косметические дефекты, такие как царапины и вмятины, отверстия для травления, следы обесцвечивания и окисления меди, не влияющие на тепловые характеристики конструктива. Допустимые размеры таких повреждений указаны в инструкции по монтажу.

Корпус SEMITOP E1/E2 не рассчитан на высокие механические нагрузки. Когда выводы модуля соприкасаются с горизонтальной плоскостью, механическая нагрузка на корпус (красные стрелки на рис. 17) создает выталкивающую силу, действующую на DCB-подложку. Такое же усилие может прикладываться, если на радиатор установлен модуль с нанесенным слоем термопасты (TIM) и оператор пытается его поднять за корпус.

Уплотнительный материал между пластиковым корпусом и подложкой DCB не выполняет функции клея, а только исключает возможность утечки геля при его заливке в процессе производства. Таким образом, удерживающая сила на границе раздела между корпусом и подложкой не является гарантией целостности силового модуля, поэтому выталкивающее усилие, действующее на DCB, следует исключить. Типовые технологические процессы монтажа/демонтажа не создают выталкивающего усилия, поскольку нагрузка при прессовой посадке прикладывается к DCB-выводам, а не к корпусу.

Для достижения максимальной эффективности охлаждения нижнюю сторону модуля нужно очистить от пыли и грязи, а монтажная поверхность радиатора должна соответствовать требованиям, изложенным в инструкции по монтажу (рис. 18):

- Плоскость монтажной поверхности радиатора: $\leq 50 \text{ мкм}$ на 100 мм (DIN EN ISO 1101).
- Шероховатость RZ: $\leq 6,3 \text{ мкм}$ (DIN EN ISO 4287).
- Отсутствие «ступенек» и заусенцев от машинной обработки.

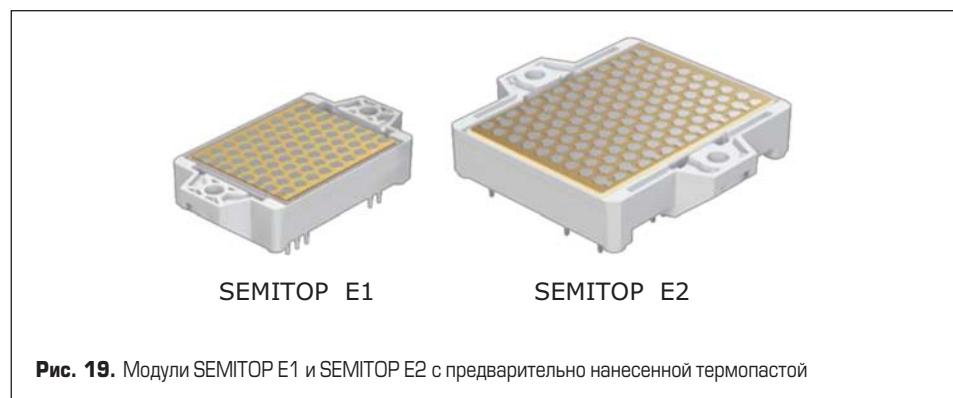


Рис. 19. Модули SEMITOP E1 и SEMITOP E2 с предварительно нанесенной термопастой

Перед монтажом поверхность радиатора следует обезжирить (например, растворителем по DIN 53364 с поверхностным наружением $\geq 32 \text{ Н/м}$) и очистить от других загрязнений. Воздушные полости в области соединения модуля и радиатора должны быть заполнены теплопроводящим материалом (TIM). При этом очень важным является сохранение прямого контакта «подложка-радиатор» везде, где это возможно. Стандартным материалом TIM, используемым для проведения квалификационных тестов, является Wacker-Chemie P12 (WP12).

Для нанесения TIM рекомендуется использовать жесткий резиновый валик или трафаретную печать, обеспечивающую наиболее равномерное распределение TIM. Толщина слоя должна находиться в диапазоне 30–50 мкм для модулей SEMITOP E1 и 40–60 мкм для модулей SEMITOP E2. Для контроля толщины слоя рекомендуется приспособление Zehnther ZWW2102 (рис. 186).

Для упрощения процесса сборки SEMIKRON предлагает поставку модулей SEMITOP с предварительно нанесенным

материалом TIM. Это позволяет заказчику исключить критически важный и сложный технологический этап, повысить эффективность охлаждения и воспроизводимость тепловых характеристик. Теперь SEMITOP E1 и SEMITOP E2 (рис. 19) можно заказать с новой высокоэффективной термопастой HPTP, обеспечивающей существенное снижение величины теплового сопротивления $R_{th(c-s)}$.

После соединения модуля с печатной платой (пайка или прессовая посадка) сборка «SEMITOP + PCB» устанавливается на очищенную поверхность радиатора. Сначала выполняется предварительная затяжка винтов, затем они затягиваются с номинальным моментом, как показано на рис. 20. Рекомендованные крепежные элементы и моменты указаны в таблице 8.

SEMIKRON рекомендует:

- Динамометрический ключ с автоматическим контролем. Следует использовать электрическую отвертку вместо пневматического инструмента. Ее параметры лучше регулируются, более плавно достигается конечный крутящий момент. Рекомендуется ограничить скорость

Таблица 8. Крепежные элементы и моменты затяжки

Модуль	Винт	Шайба	Пружинная шайба	Предварительный момент, Н·м	Окончательный момент, Н·м
SEMITOP E1	2×M4 DIN7985x12	2×DIN433	2×DIN127 или DIN128	0,5±0,1	1,6-2,3
SEMITOP E2	2×M4 DIN7985x12	2×DIN433	2×DIN127 или DIN128		

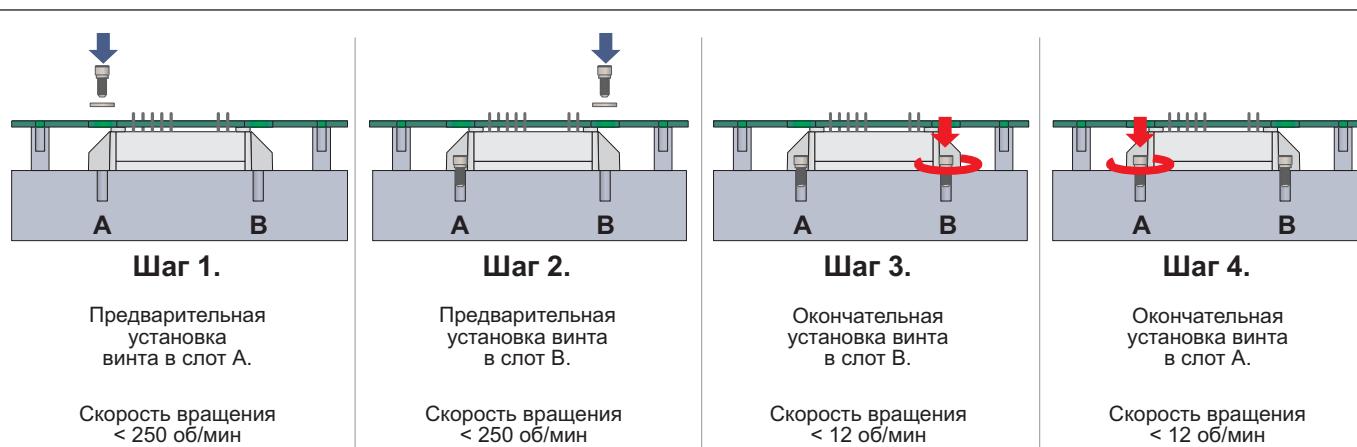


Рис. 20. Монтаж сборки «модуль+PCB» на радиатор

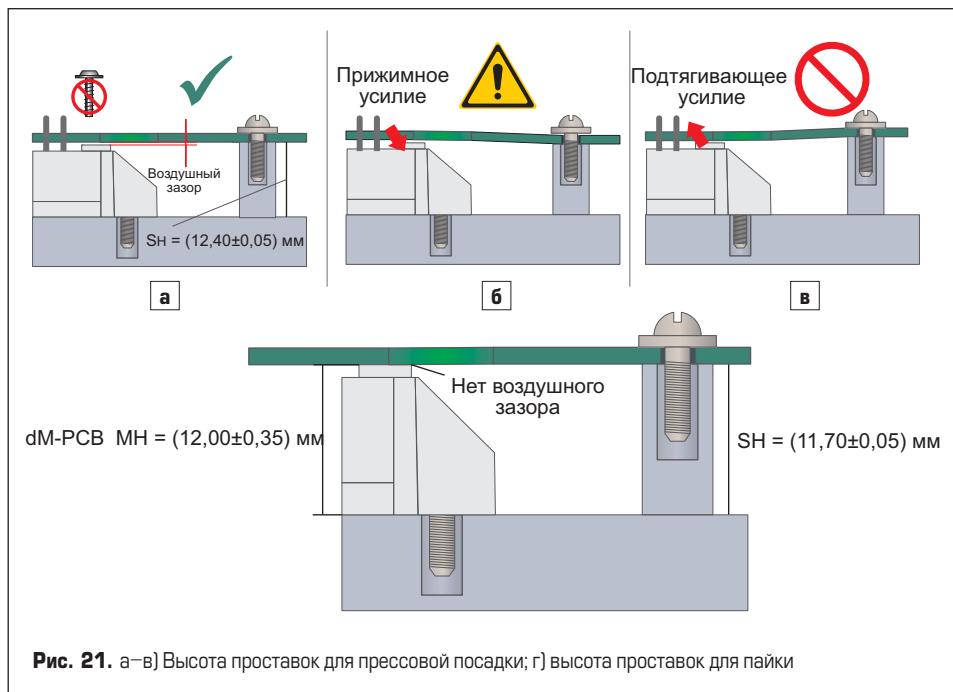


Рис. 21. а–в) Высота проставок для прессовой посадки; г) высота проставок для пайки

вращения инструмента для равномерного распределения термопасты. При затягивании с высокой скоростью на керамике могут образоваться трещины из-за низкой текучести пасты. Максимальная скорость вращения не должна превышать 250 об/мин.

- Рекомендованные типы винтов и шайб показаны в таблице 8. Для разных крепежных элементов могут применяться разные условия монтажа. SEMIKRON рекомендует тщательно проверить режимы монтажа с помощью экспериментов, чтобы обеспечить высокое качество процесса сборки.
- Винты следует затягивать только один раз. После монтажа не нужно затягивать

их повторно до номинального значения монтажного момента. Из-за релаксации корпуса и распределения термопасты ослабляющий момент оказывается меньше, чем монтажный. Однако конструкция корпуса, шайб и адгезия термопасты по-прежнему обеспечивают достаточный тепловой контакт модуля и радиатора.

- Не превышать рекомендованное значение момента, так как его дальнейшее увеличение не улучшит тепловой контакт, но может привести к повреждению модуля.

После установки сборки «модуль + PCB» на радиатор печатную плату следует дополнительно закрепить на теплостоке с помощью проставок. Чтобы свести к минимуму меха-

ническую нагрузку на выводы, они должны располагаться в определенном положении и иметь соответствующие размеры.

Высота проставок (S_H) не должна превышать расстояния между модулем и печатной платой (D_{M-PCB}). При этом к силовым модулям не будет прикладываться подтягивающее усилие (рис. 21в) независимо от высоты модуля (M_H). Несмотря на то что допускается небольшое прижимное усилие (рис. 21б), оптимальный результат показан на рис. 21а, где механическая нагрузка на выводы отсутствует. Поэтому рекомендуемая высота проставок составляет $S_H = D_H = (12,4 \pm 0,05)$ мм. Следует обратить внимание, что оставшийся воздушный зазор между модулем и PCB не позволяет закрепить его на печатной плате винтами.

При использовании пайки воздушный зазор между печатной платой и модулем отсутствует, поэтому расстояние D_{M-PCB} определяется высотой модуля M_H . В этом случае рекомендуемая высота проставок $S_H = (11,70 \pm 0,05)$ мм.

Литература

1. Материалы сайта www.SEMIKRON.com
2. SEMITOPE1/E2 Technical Explanations. 2021-03-25 — Rev-00.
3. Thermal Interface Materials. SEMIKRON. 2019-09-25 — Rev-03.
4. AN_18-001. Thermal Paste Application. SEMIKRON. 2018-01-19 — Rev-00.
5. Wintrich A., Nicolai U., Tursky W., Reimann T. Application Manual Power Semiconductors, 2nd edition. ISLE Verlag 2015.
6. SEMITOP. Cool Components. SEMIKRON INTERNATIONAL.
7. Brucchi F. One screw mounting SEMITOP power modules design. SEMIKRON Italia.

Новая серия AC/DC-источников питания от Traco Power для промышленности и медицины



Компания TRACO POWER выпустила в продажу новую серию AC/DC-источников питания мощностью 180 Вт.

TPI 180 и TPP 180 представляют собой набор закрытых источников питания переменного/постоянного тока, поставляемых в версиях с открытой рамой и в корпусе.

Устройства оснащены усиленной двойной изоляцией (3000 В AC), что соответствует последним стандартам медицинской безопасности (60601-1 3rd edition, 2×MOPP).

Ток утечки менее 300 мА, что позволяет использовать эти AC/DC-источники питания в медицинских приборах, предназначенных для контакта с пациентом в лечебных, профилактических или диагностических целях.

Диапазон рабочих температур $-40\dots+85^\circ\text{C}$ со снижением номинальных характеристик выше $+50^\circ\text{C}$.

В режиме естественной конвекции эти блоки питания обеспечивают мощность 150–180 Вт при принудительном воздушном охлаждении. Кроме того, они могут обеспечивать пиковую мощность 220 Вт в течение 5 с.

Характеристики:

- высокая удельная мощность: 180 Вт в корпусе 3×2 дюйма или $3,6\times 2,44$ дюйма;

- изоляция ввода/вывода 3000 В переменного тока, рассчитанная на рабочее напряжение 250 В переменного тока;
- сертификация в соответствии с IEC/EN/ES 60601-1, 3-е издание для 2×МОПП;
- процесс управления рисками согласно ISO 14971, в том числе файл управления рисками;
- критерии приемки электронных сборок в соответствии с IPC-A-610 уровень 3;
- пиковая мощность: до 220 Вт в течение 5 с;
- рабочая температура: $-40\dots+85^\circ\text{C}$;
- коррекция активного коэффициента мощности: $> 0,9$;
- работа на высоте до 5000 м над уровнем моря;
- пятилетняя гарантия на продукт.

www.ptelectronics.ru

Отечественные датчики тока и напряжения

Компания «ИДМ-ПЛЮС» специализируется на разработке и производстве микросхем, датчиков и устройств, в состав которых входит в том числе отечественная элементная база. В структуре компании имеется собственный дизайн-центр проектирования специализированных интегральных микросхем, разработки которого активно внедряются в серийную продукцию. Например, разработанная микросхема датчика магнитного поля К5331НХ011 (полный аналог Honeywell SS495A) входит в состав датчиков тока серии ДТК и ДМПК, микросхема К5331НН015 — в состав датчиков тока серии ДТМ. В настоящее время разрабатывается микросхема трехосевого датчика магнитного поля К5331ЧП01 (аналог Infineon TLV493D-A1B6), предназначенная для интеллектуальных приборов учета электроэнергии, а также ряд микросхем с интегрированными чувствительными элементами для использования в малогабаритных датчиках тока.

Одно из ключевых направлений деятельности компании — разработка и производство датчиков тока и напряжения. В статье рассматриваются ключевые особенности и технические характеристики датчиков тока и напряжения различных типов.

**Антон Обединин
Алексей Тимофеев
Евгений Стахин**

sales@idm-plus.ru

Введение

Датчики тока и напряжения незаменимы в самых различных отраслях промышленности и транспорта и призваны решать широкий спектр задач силовой электроники. Они применяются в частотно-регулируемых приводах, источниках бесперебойного питания, сварочных аппаратах, подъемном оборудовании (краны, лифты, эскалаторы и др.), системах кондиционирования, устройствах диагностики состояния энергосистем, а также в электротехнических и электронных изделиях и других областях. При проектировании новых устройств либо при улучшении ранее разработанных изделий перед инженером встает задача выбора подходящего датчика из ассортимента готовой продукции конкретной фирмы-производителя либо самостоятельного проектирования и сборки датчика на основе дискретных элементов. Второй подход требует больших трудозатрат и наличия специфического опыта у разработчика, поскольку ему придется заниматься расчетами индукции трехмерных магнитных полей, выбором подходящего типа чувствительных элементов, усилителей, АЦП, схем коррекции и обработки выходного сигнала, однако все это не гарантирует успешного завершения процесса разработки. При отсутствии данного опыта процесс разработки, отладки и производства датчика может затянуться на длительный срок. Поэтому, учитывая современные требования к точностным характеристикам датчиков, надежности изделий, а также ограниченное время разработки, предпочтителен выбор уже существующих решений исходя из технических особенностей устройства.

Благодаря ряду преимуществ датчиков тока типа Close loop с гальванической развязкой от токове-

дущей цепи и датчиков на основе эффекта Холла (магниторезистивного), датчики данных типов постепенно заменяют традиционные решения типа токовых шунтов и трансформаторов Роговского. Разработкой и производством датчиков данного типа занимаются многие ведущие мировые производители: LEM, Allegro, Sensitec Honeywell и другие компании. Большое разнообразие существующих решений позволяет подобрать изделие с необходимыми параметрами, не затрачивая много времени на разработку и производство.

Среди отечественных производителей с быстрорастущими типономиналами датчиков тока и напряжения можно выделить компанию «ИДМ-ПЛЮС», предлагающую своим заказчикам наиболее востребованные типы датчиков тока и напряжения для применений в военной технике, железнодорожном транспорте, авиации и на производстве. Все датчики тока и напряжения работают в температурном диапазоне $-60\dots+85$ °C.

Основу линейки составляют датчики тока компенсационного типа (Close loop) серии ДТК, позволяющие измерять силу постоянного и переменного (до 50 кГц) тока в обоих направлениях без разрыва цепи до 700 А. Датчики изготавливаются в металлических корпусах, в которых предусмотрена возможность жесткого крепления на посадочное место винтами (либо фиксация гайкой). Доступные типономиналы датчиков: ± 50 (аналог LEM LA 55-P/SP43), $\pm 100, \pm 125$ (аналог LEM LA 125-P/SP15), $\pm 150, \pm 400$ и ± 700 А. Напряжение питания датчиков двухполлярное ± 15 В, выходной интерфейс — аналоговый токовый со значениями от ± 25 до ± 100 мА в зависимости от типа датчика. Значение основной, приведенной к верхней границе диапазона погрешности не более $\pm 1\%$ в нормальных климатических условиях.



Рис. 1. Внешний вид датчика (ДТК-50А, ДТК-125, ДТК-150М, ДТК-400М)

Аналогичный принцип компенсации (Close loop) реализован в датчике напряжения ДНК (аналог LEM LV25-P/SP5), рассчитанном на работу с входным резистором для достижения номинального входного тока 10 мА при максимальном измеряемом напряжении. ДНК позволяет измерять постоянное и переменное (до 25 кГц) напряжение обеих полярностей с максимальным значением 600 В. Выходной интерфейс — аналоговый токовый с максимальным значением 25 мА. Значение основной, приведенной к верхней границе диапазона погрешности не более $\pm 1,5\%$ в нормальных климатических условиях.

Датчики тока прямого усиления с концентратором (Open loop) серии ДМПК позволяют измерять силу постоянного и переменного тока в обоих направлениях без разрыва цепи до 300 А. Датчики изготавливаются в металлических либо пластиковых корпусах, в которых предусмотрена возможность жесткого крепления на посадочное место винтами. Доступные типономиналы датчиков: ± 100 , ± 200 , ± 300 А. Напряжение питания ($5,0 \pm 0,5$) В, выходной интерфейс — аналоговый рatiометрический. Значение основной, приведенной к верхней границе диапазона погрешности не более $\pm 2\%$ в нормальных климатических условиях.



Рис. 2. Внешний вид датчика ДНК



Рис. 3. Внешний вид датчика ДМПК-100

Первым типом датчиков, выпущенных компанией, стали датчики тока серии ДТМ, которые устанавливаются в разрыв цепи и позволяют измерять силу постоянного и переменного тока обоих направлений величиной до 200 А. Датчики имеют встроенную токовую шину сопротивлением менее 3 мОм, изготавливаются в пластиковых корпусах и устанавливаются на плату с последующей распайкой выводов. Доступные типономиналы датчиков: ± 5 , ± 10 , ± 35 , ± 50 , ± 70 , ± 200 А. Напряжение питания ($5 \pm 0,5$) В, выходной интерфейс — аналоговый рatiометрический. Значение основной, приведенной к верхней границе диапазона погрешности не более $\pm 4\%$ в нормальных климатических условиях.

Далее рассмотрены ключевые области применения указанных типов датчиков, их принципы работы и технические характеристики.

Датчики тока серии ДМПК

Области применения:

- системы управления электродвигателями постоянного и переменного тока;
- источники питания;
- защитные устройства автоматики;
- аккумуляторные батареи.

Принцип работы датчика основан на преобразовании магнитного поля в выходное напряжение. Встроенный магнитопровод концентрирует магнитный поток, а микросхема датчика магнитного поля, расположенная в зазоре, преобразует магнитную индукцию в выходное напряжение, которое затем усиливается для получения требуемого размаха. Таким образом, выходное напряжение изменяется пропорционально силе протекающего тока в проводнике. Достоинства датчика такого типа: небольшие габаритные размеры, легкий вес, низкое энергопотребление, гальваническая развязка.

При подаче напряжения питания U_{cc} и отсутствии тока в проводнике выходное напря-

жение ДМПК устанавливается равным $U_{cc}/2$. Если направление тока в проводнике совпадает с положительной полярностью датчика, то выходное напряжение будет пропорционально увеличиваться с крутизной 22, 11 и 7,3 мВ/А (в зависимости от типа датчика, при $U_{cc} = 5$ В). Поскольку датчик имеет потенциальный выход, ток потребления составляет не более 15 мА. При эксплуатации датчика в температурном диапазоне нужно учитывать дополнительную, приведенную к верхнему значению диапазона погрешность датчика $\pm 2,5\%$.

Датчики тока и напряжения серии ДТК и ДНК

Области применения:

- системы управления электродвигателями постоянного и переменного тока;
- источники питания;
- защитные устройства автоматики;
- аккумуляторные батареи.

Принцип работы датчика похож на ДМПК, но имеет несколько ключевых особенностей. Во-первых, это наличие компенсационной обмотки, которая создает компенсирующий магнитный поток. Во-вторых, выходным сигналом датчика является ток, протекающий через нагрузочный резистор. Величина выходного тока в N раз меньше измеряемого тока в проводнике, коэффициент пропорциональности определяется числом витков в компенсирующей обмотке N. Таким образом, основные преимущества данного типа состоят в широком частотном диапазоне, низком температурном дрейфе характеристик, высокой точности. На аналогичном принципе построен датчик напряжения ДНК, который имеет встроенную первичную обмотку и подключается к измеряемой цепи через внешний ограничивающий резистор.

При подаче двухполарного напряжения питания ± 15 В и отсутствии измеряемого тока в проводнике через нагрузочный резистор



Рис. 4. Внешний вид датчика: а) ДТМ-10; б) ДТМ-200



протекает начальный выходной ток в пределах $\pm 0,25$ мА. Потребление датчика в режиме покоя не более 25 мА. С увеличением измеряемого тока положительной полярности пропорционально увеличивается и выходной ток (напряжение на нагрузочном резисторе). Номинал нагрузочного резистора потребитель выбирает, исходя из входного размаха схемы обработки. Поскольку датчик имеет токовый выход, максимальный ток потребления зависит от исполнения ДТК. Также от исполнения зависит и основная, приведенная к верхнему значению диапазона погрешность датчика, которая не превышает $\pm 1\%$. При эксплуатации датчика в температурном диапазоне нужно учитывать величину температурного дрейфа начального выходного тока, которая составляет не более ± 1 мА.

При работе с датчиком напряжения необходимо рассчитать значение внешнего ограничивающего резистора как отношение максимального измеряемого напряжения к номинальному входному току 10 мА. По электрическим параметрам имеются отличия в основной, приведенной к верхнему значению диапазона погрешности датчика, которая не превышает $\pm 1,5\%$, начальном выходном токе $\pm 0,37$ мА и его температурном дрейфе, который составляет не более $\pm 1,5$ мА. Остальные аспекты применения ДНК аналогичны ДТК.

Датчики тока серии ДТМ

Области применения:

- системы управления электродвигателями постоянного и переменного тока;
- источники питания;
- защитные устройства автоматики;
- аккумуляторные батареи.

Принцип работы датчика основан на преобразовании магнитного поля в выходное напряжение, цифровой код либо ШИМ-сигнал (в зависимости от исполнения). Измеряемый ток в проводнике создает магнитный поток, а микросхема K5331HN015 и чувствительные элементы преобразуют магнитную индукцию в выходное напряжение (цифровой код), которое затем усиливается для получения требуемого размаха. Таким образом, выходное напряжение (цифровой код) изменяется пропорционально силе протекающего тока в проводнике. Достоинства датчика такого типа: небольшие габаритные размеры, легкий вес, низкое энергопотребление, гальваническая развязка, возможность установки на плату, наличие цифровых интерфейсов.

При подаче напряжения питания U_{cc} и отсутствии тока в проводнике выходное напряжение ДТМ устанавливается равным $U_{cc}/2$ или 2048 емр (для цифрового выхода). Если направление тока в проводнике совпадает с положительной полярностью датчика, то выходное напряжение будет пропорционально увеличиваться с крутизной 45 мВ/А или 35 емр/А (для ДТМ-50, при $U_{cc} = 5$ В). Поскольку датчик имеет потенциальный выход, ток потребления составляет не более 25 мА. При эксплуатации датчика нужно учитывать влияние внешних магнитных полей, напряженность которых не должна превышать значение 0,37 кА/м.

Заключение

Существующее разнообразие датчиков тока и напряжения позволяет устранить недостатки традиционных методов измерения токов и напряжений больших величин (отсутствие гальванической развязки, большие габаритные размеры, энергопотребление, необходимость дальнейшей обработки выходного сигнала), а также ускорить процесс разработки конечных приборов и устройств. Продукция компании «ИДМ-ПЛЮС» подходит для большинства типовых применений. Компания постоянно расширяет номенклатуру датчиков, инженеры компании работают над улучшением характеристик и расширением сфер возможных применений датчиков, а также осуществляют техническую поддержку поставляемой продукции. При отсутствии в ассортименте компании датчиков с необходимыми техническими параметрами можно провести разработку и изготовление по техническому заданию.

Литература

1. www.power-e.ru/power_supply/novinki-gaia-converter/
2. www.habr.com/ru/post/260639/

Новый высокопроизводительный DC/DC-конвертер от Traco Power

Компания Traco Power представляет новую линейку высокопроизводительных DC/DC-конвертеров мощностью 100 Вт со сверхшироким диапазоном входного напряжения 12:1.

TER 100UIR поставляется в компактном, полностью герметизированном корпусе размером $2,3 \times 1,45 \times 0,5$ дюйма для обеспечения максимальной надежности.

Сверхширокий диапазон входного напряжения позволяет унифицировать конечное изделие. Благодаря внутренней буферной системе нет необходимости во внешней обвязке конденсаторами.

TER 100UIR сертифицирован по EN 50155 для применения в железнодорожной области, по EN 61373 по механическим ударам и вибрации и по EN 45545-2 по противопожарным характеристикам.

TER 100UIR соответствует сертификату безопасности IEC/EN/UL 62368-1.

Основные характеристики:

- диапазон входного напряжения: 9–75, 14–160 В;
- выходное напряжение: 5, 12, 15, 24, 48, 53 ($\pm 10\%$) В DC;
- компактный корпус: $2,3 \times 1,45 \times 0,5$ дюйма(1/4 brick);
- тип монтажа: THD;
- вывод для подключения буферного конденсатора;
- сертификаты для железнодорожных применений: EN 50155 и EN 61373;
- огнестойкость согласно EN 45545-2;
- диапазон рабочих температур: $-40\dots+85$ °C;
- регулируемая блокировка пониженного напряжения (UVLO), защита от короткого замыкания (SCP), защита от перенапряжения (OVP) и защита от перегрева (OTP);
- I/O-изоляция (вход/выход): 3000 В;
- гарантия: 3 года.

www.ptelectronics.ru

Лиевые Гольчатые радиаторы

Производство

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



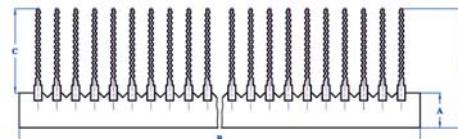
Новинка — сварные радиаторы

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



Новинка — охладители О57

по вашим размерам



реклама

Модернизация силовых модулей для повышения плотности мощности и срока службы

Улучшение тепловых характеристик может быть достигнуто за счет использования «волновой» концепции подключения базовой платы силового модуля, даже если все другие элементы остаются неизменными.

**Стеван Бушхорн
(Dr. Stefan Buschhorn)**

Клаус Вогел (Klaus Vogel)

**Перевод:
Евгений Карташов**

Электрификация приводов большегрузных автомобилей создает множество вызовов для производителей силовых полупроводниковых приборов. Одним из наиболее сложных требований является повышение устойчивости к циклическим нагрузкам: этот показатель во многом определяет срок службы силовых модулей. «Волновая» базовая плата усовершенствованного корпуса EconoDUAL3 уже хорошо себя зарекомендовала: такая структура задней стороны силового модуля значительно улучшает тепловые характеристики системы охлаждения с открытым жидкостным радиатором без изменения других

элементов конструкции модуля. В зависимости от радиатора подобный подход позволяет увеличить выходной ток более чем на 20% или, соответственно, значительно повысить срок службы при заданном профиле нагрузки.

Сравнение концепций радиаторов

Для пассажирских электромобилей и электробусов жидкостные радиаторы считаются стандартным решением, при этом существуют две различные конструктивные концепции, показанные на рис. 1. Первый вариант — охлаждающая плита закрытой системы охлаждения, в которой силовой модуль с термопастой устанавливается сверху на тепло-сток.

Четко определенный тепловой интерфейс «модуль-радиатор» позволяет по отдельности легко оптимизировать температуру обеих частей, а также использовать стандартные компоненты системы охлаждения. Однако повысить эффективность отвода тепла можно с помощью концепции «открытой» системы, при которой задняя сторона силового модуля находится в непосредственном контакте с жидкостью. В последнем случае тепловые характеристики определяются как комбинация параметров теплоотвода и силового модуля, поскольку зависят от свойств интерфейса между базовой платой и радиатором.

На рис. 1б представлен модуль с «волновой» базовой платой. При такой концепции задняя сторона модуля размещается в «открытом» радиаторе. Волновая структура увеличивает площадь поверхности и в то же время повышает турбулентность в жидкости. Оба эффекта снижают тепловое сопротивление, что обеспечивает уменьшение температуры полупроводниковых чипов по сравнению с обычным конструктивом с плоской базой. В противоположность этому стандартный силовой модуль с нанесенным интерфейсным слоем термопасты устанавливается на монтажную плоскость

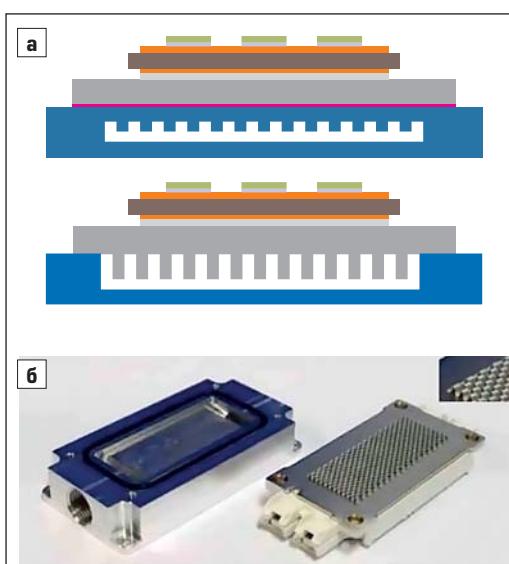


Рис. 1. Две концепции радиаторов: а) силовой модуль на закрытом (сверху) и открытом (снизу) жидкостном радиаторе; б) волновая технология — базовая плата силового модуля установлена на открытый радиатор

закрытого радиатора. Причем площадь охлаждаемой жидкостью поверхности и турбулентность определяются только свойствами радиатора.

Эффективность охлаждения в различных условиях

Сравнение производительности выполнено для полумостового модуля с номинальным током 900 А в корпусе EconoDUAL3. Для корректности сравнения оба варианта системы тестируются при различных токах I_{rms} и частоте переключения 4 кГц. Измерение температуры чипов выполнено с помощью тепловизора на специально подготовленных открытых модулях, окрашенных в черный цвет.

На рис. 2 показан тепловой профиль открытого модуля для двух различных концепций охлаждения при одинаковых условиях эксплуатации. Стандартный силовой ключ с плоской базовой платой установлен на закрытом радиаторе, такой же элемент с «волновой» базой работает на открытом теплостоке. Преимущество второго варианта, обеспечивающего явное снижение температуры, очевидно.

Средняя температура чипов T_{jav} , определенная по тепловому профилю, используется для дальнейшего анализа. На рис. 3 приведено значение T_{jav} для разных концепций охлаждения в зависимости от выходного тока. Температура воды на входе (+50 °C) показана горизонтальной линией для индикации максимальных пульсаций T_j в каждом рабочем режиме. И снова вариант с открытым теплоотводом и «волной» базой обеспечивает гораздо меньший нагрев, который дополнительно уменьшается с увеличением объемного расхода жидкости. При скорости потока 15 л/мин и $I_{rms} = 500$ А достигается снижение температуры на 25 К. В свою очередь, будут сокращаться и пульсации T_j для заданного профиля нагрузки.

Полученные результаты очень привлекательны для большегрузных автомобилей, где максимальная рабочая температура должна быть ограничена во избежание больших градиентов T_j приводящих к снижению срока службы. В качестве альтернативы решение с «волной» базой позволяет увеличить выходной ток до 30%, что также увеличивает плотность мощности.

При рассмотрении графиков может показаться, что повышение скорости потока является хорошим решением, однако это достигается за счет увеличения перепада давления на теплоотводе. В конечном счете необходим тщательный анализ системы охлаждения, позволяющий найти оптимальный баланс между скоростью потока, перепадом давления и тепловыми характеристиками системы.

Улучшение показателей надежности

Еще один очень важный показатель для транспортных применений — срок службы

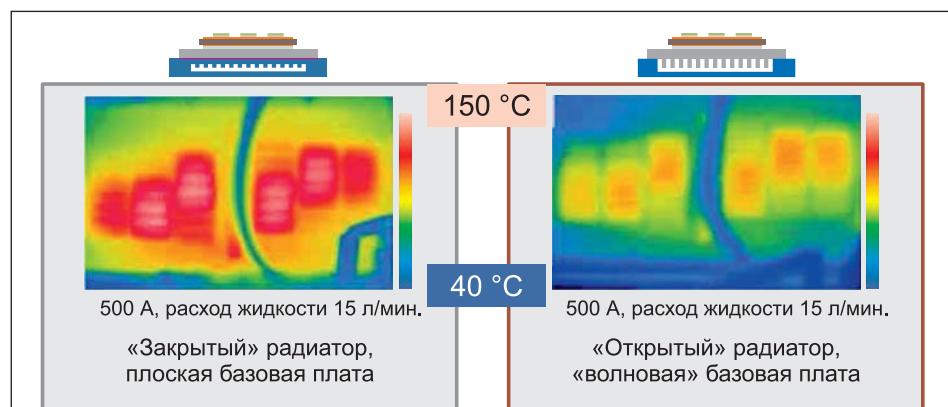


Рис. 2. Измерение температуры закрытого (слева) и открытого радиатора с волновой базовой платой (справа), в обоих случаях ток $I_{rms} = 500$ А, расход жидкости 15 л/мин

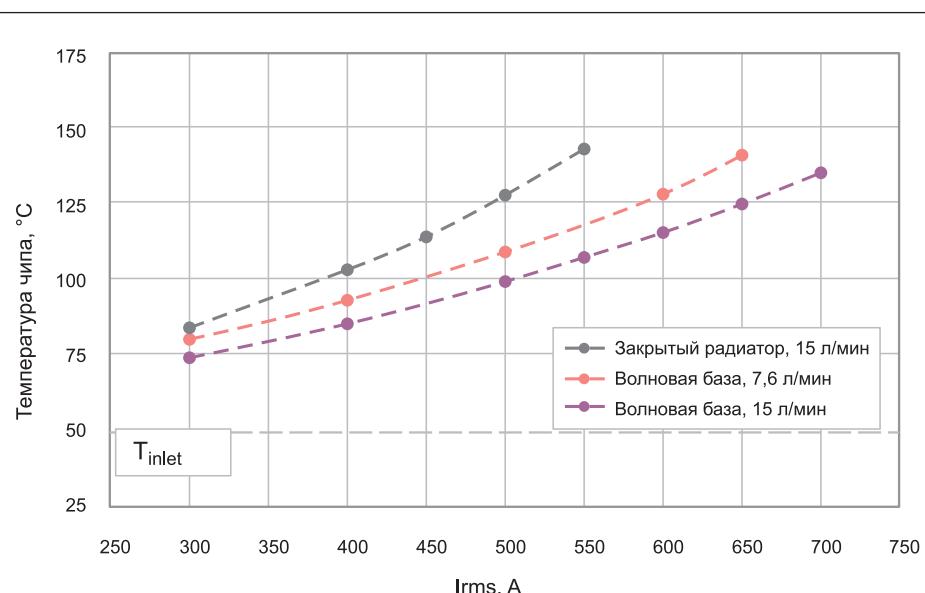


Рис. 3. Температура чипа (измерение с помощью тепловизора) закрытого радиатора при скорости потока 15 л/мин и открытого радиатора, соединенного с «волной» базой модуля, при двух разных скоростях потока

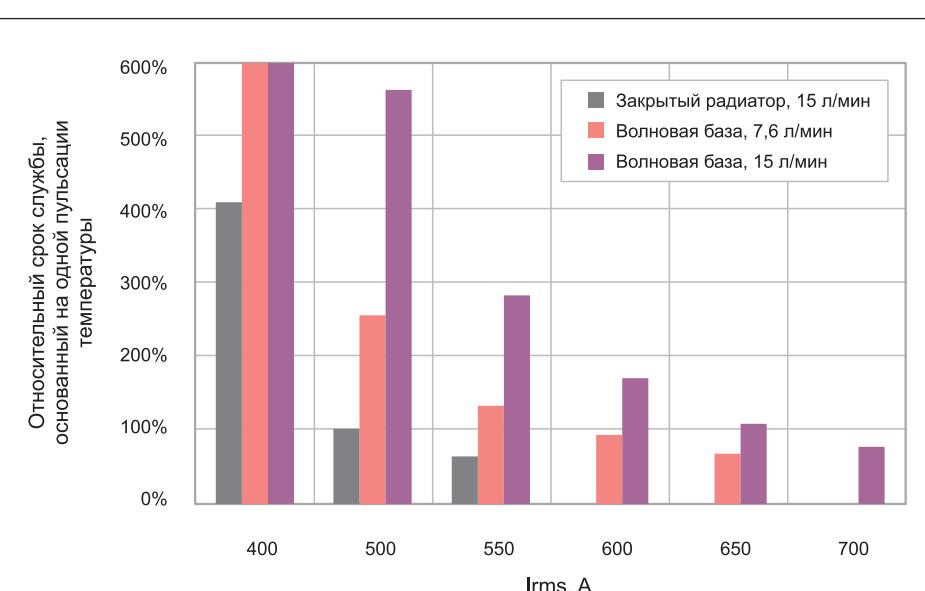


Рис. 4. Относительный срок службы, предполагается только одна пульсация температуры при заданном токе I_{rms}

бы силовых модулей. В первую очередь это относится к городскому транспорту, для которого характерно большое количество стартов и остановок, что требует от привода высокой надежности при воздействии циклических импульсов мощности (РС). Характеристики стойкости силовых модулей к термоциклированию предоставляются производителем, однако следует оценить использованный метод проверки, так как он может оказывать существенное влияние на результаты испытаний.

Поскольку концепция «волновой» базы требует доработки только нижней стороны модуля, общая стойкость к РС в этом случае такая же, как и у стандартных компонентов. С учетом этого улучшение тепловых характеристик, как описано выше, приводит к уменьшению пульсаций температуры и, следовательно, к увеличению срока службы для данного профиля нагрузки.

Первое представление о преимуществах новой концепции можно получить, сделав

постоянное сравнение: максимальный градиент температуры определяется температурой воды на входе системы и нагревом чипа при заданном токе I_{rms} . Если предположить, что это единственная пульсация температуры на одном цикле нагрузки, то возможное количество циклов напрямую определяется кривой РС.

На рис. 4 показан результирующий относительный срок службы модулей для различных концепций охлаждения. Исходя из этих данных при выходном токе 500 А срок службы может быть повышен в 2–5 раз. В то же время выходной ток может быть увеличен от 20% более чем до 30%, в зависимости от скорости потока для одного и того же конструктива без ущерба для надежности. Это очень многообещающие оценки, особенно с учетом того, что сам силовой модуль, его электрическая схема и плата драйвера вообще не меняются. Единственное отличие заключается в переходе от плоской базовой

платы к «волновой» с открытым теплоотводом.

Подводя итог, можно считать доказанным, что «волновая» технология обеспечивает явное преимущество для конкретного применения. Благодаря «волновой» конструкции задней стороны силового модуля достигается заметное улучшение тепловых характеристик, при этом все остальные элементы конструкции остаются неизменными. Это может быть использовано для увеличения выходного тока более чем на 20% или для значительного повышения ресурса модуля при заданных условиях эксплуатации. Последнее особенно привлекательно для применений с высокой циклической нагрузкой, таких как электробусы или электрические развозные грузовики, где режим «старт-стоп» предъявляет высокие требования к надежности силового модуля.

Литература

1. Infineon Technologies. www.infineon.com

Магнитомягкий феррит для силовой электроники от Cosmo Ferrites



Компания Cosmo Ferrites выпускает на рынок новый материал CF295, специально разработанный с учетом требований индустрии преобразования энергии. Данный материал отличается низкими потерями мощности (менее 50 кВт/м³) и высокой плотностью магнитного потока насыщения ($B_s = 525$ мТл) в широком диапазоне рабочих частот и температур. Основные сферы применения CF295: светодиодное освещение и электронные балласты, автомобильная электроника, светодиодные дисплеи и индуктивная беспроводная передача энергии (IWPT).

При допустимой мощности потерь параметры CF295 превосходят при тех же условиях эксплуа-

тации большинство материалов для силовых ферритов. В различных режимах эксплуатации CF295 значение потери в сердечнике и, следовательно, КПД практически не меняются. Кроме того, он имеет точку Кюри +220 °C, и его можно безопасно использовать с любым известным классом изоляционных материалов. Плотность потока насыщения CF295 составляет 525 мТл при +25 °C и снижается до 410 мТл при +100 °C (тип.) — такие значения превосходят типичные параметры 490 мТл при +25 °C и 380 мТл при +100 °C для других силовых ферритовых материалов.

www.macrogroupp.ru

Медицинский сертифицированный AC/DC от RECOM с пиковой мощностью 600 Вт



Компания RECOM объявляет о выпуске открытого источника питания AC/DC RACM600-L мощностью 400/450 Вт (115/230 В AC) при естественной конвекции и 600 Вт в пике или при продолжительном принудительном обдуве. Диапазон входного напряжения составляет 80–275 В AC, выход 24 В с подстройкой в пределах ±20% и вы-

ходным током 25 А. Кроме того, обеспечен постоянно работающий выход 5 В/0,5 А.

RACM600-L разработан как экономичное решение с применением высококачественных компонентов и необходимым запасом прочности для надежной, эффективной работы в приложениях, где требуется повышенная надежность, таких как медицина и контроль технологических процессов. Сертификация включает 2×MOPP (IEC/EN/CSA/ANSI/AAMI-ES 60601-1) при работе на высотах до 3000 м и токе утечки по рейтингу BF для медицинских приложений. Модуль также сертифицирован по IEC 62368-1 для ИТ-приложений, мультимедиа и промышленности, имеет усиленную конструкцию изоляционного барьера для работы на высотах до 5000 м. Уровень ЭМП по EN 55032 соответствует классу B с большим запасом без необходимости обвязки. Обеспечена

устойчивость к скачкам и перенапряжениям по 4-му уровню.

КПД достигает 93%, модуль поддерживает возможность параллельного включения по выходу для увеличения выходной мощности или надежности с помощью встроенного диода OR-ing и с функцией балансировки мощности. Обеспечено управление ON/OFF, сигнал power good и подстройка напряжения по нагрузке. Также реализовано управление и контроль с помощью шины PMBus. Модуль снабжен комплексной защитой от перегрузки, перегрева и короткого замыкания. Модуль RACM600-L поставляется в открытом прочном П-образном корпусе размерами 197×102×41 мм (1U) и содержит крепления для монтажа на шасси. Рабочий диапазон температур составляет −20...+70 °C.

www.recom-power.com



Силовые компоненты



IGBT-модули, тиристорные/диодные модули, тиристоры/диоды в «таблеточном» корпусе,
интеллектуальные IGBT-модули, автомобильные IGBT/SiC-модули,
дискретные транзисторы, SiC-модули/дискреты

Решение ваших задач. Безкомпромиссно и эффективно.



Symmetron

МОСКВА
Ленинградское шоссе, д. 69, к. 1
Тел.: +7 495 961-20-20
moscow@symmetron.ru

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ
ул. Таллинская, д. 7
Тел.: +7 812 449-40-00
spb@symmetron.ru

НОВОСИБИРСК
ул. Блюхера, д. 71б
Тел.: +7 383 361-34-24
sibir@symmetron.ru

МИНСК
ул. В. Хоружей, д. 1а, оф. 403
Тел.: +375 17 336-06-06
minsk@symmetron.ru

www.symmetron.ru

Тяговые характеристики судового электропривода

Анализируются типы электроприводов и их системы управления. Рассмотрены три этапа расчета тяговых характеристик судов: приближенный качественный расчет, моделирование судов в открытых бассейнах и автоматическое проектирование с использованием САПР. Первые этапы обычно выполняются для новых типов судов, а последний этап является уточняющим с использованием существующих библиотек типов судов и режимов их применения. Влияние ВРК на тяговые характеристики судов проявляется главным образом в повышении КПД, маневренности и корректировке дополнительных и общих сопротивлений движению судна, что требует расширения возможностей САПР.

Роберт Шульга, к. т. н.

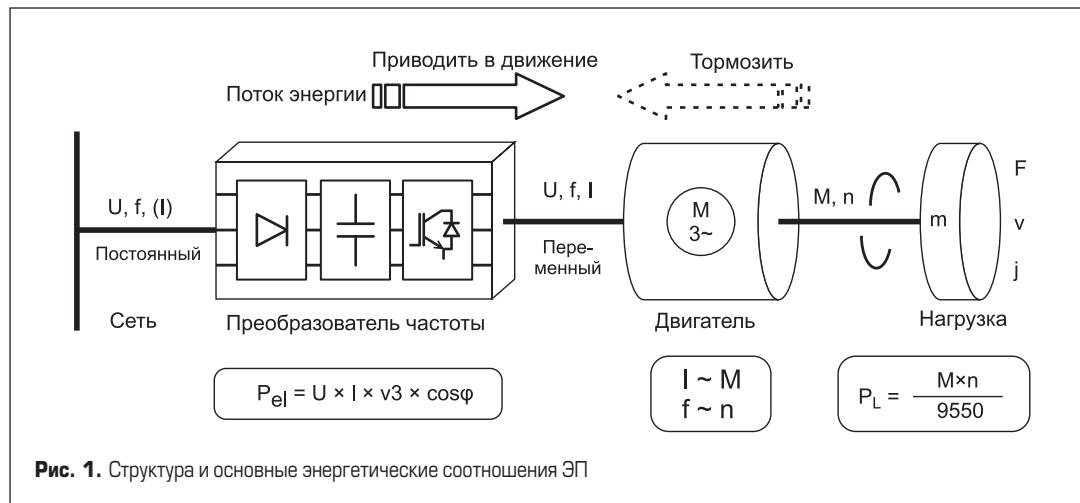
rnshulga@vei.ru

Электрификация привода наземного, воздушного и водного транспорта является одной из важнейших черт современности [1, 2]. В судовом электроприводе (ЭП) также происходят существенные перемены, связанные с внедрением винторулевых колонок (ВРК), подруливающих и резервных устройств, разнотипных электродвигателей (ЭД), с применением цифровых технологий проектирования, беспилотного электродвижения [3, 4].

Структура и основные энергетические соотношения ЭП с использованием наиболее распространенного асинхронного электродвигателя (АД) приведены на рис. 1. Там же внизу показаны составные элементы ЭП: преобразователь частоты (ПЧ), двигатель и нагрузка в виде гребного винта (ГВ). Питание ЭП осуществляется либо от сети, либо от турбогенератора (дизель-генератора), а в ряде случаев — от аккумулятора (накопителя). Основные энергетические соотношения

приведены внизу, где принимаются обозначения: U, f, I , ϕ — напряжение, частота, ток, фаза тока, P_{el}, P_1 — активные мощности на выходе ПЧ и нагрузки; для двигателя M, n — соответственно момент и число оборотов; для нагрузки F, v, j — соответственно сила (упор), линейная скорость, момент инерции винта. В верхней части рис. 1 показано направление энергии при пуске, торможении (реверсе). Промежуточный режим авторотации, то есть самовращение винта под действием набегающего потока, не показан, хотя является важным режимом при маневрировании.

На рис. 2 дана расшифровка структуры и формы выходных напряжений на выходе отдельных элементов ЭП. Форма напряжения инвертора соответствует топологии наиболее распространенного двухуровневого преобразователя. Дроссель обычно применяется для фильтрации высших гармоник инвертора. АД является наиболее распространенным двигателем, хотя двигатели



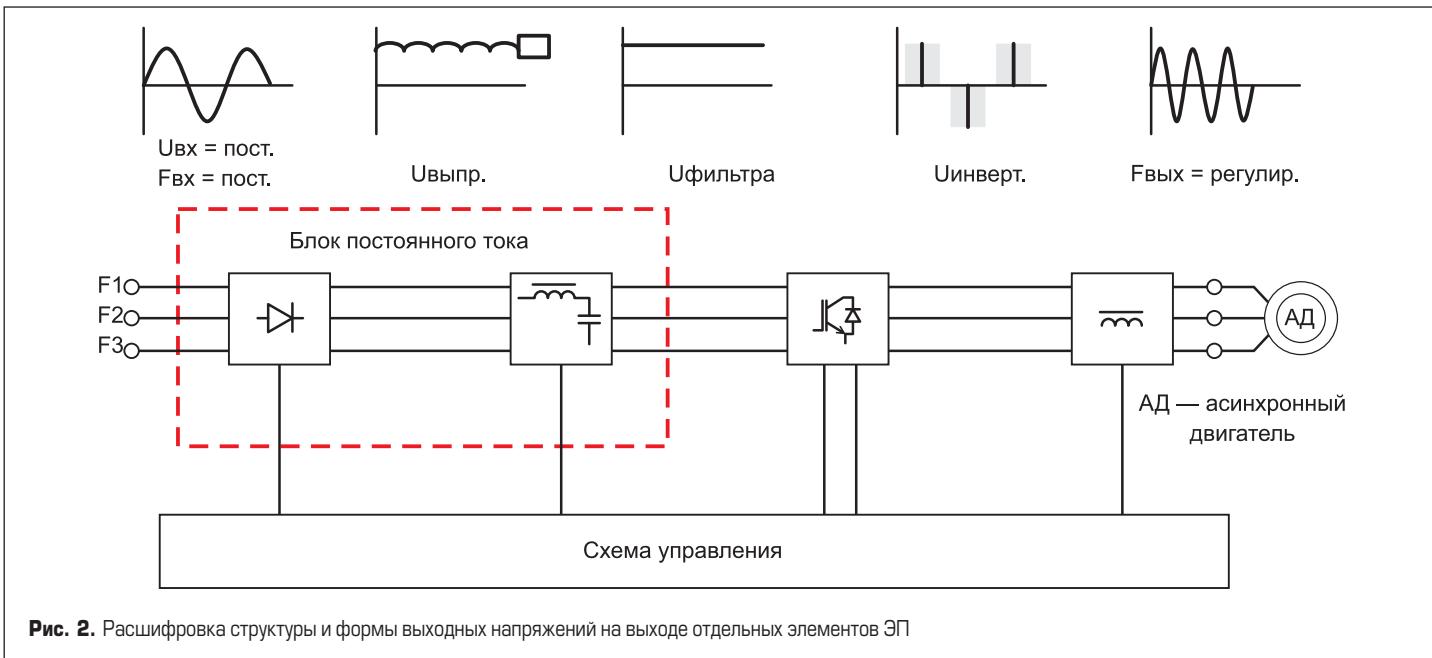


Рис. 2. Расшифровка структуры и формы выходных напряжений на выходе отдельных элементов ЭП

с постоянными магнитами (ПМ) получают все большую популярность для малых мощностей ЭП, так же как синхронные двигатели — для больших мощностей ЭП. На рис. 2 не показана схема чоппера, который включается между фильтром и инвертором и защищает блок постоянного тока от перегрузки при реверсе. Схемы систем управления зависят от назначения, структуры и топологии ЭП и рассмотрены ниже.

Система управления (СУ) электродвигателями ЭД постоянного и переменного тока

Скорость ЭД постоянного тока, определяемая его частотой вращения, напрямую связана с величиной напряжения питания, прикладываемого к двигателю, и момента нагрузки:

$$\omega = \frac{U}{K_E} - \frac{M}{\beta},$$

где ω — угловая частота, рад/с, U — напряжение питания, K_E — постоянная ЭДС, В·с/рад, M — момент нагрузки ЭД, Н·м, β — механическая жесткость ЭД.

В результате скорость вращения ω меняется с изменением величины напряжения питания. СУ ЭД переменного тока с использованием преобразователя частоты (ПЧ) может применять скалярный или векторной методы управления частотой.

Скалярный метод управления обеспечивает постоянное отношение амплитуды напряжений ЭД к частоте в небольшом диапазоне до 1:10 в сторону снижения от номинальной частоты. Метод прост в реализации и подходит для большинства задач управления двигателем, где не требуется высокая динамика работы. Медленный отклик при переходном процессе связан с тем, что данный метод контролирует величину напряжения и частоты вместо управления фазой и величиной тока.

Векторное управление позволяет управлять не только амплитудой и частотой, но и фа-

зой управляющих напряжений. Этот метод обеспечивает большую производительность, максимальное быстродействие и регулирование в гораздо большем диапазоне скоростей (1:200), что невозможно выполнить с помощью скалярного управления. Недостатки метода: сложность реализации и более высокая цена, связанная с необходимостью использования более мощного микроконтроллера. Векторное управление предусмотрено в следующих направлениях: робототехника, беспилотные аппараты, электрический транспорт, устройства автоматики и другие.

Сложность реализации векторного управления обусловлена контролем не только величины и частоты напряжения питания, но и фазы, так как необходимо контролировать амплитуду и угол пространственного вектора, показанного на рис. 3, который по оси Q задает контроль момента, а по оси D — контроль поля [4]. Векторное управление лишено недостатков скалярного управления и может применяться ко всем типам электродвигателей переменного и постоянного тока.

К преимуществам векторного управления относятся высокая точность регулирования скорости; плавный старт и плавное вращение ЭД во всем диапазоне частот; быстрая реакция на изменение нагрузки, причем при изменении нагрузки скорость не меняется; увеличенный диапазон

управления и точность регулирования; а также снижаются потери на нагрев и намагничивание, за счет чего повышается КПД электродвигателя.

Недостатки векторного управления: необходимость задания параметров электродвигателя, большие колебания скорости при постоянной нагрузке; сложность реализации.

Функциональная СУ векторного управления скоростью ЭД переменного тока показана на рис. 4 [4]. Схема содержит два контура контроля: магнитного потокосцепления и момента, которые вместе с блоком оценки могут быть реализованы различными способами. Внешний контур управления скоростью ω унифицирован и генерирует управляющие сигналы для регуляторов момента M^* и магнитного потокосцепления Ψ^* (через блок управления потоком). Скорость двигателя ω может быть измерена датчиком (скорости/положения) или получается с помощью оценщика, который может реализовать бездатчиковое управление.

Классификация методов векторного управления

В настоящем разделе рассмотрены самые распространенные методы управления, которые применяются для асинхронных и синхронных электродвигателей с постоянными магнитами и синусоидальной ЭДС.

Существующие методы управления моментом могут быть классифицированы различными способами. Чаще всего методы управления моментом разделяют на две группы: линейные (ПИ, ПИД) регуляторы; нелинейные (гистерезисные) регуляторы.

В свою очередь линейные регуляторы бывают с полеориентированным и прямым управлением. Нелинейные регуляторы могут использовать прямое управление с таблицей включения или прямое самоуправление. Для всех вышеуказанных методов применяется обратная связь по скорости, диапазон регулирования скорости 1:200, быстродействие менее 1–2 мс, установившаяся погрешность заданной

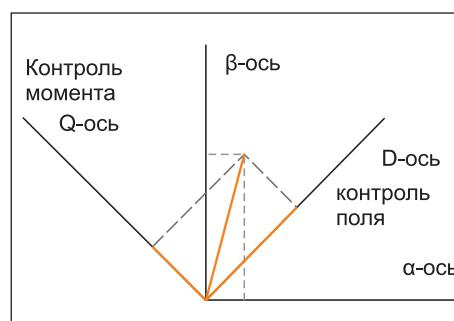


Рис. 3. Амплитуда и угол пространственного вектора при векторном управлении

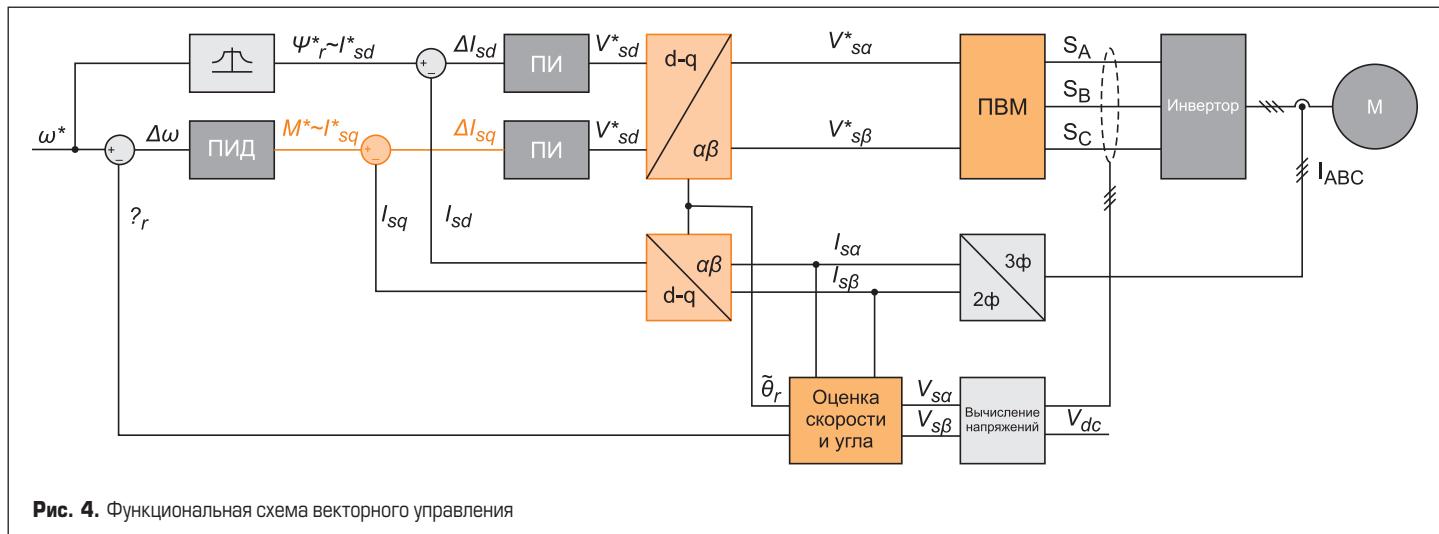


Рис. 4. Функциональная схема векторного управления

скорости отсутствует, пусковой момент высокий. Однако недостатками являются сложность реализации и высокая цена указанных СУ.

Среди векторного управления наиболее широко используются полеориентированное управление (FOC — field oriented control) и прямое управление моментом (DTC — direct torque control).

В полеориентированном управлении момент и поле контролируются косвенно посредством управления составляющими вектора тока статора.

В схеме прямого управления моментом с пространственно-векторной модуляцией (ПУМ-ПВМ) момент и потокосцепление направую управляемы в замкнутом контуре, поэтому необходима точная оценка потока и момента двигателя. ПУМ-ПВМ работает на постоянной частоте переключения. Это значительно повышает характеристики СУ: уменьшает пульсации момента и потока, позволяет уверенно запускать ЭД и работать на низких оборотах. Однако при этом снижаются динамические характеристики привода.

Самоуправление здесь не рассматривается, так как обеспечивает существенно несинусоидальные формы тока и потокосцепления.

Типы пропульсивных систем и их тяговые характеристики

Винторулевые колонки (ВРК) получили большое распространение в судостроении широкого класса судов, отраженных в [5, 6]. Применение электрических азимутальных ВРК, число которых может изменяться на судне от 1 до 7 и более, открывает новые возможности распределенного электродвижения, ранее рассмотренного применительно к распределенной генерации и распределенному электроснабжению надводных, наземных объектов с применением постоянного тока и использованием преобразователей, накопителей, ВИЭ и др. [7, 8]. ВРК бывают двух типов: механические и электрические [8]. Механические, например типа Aquamarine, являются более простыми и дешевыми; электрические, в частности типа Azipod, более сложны и дороги. Усложнение и удороожание пропульсивного комплекса (ПК) судна, ко-

торый с электрической ВРК включает судно — ЭД — преобразователь частоты (ПЧ) — движитель (ГВ) — руль, сравнительно с традиционной главной энергетической установкой (ГЭУ) и механической ВРК, которые включают судно — ЭД — редуктор — валопровод — ГВ, является оправданным. Преимущества нового ПК для ряда типов судов достаточно очевидны не только в улучшении мореходных качеств, но и при эксплуатации в части ремонта и модернизации. Если ГЭУ незаменимы для кораблей ВМФ, где обеспечение быстроходности превалирует над экономичностью, то ВРК незаменимы для ледоколов, судов динамического позиционирования, плавучих буровых, а также лайнеров, танкеров и других судов. Впрочем, для некоторых кораблей ВМФ возможно сочетание ГЭУ и ВРК типа резервного двигательного комплекса, которые, правда, действуют раздельно, что позволяет их проектировать независимо друг от друга.

Методика расчета тяговых характеристик (ТХ) судов отрабатывалась в течение многих десятилетий применительно к судам разных типов. В данной статье рассматриваются три типа одновальных судов: грузовое судно (ГС), дизельная подводная лодка (ПЛ), глиссирующий пассажирский теплоход (ГПТ) малого водоизмещения применительно к механическим ВРК. Рассмотрению ТХ подлежат: методика качественных расчетов на основании упрощенных формул, физическое моделирование и автоматическое проектирование с использованием САПР. Методы моделирования наиболее полно освещены в [9], вопросы применения ВРК и их характеристики отражены в [10–13], методика применения САПР показана в [14].

Цель расчетов состоит в получении типовых значений: мощности двигателя — $N_{\text{дв}}$, момента гребного винта (ГВ) — M , полезной тяги ГВ — РЕ, пропульсивного коэффициента η при заданных соотношениях шага и диаметра ГВ.

Качественный расчет ТХ

Мощность (Вт), необходимая для движения судна, рассчитывается по формуле:

$$N_{\text{дв}} = Rv / \eta \eta_{\text{ред}} \eta_{\text{вл}}, \quad (1)$$

где R — сопротивление среды движению судна — Н; v — скорость движения судна, м/с; η — пропульсивный коэффициент; $\eta_{\text{ред}}$ — коэффициент полезного действия (КПД) редуктора; $\eta_{\text{вл}}$ — коэффициент полезного действия (КПД) валопровода.

Пропульсивный коэффициент η характеризует эффективность комплекса «корпус судна — движитель», причем движителями называют устройства, преобразующие энергию двигателя судна в силу тяги, преодолевающую сопротивление среды движению судна. Определение R и η при постройке самоходных судов является непростой задачей, которая должна решаться при определении ТХ. Для предварительной оценки мощности привода судна можно принимать в расчетах значение $\eta = 0,3\text{--}0,5$ в зависимости от типа судна, качества изготовления комплекса, частоты вращения движителя и его размеров. КПД редуктора $\eta_{\text{ред}}$ определяется числом пар зубчатых зацеплений и при их числе до шести пар достигает 0,75–0,9, что стимулирует отказ от редуктора для ВРК путем замены на преобразователь частоты (ПЧ) с КПД, близким значению 0,95. КПД длинного валопровода в ГЭУ достигает 0,9–0,97, в то время как укороченный валопровод ВРК ближе к последнему значению.

Мощность двигателя $N_{\text{дв}}$ (Вт) можно также определять по формуле:

$$N_{\text{дв}} = 2\pi nM / \eta_{\text{ред}} \eta_{\text{вл}}, \quad (2)$$

где n — число оборотов ГВ, 1/с; M — момент ГВ, Н·м.

Сопротивление среды R , Н равно:

$$R = R_{\text{тр}} + R_o + \Delta R, \quad (3)$$

где $R_{\text{тр}}$ — сопротивление трения; R_o — остаточное сопротивление; ΔR — дополнительное сопротивление.

В судостроении обычно полное сопротивление воды движению судна рассчитывают с использованием метода Фруда по результатам испытаний модели корпуса судна в специальных опытных бассейнах. По этому методу полное сопротивление R условно подразделяется на со-

противление трения R_{Tp} и на остаточное сопротивление R_o . К сопротивлению трения относят часть полного сопротивления, которое зависит от размеров судна, площади его смоченной поверхности (для водоизмещающих судов — поверхность корпуса ниже ватерлинии) и скорости движения. Сопротивление трения рассчитывают по специальным графикам, составленным на основе результатов испытаний пластин в потоке жидкости. С увеличением длины судна и скорости его движения коэффициент трения пластины, с помощью которого определяют сопротивление трения R_{Tp} , уменьшается.

Натурное судно и модель-копия имеют различные коэффициенты трения. Это основная причина, делающая невозможными пересчеты полного сопротивления с натуры на модель пропорционально кубу масштаба. Данное явление называют обычно «масштабный эффект». Вторая часть полного сопротивления — остаточное сопротивление R_o — зависит от типа судна (формы его корпуса), количества корпусов, скорости движения, волнения и принимается равной для судна и модели пропорционально кубу масштаба — m^3 .

Например, если судно длиной $L = 50$ м имеет остаточное сопротивление $R_o = 12\,500$ Н, то модель этого судна длиной 1 м, будет иметь остаточное сопротивление $r_o = R_o/m^3 = 12\,500/50^3 = 0,1$ Н.

Для оценки гидродинамических качеств корпуса судна и сопротивления на начальных стадиях проектирования применяют безразмерную характеристику — гидродинамическое качество:

$$K = Dg/R, \quad (4)$$

где D — водоизмещение судна, т; $g = 9,81$ м/с — ускорение свободного падения.

Удобно использовать эту характеристику для оценки в первом приближении сопротивления самоходных моделей. С этой целью была выполнена систематизация судов различных типов и кораблей, которая позволила установить зависимость изменения гидродинамического качества K от числа Фруда (относительной скорости движения) по длине судна:

$$Fr = \frac{v}{\sqrt{gL}}$$

или его водоизмещению:

$$FrV = \frac{v}{\sqrt{g(\sqrt[3]{D})}}. \quad (5)$$

Параметр Fr использован для водоизмещающих судов, FrV — для быстроходных судов и аппаратов с динамическим позиционированием (ДПП). Полученные зависимости были пересчитаны для моделей судов различных классов и кораблей, которые приведены в [9]. При пересчете коэффициента K судов для моделей были учтены масштаб модели, изменение доли сопротивления трения в общем сопротивлении в зависимости от числа Фруда, различие в характере потока в пограничном слое судна и его модели. Коэффициенты K судов и моделей ДПП практически совпадают, так как доля

сопротивления трения в общем сопротивлении для этих судов незначительна, то есть сопротивление модели пропорционально кубу масштаба судна. Доля сопротивления трения судов большинства типов в общем сопротивлении значительная и зависит от числа Фруда. Так, наибольшая доля сопротивления трения наблюдается у подводных транспортных судов и лодок и составляет 90–95 %.

Коэффициенты K носят качественный характер: для модели и судна выбираются эмпирически. Так, для морского грузового судна при изменении значения Fr в диапазоне 0,2–0,6 параметр K соответствует показателям 350–50. Для принятого в таблице грузового судна длиной 150 м при скорости 12 м/с и относительной скорости (число Фруда), равной 0,31, гидродинамическое качество $K = 170$. Сопротивление модели R в соответствии с (4) равно 0,88. Мощность двигателя модели по (1) составляет 5 Вт.

На самоходную модель при движении действуют гидродинамические силы сопротивления корпуса; силы от движительно-рулевого комплекса; кроме того, на надводную часть модели при ветре также действуют силы. Существенное влияние оказывают на модель волнение, течение и ряд других факторов. Проекция всех гидро- и аэродинамических сил на направление движения модели представляет силу сопротивления среды, от которой во многом зависит мощность двигателя модели. Моделисты обычно не рассчитывают сопротивление среды движению моделей. Мощность двигателя выбирают с использованием приближенной формулы:

$$N_{\text{дв}} = 2(N'_{\text{дв}} / m^{3,5}), \quad (6)$$

где $N_{\text{дв}}$ — мощность двигателя модели; $N'_{\text{дв}}$ — 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 всего разряжаются элементы питания и топлива, а также увеличивается масса модели. Мощность натурального судна с учетом масштаба, равного 100, составляет:

$$N'_{\text{дв}} = N_{\text{дв}} m^{3,5} / 2 = 25 \text{ МВт}. \quad (7)$$

Моделирование ТХ (по материалам [9])

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 модельист знает характеристики судна-прототипа, модель которого он строит, и определить требуемые характеристики модели не представляет труда с помощью теории подобия:

- Масштаб модели: $m = \text{Длина судна} / \text{Длина модели}$.
- Масштаб водоизмещения: $m^3 = \text{Объем судна} / \text{Объем модели}$.
- Масштаб скорости: $1/\sqrt{m} = \text{Скорость судна} / \text{Скорость модели}$.
- Масштаб частоты вращения винтов $n = \text{Частота } n \text{ судна} \times \sqrt{m} \text{ частоты } n \text{ модели}$.

При пересчете этих характеристик судна на модель и наоборот 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 качестве примера определим сопротивление и необходимую мощность двигателя нескольких моделей: грузового морского теплохода, подводной лодки и речного глиссера пассажирского теплохода для малых рек. Полученные результаты приведены в таблице.

В результате расчетов была получена минимально потребная мощность для движения модели с масштабной скоростью. Необходимо учитывать, что на дистанции во время прохождения судна редко бывает тихая безветренная погода. Волнение и ветер приводят к возникновению дополнительного сопротивления среды движению самоходного судна и модели, и на преодоление этого сопротивления необходима дополнительная мощность. Способ учета влияния ветроволнового режима на сопротивление самоходных судов и моделей рассмотрен в [9].

Таким образом, с помощью упрощенного способа расчета сопротивления воды движению самоходных моделей судов и кораблей можно оценить минимально необходимую мощность двигателя модели, выбрать тип двигателя, что позволяет затем рассчитать характеристики движителей и других устройств.

К выбору параметров пропульсивной системы водоизмещающих судов

Модели водоизмещающих судов могут двигаться в режиме плавания ($FrV < 1$) и переходном режиме ($1 < FrV < 3$). Этот режим плавания достаточно точно описывается выражением, отражающим закон Архимеда:

$$D = \rho V, \quad (8)$$

где D и V — водоизмещение модели судна, т, и объемное водоизмещение, м³; $\rho = 1000 \text{ кг}/\text{м}^3$ — плотность речной воды.

В режиме плавания движутся модели грузовых и пассажирских судов морского и речного флота, а в переходном режиме — модели различных служебно-вспомогательных судов, быстроходных кораблей и катеров военно-морского флота, пассажирские катера некоторых типов. За счет повышенной скорости на модели судов, движущихся в переходном режиме, действует, кроме архимедовой силы, гидродинамическая сила поддержания, приводящая к некоторому всплытию модели и увеличению ее осадки кормой. Эффективность

Таблица. Коэффициенты пересчета характеристик судна и модели

Характеристика	Формула пересчета	Расчетные значения		
		Грузовой морской теплоход	Подводная лодка	Глиссирующий пассажирский теплоход
Длина судна L' , м	-	150	84,8	22
Водоизмещение судна D' , м	-	15000	4300	30
Скорость судна, v' , м/с	-	12	15,3	11
Масштаб модели, m		100	100	20
Длина модели L , м	$L = L'/m$	1,5	0,848	1,1
Водоизмещение модели D , м	$D = D'/m^3$	0,015	0,0043	0,00375
Скорость модели v , м/с		1,2	1,53	2,5
Относительная скорость	$\frac{v}{\sqrt{gL}}$	0,31	0,53	-
	$\frac{v}{\sqrt{g(\sqrt{D})}}$	-	-	2
Гидродинамическое качество модели K	-	170	32	12
Сопротивление модели $R, \text{Н}$	$R = \frac{Dg}{K}$	0,88	1,35	3,12
Мощность двигателя модели $N_{\text{дв}}, \text{Вт}$	$N_{\text{дв}} = \frac{Rv}{\eta \times \eta_{\text{ред}} \times \eta_{\text{вл}}}$	5,0 $\eta = 0,3$ $\eta_{\text{ред}} = 0,9$ $\eta_{\text{вл}} = 0,8$	7,5 $\eta = 0,3$ $\eta_{\text{вл}} = 0,95$	29,0 $\eta = 0,3$ $\eta_{\text{вл}} = 0,9$

пропульсивной системы, а следовательно, и ходовые качества водоизмещающих моделей зависят от следующих факторов:

- значения сопротивления воды движению модели;
- характеристик взаимодействия между корпусом модели и ее движителями;
- параметров движительно-рулевого комплекса;
- характеристик двигателя и передачи от двигателя к движителям.

Схема определения шагового отношения гребного винта (ГВ) и пропульсивного коэффициента модели выбирается по соотношениям, приведенным в [9]. Например, для открытого ГВ модели одновального грузового судна примем двигатель мощностью 15 Вт (в три раза выше, чем в таблице), с крутящим моментом на ГВ (при $\eta_{\text{ред}} = 0,75$) $M_{\text{дв}} = 0,036 \text{ Н}\cdot\text{м}$ и частотой вращения ГВ $n = 50 \text{ с}^{-1}$.

Зададим масштабную скорость модели $v = 1,5 \text{ м/с}$. При этой скорости сопротивле-

ние движению модели, по данным предварительного расчета, составляет 3,6 Н (в четыре раза выше, чем в таблице 1). Коэффициенты взаимодействия, определенные по формулам (9), (10), $\Psi = 0,2$ и $t = 0,15$. Скорость потока в диске винта $ve = v(1 - \Psi) = 1,2 \text{ м/с}$. Диаметр винта модели $DB = 0,05 \text{ м}$. Рассчитав для нескольких значений HB/DB потребляемый крутящий момент M , можно построить на рис. 5 зависимость $M = f(HB/DB)$ и определить такое шаговое отношение HB/DB , при котором $M = M_{\text{дв}}$, где HB — шаг винта.

Равенство моментов отмечается, как следует из рис. 5, при $HB/DB = 1,03$. Гребной винт с таким шаговым отношением развивает полезную тягу $Pe = 3,7 \text{ Н}$ и обеспечивает для модели $\eta = 0,51$. При расчете параметров пропульсивного комплекса ПК получаемая тяга винтов Pe не всегда соответствует сопротивлению модели R при расчетной скорости v . Это объясняется неудачным выбором диаметра винта и его частоты вращения. В этом

случае необходимо повторить расчет, изменив диаметр винта (если это возможно) или частоту его вращения (выбрав иное передаточное число редуктора).

При расчетах движителей самоходных моделей морских судов нужно оценить по формулам следующие величины:

- коэффициент попутного потока:

$$\Psi = 0,165 \cdot \delta \cdot [X\sqrt{3}\sqrt{V/D_B}], \quad (9)$$

где $X = 1$ — для одновальных моделей; $X = 2$ — для двухвальных моделей; D_B — диаметр винта, м;

- коэффициент засасывания корпуса моделей одновальных судов:

$$t = 0,8\Psi; \quad (10)$$

- моделей двухвальных судов:

$$t = 0,25\Psi + 0,14. \quad (11)$$

Эффективность работы пропульсивного комплекса модели оценивается пропульсивным коэффициентом η , значение которого можно найти по формуле,

$$\eta = [Pe \cdot v] / [2\pi \times n \times M] = \eta_{\text{двиг}} / [1 - t] / [1 - \Psi], \quad (12)$$

где Pe — полезная тяга ГВ, Н; v — скорость модели, м/с; M и n — крутящий момент, Н·м; частота вращения ГВ, с^{-1} ; t и Ψ — коэффициенты засасывания и попутного потока; $\eta_{\text{двиг}}$ — КПД движителя. При движении модели полезная тяга ГВ Pe должна быть равна сопротивлению воды движению модели R .

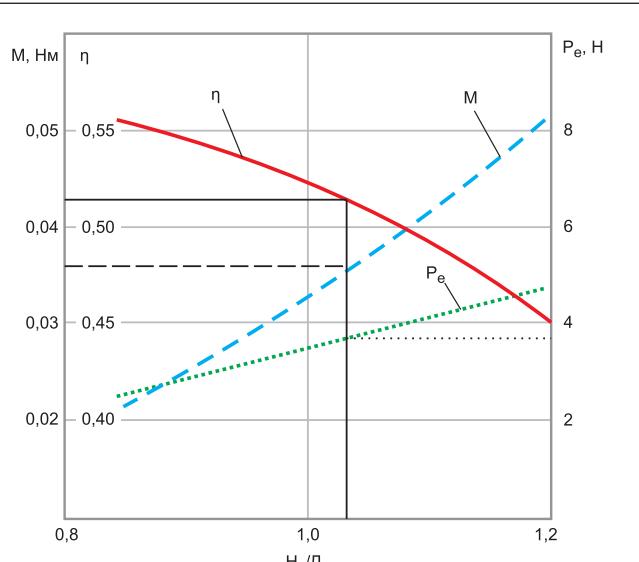
Гребной винт обычно проектируют для одного, наиболее типичного для данного судна режима работы, например, для грузового судна — при плавании с полным грузом, а для буксира — при буксировке другого судна. Если режим работы винта отличается от расчетного (грузовое судно в балластном переходе, буксир без буксировки, волнение, качка), винт будет работать с гораздо меньшим КПД, чем в расчетном режиме.

Автоматическое проектирование пропульсивного комплекса

Наряду с качественным расчетом и моделированием пропульсивного комплекса ПК в настоящее время получило широкое распространение его автоматическое проектирование с использованием САПР.

Использование комплекса программ TRIBON HYDRO (HYDRO) позволяет определить для судна заданного типа и водоизмещения сопротивление RT , коэффициенты взаимодействия, а также характеристики ГВ при каждом из значений скорости, используя коэффициент упора КТ и относительной поступи J в виде отношения KT/J . Определив J и коэффициент момента в открытой воде КQO при каждом значении скорости судна, получают N — число оборотов ГВ (об/мин) и мощность на валу PS .

Сопротивление голого корпуса определяется по методу ITTC 1978 [13] в виде зависимости:

**Рис. 5.** Расчет параметров пропульсивного комплекса ПК модели грузового судна

$$CT = CF(1+K) + CR + CA + CAA,$$

где CT — коэффициент общего сопротивления судна, K — коэффициент формы.

Для учета сопротивления CAA от выступающих частей используют программы Holtrop@Mennen.

В программных комплексах используют коэффициенты взаимодействия:

t — коэффициент засасывания, ω — коэффициент попутного потока, ηR — коэффициент неравномерности поля скоростей в диске винта. Эти коэффициенты определяют эмпирически или вводят постоянным значением для каждого из коэффициентов:

$$\begin{aligned} PE &= RT \times V \times (1 + SVC / 100), \\ \eta H &= (1 - t) / (1 - \omega), \\ \eta O &= (J \times KT) / (2\pi KQO), \\ \eta R &= KQO / KQB, \\ \eta D &= \eta O \times \eta H \times \eta R, \\ N &= 60,0 \times V \times (1 - \omega) / (J \times D), \\ PD &= PE / \eta D, \\ PS &= PD \times \eta T, \end{aligned} \quad (13)$$

где: V — скорость судна; RT — общее сопротивление с учетом выступающих частей; SVC — срок службы; PE — действительная мощность; t — коэффициент засасывания; ω — коэффициент попутного потока; J — относительная поступь; KT — коэффициент упора; KQO — коэффициент момента в открытой воде; KQB — коэффициент момента за корпусом; ηH — коэффициент влияния корпуса; O — КПД винта в свободной воде, ηR — коэффициент неравномерности поля скоростей в диске винта; D — квазипропульсивный коэффициент (QPC); T — КПД передачи; N — число об/мин; PD — мощность, подаваемая на винт; PS — мощность, подводимая к валу ГВ.

Если пользователь вводит значения 1 для КПД передачи, мощность, подаваемая на вал в выводе данных, будет равна мощности, подаваемой на винт, что печатается в выводе результатов расчета.

Из известных программ расчета ПК: Prop Expert, SwiftCraft (для судов длиной до 75 м), FREEship_Plus — наиболее продвинутой является программа NavCad, включающая 10 типов двигателей и большую библиотеку серийных испытаний моделей судов, включая 35 алгоритмов и серий судов. Эта программа обеспечивает полный расчет параметрического анализа ходкости и пропульсивных качеств судна. Рассматривается система «корпус — двигатель — движитель — вода» в разных режимах работы, включая «несудовые» (волнение, ветер, мелководье, режимы буксировки/толкания).

Близким к указанной программе является отечественный комплекс PROPULSION EXPERT 3.0 разработки ЦНИИМФ. Пример расчета основной характеристики ПК в виде зависимости мощности винта $PS_{prop/eng}$ (л. с.) от $EngRPM$ — числа об/мин при различных скоростях движения приведен на рис. 6 для скоростного глиссирующего теплохода ГПТ (табл.) [14]. Для заданной скорости 12 м/с определяется мощность двигателя 400 л. с. и номинальная частота ГВ 2100 об/мин.

Выводы

Выполнен анализ типов электроприводов и их систем управления. Рассмотрены три этапа расчета пропульсивных характеристик судов: приближенный качественный расчет, моделирование судов в открытых бассейнах и автоматическое проектирование с использованием САПР. Первые этапы обычно выполняются для новых типов судов, а последний этап является уточняющим с использованием существующих библиотек типов судов и режимов их применения.

Влияние механических ВРК на тяговые характеристики судов проявляется главным образом в повышении КПД, маневренности и корректировке дополнительных и общих сопротивлений движению судна, что требует расширения возможностей САПР. Электрические ВРК являются более совершенными за счет постоянства режима работы высокогооборотного генератора, замены редуктора на ПЧ и требуют дополнительного рассмотрения.

Литература

- Шульга Р. Н. Рынок силовой электроники (динамика и основные тенденции) // Энергия единой сети. 2021. № 5, 6.
- Шульга Р. Н., Петров А. Ю., Лабутин А. А. Рынок электрических машин и аппаратов: динамика и основные тенденции. РУМ, 4 [594], 2020.
- Kazmierkowski M. P., Franquelo L. G., Rodriguez J., Perez M. A., Leon J. I. High-Performance Motor Drives // IEEE Industrial Electronics. 2011. Vol. 5. No. 3.
- Blaschke F. The principle of field-orientation as applied to the transvector closed loop control system for rotating-field machines // Siemens Rev. 1972. Vol. 34. No. 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 конструкций 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.
- Шульга Р. Н. Применение распределенного электродвижения с использованием винторулевых колонок // Энергоэффективность и водоподготовка. 2020. № 4.
- 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., Путилова И. В., Смирнова Т. С., Иванова Н. С. Безотходные и безотходные технологии с использованием водородной электроэнергетики. Альтернативная электроэнергетика и экология (ISJAE). 2019.
- Report of the performance committee ITTC. 1978.
- Цуренко Ю. И. Автоматизация проектирования пропульсивного комплекса. Учеб. пос. Северодвинск, 2009.

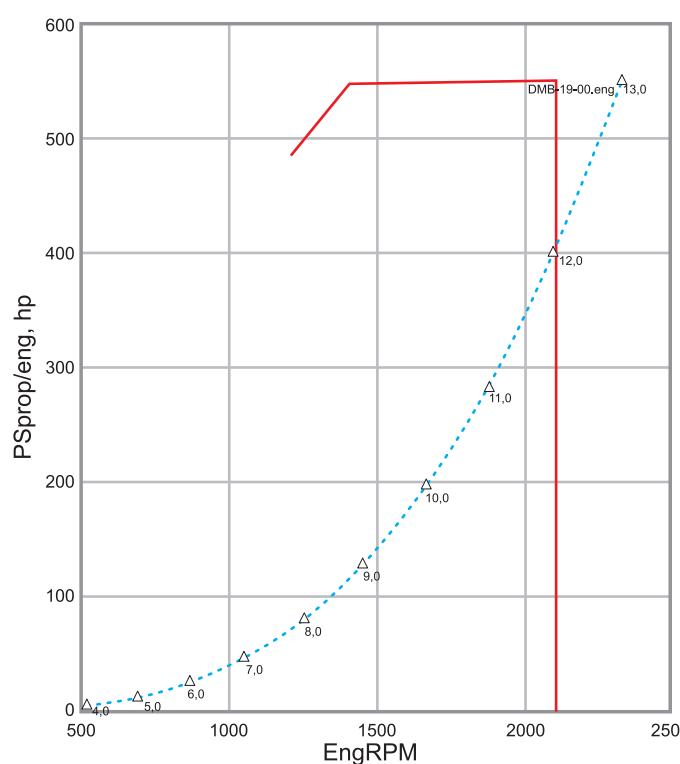


Рис. 6. Зависимость мощности двигателя (л. с.) от числа оборотов ГВ (об/мин) при различных скоростях движения (м/с) и определение номинальных параметров

Аккумуляторы: проверенный и эффективный источник энергии

В статье рассмотрены основные типы и виды аккумуляторов — Li-Ion, NiMH, Li-Po, их достоинства и недостатки.

Краткая история аккумулятора

Первый аккумулятор на основе свинцовой кислоты был создан во Франции в середине XIX века. Раньше все батареи (вернее, элементы) были первичными, это означало, что их невозможно перезарядить.

В 1899 году Вальдемар Юнгнер из Швеции изобрел никель-кадмийевую (NiCd) батарею, в которой в качестве положительного электрода (катода) использовался кадмий, а в качестве отрицательного электрода (анода) — никель. Однако высокая стоимость материала по сравнению со свинцом ограничивала ее использование. Тем не менее NiCd был единственным аккумулятором для переносных устройств. В 90-х годах XX века экологи в Европе забеспокоились о вреде, наносимом неосторожной утилизацией NiCd. Директива относительно батареи 2006/66/EC в настоящее время ограничивает продажу аккумуляторов NiCd в Европейском союзе, за исключением специальных промышленных применений, в которых они не могут быть заменены. Альтернативой является никель-металлогидридный (NiMH) аккумулятор, более экологически чистый и сходный с NiCd.

Сегодня большая часть исследований сосредоточена на улучшении литиевых систем, впервые выведенных на рынок компанией Sony в 1991 году. Помимо питания мобильных телефонов, ноутбуков, цифровых фотоаппаратов, электроинструментов и медицинских устройств, литий-ионные аккумуляторы также используются в электромобилях и спутниках. Этот аккумулятор имеет много преимуществ,

в частности высокую удельную энергию, простоту зарядки, низкие эксплуатационные расходы и экологичность.

Рынок вторичных батарей (аккумуляторов)

Подсчитано, что к 2026 году литий-ионные аккумуляторы будут составлять до 70% всего рынка, а свинцово-кислотные — еще примерно 20%. Объем производства литий-ионных аккумуляторов в 2020 году составлял \$40,8 млрд, и ожидается, что к 2026 году он достигнет \$100,3 млрд. Движущим фактором рынка аккумуляторов является растущий спрос на переносные электронные устройства. Смартфоны и ноутбуки широко распространены не только в развитых странах, но и во всем мире. Рынок постоянно растет, и в то же время упор делается на защиту окружающей среды и роль, которую должны играть производители электронного оборудования и компонентов, таких как аккумуляторы.

Характеристики аккумуляторов

При выборе аккумулятора необходимо учитывать следующие характеристики:

1. Вид.
2. Напряжение.
3. Кривая разряда. Она представляет собой график зависимости напряжения от емкости в процентах. Желательна плоская кривая разряда, поскольку это означает, что напряжение остается постоянным по мере разряда аккумулятора.
4. Емкость. Теоретическая емкость батареи — это количество электрической энергии, участвующей в электрохимической реакции.
5. Удельная плотность энергии — это энергия, приходящаяся на единицу массы элемента (иногда на единицу массы активного материала электрода). Это произведение удельной емкости и рабочего напряжения за один полный цикл разрядки.
6. Плотность мощности. Это мощность, приходящаяся на единицу массы элемента (Вт/кг).
7. Температурная зависимость. Согласно кинетическим теориям, скорость реакции в элементе



Рис. 1. Типы аккумуляторов

зависит от температуры. Внутреннее сопротивление также изменяется вместе с температурой; при низких температурах внутреннее сопротивление повышается. При очень низких температурах электролит может замерзнуть, что приведет к снижению напряжения, поскольку движение ионов затруднено. При очень высоких температурах химические вещества могут разлагаться, или доступной энергии может быть достаточно для активации нежелательных обратимых реакций, снижающих производительность.

8. Срок службы. Жизненный цикл перезаряжаемой батареи определяется как количество циклов зарядки/разрядки, которое может выполнить внешний аккумулятор, прежде чем его емкость упадет до 80% от первоначального значения. Обычно это 500–1200 циклов.
9. Физические требования. Ими являются геометрия элемента, его размер, вес и форма, а также расположение клемм.
10. Цикл зарядки/разрядки. Необходимо учитывать множество аспектов цикла, например:
 - напряжение, необходимое для зарядки;
 - время, необходимое для зарядки;
 - доступность источника зарядки;
 - потенциальная угроза безопасности во время зарядки/разрядки.
11. Жизненный цикл. Это количество циклов разрядки/зарядки, которое может пройти аккумулятор, прежде чем его емкость упадет до 80%.
12. Расходы. Сюда входит начальная стоимость самого аккумулятора, а также стоимость его зарядки и обслуживания.
13. Стойкость к глубокой разрядке. Между глубиной разрядки и сроком службы аккумулятора существует логарифмическая зависимость, поэтому срок службы аккумулятора может быть значительно увеличен, если он не разряжается полностью. Например, аккумулятор мобильного телефона прослужит в 5–6 раз дольше, если перед подзарядкой он будет разряжаться только до 80%. Для приложений, где это может быть необходимо, предлагаются специальные аккумуляторы глубокой разрядки.
14. Требования, предъявляемые приложением. Аккумулятора должно хватить для предполагаемого применения. Это означает, что он должен обеспечивать необходимый ток при соответствующем напряжении, а также иметь соответствующую емкость, энергию и мощность. Он не должен слишком сильно превышать требования приложения, так как это может привести к ненужным расходам, а обеспечивать достаточную производительность при минимально возможной цене.

Никель–металлогидридные (NiMH) аккумуляторы

В течение 50 лет переносные устройства работали почти исключительно на аккумуляторах, основанных на никеле и кадмии (NiCd), но в 90-х годах лидерство перехватили никель–металлогидридные (NiMH) аккумуляторы, чтобы решить проблему токсичных, хотя и прочных никель–кадмийевых аккумуляторов (рис. 3). Элементы аналогичны по конструкции никель–кадмийевым аккумуляторам и предлагаются в корпусах всех типов (кнопочных, цилиндрических, призматических и прямоугольных).

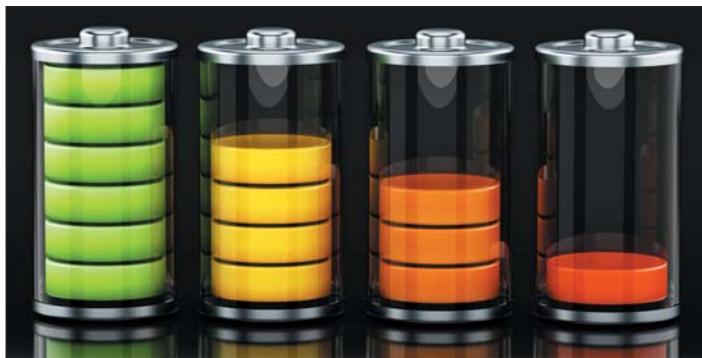
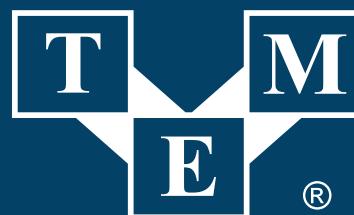


Рис. 2. Заряд аккумуляторов

nichicon

Компактные, эффективные и безопасные источники питания



Electronic Components

TRANSFER MULTISORT ELEKTRONIK

ДИСТРИБЬЮТОР ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

Устронна 41, 93-350 Лодзь, Польша
тел. +48 42 645 54 44, export@tme.eu, tme.eu

tme.eu

facebook.com/TME.eu
instagram.com/tme.eu
youtube.com/TMEElectronicComponent

реклама

Преимущества никель–металлогидридных (NiMH) аккумуляторов

1. Емкость на 30–40% выше, чем у стандартного NiCd.
2. Менее подвержен «эффекту памяти» по сравнению с NiCd.
3. Простое хранение и транспортировка; не подлежит нормативному контролю.
4. Экологически чистый, содержит только слабые токсины.
5. Содержание никеля делает вторичную переработку рентабельной.

Недостатки никель–металлогидридных (NiMH) аккумуляторов

1. Ограниченный срок службы; глубокая разрядка сокращает срок службы.
2. Требуется сложный алгоритм зарядки.
3. Плохо справляется с перезарядкой; поддерживающая зарядка должна быть на низком уровне.
4. Вырабатывает тепло во время быстрой зарядки и разрядки при большой нагрузке.
5. Высокая саморазрядка; химические добавки уменьшают саморазрядку за счет емкости.
6. Производительность падает, если аккумулятор хранится при повышенных температурах. Он должен храниться в прохладном месте, на уровне 40% от полной зарядки.

Литий–ионные аккумуляторы (Li-Ion)

Изобретателем литий–кобальт–оксидного элемента считается Джон Б. Гуденаф (1922). Однако годом ранее компания Sony объявила о получении международного патента на литий–кобальт–оксидный катод. Последовали годы судебных тяжб, но Sony удалось сохранить патент.

Ключом к более высокой плотности энергии этого типа аккумуляторов является высокое напряжение элемента, равное 3,6 В. За счет улучшения активных материалов и электролитов можно еще больше увеличить плотность энергии. Нагрузочные характеристики хорошие, а плоская кривая разрядки обеспечивает эффективное использование накопленной



Рис. 3. NiMH-аккумулятор ACCU-1/V500HT



Рис. 4. Li-Ion-аккумулятор ACCU-14500-08-2A

энергии в требуемом и плоском спектре напряжения 3,7–2,8 В/элемент. В 1994 году стоимость производства литий–ионного цилиндрического элемента 18650 составляла более \$10, а емкость — 1100 мА·ч. В 2001 году цена упала ниже \$3, а емкость выросла до 1900 мА·ч. Низкие затраты, повышенная удельная энергия и отсутствие токсичных материалов сделали литий–ионные аккумуляторы широко распространенными в переносных устройствах, тяжелой промышленности, электрических силовых установках и спутниках.

Li-Ion — это аккумулятор с низкими затратами на обслуживание, что является преимуществом, отсутствующим у большинства других химических веществ (рис. 4). Аккумулятор не имеет памяти и не требует обслуживания (полнейшей разрядки) для поддержания его в хорошем состоянии. Саморазрядка более чем вдвое меньше, нежели у систем на основе никеля, что помогает при использовании счетчиков электроэнергии. Номинальное напряжение ячейки 3,6 В может напрямую питать мобильные телефоны, планшеты и цифровые камеры, что ведет к упрощению и снижению затрат по сравнению с многоячеичными батареями. К недостаткам следует отнести необходимость применения защитных схем для предотвращения возможного самовоспламенения или взрыва. Дополнительный недостаток — высокая цена.

Литий–ионные аккумуляторы делятся на виды в зависимости от используемых в них электрохимических систем:

- (+) MLi/органический электролит/C (–), где буква M означает базовый металл электрода;
- C — кобальт;
- N — никель;
- M — марганец;
- V — ванадий;
- T — титан.

Литий–ионные аккумуляторы имеют герметичные корпуса, внутри которых находятся защитные схемы. Электродные материалы насыщаются на очень тонкую фольгу (медь и алюминий), разделенную сепаратором.

Преимущества литий–ионного аккумулятора (Li-Ion)

1. Высокая удельная энергия.
2. Относительно низкая саморазрядка; менее половины NiCd и NiMH.
3. Низкие затраты на обслуживание. Периодическая разрядка не нужна; отсутствует память.

Недостатки литий–ионного аккумулятора (Li-Ion)

1. Требуется схема защиты для ограничения напряжения и тока.
2. Подвержен старению, даже когда не используется (старение происходит во всех аккумуляторах, и современные системы Li-Ion имеют такой же срок службы, как и системы с другими химическими веществами).
3. Для аккумуляторов этого типа требуется соблюдение строгих правил транспортировки.

Литий–полимерный аккумулятор (Li-Po)

В начале XXI века стала широко обсуждаться тема ион–полимерных аккумуляторов. Однако у многих пользователей возникает проблема отличить обычный литий–ионный аккумулятор от аккумулятора с полимерной архитектурой. Литий–



Рис. 5. Li-Po-аккумулятор ACCU-LP103451/CL

полимерный отличается от других аккумуляторных систем типом используемого электролита (рис. 5). В оригинальном полимере 1970-х годов используется твердый (сухой) полимерный электролит, напоминающий пленку, похожую на пластик. Этот изолятор обеспечивает ионный обмен и заменяет традиционный пористый сепаратор, пропитанный электролитом. Твердый полимер имеет слабую проводимость при комнатной температуре, и для протекания тока аккумулятор необходимо подогреть до +50...+60 °C (122–140 °F). Чтобы современный литий-полимерный элемент мог проводить при комнатной температуре, его превратили в гель.

Правильный термин — «литий-ионный полимер», или «литиевый полимер». Li-полимер может быть создан на многих системах, таких как Li-кобальт, NMC, Li-фосфат и Li-марганец. По этой причине литий-полимерный аккумулятор не считается уникальным по сравнению с литий-ионными аккумуляторами. Большинство вторичных литий-полимерных аккумуляторных батарей, предназначенных для потребительского рынка, основано на литий-кобальтовых системах. Для пользователя литий-полимерный аккумулятор в целом не отличается от литий-ионного. В обеих системах предусмотрен одинаковый катодный и анодный материал, они содержат одинаковое количество электролита. Хотя характеристики и производительность обеих систем

схожи, литиевый полимер уникален тем, что представляет собой микропористый электролит, заменяющий традиционный пористый сепаратор. Желеподобный электролит становится катализатором, улучшающим электропроводность. Литиевый полимер имеет несколько более высокую удельную энергию, а аккумуляторы с ним могут быть тоньше, чем обычные литий-ионные. При этом стоимость его производства на 10–30% выше. Несмотря на более высокую цену, доля литий-полимерных элементов на рынке растет. Они также производятся в гибкой оболочке из пленки (полимерный ламинат или пакетик), напоминающей упаковку для пищевых продуктов. В то время как стандартный литий-ионный аккумулятор требует жесткого корпуса, чтобы скать электроды вместе, в литий-полимерном применяются ламинированные листы, не требующие сжатия. Такой корпус из пленки снижает вес более чем на 20%. Кроме того, тонкопленочная технология не предъявляет требований к форме, и аккумулятору можно придать любую форму, точно соответствующую стильным мобильным телефонам и ноутбукам, чтобы сделать их меньше, тоньше и легче. Li-полимер может быть очень тонким и напоминать кредитную карту. Зарядно-разрядные характеристики литиевого полимера идентичны параметрам других литий-ионных систем и не требуют специального зарядного устройства. Вопросы безопасности также схожи.

Повторная переработка

Использование литий-ионных аккумуляторов в бытовой электронике и электромобилях в последние годы быстро растет. Этот повышенный спрос значительно стимулировал производство литий-ионных аккумуляторов, что привело к увеличению количества использованных аккумуляторов, которые становятся отходами.

Не следует забывать, что все аккумуляторы содержат не только очень вредные вещества, которые не должны попадать в почву и грунтовые воды, но и компоненты, пригодные для повторного использования.

Ваш аккумулятор будет безопасно переработаны, если вы отнесете их в пункт сбора опасных отходов или в магазин, который собирает аккумуляторы для вторичной переработки. Чтобы сделать это правильно, необходимо предпринять следующие шаги.

1. Соберите и рассортируйте аккумуляторы по типу.
2. Заклейте лентой все клеммы аккумулятора. Это предотвратит их замыкание и генерирование тепла или огня.
3. Отсортированные и предохраненные таким образом аккумуляторы сдайте в предназначеннное для этого место.

Литература

1. www.tme.eu/ru/news/library-articles/page/44796/tipy-i-vidy-akkumuliatorov-akkumulator-li-ion-akkumulator-ni-mh-akkumulator-li-po/

Электроника Транспорт 2022

Проводится в рамках Российской недели общественного транспорта

11-13 МАЯ / МОСКВА / ЦВК ЭКСПОЦЕНТР

www.e-transport.ru

реклама

Особенности работы преобразователей с ШИМ-контроллером

в режиме малых нагрузок и холостого хода

В статье рассматриваются причины некорректной работы импульсных преобразователей с ШИМ-контроллером в режиме холостого хода, даются рекомендации и описываются схемотехнические решения, стабилизирующие работу преобразователей.

Анатолий Миронов

Работа преобразователей с ШИМ-контроллером в режиме малой нагрузки или холостого хода на выходе зачастую доставляет проблемы как разработчикам, так и потребителям. Проявляется это в том, что при уменьшении тока нагрузки до значений $0,1 \times I_{\text{НОМ}}$ и менее ухудшается стабильность выходного напряжения, а его пульсации могут многократно увеличиваться. Способы устранения этого нежелательного эффекта бывают столь затратны и конструктивно неприемлемы, что на этапе проектирования разработчики вторичных источников питания (ВИП) даже оставляют эту проблему нерешенной. Так, в [1] для ВИП при указанных выше токах нагрузки допускается повышение выходного напряжения

относительно номинального значения, но не более чем на 10% от номинального значения. Для других аналогичных ВИП в этом же режиме значения выходного напряжения и пульсаций вообще могут не нормироваться [2].

Причины некорректной работы ВИП в режиме малой нагрузки или холостого хода заложены в схемотехнике и принципах регулирования ВИП. Рассмотрим подробней его работу. Обобщенная функциональная схема импульсного преобразователя с ШИМ-контроллером показана на рис. 1.

При подаче входного напряжения $U_{\text{ВХ}}$ через цепь запуска, показанную условно как резистор R_3 , малым током (единицы мА) заряжается конденсатор C . При напряжении $U_C = U_{\text{ВКЛ}}$ включается ШИМ-контроллер. Регулирование (стабилизация) выходного напряжения производится изменением коэффициента заполнения K_3 выходного импульса ШИМ, управляемого работой силового ключа Кл. Входное напряжение, промодулированное ключом Кл, трансформируется, выпрямляется и сглаживается трансформаторно-выпрямительным узлом ТВУ. Узел обратной связи УОС управляет установкой необходимого коэффициента заполнения K_3 .

В установившемся режиме ШИМ-контроллер, нагруженный на затвор силового ключа Кл, потребляет ток в 20–50 мА и поэтому питается от отдельной обмотки дросселя ТВУ, напряжение которой пропорционально выходному. Выпрямленное диодом VD, оно сглаживается конденсатором С и питает ШИМ-контроллер и УОС.

Основными причинами нестабильной работы ВИП в режиме малой нагрузки и ХХ являются:

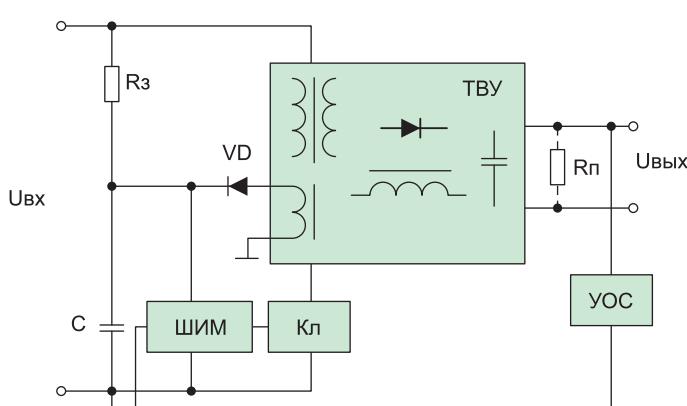


Рис. 1. Обобщенная функциональная схема импульсного преобразователя напряжения с ШИМ-контроллером

1. Невозможность ШИМ-контроллера установить требуемый (малый) коэффициент заполнения K_3 . Например, минимальная длительность импульса ключа Кл с ШИМ-контроллером типа UC38XX (1114ЕУХХ) с учетом всех задержек составляет около 0,5 мкс, у современных, более быстродействующих контроллеров, в частности типа UCC38CXX, — чуть меньше. Дальнейшее уменьшение среднего значения K_3 возможно только блокировкой импульса ШИМ-контроллера на один или несколько периодов работы. В результате начиная с некоторого уровня нагрузки ШИМ-контроллер вырабатывает управляющий импульс один раз в два периода, один раз в три периода и т. д. Таким способом сигнал ОС пытается уменьшить среднее значение K_3 . При этом пульсации выходного напряжения увеличиваются. Но хуже всего, когда нагрузка «требует» ОС установить K_3 , соответствующий дробному значению количества пропусков периодов, например, $K_3 = K_{3 \text{ мин}}/3,4$. Это означает, что несколько импульсов управления появляются один раз в три периода, а потом — один раз в 5–6 периодов. На осциллограмме пульсации выходного напряжения это проявляется как дополнительная низкочастотная огибающая увеличенной амплитуды, зачастую трактуемая разработчиком и потребителем как неустойчивая работа ВИП. Однако никакая коррекция ситуацию не исправляет.

2. Уменьшение напряжения питания ШИМ-контроллера. С уменьшением длительности управляющего импульса ШИМ-контроллера, когда энергия в дросселе запасается, уменьшается и активная фаза паузы, когда энергия дросселя передается в нагрузку и заряжает конденсатор С. ШИМ-контроллер же потребляет практически один и тот же ток независимо от режима работы нагрузки. В результате с уменьшением тока нагрузки снижается и напряжение U_C . Когда оно достигнет значения напряжения выключения $U_{\text{выкл}}$, ШИМ-контроллер выключается, потребление тока от конденсатора С практически прекращается и он снова начинает

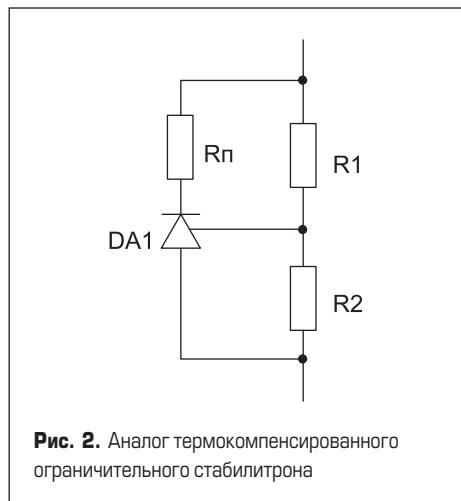


Рис. 2. Аналог термокомпенсированного ограничительного стабилитрона

заряжаться через резистор R_3 до значения $U_C = U_{\text{вкл}}$. Тогда происходит повторное включение ШИМ-контроллера. Очевидно, что при таком режиме работы среднее значение выходного напряжения существенно уменьшается и появляется пульсация амплитудой в 20–50% от номинального значения выходного напряжения частотой 10–50 Гц.

3. Невозможность УОС сформировать требуемый (большой) уровень сигнала для управления ШИМ-контроллером. Такой режим работы имеет место в ВИП с трансформатором в цепи передачи сигнала ОС и происходит по той же причине, что и в п. 2. Недостаточная величина сигнала ОС не позволяет уменьшить длительность управляющего импульса ШИМ-контроллера. В этом случае выходное напряжение увеличивается сверх номинального значения.

Маломощные ВИП, УОС которых построен на основе оптрана, такого режима не имеют, поскольку увеличивающийся при малой нагрузке ток через светодиод оптрана автоматически подгружает выход преобразователя. Для ВИП мощностью 5–10 Вт этого бывает достаточно.

На практике нестабильная работа ВИП в режиме малой нагрузки и ХХ обычно является комбинацией всех трех указанных причин.

Рассмотрим возможные способы устранения этого нежелательного режима. Простейшая из мер, к которой наиболее часто прибегают разработчики, — установка на выход ВИП дополнительного подгруженного резистора R_n (на рис. 1 показан пунктиром). При этом даже в режиме ХХ коэффициент заполнения K_3 ШИМ-контроллера не достигает критических (малых) значений, напряжения $U_{\text{вых}}$ и U_C остаются в зоне допуска. Такой способ приемлем для простых мало мощных ВИП мощностью 5–15 Вт. Цена во-

проса — потеря 1–3% КПД и дополнительная площадь на печатной плате для подгруженного резистора R_n . К тому же, чтобы минимизировать потери в резисторе, регулировщик подбирает номинал R_n во время настройки ВИП. Помогает также замена контроллера на менее потребляющий вариант — например, UC38XX на UCC38CXX, хотя это может быть и более дорогим решением.

Если в режиме ХХ выходное напряжение увеличивается, вместо подгруженного резистора R_n можно включить стабилитрон с напряжением стабилизации чуть больше номинального выходного напряжения, но находящимся в зоне допуска. Тогда падение КПД в нагруженном режиме ВИП не произойдет, так как стабилитрон будет работать только в режиме малой нагрузки и ХХ. Выбирая тип прибора, необходимо обеспечить, чтобы ток через стабилитрон не превысил предельно допустимого значения, а напряжение стабилизации стабилитрона при изменении температуры окружающей среды не вышло за установленные пределы выходного напряжения ВИП.

Такой стабилитрон не всегда удается подобрать, однако, если позволяет место на плате преобразователя, его можно реализовать простой схемой на основе микросхемы параллельного стабилизатора типа TL431 (1230EP1) и ее аналогов (рис. 2). В этом случае просто решаются задачи установки любого требуемого напряжения ограничения $U_{\text{вых} \text{ МАКС}}$ и его температурной стабильности: $U_{\text{вых} \text{ МАКС}} = U_{\text{оп}} \times (1 + R_1/R_2)$, где $U_{\text{оп}}$ — опорное напряжение микросхемы DA1. Резистор R_n ограничивает максимальный ток через микросхему.

Еще один вариант схемы, реализующей эту идею, показан на рис. 3 [3]. Цепи запуска и питания ШИМ-контроллера условно не показаны.

В схеме преобразователя, показанного на рис. 3, усилитель рассогласования Y_1

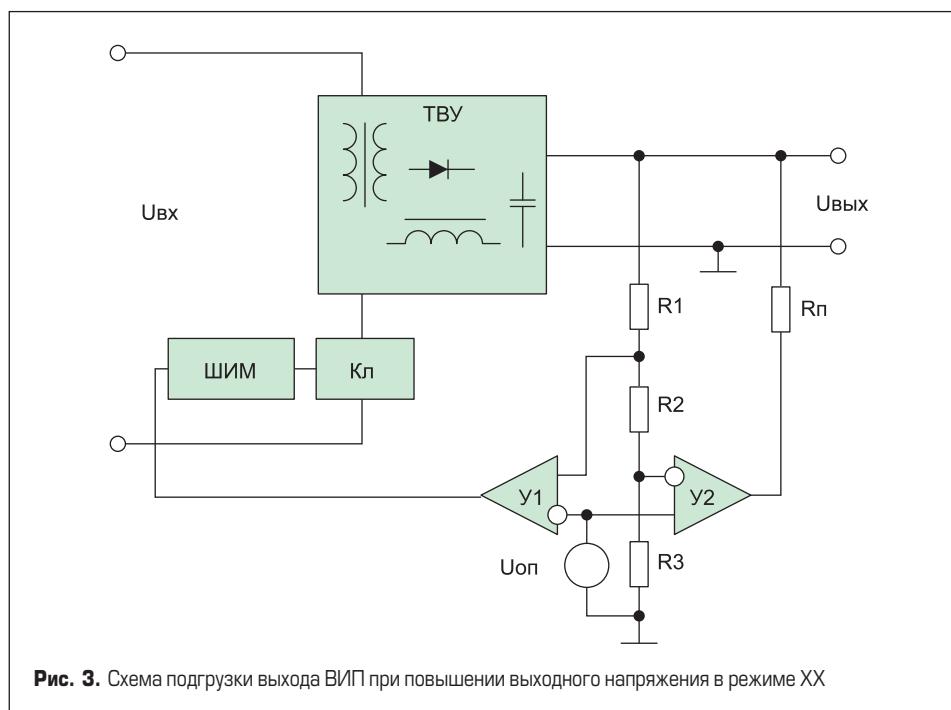


Рис. 3. Схема подгрузки выхода ВИП при повышении выходного напряжения в режиме ХХ

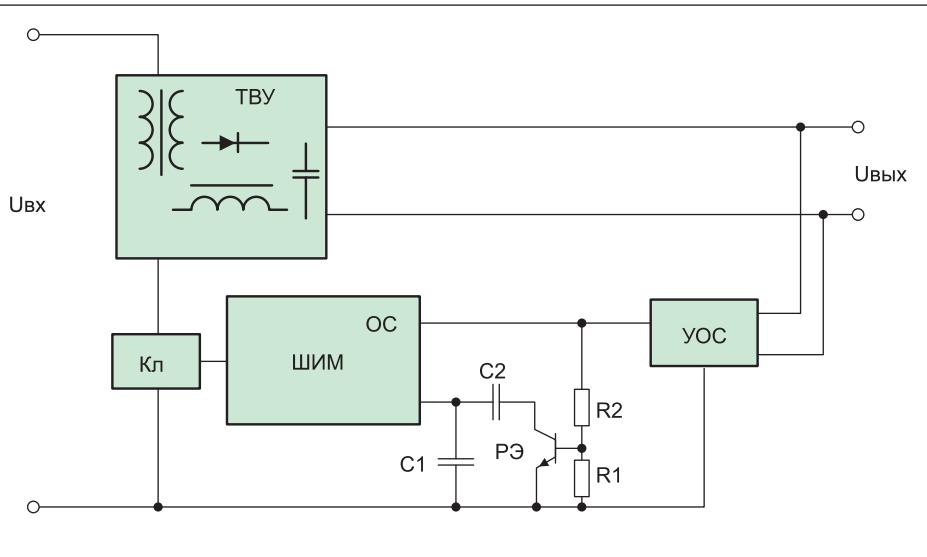


Рис. 4. Функциональная схема преобразователя, реализующая малые коэффициенты заполнения КЗ

формирует сигнал ОС, стабилизирующий выходное напряжение ВИП на уровне $U_{\text{вых}} = U_{\text{Оп}} \times [1 + R_1/(R_2 + R_3)]$. Дополнительный усилитель Y2 включается в режиме малой нагрузки и ХХ, когда выходное напряжение начинает увеличиваться сверх номинального значения. Максимальное значение выходного напряжения ВИП в этой схеме $U_{\text{вых макс}} = U_{\text{Оп}} \times [1 + (R_1 + R_2)/R_3]$. Резистор R_П ограничивает максимальный ток через усилитель Y2. Следует обратить внимание, что $U_{\text{вых макс}}/U_{\text{вых}} = 1 + R_2/R_3$. Это означает, что, если в схеме ВИП предусмотрена регулировка выходного напряжения изменением номинала резистора R₃, напряжение ограничения $U_{\text{вых макс}}$ будет изменяться пропорционально изменению выходного напряжения автоматически! Описанная схема использовалась для нормализации работы в режиме ХХ ВИП мощностью 40 Вт.

Реализовать меньшие значения K_3 , сохранив при этом плавность, непрерывность его изменения, позволяет схема, показанная на рис. 4 [4]. Цепи запуска и питания ШИМ-контроллера условно не показаны. Здесь конденсатор C₁ — частотозадающий, на вход ОС ШИМ-контроллера подается управляющее напряжение УОС. Часть этого напряжения, задаваемая делителем напряжения на резисторах R₁ и R₂, подается на управляющий вход регулирующего элемента РЭ (в данном случае — маломощного биполярного транзистора). При уменьшении нагрузки на выходе ВИП сигнал ОС увеличивается и РЭ начинает плавно открываться, подключая к частотозадающему конденсатору C₁ дополнительный конденсатор C₂. Так же плавно частота работы ШИМ-контроллера начинает уменьшаться. Максимальное уменьшение частоты наблюдается при ХХ на выходе ВИП, когда РЭ открыт и результатирующая частотозадающая емкость составляет $C = C_1 + C_2$. При этом преобразователь мощностью 120 Вт устойчиво работал на ХХ вообще без подгрузки на выходе, которая ранее уменьшала КПД на 1,5%! А для такого преобразователя это три резистора мощностью 1 Вт. Рассмотренная же «добавка» к схеме ВИП занимает меньшую площадь на печатной плате и дополнительно не нагревается.

Для мощных ВИП нестабильная работа в режиме малой нагрузки и ХХ зачастую происходит вследствие уменьшения напряжения питания ШИМ-контроллера. Здесь увеличение тока в цепи запуска, условно показанной как резистор R₃ на рис. 1, положение не спасает, ведь общее потребление узлом управления вместе с ШИМ-контроллером и драйверами может составлять 100–150 мА при напряжении питания около 12 В. На рис. 5 представлена функциональная схема ВИП, устраняющая указанный недостаток [5].

На выход мощного ВИП подключен простейший нерегулируемый инвертор И, напряжение с выходной обмотки которого выпрямляется диодом VD, сглаживается конденсатором С и используется для питания ШИМ-контроллера и УОС. Поскольку

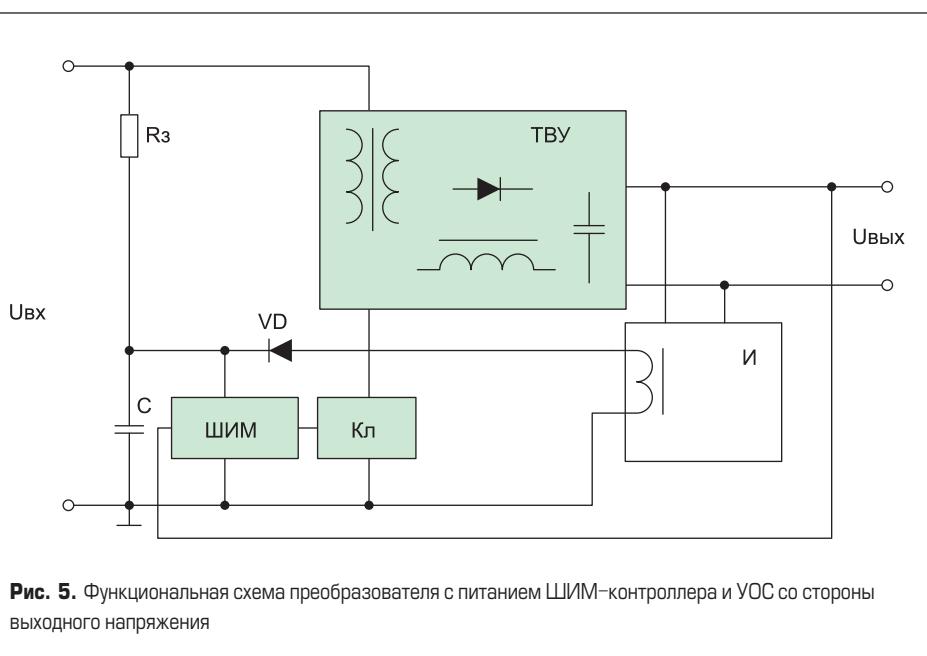


Рис. 5. Функциональная схема преобразователя с питанием ШИМ-контроллера и УОС со стороны выходного напряжения

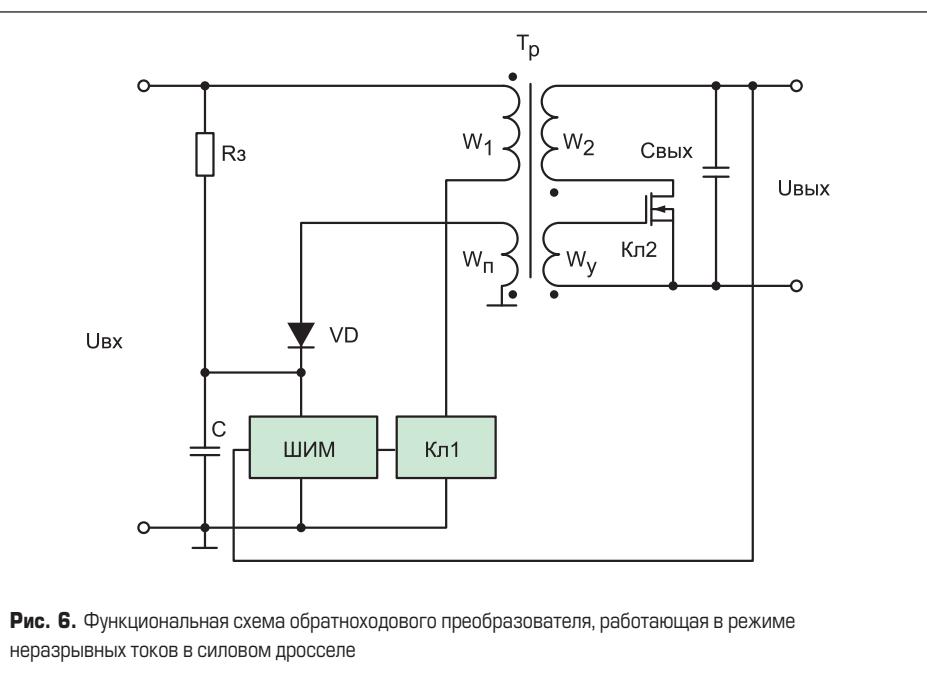


Рис. 6. Функциональная схема обратноходового преобразователя, работающая в режиме неразрывных токов в силовом дросселе

инвертор питается от стабильного выходного напряжения, напряжение питания ШИМ-контроллера также стабильно, пропорционально выходному и гальванически с ним не связано. Инвертор может работать как на собственной частоте, так и на частоте преобразования ВИП. При КПД инвертора порядка 80% и частоте 150 кГц потребление с выхода составляет около 2 Вт, а трансформатор намотан на кольце типоразмера K7×4×2. Потребление тока инвертором создает на выходе ВИП подгрузку, однако потребленная мощность не рассеивается в резисторах R_{Π} , а идет на питание ШИМ-контроллера и УОС. Применяя описанную схему в ВИП мощностью 480 Вт, можно избавиться от пяти подгружочных резисторов мощностью 1 Вт!

Если причиной некорректной работы преобразователя в режиме ХХ является уменьшение напряжения питания узлов ШИМ-контроллера и УОС, можно применить схемотехнику силового узла ВИП, при которой длительность управляющего импульса ШИМ-контроллера не зависит от нагрузки. Собственно говоря, в выражение зависимости $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ для любого типа импульсного преобразователя ток нагрузки в первом приближении и не входит [6]. Но это утверждение справедливо только для режима неразрывных токов в силовом дросселе, в дополнительных обмотках которого и вырабатываются указанные напряжения. Режим неразрывных токов характеризует-

ся тем, что ток в силовой обмотке дросселя протекает в течение всего интервала импульса и паузы.

Функциональная схема обратноходового преобразователя, реализующего указанный алгоритм работы, представлена на рис. 6. От традиционной схемы обратноходового ВИП она отличается применением полевого транзистора Кл2 вместо «классического» диода в выходном выпрямителе, реализуя при этом режим синхронного выпрямления.

Преобразователь работает следующим образом. Во время открытого состояния ключа Кл1 по обмотке W1 протекает линейно нарастающий ток и энергия запасается в магнитном поле сердечника трансформатора Тр, который, по существу, является многообмоточным дросселем. Полярность напряжения на обмотке управления W_u такова, что ключ Кл2 закрыт. При закрывании ключа Кл1 на всех обмотках трансформатора Тр напряжения меняют полярность, ключ Кл2 открывается и через него, обмотку W2 в выходные конденсаторы $C_{\text{вых}}$ протекает линейно спадающий ток. При малой нагрузке либо ХХ на выходе ВИП указанный ток уменьшается до нуля еще до окончания интервала паузы. Если бы вместо ключа Кл2 стоял диод, он бы в этот момент закрылся. Открытый же ключ Кл2 удерживает на обмотке W2 напряжение $U_{\text{вых}}$, а значит, и на всех остальных обмотках трансформатора оно сохраняет прежний уровень и полярность. Ключ Кл2 остается открытым, а ток через него продолжает про-

текать до конца паузы, изменив направление, но не меняя значения производной.

Поскольку ток в обмотке W2 дросселя во время паузы протекает постоянно, хотя и меняет направление, длительность активной фазы паузы не уменьшается, а с обмотки подпитки W_{Π} через диод VD поступает полноценное питание для ШИМ-контроллера и УОС даже в режиме ХХ на выходе, и подгрузка преобразователю не требуется.

Аналогичный режим работы можно реализовать и в прямоходовых преобразователях.

Литература

1. Справочный лист на модули питания постоянного тока серии МДМ на сайте ООО «Александер Электрик источники электропитания». www.aeip.ru
2. Паспорт ИЮЛ.436434.002 ПС на ИВЭП ВР24-30 ООО «ММП «Ирбис».
3. Миронов А. А. Конвертер напряжения с повышенным КПД. Патент РФ № 155889.
4. Миронов А. А. Преобразователь постоянного напряжения с повышенным КПД. Патент РФ № 163828.
5. Миронов А. А. Конвертер напряжения. Патент РФ № 35488.
6. Поликарпов А. Г., Сергиенко Е. Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. М.: Радио и связь, 1989.

**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

Предельные непрерывные модели типовых импульсных преобразователей напряжения переменного тока

Получены предельные непрерывные модели [1] основных типов импульсных преобразователей напряжения переменного тока.

Анатолий Коршунов

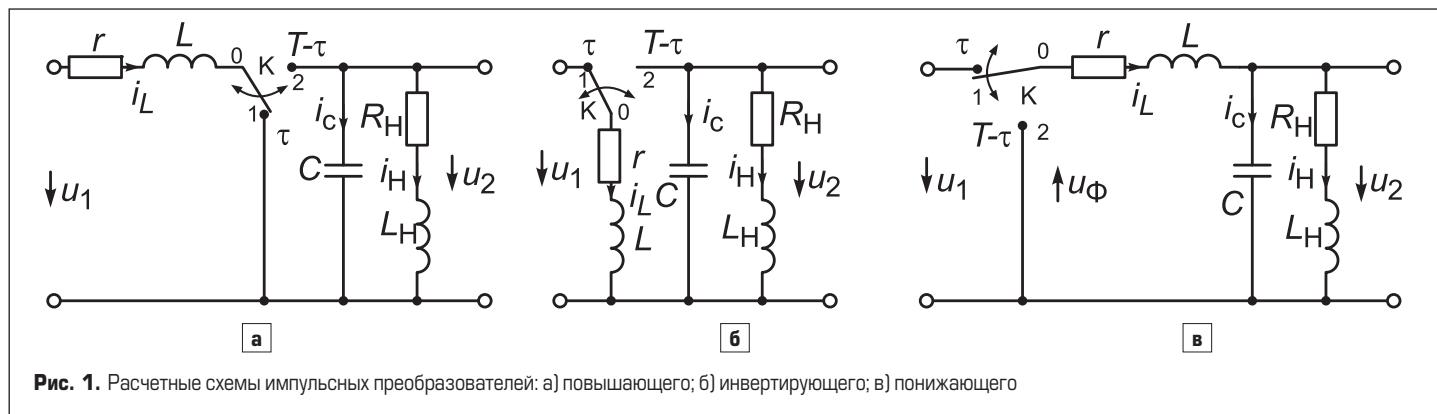
Введение

Во многих областях, в частности в электромеханических системах автоматики и в электропитании, требуется изменение величины напряжения переменного тока. Для этого традиционно применяют магнитные усилители, многообмоточные трансформаторы с тиристорной коммутацией обмоток, различные тиристорные схемы, изменяющие величину напряжения за счет искажения формы синусоиды. Такие устройства отличаются неудовлетворительными весогабаритными показателями или не обеспечивают нужные пределы, плавность регулирования, синусоидальную форму напряжения. Использование автотрансформаторов, управляемых двигателями, обладает плавностью регулирования и не искажает форму напряжения, но, очевидно, громоздко, дорого и неудовлетворительно по быстродействию.

Прогресс силовой полупроводниковой техники привел к широкому распространению систем регулирования переменного напряжения по схеме «выпрямитель — широтно регулируемый инвертор». Плавное регулирование амплитуды и частоты напря-

жения позволило обеспечить бурное развитие высококачественных регулируемых приводов переменного тока. При необходимости же регулировать только величину переменного напряжения — такая схема вряд ли оправдана экономически. Кроме того, при наличии однофазной сети габариты схемы существенно увеличивает фильтр выпрямленного напряжения.

При достаточно высокой частоте коммутации известные импульсные преобразователи постоянного напряжения могут преобразовывать и напряжение переменного тока, например промышленной частоты. Разумеется, ключи (К), осуществляющие коммутацию, должны проводить ток в обе стороны. Современные силовые полевые транзисторы (Mosfet) и транзисторы типа IGBT допускают частоту переключений f в десятки и сотни килогерц при напряжениях в сотни вольт и токах в десятки и сотни ампер. Вследствие высокой частоты коммутации и малых потерь в транзисторных ключах весогабаритные и энергетические показатели импульсных преобразователей напряжения переменного тока (ИПНПТ) и качество их выходного напряжения оказываются весьма высокими.



Первые попытки в этом направлении предпринимались еще в 1970–80-х годах [2, 3]. Однако недостаточное быстродействие полупроводниковых приборов не позволяло достичь высоких показателей качества ИПНПТ. Другим препятствием было почти полное отсутствие теоретического исследования подобных устройств. Если первое препятствие к настоящему времени практически снято, то второе во многом остается в силе. Поэтому актуально теоретическое исследование процессов в типовых ИПНП, представленных на рис. 1, при синусоидальном входном напряжении u_1 .

Анализ установившегося процесса в типовых ИПНП при синусоидальном входном напряжении

В общем случае в n -м периоде переключений импульсный преобразователь описывается двумя различными векторно-матричными уравнениями [4, 5]:

$$\frac{dX(\zeta)}{d\zeta} = A_1 X(\zeta) + h_1 U_m \sin(\Omega nT + \zeta), \quad (1)$$

$0 < \zeta < \tau,$

$$\frac{dX(\eta)}{d\eta} = A_2 X(\eta) + h_2 U_m \sin(\Omega nT + \tau + \eta), \quad (2)$$

$0 < \eta < T - \tau,$

где $X^T = [x_1, x_2, \dots, x_m]$ — вектор фазовых координат, в качестве которых выбраны токи в индуктивностях и напряжения на конденсаторах, непрерывные в моменты коммутации ключа К, полагаемого идеальным; A_1 и A_2 — $m \times m$ -квадратные матрицы, элементами которых являются параметры анализируемых цепей, полагаемые постоянными; U_m и Ω — амплитуда и частота преобразуемого гармонического напряжения; $h_1 = k_1 c$, $h_2 = k_2 c$; c — вектор-столбец; $c^T = [1, 0, \dots, 0]^T$ — m -мерные векторы; k_1 и k_2 — постоянные; $T = 2\pi/(N\Omega)$ — период коммутации; $N \gg 1$ — целое число.

Согласно полученному в статье [1] результату — формулы (9) и (10), — предельная непрерывная модель импульсного преобразователя описывается системой дифференциальных уравнений, записанной в векторно-матричной форме:

$$\frac{dX(t)}{dt} = AX(t) + hu(t), \quad (3)$$

где

$$A = \gamma A_1 + (1-\gamma) A_2, h = (\gamma k_1 + (1-\gamma) k_2) c,$$

$$\gamma = \frac{\tau}{T}, u(t) = U_m \sin(\Omega t).$$

Для удобства анализа введем в рассмотрение комплексный вектор фазовых координат:

$X^* = ReX + jI_m X^*$, мнимая часть которого удовлетворяет уравнению (3), то есть $I_m X^* = X$, а вещественная часть удовлетворяет тому же уравнению (3), в правой части которого

синусоидальное напряжение заменено косинусоидальным напряжением той же амплитуды и частоты, то есть $u(t) = U_m \cos(\Omega t)$.

Очевидно, для комплексного вектора X^* можно записать следующее векторно-матричное уравнение:

$$\frac{dX^*(t)}{dt} = AX^*(t) + hU_m e^{j(\Omega t)}. \quad (4)$$

Выполнив при нулевых начальных условиях ($X^*(0) = 0$) в уравнении (4) преобразование Лапласа, получаем изображение отклика на гармоническое воздействие:

$$X^*(p) = \frac{(pE - A)^{-1} hU_m}{(p - j\Omega)}. \quad (5)$$

Заметим, что независимость установившегося режима в устойчивой линейной системе (4) от начальных условий (НУ) позволяет упростить его построение, приняв НУ нулевыми.

Преобразование по Лапласу установившейся реакции предельно-непрерывной модели преобразователя на гармоническое воздействие $U_m \exp(j\Omega t)$ составляет часть изображения отклика, соответствующего простому полюсу $p = j\Omega$. Для ее определения достаточно найти числители простейшей дроби $C(p - j\Omega)$ в разложении на простейшие дроби элементов вектора $X^*(p)$ (5). Для этого в вектор $C(p) = (pE - A)^{-1} h$ надо подставить $p = j\Omega$.

В результате изображение установившейся реакции имеет вид:

$$X_{YCT}^*(p) = \frac{C(j\Omega)U_m}{(p - j\Omega)}, \quad (6)$$

где

$$C(j\Omega) = (j\Omega E - A)^{-1} h = \\ = [j\Omega E - \gamma A_1 - (1-\gamma) A_2]^{-1} (\gamma k_1 + (1-\gamma) k_2) c. \quad (7)$$

Выполнив обратное преобразование Лапласа, получаем:

$$X_{YCT}^*(t) = C(j\Omega)U_m e^{j\Omega t}. \quad (8)$$

Предельные непрерывные модели установившегося режима основных импульсных преобразователей при идеальном источнике входного напряжения

А. Рассмотрим повышающий преобразователь, представленный расчетной схемой на рис. 1а. Для положений переключателя 1 и 2 повышающий преобразователь описывается следующими двумя системами дифференциальных уравнений соответственно:

$$\begin{aligned} \frac{Ldi_L}{d\zeta} + ri_L &= u_1, \\ \frac{Cdu_2}{d\zeta} + i_H &= 0, \\ \frac{Ldi_H}{d\zeta} + R_H i_H - u_2 &= 0, \\ 0 < \zeta &= t - nT < \tau, \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \frac{Ldi_L}{d\zeta} + ri_L + u_2 &= u_1, \\ \frac{Cdu_2}{d\zeta} - i_L + i_H &= 0, \\ \frac{Ldi_H}{d\zeta} + R_H i_H - u_2 &= 0, \end{aligned} \quad (10)$$

$$0 < \eta = t - nT - \tau < T - \tau,$$

где $u_1 = U_m \sin(\Omega t)$ — преобразуемое напряжение; u_2 — выходное напряжение; R_H , L_H — активное сопротивление и индуктивность нагрузки; C — емкость конденсатора фильтра; L и r — индуктивность и активное сопротивление дросселя, в которые можно включить активную и индуктивную составляющие выходного сопротивления источника преобразуемого напряжения u_1 , T — период коммутации.

Обозначив фазовые координаты преобразователя

$$x_1 = i_L, x_2 = u_2, x_3 = i_H, \quad (11)$$

можно системы уравнений (9) и (10) представить соответственно в виде двух векторно-матричных уравнений (1) и (2), где

$$X^T = [x_1, x_2, x_3], k_1 = k_2 = 1/L, c^T = [1, 0, 0], \quad (12)$$

$$\begin{aligned} A_1 &= \begin{bmatrix} -r/L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C \\ 0 & 1/L_H & -R_H/L_H \end{bmatrix}, \\ A_2 &= \begin{bmatrix} -r/L & -1/L & 0 \\ 1/C & 0 & -1/C \\ 0 & 1/L_H & -R_H/L_H \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (13)$$

Подстановка выражений (12), (13) в формулы (7) и (8) дает:

$$C(j\Omega) =$$

$$= \begin{bmatrix} j\Omega + r/L & (1-\gamma)/L & 0 \\ -(1-\gamma)/C & j\Omega & 1/C \\ 0 & 1/L & j\Omega + R_H/L_H \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \\ = \begin{bmatrix} c_1(j\Omega) \\ c_2(j\Omega) \\ c_3(j\Omega) \end{bmatrix}, \quad (14)$$

$$X_{YCT}^*(t) = \begin{bmatrix} x_1^*(j\Omega) \\ x_2^*(j\Omega) \\ x_3^*(j\Omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1(j\Omega) \\ c_2(j\Omega) \\ c_3(j\Omega) \end{bmatrix} U_m e^{j\Omega t},$$

$$c_1(j\Omega) = (z_H + z_C)/\Delta, c_2(j\Omega) = \\ = (1-\gamma)z_H z_C/\Delta, c_3(j\Omega) = (1-\gamma)z_C/\Delta, \quad (15)$$

где

$$\Delta = z_{DP}(z_H + z_C) + (1-\gamma)^2 z_H z_C, z_H = \\ = R_H + j\Omega L_H, z_{DP} = r + j\Omega L, z_C = 1/(j\Omega C).$$

Заметим, что при обращении матрицы необходимо определить только элементы

ее первого столбца, для чего достаточно решить систему (3) из девяти линейных уравнений, определяющих элементы обратной 3×3 матрицы.

Б. Рассмотрим инвертирующий преобразователь, расчетная схема которого представлена на рис. 1б, полагая, как и выше, источник входного напряжения идеальным. Согласно расчетной схеме, при первом и втором положениях ключа преобразователь описывается соответственно двумя системами дифференциальных уравнений, аналогичными системам уравнений повышающего преобразователя (9), (10):

$$\begin{aligned} \frac{Ldi_L}{d\zeta} + ri_L &= u_1, \\ \frac{Cdu_2}{d\zeta} + i_H &= 0, \\ \frac{L_H di_H}{d\zeta} + R_H i_H - u_2 &= 0, \\ 0 < \zeta = t - nT &< \tau; \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \frac{Ldi_L}{d\zeta} + ri_L - u_2 &= 0, \\ \frac{Cdu_2}{d\zeta} - i_L + i_H &= 0, \\ \frac{L_H di_H}{d\zeta} + R_H i_H - u_2 &= 0, \\ 0 < \eta = t - nT - \tau &< T - \tau. \end{aligned} \quad (17)$$

Используя те же обозначения фазовых координат (11), получаем матрицы, векторы и коэффициенты уравнений (1) и (2):

$$\begin{aligned} A_1 &= \begin{bmatrix} -r/L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C \\ 0 & 1/L_H & -R_H/L_H \end{bmatrix}, \\ A_2 &= \begin{bmatrix} -r/L & 1/L & 0 \\ -1/C & 0 & -1/C \\ 0 & 1/L_H & -R_H/L_H \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (18)$$

$$k_1 = 1/L, k_2 = 0, c^T = [1, 0, 0].$$

Действуя аналогично предыдущему, получаем для установившегося режима:

$$\begin{aligned} X_{YCT}^*(t) &= \begin{bmatrix} x_1^*(j\Omega) \\ x_2^*(j\Omega) \\ x_3^*(j\Omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1(j\Omega) \\ c_2(j\Omega) \\ c_3(j\Omega) \end{bmatrix} U_m e^{j\Omega t}, \\ c_1(j\Omega) &= \gamma(z_H + z_C)/\Delta, c_2(j\Omega) = \\ &= -\gamma(1-\gamma)z_H z_C/\Delta, c_3(j\Omega) = \\ &= \gamma(1-\gamma)z_C/\Delta, \end{aligned} \quad (19)$$

где

$$\begin{aligned} \Delta &= z_{dp}(z_H + z_C) + (1-\gamma)^2 z_H z_C, \\ z_H &= R_H + j\Omega L_H, z_{dp} = r + j\Omega L, \\ z_C &= 1/(j\Omega C). \end{aligned}$$

В. Понижающий преобразователь, представленный расчетной схемой на рис. 1в, рассмотрим, также полагая источник входного напряжения идеальным. Согласно расчетной схеме, ниже записаны системы дифференциальных уравнений преобразователя для положений переключателя 1 и 2 соответственно:

$$\begin{aligned} \frac{Ldi_L}{d\zeta} + ri_L + u_2 &= u_1, \\ \frac{Cdu_2}{d\zeta} - i_L + i_H &= 0, \\ \frac{L_H di_H}{d\zeta} + R_H i_H - u_2 &= 0, \\ 0 < \zeta = t - nT &< \tau; \\ \frac{Ldi_L}{d\zeta} + ri_L + u_2 &= 0, \\ \frac{Cdu_2}{d\zeta} + i_H &= 0, \\ \frac{L_H di_H}{d\zeta} + R_H i_H - u_2 &= 0, \\ 0 < \eta = t - nT - \tau &< T - \tau. \end{aligned} \quad (20)$$

$$(21)$$

Матрицы, векторы и коэффициенты систем (1) и (2) при тех же, что и выше, обозначениях фазовых координат (11) имеют вид:

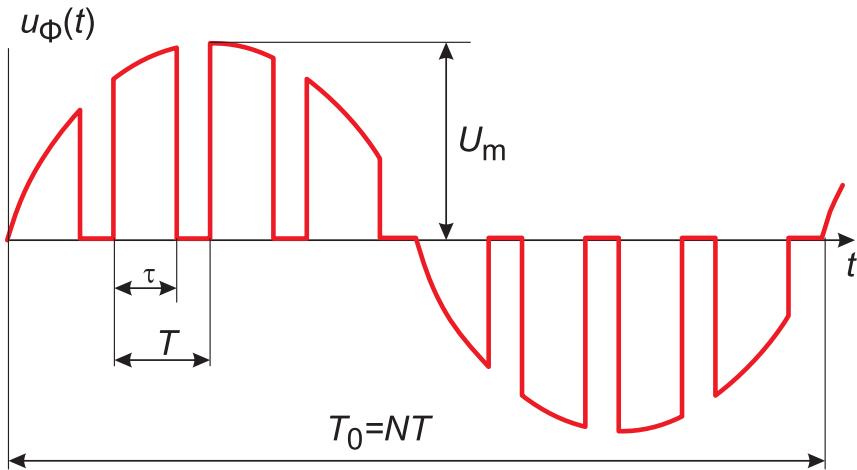


Рис. 2. Входное напряжение фильтра понижающего преобразователя

$$A_1 = A_2 = A = \begin{bmatrix} -r/L & 1/L & 0 \\ 1/C & 0 & -1/C \\ 0 & 1/L_H & -R_H/L_H \end{bmatrix}, \quad (22)$$

$$k_1 = 1/L, k_2 = 0, c^T = [1, 0, 0].$$

Аналогично получаем для установившегося режима:

$$\begin{aligned} X_{YCT}^*(t) &= \begin{bmatrix} x_1^*(j\Omega) \\ x_2^*(j\Omega) \\ x_3^*(j\Omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1(j\Omega) \\ c_2(j\Omega) \\ c_3(j\Omega) \end{bmatrix} U_m e^{j\Omega t}, \\ c_1(j\Omega) &= \gamma(z_H + z_C)/\Delta, c_2(j\Omega) = \\ &= \gamma z_H z_C/\Delta, c_3(j\Omega) = \gamma z_C/\Delta, \end{aligned} \quad (23)$$

где

$$\begin{aligned} \Delta &= z_{dp}(z_H + z_C) + z_H z_C, z_H = R_H + j\Omega L_H, \\ z_{dp} &= r + j\Omega L, z_C = 1/(j\Omega C). \end{aligned}$$

Поскольку понижающий импульсный преобразователь при идеальном источнике входного напряжения не изменяет свою структуру, установившийся режим можно построить частотным методом [5, 6]. Входное напряжение LC -фильтра преобразователя (u_Φ на рис. 1в), представленное на рис. 2, разложенное в ряд Фурье, имеет основную гармонику с частотой входного напряжения Ω , амплитудой $U_{m1} = \gamma U_m$ и нулевой фазой $\varphi_1 = 0$. Высшие гармоники напряжения имеют частоты $(kN \pm 1)\Omega$ и соответствующие амплитуды и фазы:

$$(U_{1m})_\mu = \frac{U_m |\sin(\gamma k\pi)|}{k\pi}, \mu = kN \pm 1, \quad (24)$$

$$(\varphi_1)_\mu = \begin{cases} \arctg(\tg(\gamma k\pi)), & \mu = kN + 1 \\ \arctg(-\tg(\gamma k\pi)), & \mu = kN - 1 \end{cases}. \quad (25)$$

Используя комплексную амплитуду первой гармоники напряжения $u_\Phi U_{m1} e^{j\varphi_1} = \gamma U_m$, можно определить комплексную амплитуду первой гармоники выходного напряжения по формуле:

$$U_{2m}(j\Omega) = \gamma U_m z_H z_C [z_{dp}(z_H + z_C) + z_H z_C],$$

используя те же обозначения, что и в формуле (23).

Нетрудно проверить совпадение комплексной амплитуды первой гармоники выходного напряжения с ее амплитудой, найденной из выражения x_2^* (23).

Анализ свойств основных схем преобразователей в установившемся режиме

Запишем согласно формулам (14), (15), (19) и (23) выражения для комплексной амплитуды выходного напряжения (x_2^*) в виде:

$$U_{2m} = \begin{cases} z_{HC} [z_{dp}/(1-\gamma)^2 + z_{HC}]^{-1} (1-\gamma)^{-1} U_m \\ -z_{HC} [z_{dp}/(1-\gamma)^2 + z_{HC}]^{-1} \gamma (1-\gamma)^{-1} U_m, \end{cases} \quad (26)$$

$$z_{HC} [z_{dp} + z_{HC}]^{-1} \gamma U_m$$

где $z_{\text{нс}} = z_{\text{н}} z_{\text{с}} (z_{\text{н}} + z_{\text{с}})^{-1}$ — комплексное сопротивление нагрузки и параллельно включенного конденсатора фильтра C .

Согласно выражениям (26), непрерывную модель преобразователя можно рассматривать как источник регулируемого напряжения переменного тока, ЭДС E_m и выходное сопротивление $z_{\text{вых}}$ которого определяются выражениями:

$$E_m = \begin{cases} (1-\gamma)^{-1} U_m \\ -\gamma(1-\gamma)^{-1} U_m, \\ \gamma U_m \end{cases}, \quad z_{\text{вых}} = \begin{cases} z_{\text{др}}(1-\gamma)^2 \\ z_{\text{др}}(1-\gamma)^{-2}. \end{cases} \quad (27)$$

Очевидно, что выражения для ЭДС повторяют формулы выходного напряжения соответствующих импульсных преобразователей напряжения постоянного тока (повышающего, инвертирующего и понижающего). Выходное сопротивление повышающего и инвертирующего преобразователей оказывается переменным, увеличивающимся вместе с ростом ЭДС, причем значительно быстрее последней. Это обстоятельство оказывается следствием различия структуры преобразователей в первой и во второй частях периода коммутации. У понижающего же преобразователя структура не изменяется, поэтому выходное сопротивление его постоянно. Во всех схемах $z_{\text{вых}}$ имеет активно-индуктивный характер со значительно преобладающей индуктивной составляющей, что характерно для дросселей.

При построении регуляторов и стабилизаторов переменного напряжения на основе повышающего или инвертирующего преобразователя необходимо ограничивать величину γ сверху неравенством $\gamma < \gamma_{\text{кр}}$, поскольку превышение $\gamma_{\text{кр}}$ вместо увеличения выходного напряжения вызовет его уменьшение под действием обратной связи вплоть до 0 при $\gamma = 1$. Ток дросселя при этом может иметь недопустимо большое значение.

У повышающих преобразователей нетрудно показать, используя исходные формулы (15, 19), что, несмотря на стремление ЭДС повышающего и инвертирующего преобразователей к ∞ (бесконечности) при γ , стремящейся к 1, их выходное напряжение при этом стремится к нулю, что объясняется более быстрым стремлением к ∞ выходного сопротивления. Физическая же причина этого заключена в ограничении амплитуды тока дросселя величиной:

$$I_{lm} < U_m / (\gamma^2 + \Omega^2 L^2),$$

тогда как при стремлении γ к 1 ток дросселя должен неограниченно расти, чтобы за исчезающее малое время $(1-\gamma)T$ компенсировать разряд конденсатора C током нагрузки $i_{\text{н}}$ за время γT . Сказанное означает, что для повышающего и инвертирующего преобразователей существует критическое значение $\gamma - \gamma_{\text{кр}}$, при котором выходное напряжение (его амплитуда или действующее значение) при фиксированных значениях $z_{\text{др}}$, $z_{\text{н}}$, $z_{\text{с}}$ достигает максимальной величины. Для определения $\gamma_{\text{кр}}$ необходимо исследовать на экстремум по γ

выражения амплитуды выходного напряжения:

$$U_{2m} = \begin{cases} \left[(1-\gamma)^2 + z_{\text{др}} / z_{\text{нс}} \right]^{-1} (1-\gamma) U_m = \\ = x \left[(x^2 + \alpha)^2 + \beta^2 \right]^{-1/2} U_m \\ \left[(1-\gamma)^2 + z_{\text{др}} / z_{\text{нс}} \right]^{-1} \gamma (1-\gamma) U_m = \\ = x (1-x) \left[(x^2 + \alpha)^2 + \beta^2 \right]^{-1/2} U_m \end{cases},$$

где

$$x = 1-\gamma, \quad \alpha = \operatorname{Re} \left\{ z_{\text{др}} / z_{\text{нс}} \right\},$$

$$\beta = \operatorname{Im} \left\{ z_{\text{др}} / z_{\text{нс}} \right\}.$$

Исследование на экстремум первого выражения дает $\gamma_{\text{кр}}$ для повышающего преобразователя:

$$\gamma_{\text{кр}} = 1 - (\alpha^2 + \beta^2)^{1/4} = 1 - \left(|z_{\text{др}} / z_{\text{нс}}| \right)^{1/2}, \quad (28)$$

которому соответствует максимальная амплитуда выходного напряжения

$$(U_{2m})_{\max} = U_m / \left[2 \left(\alpha + (\alpha^2 + \beta^2)^{1/2} \right) \right]^{1/2}. \quad (29)$$

Для инвертирующего преобразователя

$$\gamma_{\text{кр}} = 1 - x_{\text{кр}}, \quad (30)$$

где $x_{\text{кр}}$ — положительный корень уравнения:

$$x^4 + 2\alpha x^3 + 2(\alpha^2 + \beta^2)x - (\alpha^2 + \beta^2) = 0. \quad (31)$$

Несложно показать, что в силу $\alpha > 0$ уравнение (31) имеет единственный положительный корень $0 < x_{\text{кр}} < 0,5$ и, следовательно, для инвертирующего преобразователя

$$0,5 < \gamma_{\text{кр}} < 1. \quad (32)$$

При одинаковых $\gamma_{\text{кр}}$, то есть одинаковых $|z_{\text{др}} / z_{\text{нс}}|$, отношение $(U_{2m})_{\max} / U_m$ имеет разные значения, лежащие в пределах:

$$1 / \left[2(1 - \gamma_{\text{кр}}) \right] < (U_{2m})_{\max} / U_m < \sqrt{2} / \left[2(1 - \gamma_{\text{кр}}) \right]. \quad (33)$$

Нижний предел соответствует $z_{\text{др}} / z_{\text{нс}} = \alpha$, $\beta = 0$, верхний предел соответствует $\alpha = 0$, $z_{\text{др}} / z_{\text{нс}} = \beta$.

В инвертирующем преобразователе $\gamma_{\text{кр}}$ зависит не только от модуля $z_{\text{др}} / z_{\text{нс}}$, но и от его вещественной части, причем при одинаковом модуле большему значению вещественной части (α) соответствуют меньшие $x_{\text{кр}}$ и $(U_{2m})_{\max} / U_m$ и большее $\gamma_{\text{кр}}$. При вещественном $z_{\text{др}} / z_{\text{нс}}$ ($z_{\text{др}} / z_{\text{нс}} = \alpha$) положительный корень уравнения (31) $x_{\text{кр}}$ и соответствующие ему $\gamma_{\text{кр}}$ и $(U_{2m})_{\max} / U_m$ имеют аналитические выражения:

$$x_{\text{кр}} = [\alpha(\alpha+1)]^{1/2} - \alpha, \\ \gamma_{\text{кр}} = 1 + \alpha - [\alpha(\alpha+1)]^{1/2}, \\ (U_{2m})_{\max} / U_m = x_{\text{кр}} (1 - x_{\text{кр}}) / (x_{\text{кр}}^2 + \alpha). \quad (34)$$

Полученные выражения могут служить при известном значении $|z_{\text{др}} / z_{\text{нс}}|$ оценкой снизу для $x_{\text{кр}}$ и $(U_{2m})_{\max} / U_m$ и оценкой сверху для $\gamma_{\text{кр}}$.

Для выбора транзисторов, образующих ключевой элемент преобразователей, например представленного на рис. 3, необходимо знать наибольший коммутируемый ими ток. Во всех схемах транзисторы коммутируют ток дросселя i_L , амплитуда которого и должна учитываться при выборе транзисторов ключевого элемента.

При исчезающем малом периоде коммутации T , учитывая обозначения (11), из выражений (14), (15), (19) и (23) несложно выразить отношение комплексных амплитуд токов дросселя и тока нагрузки:

$$I_{Lm} / I_{Hm} = \begin{cases} (1-\gamma)^{-1} z_{\text{н}} / z_{\text{нс}} \\ -(1-\gamma)^{-1} z_{\text{н}} / z_{\text{нс}}, \\ z_{\text{н}} / z_{\text{нс}} / \end{cases}, \\ z_{\text{н}} / z_{\text{нс}} = 1 + z_{\text{н}} / z_{\text{с}}. \quad (35)$$

Учитывая, что при выполнении условия $\Omega T < 1$ $|z_{\text{др}} / z_{\text{нс}}| < 1$, можно амплитуду тока дросселя считать в $(1-\gamma)^{-1}$ раз большей амплитуды тока нагрузки в повышающей и инвертирующей схемах, а в понижающей схеме можно амплитуды токов считать равными.

В реальных схемах при конечном T необходимо учесть еще и пульсации тока дросселя, накладывающиеся на полезную (гладкую) составляющую тока [6].

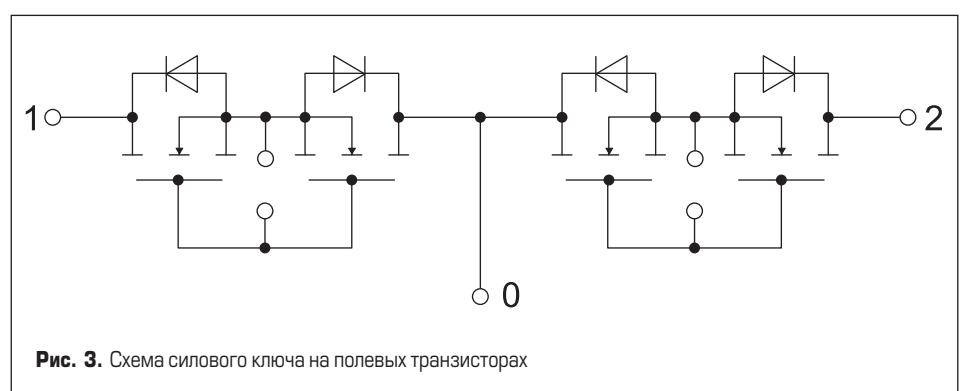


Рис. 3. Схема силового ключа на полевых транзисторах

Пример расчета электронного повышающего трансформатора

Рассчитаем электронный повышающий трансформатор $U_1/U_2 = 110/220$, выполненный по схеме повышающего преобразователя (рис. 1а). Рассмотрим два варианта нагрузки мощностью 1100 В·А (220 В, 5 А, 50 Гц): $z_{H1} = 40 + 18,33j$; $z_{H2} = 18,33 + 40j$; ($|z_H| = U_2/I_H = 220/5 = 44$ Ом). Частоту коммутации f примем равной 50 кГц, то есть в 10³ раз выше частоты сети $f_0 = 50$ Гц. Допустимый размах пульсаций (удвоенную амплитуду) положим для тока дросселя равным $\Delta I_{Lmax} = 0,225$ А, а для выходного напряжения $\Delta U_{2max} = 5$ В.

Рассчитаем индуктивность дросселя и емкость конденсатора фильтра, приняв $U_2 \sim E_m$, согласно первой из формул (27) имеем $\gamma = 1 - U_1/U_2 = 0,5$. По формулам из монографии [6] получаем:

$$L \geq \frac{U_{1m}\gamma T}{\Delta I_{Lmax}} = \frac{U_{1m}\gamma}{f\Delta I_{Lmax}} = \\ = \frac{110\sqrt{2} \times 0,5}{50 \times 10^3 \times 0,225} = 6,914 \times 10^{-3} \text{ Гн},$$

$$C \geq \frac{I_{Hm}\gamma T}{\Delta U_{2max}} = \frac{I_{Hm}\gamma}{f\Delta U_{2max}} = \frac{5\sqrt{2}(1-0,5)}{50 \times 10^3 \times 5} = \\ = 14,14 \times 10^{-6} \Phi.$$

Для простоты примем активное сопротивление дросселя равным нулю ($r = 0$).

Для уточнения значения γ необходимо решить относительно γ уравнение

$$\left| z_{HC} \left[z_{DP} / (1-\gamma)^2 + z_{HC} \right]^{-1} (1-\gamma)^{-1} \right| = U_2/U_1,$$

полученное по первой из формул (26).

Последнее уравнение, обозначив $x = 1 - \gamma$, легко преобразовать к виду: $|x+a/x| = U_1/U_2$, где $a = z_{DP}/z_{HC} = j\Omega L(1+j\Omega C \cdot z_H)/z_H$.

Вычисление модуля комплексного числа $x + a/x$ позволяет свести полученное уравнение к биквадратному уравнению:

$$x^4 + \left[\operatorname{Re}(a) - (U_1/U_2)^2 x^2 + |a|^2 \right] = 0.$$

Комплексный коэффициент a принимает значение:

$$a_1 = 0,010917 + 0,044878j \text{ при } z_{H1} \\ \text{и } a_2 = 0,035229 + 0,020565j \text{ при } z_{H2}.$$

Решение биквадратного уравнения дает пары положительных корней: $x_1 = 0,4673$, $x_2 = 0,0988$ ($\gamma_1 = 0,5327$, $\gamma_2 = 0,9012$) при a_1 и $x_1 = 0,4120$, $x_2 = 0,0990$ ($\gamma_1 = 0,5880$, $\gamma_2 = 0,9010$) при a_2 . Из пары полученных значений γ следует выбрать меньшее, соответствующее возрастающей ветви статической характеристики преобразователя $U_2 = f(\gamma)$. Статические характеристики преобразователя в относительных единицах для указанных значений нагрузки z_{H1} и z_{H2} представлены на рис. 4 (кривые 1 и 2 соответственно).

По формулам из монографии [6] уточнен размах пульсаций:

$$\Delta I_{Lm} = \frac{U_{2m}\gamma(1-\gamma)T}{L} = \\ = \frac{220\sqrt{2} \times 0,5327(1-0,5327)}{50 \times 10^3 \times 6,914 \times 10^{-3}} = 0,224 \text{ А},$$

$$\Delta U_{2max} = \frac{U_{2m}\gamma T}{|z_{HC}|C} = \\ = \frac{220\sqrt{2} \times 0,5327}{50 \times 10^3 \times 14,14 \times 10^{-6} \times 47,0284} = 4,985 \text{ В},$$

где $z_{HC} = z_{H1}/(1 + j\Omega C z_{H1}) = 45,6959 + 11,1151j = 47,0284 \cdot e^{j\phi}$, $\phi = 13,67^\circ$.

При этом максимум пульсаций тока дросселя сдвинут по фазе относительно максимума тока дросселя на угол $\phi = 13,67^\circ$ в сторону опережения, а максимум пульсаций напряжения отстает от максимума напряжения на такой же угол.

Аналогично вычислено и для нагрузки z_{H2} :

$$\Delta I_{Lm} = \frac{U_{2m}\gamma(1-\gamma)T}{L} = \\ = \frac{220\sqrt{2} \times 0,588(1-0,588)}{50 \times 10^3 \times 6,914 \times 10^{-3}} = 0,218 \text{ А},$$

$$\Delta U_{2max} = \frac{U_{2m}\gamma T}{|z_{HC}|C} = \\ = \frac{220\sqrt{2} \times 0,5327}{50 \times 10^3 \times 14,14 \times 10^{-6} \times 47,0284} = 4,985 \text{ В},$$

где $z_{HC} = z_{H2}/(1 + j\Omega C z_{H2}) = 26,8443 + 45,9852j = 53,2471 \cdot e^{j\phi}$, $\phi = 59,73^\circ$.

При этом максимум пульсаций тока дросселя сдвинут по фазе относительно максимума тока дросселя на угол $\phi = 59,73^\circ$ в сторону опережения, а максимум пульсаций напряжения отстает от максимума напряжения на такой же угол.

Согласно формуле (35), максимальный коммутируемый ключом К (рис. 3) ток, равный амплитуде тока дросселя, превышает амплитуду тока нагрузки в $(1-\gamma)^{-1}|1 + z_{H1}/z_C|$ раз, что составляет 2,0021 при z_{H1} и 2,0057 при z_{H2} .

Существенный выигрыш в коммутируемом токе можно получить при z_{H2} , выбрав емкость конденсатора фильтра из условия компенсации реактивной составляющей тока нагрузки согласно формуле:

$$C = \frac{L_H}{[(\Omega L_H)^2 + R_H^2]} = \frac{L_H}{|z_H|^2} = \\ = \frac{(40/100\pi)}{44^2} = 65,767 \times 10^{-6} \Phi.$$

Такой выбор емкости делает сопротивление z_{HC} чисто активным и равным 105,62 Ом, то есть почти в два раза большим, чем $|z_{HC}|$ при предыдущем выборе емкости. Аналогично вышеизложенному получаем значения $\gamma_1 = 0,5017$ и $\gamma_2 = 0,9587$. Максимальный коммутируемый ключом К ток в этом случае превышает амплитуду тока нагрузки в 0,836 раза, то есть меньше ее в 1,196 раза. Существенно снижаются и пульсации выходного напряжения, составляющие:

$$\Delta U_{2max} = \frac{U_{2m}\gamma T}{|z_{HC}|C} = \\ = \frac{220\sqrt{2} \times 0,5017}{50 \times 10^3 \times 65,767 \times 10^{-6} \times 105,62} = 0,896 \text{ В}.$$

Статическая характеристика имеет в этом случае больший максимум и большее значение γ_{KP} (кривая 3 на рис. 4). Значения γ_{KP} , рассчитанные по формуле (28) для рассмотренных случаев, составляют 0,7851; 0,7980; 0,8566.

Значительный интерес представляет моделирование импульсных преобразователей напряжения переменного тока с учетом импульсного характера процессов, позволяющее проверить результаты

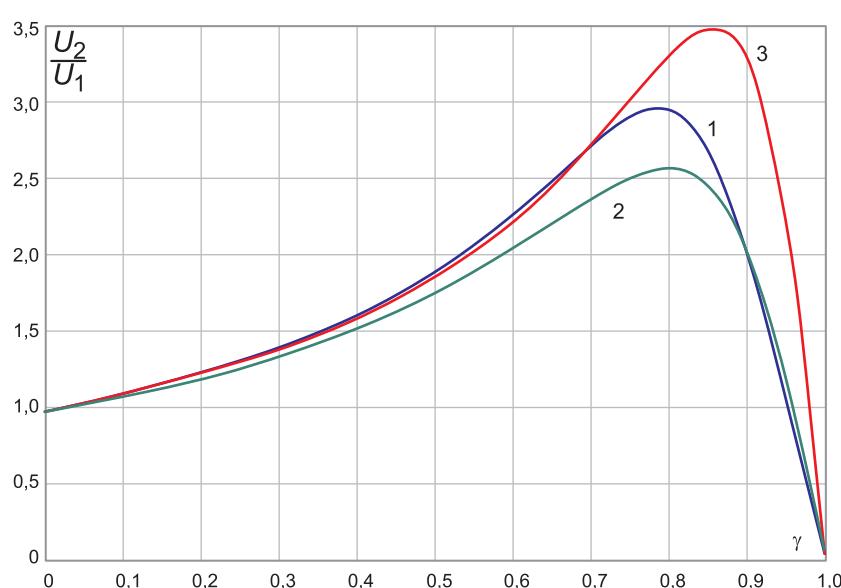


Рис. 4. Статические характеристики преобразователя в относительных единицах

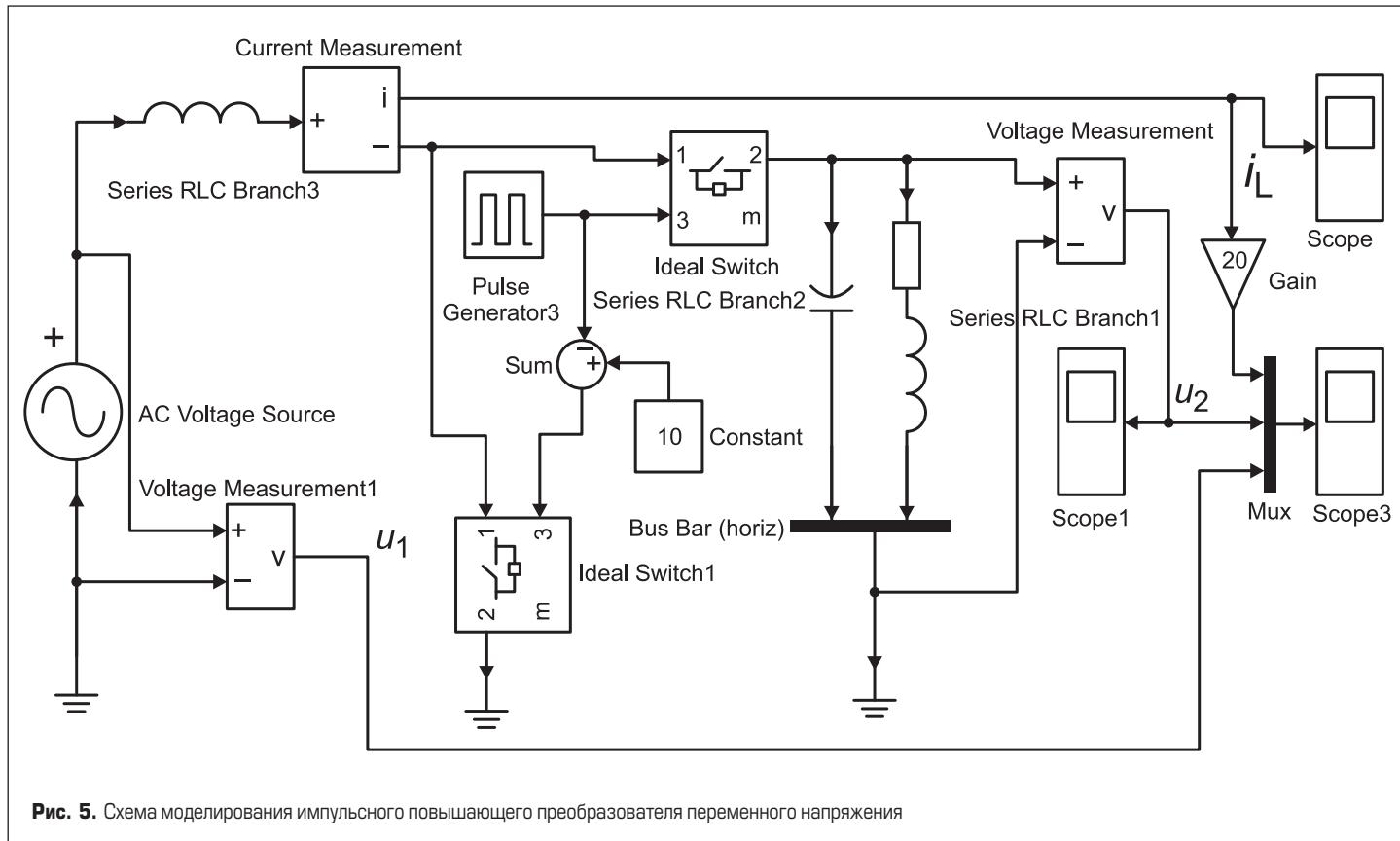


Рис. 5. Схема моделирования импульсного повышающего преобразователя переменного напряжения

расчетов, основанных на использовании непрерывных моделей. В качестве базы моделирования удобно использовать систему Matlab 6.5 с версиями пакетов Simulink 5.0 и SimPowerSystem 2.3 [7–9].

Моделирование ключа с двухсторонней проводимостью на реальных элементах (рис. 3) вызывает определенные трудности. Поэтому проще использовать идеальный ключ (Ideal Switch) из библиотеки силовых элементов полупроводниковых преобразователей (Power Electronics), позволяющий учесть внутреннее сопротивление реального ключа и снабберные цепи. Схема моделирования представлена на рис. 5. Обе половины ключа управляются импульсами генератора (Discrete Pulse Generator) из библиотеки (Sources), поступающими на ключи в противофазе и имеющими заданную частоту f и скважность γ .

Результаты моделирования и расчетов хорошо совпадают, что можно видеть из осцилограмм тока дросселя и напряжения нагрузки, представленных на рис. 6 для случая $z_{H2} = 14,14 \text{ мкФ}$.

Поскольку максимум пульсаций тока дросселя i_L сдвинут по фазе относительно максимума тока дросселя на угол $\phi = 59,73 \sim 60^\circ$ в сторону опережения, а максимум пульсаций выходного напряжения u_2 отстает от максимума напряжения на такой же угол, максимальные пульсации тока соответствуют мгновенным значениям, составляющим половину амплитудного значения. При этом максимальные пульсации тока имеют место при возрастании тока, а максимальные пульсации напряжения — при убывании напряжения. Участки временных диаграмм i_L и u_2 представлены на рис. 7 и 8 соответственно.

Экспериментально определенный максимальный размах пульсаций тока дросселя i_L и выходного напряжения u_2 практически совпадал с расчетным размахом пульсаций.

Выводы

- Предложенная методика позволяет получить в конечном виде математическое описание установившегося режима импульсного преобразователя при идеальном источнике входного напряжения.
- Импульсный преобразователь переменного напряжения при достаточно высокой часто-

те коммутации можно рассматривать как регулируемый источник переменного напряжения. ЭДС и выходное сопротивление повышающего и инвертирующего преобразователя растут при увеличении относительной длительности импульсов γ .

- Зависимость выходного напряжения повышающего и инвертирующего преобразователей от γ имеет максимум вследствие более быстрого роста выходного сопротивления, чем ЭДС. Выходное напряжение преобразователей стремится к 0 при стремлении γ к 1 даже в случае нулевого активного сопротивления дросселя.

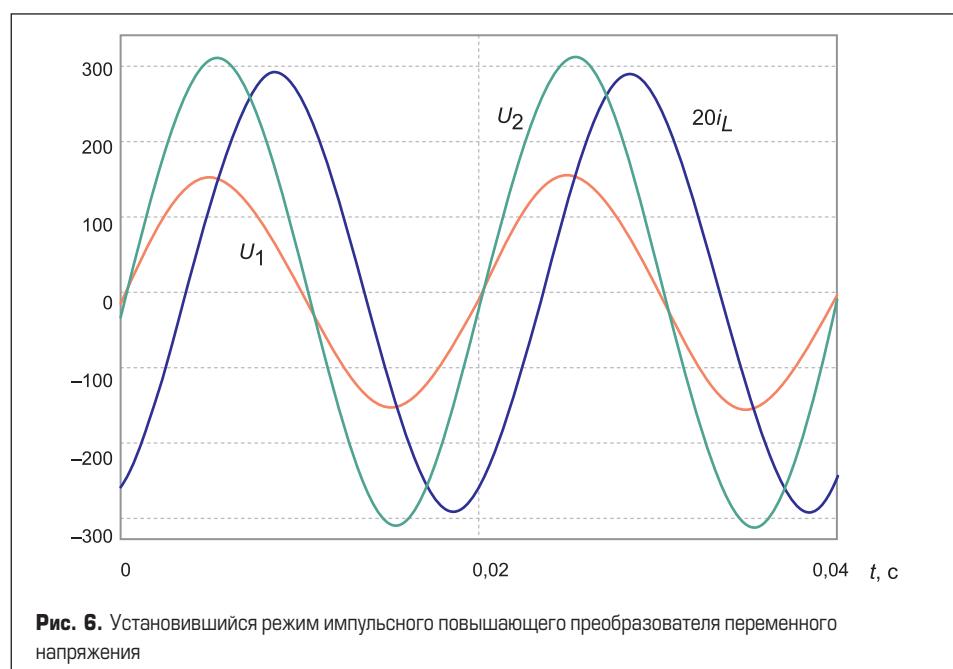


Рис. 6. Установившийся режим импульсного повышающего преобразователя переменного напряжения

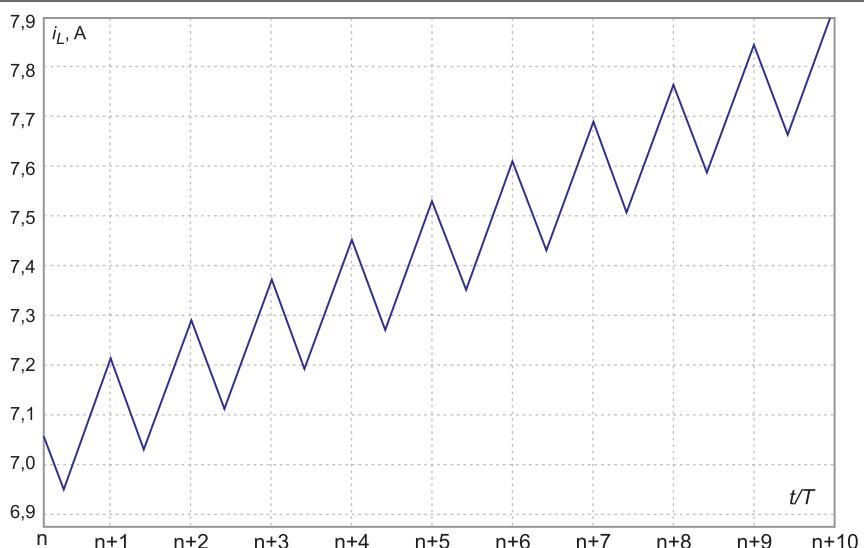


Рис. 7. Пульсации тока дросселя

4. Компенсация реактивной (индуктивной) составляющей тока нагрузки за счет увеличения емкости конденсатора фильтра существенно улучшает свойства преобразователя.

Литература

- Коршунов А. И. Предельная непрерывная модель системы с периодическим высокочастотным изменением структуры // Силовая электроника. 2021. № 5.
- Тимченко Н. М., Жуков В. И. Импульсный стабилизатор переменного напряжения. Авт. свид. СССР № 472339.
- Кобзев А. В., Лебедев Ю. М., Михальский Г. Я. и др. Стабилизаторы переменного напряжения с высокочастотным широтно-импульсным регулированием. М.: Энергоатомиздат, 1986.
- Коршунов А. И. Анализ установившихся режимов импульсных преобразователей напряжения переменного тока // Электричество. 2005. № 11.
- Коршунов А. И. Методика получения и анализ непрерывных моделей установившегося режима импульсных преобразователей напряжения переменного тока // Электричество. 2006. № 11.
- Коршунов А. И. Элементы теории систем с периодическим высокочастотным изменением структуры и их применение к расчету импульсных источников питания постоянного и переменного тока. ПетроДворец, ВМПИ, 2019.
- Худяков В. Моделирование устройств силовой электроники. Урок 1 // Силовая электроника. 2005. № 1.
- Худяков В. Моделирование устройств силовой электроники. Урок 2 // Силовая электроника. 2005. № 2.
- Худяков В. Моделирование устройств силовой электроники. Урок 3 // Силовая электроника. 2005. № 3.

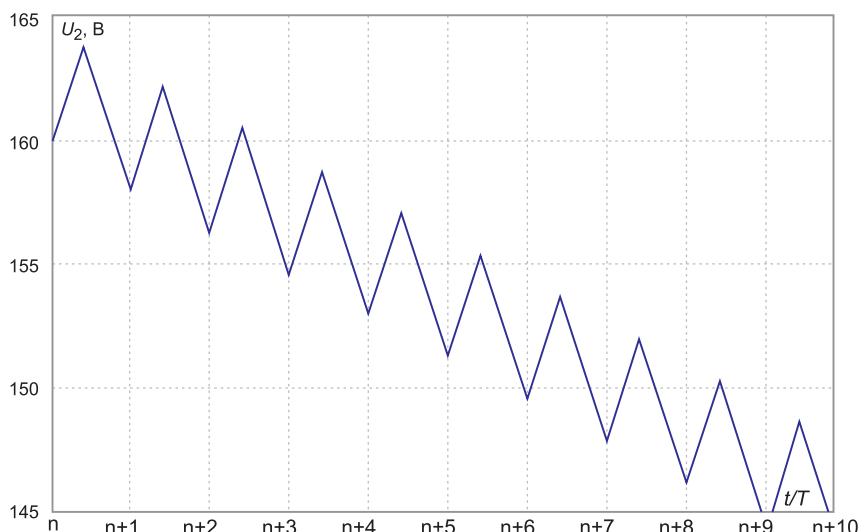


Рис. 8. Пульсации выходного напряжения

DC/DC-конвертеры RECOM для питания драйверов ключей IGBT, Si, SiC и GaN



Компания RECOM расширила ассортимент бюджетных нестабилизированных DC/DC-конвертеров серии RA3 3-Вт SMD-модулей для обеспечения оптимального напряжения затвора ключа. Доступны варианты с однополярным выходом 8 и 9 В или асимметричным +7/-1, +15/-3 и +20/-5 В. Данные напряжения закрывают тре-

бования к новейшим IGBT, кремниевым КМОП-транзисторам и элементам GaN HEMT. Модули обеспечивают прочность изоляции 5,2 кВ/1 мин и сертифицированы в соответствии с UL/IEC/EN 62368-1, CAN/CSA-C22.2 No 62368-1, а также EN 61204-3. Класс А по ЭМС в соответствии с EN 55032 обеспечивается без обвязки, а класс В с простейшим LC-фильтром. Выходная мощность 3 Вт подходит не только для мощных IGBT, но и для ключей SiC и GaN на высоких частотах переключения.

Доступны варианты с входным напряжением +5, +12 и +24 В с диапазоном $\pm 10\%$, КПД превышает 80%. Емкость изоляции составляет менее 10 пФ, что обеспечивает устойчивость к крутым фронтам высоких напряжений, наблюдаемым в высокой стороне драйвера, особенно для SiC- и GaN-устройств. Диапазон рабочих температур

-40...+85 °C без деградации (+80 °C для версий с выходом 1, 8 и 9 В).

Серия RA3 предназначена для SMD-монтажа, размеры корпуса составляют 23,4×15×8,5 мм, обеспечивая 35%-ную экономию по месту на плате и 60%-ную по занимаемому объему в сравнении с конкурентами. SMD-корпус с большими расстояниями между площадками обеспечивает необходимое физическое разделение для повышенной изоляции между входом DC/DC и другими элементами схемы, подключенными к верхнему слою.

Широкий диапазон рабочих температур серии RA3 подходит для жестких условий эксплуатации — например, для источников возобновляемой энергии, солнечных инверторов, индукционного нагрева, телекоммуникаций, ЗУ для электротранспорта и управления электродвигателями.

www.recom-power.com

Стань Агентом Era Components и получай 2% от каждой сделки

АГЕНТ 2.0

www.eracomponents.ru

Зарегистрируйся на сайте eracomponents.ru, как Агент, получи свой реферальный код.

Получай 2% от каждой сделки, с использованием вашего кода.

*только для физических лиц



Корректоры коэффициента мощности AC/DC-источников питания

Вниманию читателей предлагается глава из книги «AC/DC Book of Knowledge Practical tips for the User» [1] («Книга знаний AC/DC — практические советы для пользователей») Стива Робертса, технического директора компании RECOM. В публикации рассмотрены корректоры коэффициента мощности, которые являются обязательными для AC/DC-источников питания. Другие статьи этой серии доступны по ссылкам [2–5]¹.

**Стив Робертс
(Steve Roberts)**

**Перевод, дополнения
и комментарии:
Владимир Рентюк**

Корректор коэффициента мощности (ККМ, в англ. терминологии — Power Factor Correction, или PFC) требуется для AC/DC-источников питания с выходной мощностью более 75 Вт (25 Вт в случае драйверов светодиодов) в соответствии с требованиями стандарта IEC/EN 61000-3-2. В этом направлении в России пока действует межгосударственный стандарт ГОСТ IEC 61000-3-2-2017 «Электромагнитная совместимость (ЭМС). Часть 3-2. Нормы эмиссии гармонических составляющих тока (оборудование с входным током не более 16 А в одной фазе)», идентичный международному стандарту IEC 61000-3-2:2014 «Electromagnetic compatibility (EMC) — Part 3-2: Limits — Limits for harmonic current emissions (equipment input current 16 A per phase)», IDT. Стандарт прекратит свое действие 1 июля 2023 года и тогда же будет заменен стандартом ГОСТ IEC 61000-3-2-2021 [6], с правом досрочного применения. Этот стандарт будет идентичен международному стандарту IEC 61000-3-2:2020. В США не существует стандартов для ограничения выбросов гармонического тока, генерируемого электрическим оборудованием, как в Европе (IEC6100-3-2). Однако инициатива под названием 80 PLUS пытается интегрировать более эффективные блоки питания, особенно для персональных компьютеров, серверов и ноутбуков. В соответствии с ней сертифицируются блоки питания с энергоэффективностью не менее 80% при нагрузке в 20, 50 и 100%, а также с коэффициентом мощности при 100%-ной нагрузке не менее 0,9.

Распространено заблуждение, что ККМ приносит пользу только поставщикам электроэнергии, а разработчикам AC/DC-источников питания только создает лишние проблемы, поскольку требуется

Введение

выполнить требования стандарта по ЭМС, без чего, как известно, не обойтись [8], и приводят к дополнительным затратам и снижению эффективности, что верно лишь отчасти. Да, затраты будут, и КПД, за счет потребления каскадов ККМ, снизится. Тем не менее использование ККМ не только уменьшает гармоники в электросети и предусматривает выполнение регламентов ЭМС, но и позволяет достичь более высокой выходной мощности без превышения максимального предела входного тока от сети:

$$P_{out} = \eta \times PF \times V_{in,rms} I_{in,rms_limit}, \quad (1)$$

где PF — коррекция коэффициента мощности; η — коэффициент полезного действия (КПД).

Для AC/DC-преобразователя с КПД 85%, работающего от фиксированного напряжения электросети $V_{in,rms} = 230$ В переменного тока, оснащенного защитой от перегрузки по току, настроенной на предельный ток $I_{in,rms_limit} = 10$ А, при:

- $PF = 0,70$ обеспечивается максимальная выходная мощность $0,70 \times 0,85 \times 230 \text{ В} \times 10 \text{ А} \approx 1370 \text{ Вт}$;
- $PF = 0,95$ обеспечивается максимальная выходная мощность $0,95 \times 0,85 \times 230 \text{ В} \times 10 \text{ А} \approx 1860 \text{ Вт}$.

Пассивный ККМ

Типовое решение

Возвращаясь к нашей простой конструкции линейного источника питания в [3], вспомним, что реактивная мощность в основном является емкостной, хотя по факту нагрузкой в сети становится трансформатор, а это в первую очередь индуктивный компонент. Это связано с тем, что трансформатор «отражает» фазовый сдвиг вторичной нагрузки на первичную сторону. Таким образом, реактивная мощность источника питания в основном емкостная, а ток опережает напряжение. Можно было бы сместить форму волны

¹Публикация переводов из книги [1] осуществляется с предоставленного переводчику эксклюзивного разрешения автора — Стива Робертса (Steve Roberts M.Sc. B.Sc.), технического директора компании RECOM.

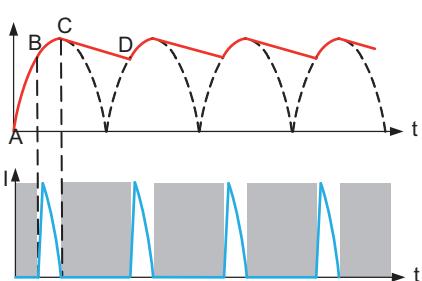


Рис. 1. Формы напряжения и тока выходного конденсатора линейного AC/DC-источника питания

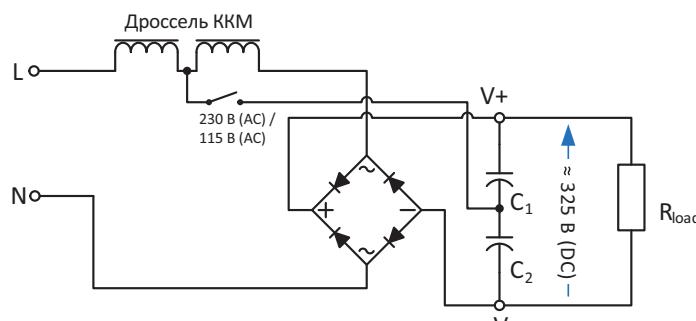


Рис. 3. Пассивный ККМ с переключателем диапазона входного напряжения

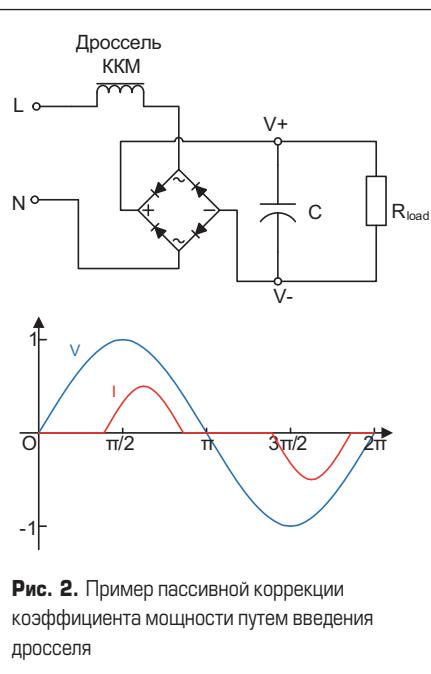


Рис. 2. Пример пассивной коррекции коэффициента мощности путем введения дросселя

обмоткой). Однако такие катушки индуктивности часто столь же велики и тяжелы, как и сам развязывающий трансформатор. Дроссель ККМ частично компенсирует фазовый сдвиг, вызванный выходным конденсатором. Полученный график напряжения/тока показывает, как входной ток «задерживается» дросселем, что позволяет улучшить общее значение коэффициента мощности (рис. 2).

Одна из основных проблем с простой пассивной схемой коррекции коэффициента мощности, показанной на рис. 2, заключается в том, что для адекватного регулирования коэффициента мощности дроссель корректора может работать только в ограниченном диапазоне входного напряжения. Решение, часто используемое в очень недорогих пассивных схемах коррекции коэффициента мощности, состоит в добавлении переключателя напряжения между 115 и 230 В переменного тока, как показано на рис. 3.

Переключатель либо разомкнут (на 230 В), а дроссель ККМ подключен последовательно с двухполупериодным выпрямителем, либо замкнут (на 115 В), что делает схему такой же, как полувольновой удвоитель напряжения, так что выходное напряжение остается неизменным, поскольку активными будут только левая половина дросселя и левая половина моста. В целом же эта схема не актуальна именно для рассматриваемых AC/DC-источников питания и приводится только в качестве примера оригинального инженерного подхода к решению проблемы.

Конденсаторы удвоителя напряжения можно рассчитать по соотношению (2):

$$C_1 = C_2 = \frac{2I_{in}t_{holdup}}{V_{ripple}}. \quad (2)$$

Для блока питания мощностью 100 Вт с КПД 80% при входном напряжении 115 В переменного тока частотой 60 Гц при $I_{in} = 100$ Вт/325 В DC = 0,3 А, $t_{holdup} = 1/120$ Гц = 0,08 с, и предполагая приемлемое напряжение пульсации $V_{ripple} = 30$ В, имеем:

$$C_1 = C_2 = \frac{2I_{in}t_{holdup}}{V_{ripple}} = \frac{2 \times 0,375 \times 0,08}{30} = 200 \text{ мкФ.}$$

Пример конструкции блока питания с пассивной коррекцией коэффициента мощности с сетевым селекторным переключателем показан на рис. 4. Дроссель ККМ можно увидеть над двумя конденсаторами схемы удвоения напряжения. Преимущество этой схемы в том, что электролитические конденсаторы должны быть рассчитаны только на работу при напряжении 200 В, даже при входном напряжении 230 В переменного тока.

KKM типа valley-fill

Хотя пассивная коррекция коэффициента мощности с переключаемым диапазоном очень эффективна для коррекции коэффициента мощности высокой мощности (100–250 Вт), с возможными значениями коэффициента мощности не менее 0,95 при 230 В переменного тока и не менее 0,98 при 115 В переменного тока, она не столь эффективна при более низких уровнях мощности. Однако на низких уровнях мощности, используя только пассивные компоненты, также возможно получить коэффициент мощности не менее 0,9.

Требуемый метод называется *valley-fill* (буквально: «заполнение впадины») и основан



Рис. 4. Пример конструкции блока питания с пассивной коррекцией коэффициента мощности с сетевым селекторным переключателем

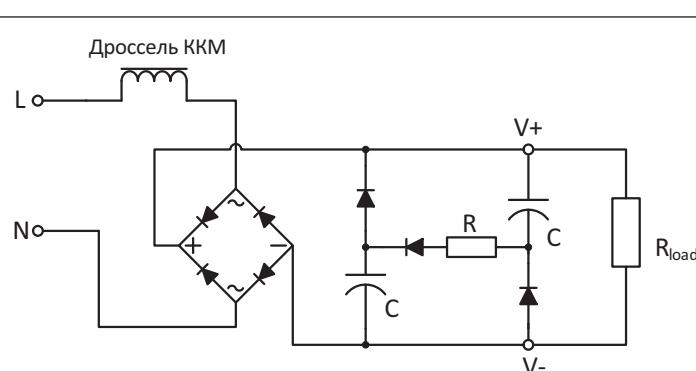


Рис. 5. Пример пассивной коррекции коэффициента мощности типа *valley-fill*

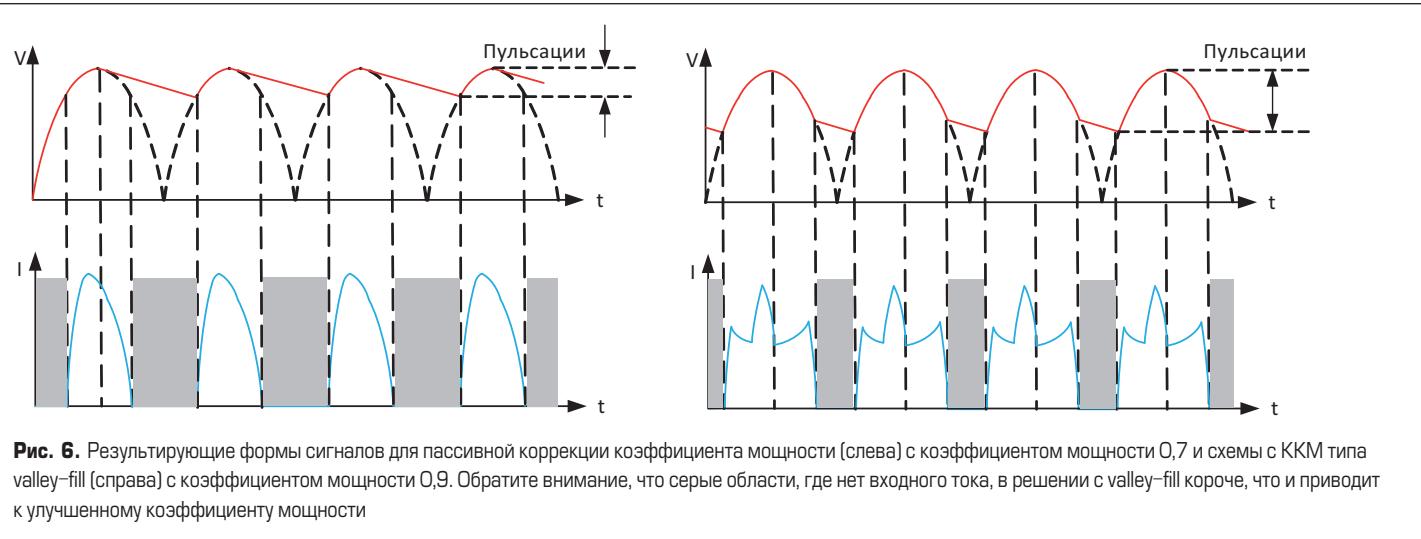


Рис. 6. Результатирующие формы сигналов для пассивной коррекции коэффициента мощности (слева) с коэффициентом мощности 0,7 и схемы с ККМ типа valley-fill (справа) с коэффициентом мощности 0,9. Обратите внимание, что серые области, где нет входного тока, в решении с valley-fill короче, что и приводит к улучшенному коэффициенту мощности

на применении управляющих диодов для зарядки двух выходных конденсаторов до половины пикового напряжения (рис. 5). Это означает, что они начнут потреблять входной ток намного раньше в каждом полупериоде сети (при половине пикового входного напряжения, а не почти при пиковом входном напряжении) и будут продолжать потреблять ток намного позже в полупериоде (снова до тех пор, пока напряжение не упадет до половины пикового напряжения). Недостаток такой схемы — очень высокая пульсация на выходе, составляющая 50% от выходного напряжения постоянного тока (рис. 6).

В драйверах светодиодов с регулируемой яркостью, выполненных на основе симистора, чаще всего используются схемы с valley-fill. Во-первых, схема valley-fill также хорошо работает с входом сети с фазовым управлением, состоящим из коротких участков синусоидальной формы сигнала сети, а во-вторых, высокая пульсация на выходе здесь не так важна (человеческий глаз не замечает мерцания светодиода на частотах около 100 Гц). Наконец, это доступное решение, которое имеет значение для дешевой части рынка освещения. Однако для промышленных источников питания с коррекцией коэффициента мощности высокие пульсации на выходе часто недопустимы. Чтобы получить хороший коэффициент мощности с низким

уровнем пульсаций на выходе, требуется активная коррекция коэффициента мощности. За каждое удовольствие нужно платить, как гласит французская поговорка.

Активный ККМ

Активная коррекция коэффициента мощности для управления входным током, чтобы заставить его согласоваться с входным напряжением, использует управление методом широтно-импульсной модуляции с переменным интервалом. Для этого сначала необходимо увеличить напряжение на конденсаторе, чтобы гарантировать, что в любой момент в течение полупериода он все еще остается заряжен. Следовательно, все активные схемы ККМ являются повышающими преобразователями постоянного тока. Такое повышенное напряжение должно быть равно максимальному выпрямленному входному пиковому напряжению или превышать его, поэтому обычно выбирают в пределах 400–425 В. Чем выше значение напряжения, тем выше ненужное напряжение на повышающем конденсаторе и переключающих элементах, однако при более низком схема ККМ не сможет гарантировать, что зарядный ток будет контролироваться в течение всего полупериода.

Для активной коррекции коэффициента мощности используются четыре основные то-

нологии, а именно режим прерывистых токов (иногда так называемых прерывистых, или разрывных токов, или прерывистой проводимости), непрерывных токов, режим критической проводимости и смешанный режим.

Активный ККМ с режимом прерывистых токов

Блок-схема активного ККМ с режимом прерывистых токов, или прерывистой проводимостью (Discontinuous Conduction Mode, DCM), приведена на рис. 7, а временная диаграмма — на рис. 8.

Контроллер ККМ изменяет рабочий цикл (скважность импульсов) во время выпрямленной входной полусинусоидальной волны, так что длительность импульса на пике входного напряжения является наименьшей и максимальной в начале и в конце полупериода. Частота ШИМ при этом остается постоянной. Выпрямленное входное напряжение делится на делитель $R1/R2$ и используется для синхронизации контроллера ККМ. В свою очередь выходное напряжение поступает на делитель $R3/R4$ и применяется в контуре обратной связи, который отвечает за стабилизацию выходного напряжения. Накопительный конденсатор C_{out} , за счет действия повышающего преобразователя, образованного L , $Q1$ и $D5$, заряжается до гораздо более высокого напряжения, чем

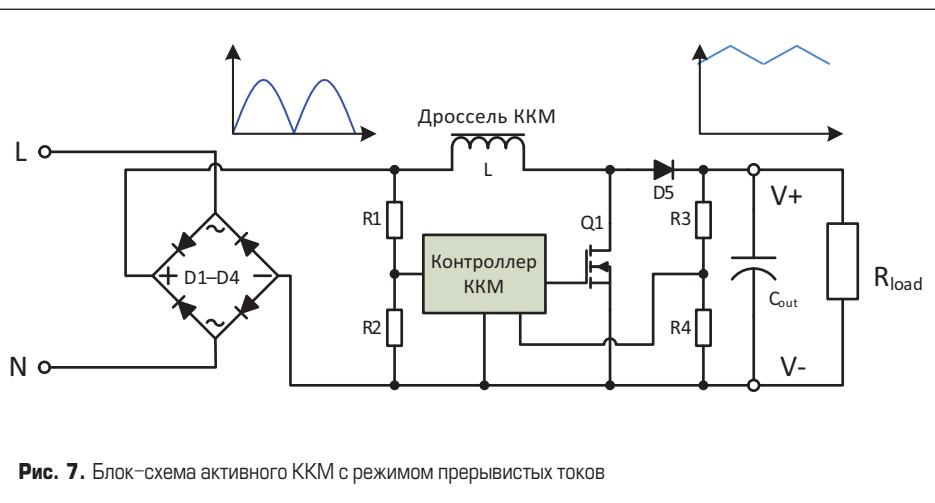
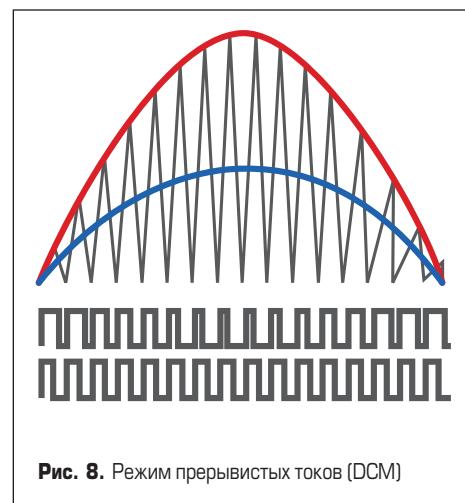
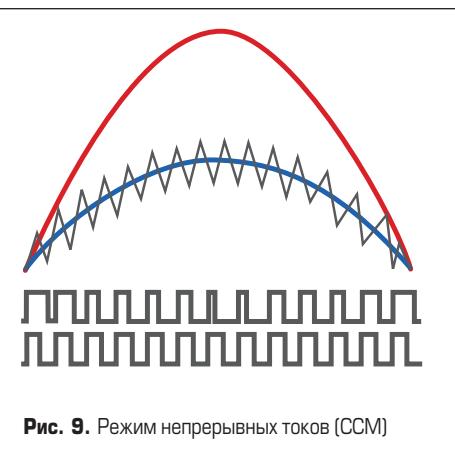


Рис. 7. Блок-схема активного ККМ с режимом прерывистых токов



пиковое входное напряжение, но зарядный ток представляет собой серию коротких импульсов в течение входного полупериода, более длительных при низком входном напряжении и более коротких при более высоком входном напряжении. Таким образом, средний ток через дроссель следует за формой волны входного напряжения, поэтому коэффициент мощности очень близок к желанной единице.

Ток дросселя показан на рис. 8 черным, входное напряжение — красным, а средний входной ток — синим цветом. Как можно видеть, ток катушки индуктивности падает до нуля в конце каждого импульса ШИМ. Отсюда и название этого режима — «режим прерывистых токов».

Основным преимуществом коррекции коэффициента мощности в этом режиме является то, что, поскольку ток дросселя падает до нуля в конце каждого импульса, он полностью намагничивается и размагничивается во время каждого цикла ШИМ. Кроме того, транзисторный ключ Q1 включается при нулевом напряжении/нулевом токе, поэтому очень эффективен и работает почти без потерь. Также скорость восстановления повышающего выпрямительного диода здесь в общем не особо критична.

Недостатком этого метода являются электромагнитные помехи (ЭМП), возникающие из-за больших пиковых токов как следствие прерывистой формы входного сигнала. Соответственно, чтобы отвечать стандарту по ЭМС в части уровня кондуктивных помех, такая схема ККМ должна иметь очень хороший входной фильтр. Дроссель ККМ также должен выдерживать высокие пиковые токи, поэтому он будет габаритным и тяжелым.

Активный ККМ с режимом непрерывных токов

Для решения проблем ЭМС коррекции коэффициента мощности в режиме прерывистых токов используется контроллер коррекции коэффициента мощности с режимом непрерывных токов, или непрерывной проводимостью (Continuous Conduction Mode, CCM). Это та же схема, что показана и на рис. 7, но с одним уточнением — индуктивность дросселя увеличена так, что ток в дросселе изменяется лишь немного выше и ниже идеальной синусоидальной формы волны. Обычно пульсацию тока в этом режиме выбирают равной примерно 20–40% от среднего тока катушки индуктивности. Опять же, частота ШИМ здесь постоянна. Временная диаграмма представлена на рис. 9.

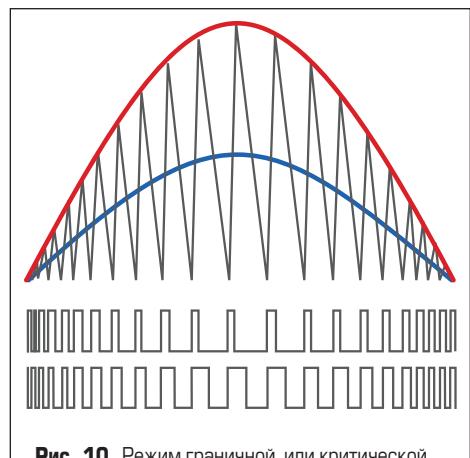
Ток дросселя отмечен черным, входное напряжение — красным, а средний входной ток — синим цветом. Как можно видеть на рис. 9, ток дросселя не падает до нуля в конце каждого импульса ШИМ. Отсюда и название этого режима — «режим непрерывных токов».

Для данного режима выбран более сложный ШИМ-контроллер, ведь он должен не только отслеживать входное напряжение, но и точнее регулировать входной ток. Однако генерируемые электромагнитные помехи в этом режиме намного ниже, поскольку входной ток непрерывный, а не резко пульсирующий.

К основным недостаткам следует отнести значительно более высокие потери переключения в транзисторе и более высокие потери восстановления как в диоде, так и в транзисторе. Для решения ККМ с режимом непрерывных токов выпрямительный диод D1 в схеме повышающего преобразователя должен быть сверхбыстро действующим, то есть с очень низким зарядом обратного восстановления Q_{rr} . Кроме того, дроссель должен иметь гораздо большую индуктивность, чем в конструкции с прерывистым током, хотя его пиковый ток здесь ниже.

Активный ККМ с режимом критической проводимости

В схемах ККМ с режимом прерывистых и непрерывных токов, как было дважды подчеркнуто выше, используется фиксированная частота ШИМ. Однако если частота также сделана переменной и синхронизированной с полупериодом входного напряжения, ток катушки индуктивности можно отрегулировать так, чтобы он лишь касался нуля в конце каждого импульса ШИМ, независимо от входного напряжения. Это называется режимом граничной проводимости.



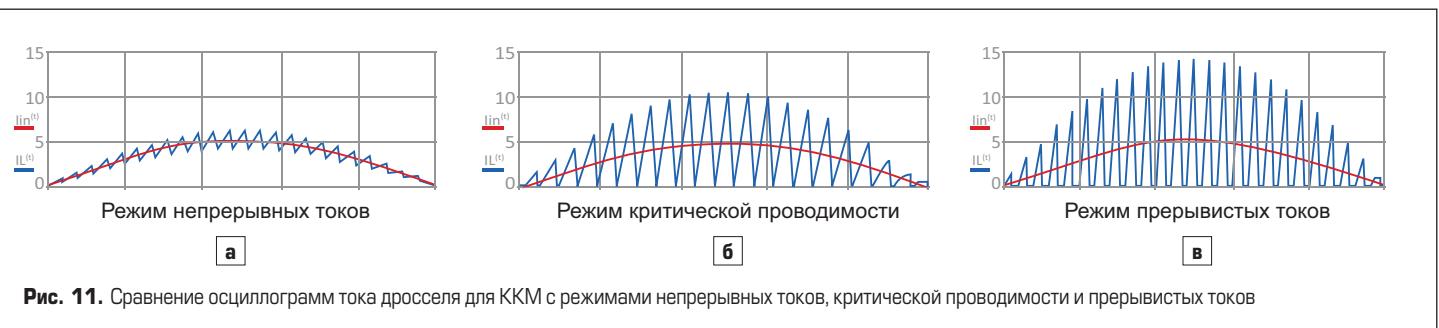
ности (Boundary Conduction Mode, BCM), или режимом критической проводимости (Critical Conduction Mode, CrCM). Временная диаграмма представлена на рис. 10.

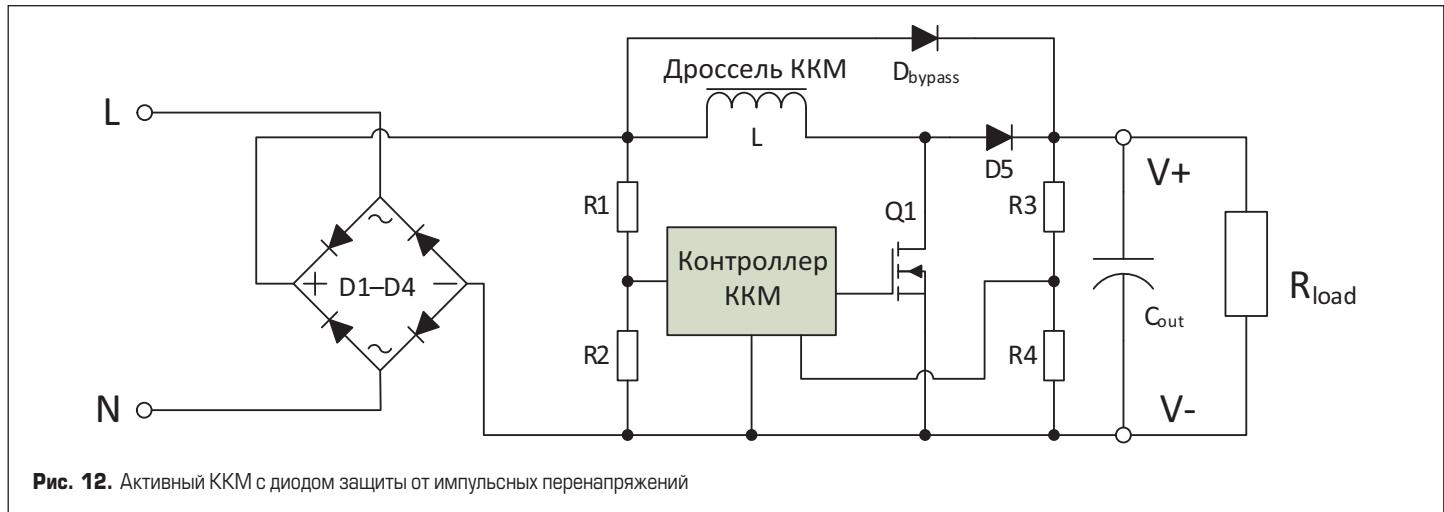
Ток дросселя показан черным, входное напряжение — красным, а средний входной ток — синим цветом. На рис. 10 видно, что ток дросселя падает до нуля в конце каждого импульса ШИМ, а частота ШИМ меняется. В ККМ с режимом критической проводимости коммутационные потери в транзисторе и потери восстановления в диоде столь же низкие, как и в схеме с прерывистым током, кроме того, индуктивность дросселя может быть меньше, чем в схеме ККМ с режимом непрерывных токов, потому что пиковые токи здесь несколько ниже. Недостатком решения ККМ с режимом критической проводимости является то, что для ШИМ с регулируемой частотой необходимо выполнение требований по ЭМС-фильтрам, которые имеют более широкую полосу подавления частот. Сравнение осциллографов тока дросселя для ККМ с режимами непрерывных токов, критической проводимости и прерывистых токов приведено на рис. 11.

Все три рассмотренных выше решения имеют одинаковый средний ток катушки индуктивности, но размах тока дросселя в режиме критической проводимости становится компромиссом между очень высокими уровнями тока в режиме прерывистых токов и низкими в режиме непрерывных токов.

Смешанный режим в активных ККМ

На рынке представлено множество контроллеров ККМ, которые могут переключаться между различными режимами работы





в соответствии с теми или иными условиями работы преобразователя. Выбранное значение индуктивности дросселя, хорошо работает с контроллером прерывистых токов при низком входном напряжении (90–125 В переменного тока), но при более высоких входных напряжениях (180–265 В переменного тока) из-за более низкого входного тока может негативно сказаться на коррекции коэффициента мощности и перейти в режим непрерывных токов.

Чтобы избежать здесь не всегда удобного компромисса, в контроллере можно предусмотреть регулируемую частоту/ШИМ так, чтобы он мог поддерживать схему в режимах непрерывных токов/критической проводимости во всем диапазоне входного напряжения. Существуют также дроссели переменной индуктивности, которые изменяют свою индуктивность в соответствии с протекающим через них током. Они выполнены на порошковом сердечнике и в литературе часто называются *swinging chokes* (буквально: «качающиеся дроссели»). При малых токах их индуктивность увеличивается, что позволяет автоматически поддерживать ККМ в режимах непрерывных токов/критической проводимости независимо от условий эксплуатации.

Практический совет: каскады ККМ чувствительны к повреждениям, которые возникают вследствие скачков напряжения на входе. Мостовой выпрямитель будет выпрямлять

как положительные, так и отрицательные выбросы, создавая высокое положительное напряжение на дросселе ККМ. Возникающий в результате большой ток может быстро насыщать сердечник, поэтому дроссель L, потеряв индуктивность, не сможет полностью подавить импульс напряжения. Соответственно, основной диод ККМ (D5) теперь должен выдерживать высокий ток (иногда сотни ампер), вызванный зарядом конденсатора C_{out} и может быстро выйти из строя. Решение состоит в том, чтобы добавить сильноточный обходной (байпасный) диод D_{bypass} параллельно дросселю L и основному диоду D5, как это показано на рис. 12. В нормальных условиях эксплуатации напряжение ККМ будет выше входного напряжения, и обходной диод будет иметь обратное смещение. В условиях перенапряжения входной сигнал превышает напряжение ККМ, и обходной диод будет проводить ток, снимая нагрузку на диод и дроссель корректора, а также снижая напряжение на мостовом выпрямителе D1–D4.

Активный ККМ с чередованием

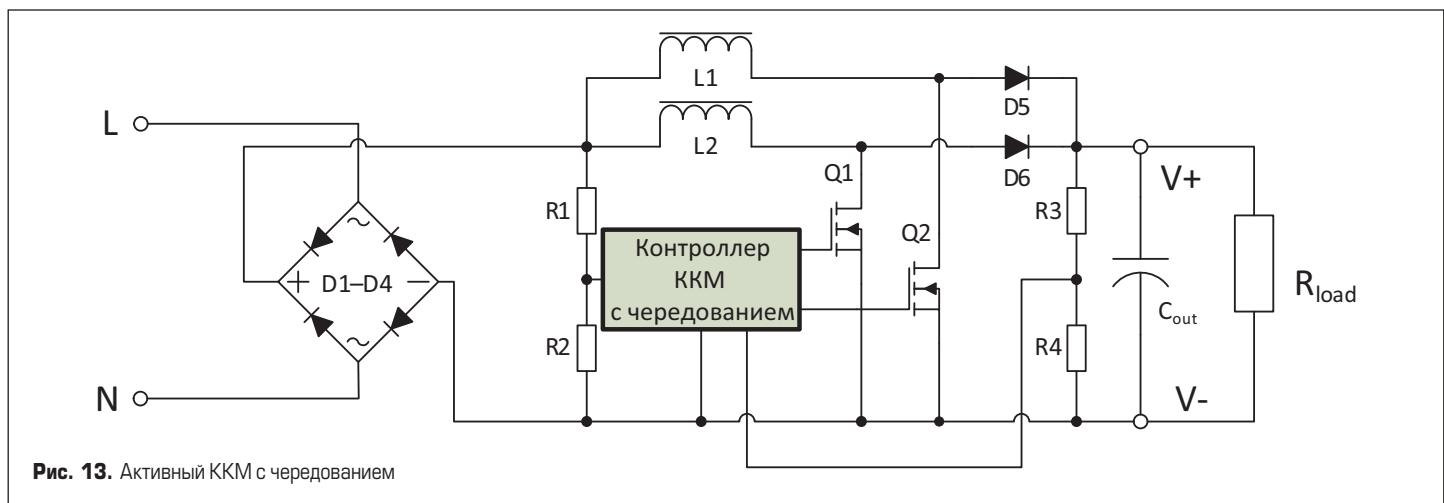
Как уже неоднократно упоминалось, при выборе того или иного режима проводимости для контроллера ККМ важно выполнение несложных требований по ЭМС [8]. Если электромагнитные помехи слишком высоки, то для их эффективной фильтрации альтернативной топологией становится использование двух че-

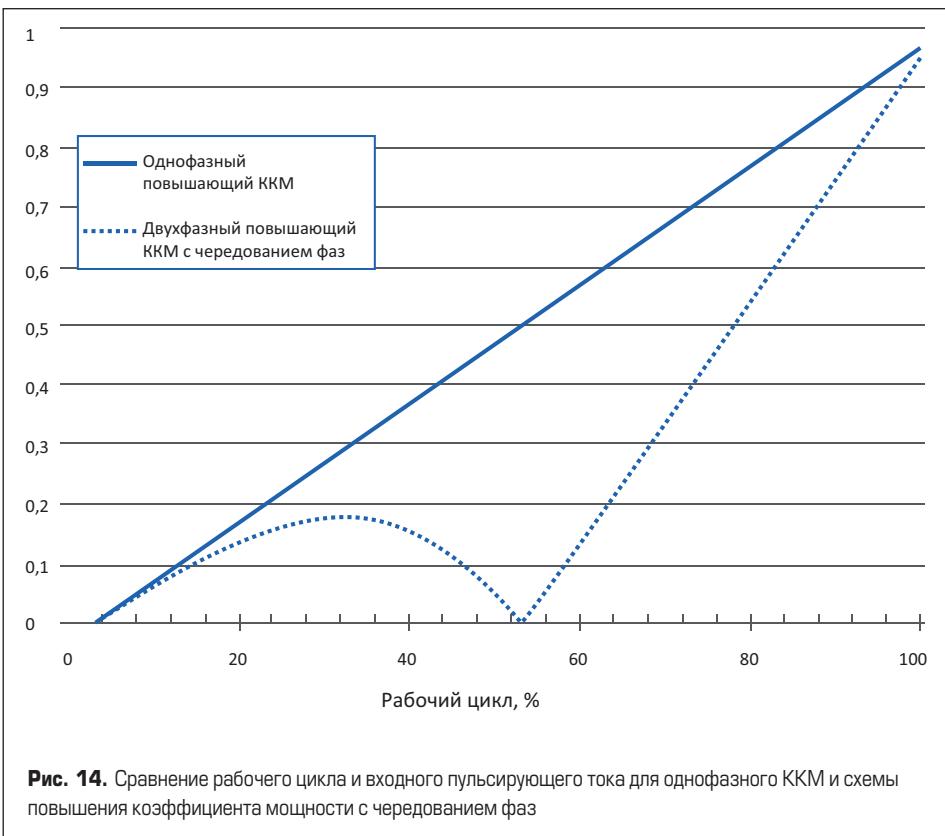
редующихся цепей коррекции коэффициента мощности, как показано на рис. 13. В этом случае ток пульсаций на каждой ступени уменьшался бы вдвое и добавлялся в противофазе.

Чередование также имеет преимущество в том, что выходной ток распределяется между двумя катушками индуктивности и двумя диодами — таким образом, можно либо обеспечить более высокие выходные токи, либо получить улучшенные рабочие температурные режимы.

ККМ с чередованием в основном используется для высокомощных AC/DC-преобразователей, в которых высокий входной ток сделает входной фильтр для подавления ЭМП очень громоздким и дорогим, чем дополнительная схема с использованием двух повышающих преобразователей с целью реализации ККМ с режимом критической проводимости. Выходы ШИМ работают в противофазе со сдвигом на 180°, поэтому, хотя ток в любой из катушек индуктивности падает до нуля в конце каждого импульса, ток, протекающий через конденсатор C_{out} , остается непрерывным (ток течет попеременно через D5 и D6).

Все было бы хорошо, так как пульсации выходного напряжения значительно ниже, чем с одноступенчатым ККМ, а при рабочем цикле 50% топология с чередованием имеет вообще нулевую пульсацию входного тока, поскольку пульсации от двух каскадов ККМ компенси-





рутятся. Но, помимо повышенной стоимости, самый большой недостаток заключается в том, что все используемые компоненты должны быть очень тщательно согласованы. Это необходимо, чтобы поддерживать «одинаковость» при всех рабочих условиях. Сравнение рабочего цикла (скважности) и входного пульсирующего тока для однофазного ККМ и схемы повышения коэффициента мощности с чередованием фаз приведено на рис. 14.

Безмостовой активный ККМ с Totem-Pole

Топология ККМ без мостового выпрямителя, или, как ее называют, технология ККМ

Totem-Pole, становится все более популярной благодаря своей очень высокой эффективности. Обычно Totem-Pole воспринимают как двухтактный выход, но здесь мы имеем дело с особым случаем, а потому оставим данный термин как есть. Диоды мостового выпрямителя заменены двумя высоковольтными транзисторами, которые для выпрямления входа попарно переключаются с частотой сети. То есть мы имеем дело с синхронным выпрямителем.

Его важная особенность в том, что таким образом исключаются прямое падение напряжения на диодах моста (остаются только потери проводимости транзисторов), при

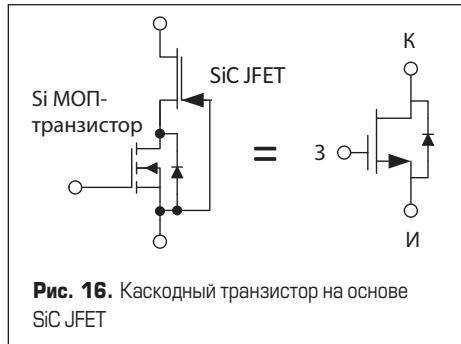
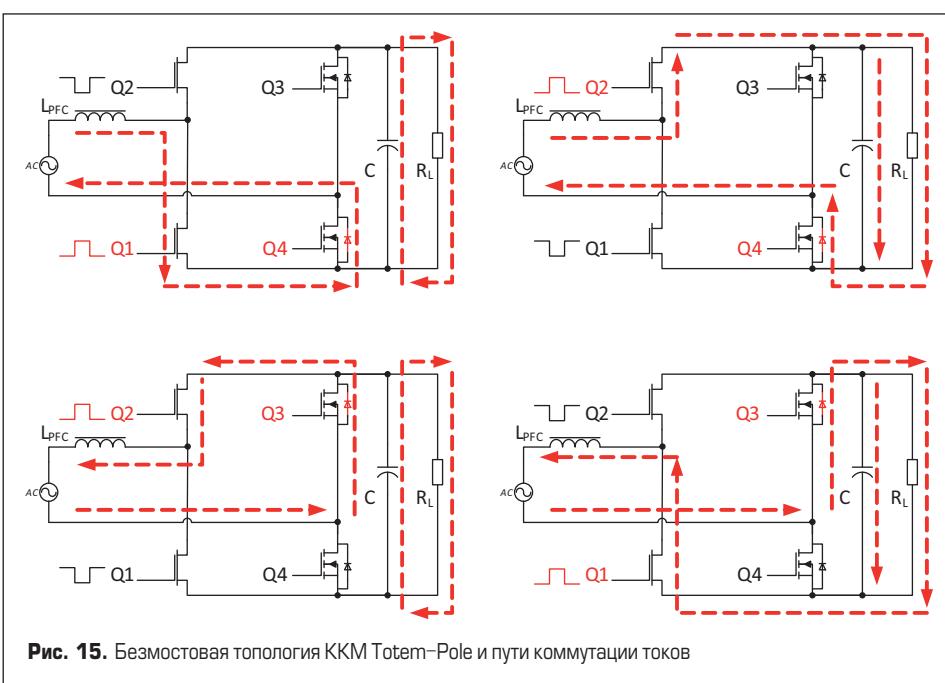
этом внутренние диоды в корпусе транзисторов способствуют прохождению тока. Такое решение повышает общую эффективность AC/DC-источников питания (здесь, как обычно, в первую очередь подразумевается его КПД). Схема безмостового ККМ с Totem-Pole и пути коммутации токов показаны на рис. 15. Для не требующего высокого быстродействия переключения на частоте 50 Гц и высокочастотного переключения коррекции коэффициента мощности, как правило, в схеме безмостового ККМ с целью экономии используются разные типы транзисторов.

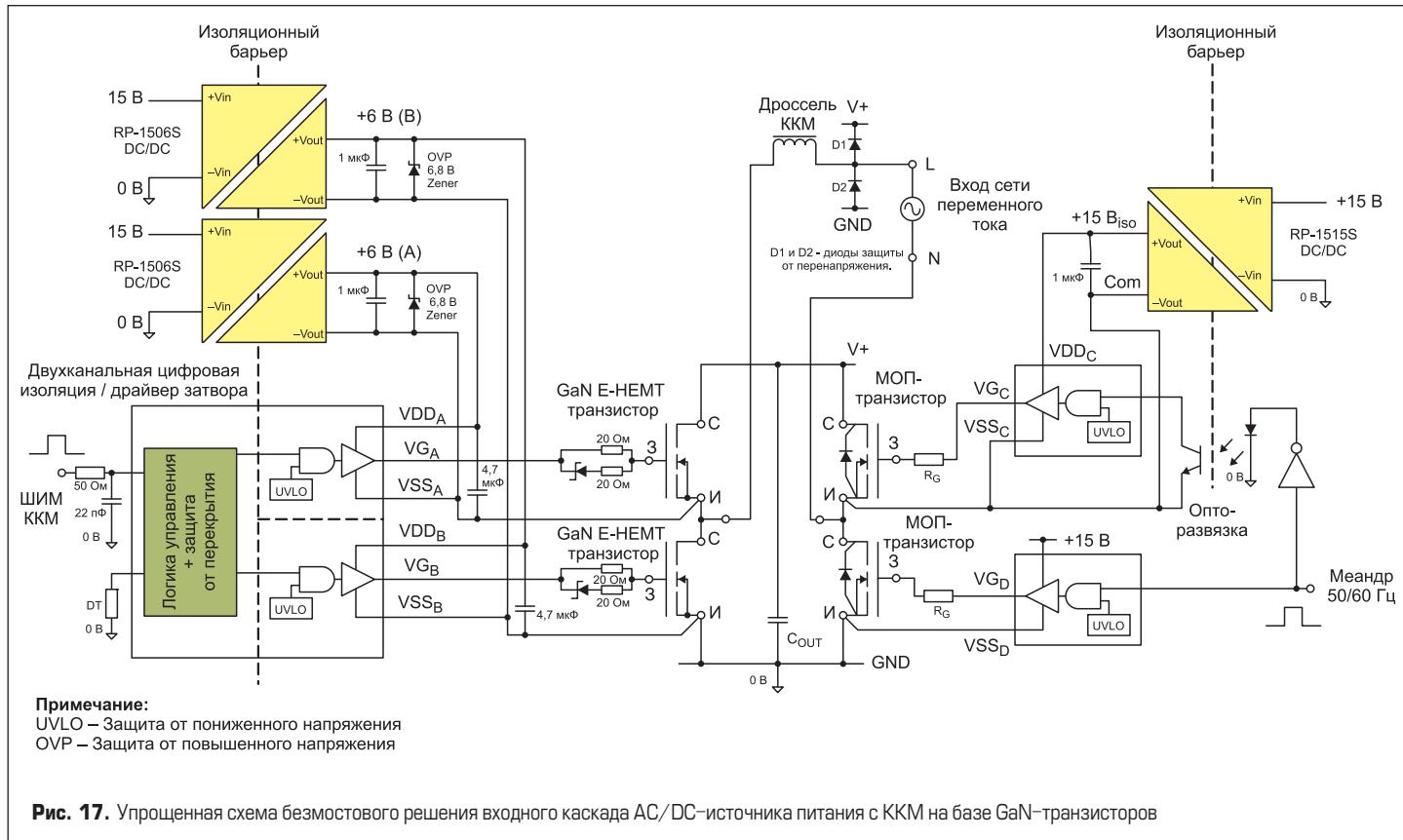
В предыдущих схемах коррекции коэффициента мощности одиничный переключающий полевой транзистор заменен двумя полевыми транзисторами Q1 и Q2. Во время положительного полупериода сети транзистор Q4 включен, Q3 выключен, а Q1 работает с ШИМ-сигналом для повышения выходного напряжения, при этом Q2 работает с инвертированным ШИМ-сигналом, функционируя как выпрямитель. Во время отрицательного полупериода сети транзистор Q3 включен, Q4 выключен, Q2 работает с ШИМ-сигналом для повышения выходного напряжения, а с инвертированным ШИМ-сигналом, чтобы действовать как выпрямитель, работает Q1.

Поскольку Q3 и Q4 переключаются на низкой частоте (50/60 Гц), они не нуждаются в быстром переключении и могут быть обычными полевыми МОП-транзисторами. Диоды размещены параллельно для повышения эффективности за счет разделения пикового тока, но переключение мощности осуществляется с помощью полевых МОП-транзисторов. Таким образом исключаются потери прямого напряжения обычного мостового выпрямителя, соответственно, потери на выпрямление могут быть очень низкими, не превышающими 1%.

Транзисторы Q1 и Q2 уже не могут быть обычными дешевыми полевыми МОП-транзисторами, поскольку при обратном восстановлении потери будут слишком высокими. Задержка переключения может вызвать сквозной ток и большие всплески тока во время перехода тока через ноль и привести к выходу транзисторов из строя. Одно из решений — использование карбидокремниевого (SiC) JFET-транзистора в каскодной конфигурации с кремниевым (Si) МОП-транзистором, которая показана на рис. 16.

И хотя активные устройства, используемые в AC/DC-источниках питания, детально рассматриваются в [5], более полная информация





именно по каскодным транзисторам представлена во второй части серии статей [9], но остановимся на главном. Проблема использования транзисторов SiC JFET в том, что обычно они включены при нулевом напряжении на затворе. Этой проблеме (и не только) как раз разрешает каскодное включение. Когда Si МОП-транзистор выключен, его напряжение сток-исток V_{DS} повышается до тех пор, пока в свою очередь напряжение затвор-исток V_{GS} SiC JFET не станет достаточно отрицательным, чтобы его выключить. Тогда напряжение питания оказывается почти полностью приложенным к полевому транзистору. Когда Si МОП-транзистор включен, напряжение V_{DS} падает почти до нуля и SiC JFET включается. Преимущество такой схемы в том, что затвор JFET и напряжения V_{DS} и V_{GS} полевого МОП-транзистора близки к нулю, а значит, обратное восстановление, потери из-за влияния общей выходной емкости в режиме малого сигнала C_{oss} и емкости Миллера также близки к нулю. Соответственно, скорость переключения значительно улучшена [5, 9].

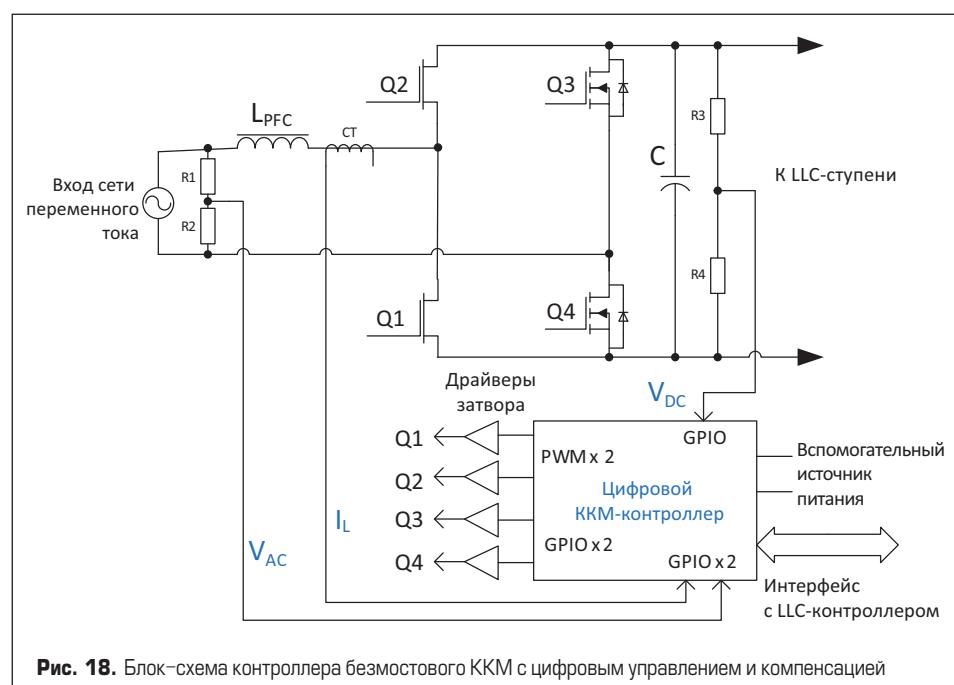
В последнее время для замены каскодной схемы применяют транзисторы с высокой подвижностью электронов (high electron mobility transistor, HEMT) на основе такого широкозонного полупроводника, как нитрид галлия (GaN) [5]. Они оптимальны, в частности для рассматриваемой топологии Totem-Pole, поскольку отличаются высокой скоростью переключения, отсутствием внутреннего диода и низкой емкостью затвора. Общий КПД безмостового ККМ технологии Totem-Pole с использованием GaN HEMT превышает 99%.

На рис. 17 из [11] представлена схема безмостового ККМ, имеющая два силовых полумостовых каскада для замены мостового выпрям-

ителя и повышающих ключей ККМ, которые обычно требуются для приложений с питанием от электросети переменного тока. Синхронный выпрямитель состоит из двух кремниевых МОП-транзисторов, переключаемых поочередно синхронно с входным напряжением при частоте сети 50/60 Гц с рабочим циклом 50%. Это создает выпрямленное напряжение безмостового выпрямителя. Полумостовая схема ККМ работает с более высокочастотным и регулируемым ШИМ-сигналом уже для выполнения функции коррекции коэффициента мощности. Она реализована с помощью GaN-транзисторов

с низкими собственными потерями. Благодаря небольшому количеству элементов компоненты драйвера затвора могут быть размещены ближе друг к другу, а паразитные индуктивности и паразитные емкости сведены к минимуму. Для создания полностью изолированной высокоскоростной полумостовой схемы драйвера затвора GaN-транзисторов используются DC/DC-преобразователь RP-1506S [10] и двухканальный цифровой изолатор. Перечень элементов этого ККМ содержит в сумме всего 20 позиций.

Полумост синхронного выпрямления переменного тока 50/60 Гц работает на гораздо более



низкой частоте, поэтому здесь без ущерба для общей эффективности или производительности можно использовать более дешевые МОП-транзисторы. Питание затвора МОП-транзистора верхней стороны плача +15 В обеспечивается изолированным DC/DC-преобразователем RP-1515S [10]. Все три используемых в схеме DC/DC-преобразователя обеспечивают изоляцию с электрической прочностью 5,2 кВ напряжения постоянного тока и имеют емкость изолирующего барьера не более 10 пФ. Для драйвера затвора МОП-транзистора нижней стороны предусмотрена источник питания 15 В платы, гальваническая изоляция здесь не требуется.

К недостаткам безмостового ККМ относятся его сложность (требуются четыре изолированных драйвера для управления полевыми транзисторами), довольно высокая точность синхронизации (особенно при переходе через нуль в сети, когда важно во избежание сквозных токов ввести достаточную, но не слишком большую паузу, иначе это скажется на эффективности) и сложность синхронизации схемы с источником питания при наличии помех. Кроме того, в ИС контроллера для поддержания высокого КПД во всем диапазоне нагрузки и напряжения питания должен быть вход управления от трансформатора тока или датчик на эффекте Холла. Он необходим, чтобы достаточно точно контролировать двунаправленный ток дросселя. Блок-схема контроллера безмостового ККМ с цифровым управлением и компенсацией представлена на рис. 18.

Цифровой контроллер имеет три контура управления: внешний контур управления напряжением (с использованием входа V_{DC}), опорный контур синусоидальной волны (синхронизированный с входом V_{AC}) и внутренний контур управления током (с использованием входа I_1) для поддержания точного регулирования с помощью высокого коэффициента мощности. Такая сложность управления означает, что для данной топологии в реальной практике подходят только цифровые контроллеры.

Кроме всего сказанного, канал передачи данных к цифровому контроллеру LLC позволяет в интерактивном режиме изменять характеристики отклика в соответствии с условиями нагрузки, что является весьма полезной опцией для мощных AC/DC-источников питания.

Литература

1. Roberts S. M.Sc. B.Sc. AC/DC BOOK OF KNOWLEDGE Practical tips for the User. RECOM Enginnering GmbH & Co.KG. Austria, 2018. www.RECOM-power.com/ru/support/resource-library/book-of-knowledge/book-of-knowledge.html?1
2. Робертс С. Переменный ток — начало начал // Компоненты и технологии. 2021. № 11.
3. Робертс С. Линейные AC/DC-источники питания, полная, реактивная и активная мощность и немного теории // Силовая электроника. 2021. № 6.
4. Робертс С. Пассивные компоненты AC/DC-источников питания // Компоненты и технологии. 2022. № 1.
5. Робертс С. Активные компоненты AC/DC-источников питания // Компоненты и технологии. 2022. № 2.
6. ГОСТ IEC 61000-3-2-2017 МЕЖГОСУДАРСТВЕННЫЙ СТАНДАРТ. Электромагнитная совместимость (ЭМС). Часть 3-2. НОРМЫ. Нормы эмиссии гармонических составляющих тока (оборудование с входным током не более 16 А в одной фазе). www.docs.cntd.ru/document/1200157963
7. ГОСТ IEC 61000-3-2-2021 Межгосударственный стандарт. Электромагнитная совместимость (ЭМС). Часть 3-2. Нормы. Нормы эмиссии гармонических составляющих тока (оборудование с входным током не более 16 А в одной фазе). www.docs.cntd.ru/document/1200180540
8. Рентюк В. Электромагнитная совместимость: проблема, от которой не уйти. Сб. «Электромагнитная совместимость в электронике-2018». 2018.
9. Бхалла А. (Anup Bhalla). Вы за SiC или кремний? Части 1–6 // Силовая электроника. 2020. № 1–6.
10. RP-xx06 Series. www.RECOM-power.com/ru/products/dc-dc-converters/rec-s-RP-xx06.html?7
11. DC/DC Converters for GaN Gate Drivers. Whitepaper. [www.RECOM-power.com/ru/support/technical-resources/whitepaper-whitepaper-dc-dc-converters-for-gan-gate-drivers.html?25](http://www.RECOM-power.com/ru/support/technical-resources/whitepaper-whitepaper-dc-dc-gan-gate-drivers/whitepaper-dc-dc-converters-for-gan-gate-drivers.html?25)

ВСТРАИВАЕМЫЕ И МОДУЛЬНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ПО КАТАЛОГУ И НА ЗАКАЗ



- Серийные блоки и модули питания мощностью 3...1200 Вт
- Заказные блоки питания мощностью до 1600 Вт
- Приемка ОТК и ВП
- Гарантийный срок 5-10 лет
- Сертификат соответствия СМК ГОСТ Р ИСО 9001-2015 , ГОСТ Р ВР 15-002-2012 № ВР 31.1.10904-2017

ООО "Силовая электроника"
125502, Москва, ул. Лавочкина, 19
(495) 455-5201
факс: (495) 455-4565, www.silel.ru

 **СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА**








Сравнение вариантов схем мостовых DC/DC-преобразователей на основе их моделирования

Приведены основные свойства нескольких схем DC/DC-преобразователей, которые используют фазовый принцип управления силовыми ключами, соединенными по схеме моста (мостовые DC/DC-преобразователи), полученные на основе моделирования этих устройств.

Борис Глебов, к. т. н.

glebovba@mail.ru

Введение

Существует несколько разновидностей схемотехники мостовых DC/DC-преобразователей. Для сравнения свойств и характеристик этих устройств целесообразно использовать результаты их моделирования. Оно должно быть выполнено в предположении одинаковых условий работы на входе и выходе схем.

Мостовые DC/DC-преобразователи обладают, как правило, значительной выходной мощностью (более 1 кВт). Поэтому питание их входной цепи осуществляется с помощью корректора коэффициента мощности. Это устройство формирует ток, потребляемый от питающей сети переменного тока, пропорциональный мгновенному значению сетевого напряжения, и, кроме того, поддерживает постоянный уровень напряжения на своем выходе [1]. Им питается DC/DC-преобразователь, подключенный к выходу корректора.

При проведении моделирования было принято, что постоянное напряжение на входе всех сравниваемых схем DC/DC-преобразователей, работающих с частотой переключения силовых транзисторов, равной 100 кГц, составляет 420 В. Выходные цепи преобразователей подключены к аккумуляторной батарее напряжением 27 В.

Мостовые цепи всех схем образованы силовыми транзисторами типа IRFPS38N60L (600 В, 38 А, 0,12 Ом), а их выходные цепи шунтированы конденсаторами емкостью 100 пФ. Выпрямление переменного тока выходных обмоток трансформатора (трансформаторов) во всех схемах осуществляется четырьмя силовыми диодами типа 243NQ100 (100 В, 240 А).

Фазовый способ управления транзисторами состоит в том, что формируются две последовательности

парафазных импульсных сигналов. Каждая из них содержит по два сигнала, причем второй сигнал задержан по отношению к первому на время, равное половине периода их повторения. Сигналы одинаковы по длительности, которая незначительно меньше половины периода. Поэтому в каждой из последовательностей существует кратковременная пауза между окончанием одного сигнала и началом другого. Вторая последовательность импульсных сигналов задержана по отношению к первой на регулируемое время, равное $(T/2)D$, где $T = 1/f$ — длительность периода, D — параметр регулирования.

Первый и второй импульсные сигналы первой последовательности управляют первыми двумя транзисторами мостовой схемы (VT1 и VT2),ключенными последовательно между шинами питания, а первый и второй сигналы второй последовательности — двумя другими транзисторами этой схемы (VT3 и VT4). Вариацией D обеспечивается регулирование мощности, передаваемой в нагрузку.

Снижение выходной мощности преобразователя вызывает уменьшение магнитной энергии, запасаемой в его трансформаторе. Из-за этого при низких уровнях выходной мощности перестают выполняться условия для обеспечения режима отпирания силовых транзисторов при нуле напряжения на них (режим Zero Voltage Switch — ZVS) [2].

Создание условий для реализации режима ZVS в полном диапазоне изменения выходной мощности (от нуля до максимума) достигается применением технического решения, предложенного в [3]. Оно состоит в том, что энергия, необходимая для обеспечения режима ZVS, запасается в магнитных накопителях двух дополнительных LCD-цепей, подключаемых к выводам выходной цепи транзисторной

мостовой схемы. Током дросселя LCD-цепи осуществляется перезаряд емкостей силовых транзисторов, соединенных последовательно, на коротких интервалах их запертого состояния. Тем самым в них сокращается мощность потерь. Дополнительное снижение этой мощности достигается шунтированием выходных цепей силовых транзисторов конденсаторами.

При фазовом способе управления силовыми транзисторами запасание энергии в магнитном накопителе каждой LCD-цепи осуществляется в течение достаточно длительного интервала времени (оно чуть меньше половины периода работы схемы). Поэтому масса и габариты элементов дополнительных LCD-цепей незначительны. В дальнейшем предполагается, что указанные цепи присутствуют в каждом из рассматриваемых DC/DC-преобразователей.

При моделировании использовались приводимые ниже расчетные значения параметров элементов LCD-цепей.

Дроссели выполнены на магнитных сердечниках типоразмера RM8i, изготовленных из магнитного материала N87 (EPCOS). Расчетные значения индуктивности и сопротивления обмотки дросселей равны соответственно 410 мГн и 0,45 Ом. Емкости конденсаторов LCD-цепей — 8,2 нФ.

Схема 1 DC/DC-преобразователя приведена на рис. 1. В ней преобразуемая энергия передается трансформатором TV. Его первичная обмотка W1 подключена к выводам мостовой транзисторной цепи, а вторичные обмотки W21–W32 через силовые выпрямительные диоды VD5–VD8 и обмотки W1_L3, W2_L3 выходного дросселя L3 связаны с выводами выходной цепи преобразователя [2].

При моделировании использовались приводимые ниже расчетные значения параметров элементов схемы 1.

Силовой трансформатор TV. Сердечник типоразмера PQ 50/50 из магнитного материала марки N87 (EPCOS). Обмотки выполнены изолированной медной лентой толщиной 100 мкм. Число витков обмоток: w1 = 28; w21 = 2; w22 = 2; w31 = 2; w32 = 2. Индуктивность первичной обмотки 1,51 мГн. Сопротивление обмоток (мОм): R_{w1} = 22,4; R_{w21} = 0,587; R_{w22} = 0,624; R_{w31} = 0,654; R_{w32} = 0,679.

Дроссель L3. Сердечник типоразмера PQ 35/35 из магнитного материала марки N87 (EPCOS). Обмотки выполнены изолированной медной лентой толщиной 200 мкм. Число витков обмоток: w1_L3 = 1; w2_L3 = 1. Их индуктивность 0,106 мГн. Сопротивление обмоток (мОм): R_{w1_L3} = 0,42; R_{w2_L3} = 0,432.

Схема 2 DC/DC-преобразователя приведена на рис. 2. В ней энергия передается двумя одинаковыми линейными трансформаторами. Описание схемы содержится в [4], где она была предложена. В ней управление силовыми транзисторами осуществляется методом ШИМ. Та же схема, но с использованием фазового принципа управления силовыми транзисторами, содержится в патенте США [5].

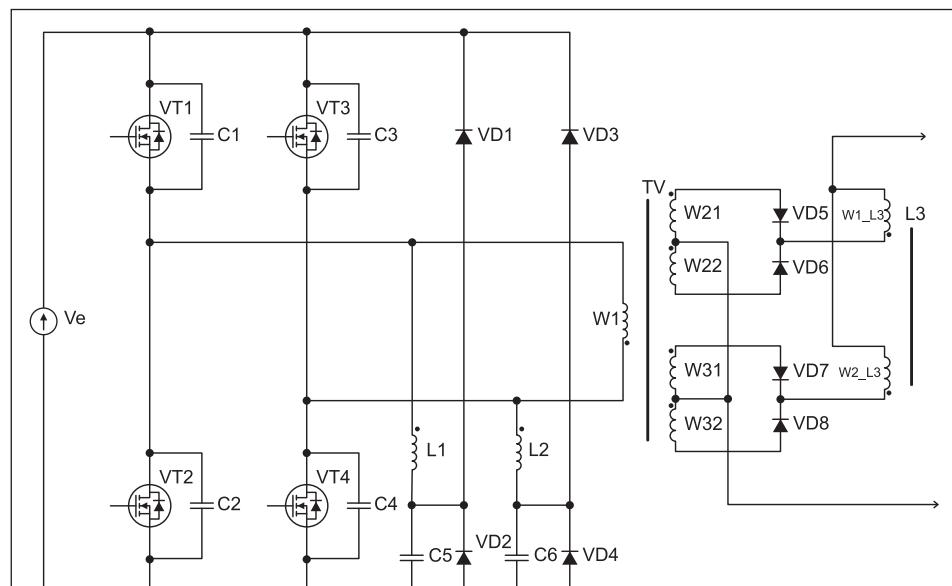


Рис. 1. Схема 1 DC/DC-преобразователя

В устройстве на рис. 2 к выводам транзисторной мостовой цепи подключены соединенные последовательно первичные обмотки W11, W12 двух линейных трансформаторов TV1 и TV2. Первые одноименные выводы их вторичных обмоток W21–W32 соединены с первым выходным зажимом преобразователя через выпрямительные диоды VD5–VD9, а вторые выводы этих вторичных обмоток непосредственно соединены со вторым выходным зажимом.

Каждый из двух линейных трансформаторов (TV1 и TV2) в один тakt передает энергию в выходную цепь, а в другой ее накапливает. При этом в тот такт, когда TV1 передает энергию, TV2 ее накапливает. В другой такт трансформаторы меняются ролями: TV1 накапливает энергию, а TV2 ее передает.

При моделировании использовались приводимые ниже расчетные значения параметров элементов схемы 2.

Силовой трансформатор TV1 (TV2). Сердечник типоразмера PQ 40/40 из магнитного материала марки N87 (EPCOS). Обмотки выполнены изолированной медной лентой толщиной 200 мкм. Числа витков обмоток: w11 = 14; w21 = 2; w22 = 2; индуктивность первичной обмотки W11 — 23,2 мГн; сопротивления обмоток (мОм): R_{w11} = 6,44; R_{w21} = 0,752; R_{w22} = 0,793.

Схемы 1 и 2 не обладают свойством параметрического ограничения выпрямленного тока выходной цепи. Это следует из их регулировочных характеристик, которые приведены на рис. 3.

В характеристиках присутствуют два участка. Первый из них — крутонарастающий.

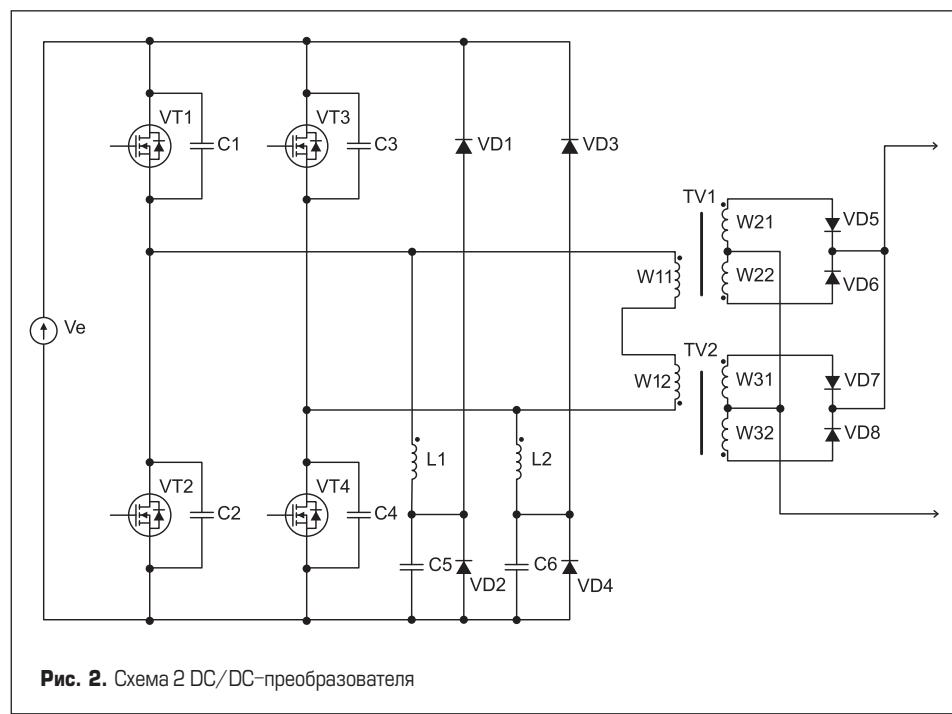


Рис. 2. Схема 2 DC/DC-преобразователя

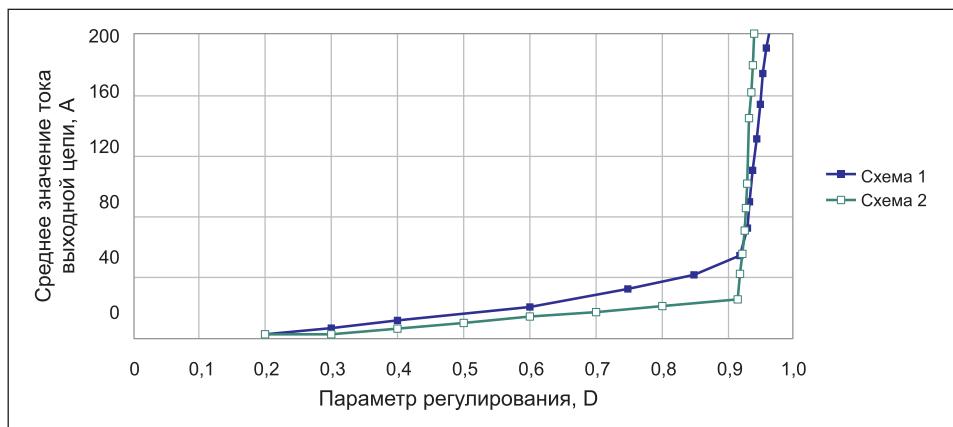


Рис. 3. Регулировочные характеристики схем 1 и 2

Он характерен для режима работы устройства, при котором непрерывен ток обмоток выходного дросселя L3 (в схеме 1) или ток вторичных обмоток трансформаторов TV1, TV2 (на интервале передачи ими мощности в схеме 2).

Второй участок — с плавным нарастанием значения выходного тока, происходящего при увеличении параметра регулирования D, соответствует режиму разрывного тока обмотки дросселя L3 или тока вторичных обмоток трансформаторов TV1, TV2.

Далее рассматриваются схемы, обладающие свойством параметрической ограниченности тока, который потребляется от источника питания и трансформируется в выходную цепь. Это свойство обусловлено применением реактивных элементов на первичной стороне преобразователей, ограничивающих амплитуду и среднее значение тока, потребляемого от источника питания.

Схема 3 DC/DC-преобразователя приведена на рис. 4. В ней преобразуемая энергия передается силовым трансформатором, последовательно с первичной обмоткой которого включена обмотка дросселя L3 [6]. Выводы двухфазных вторичных обмоток трансформатора через силовые выпрямительные диоды подключены к первому выходному зажиму преобразователя, а средние точки этих обмоток непосредственно соединены со вторым выходным зажимом. Функция, которая выполняется дросселем L3, состоит в ограничении амплитуды тока, протекающего по первичной обмотке W1 трансформатора TV и обмотке дросселя L3, соединенным последовательно. Этот ток коммутируется силовыми транзисторами VT1–VT4.

При моделировании использовались приводимые ниже расчетные значения параметров элементов схемы 3.

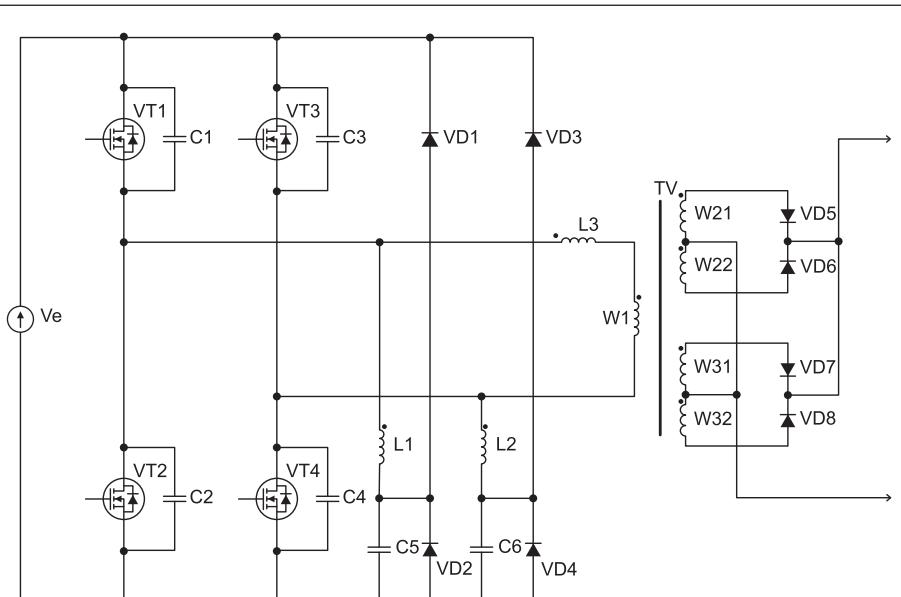


Рис. 4. Схема 3 DC/DC-преобразователя

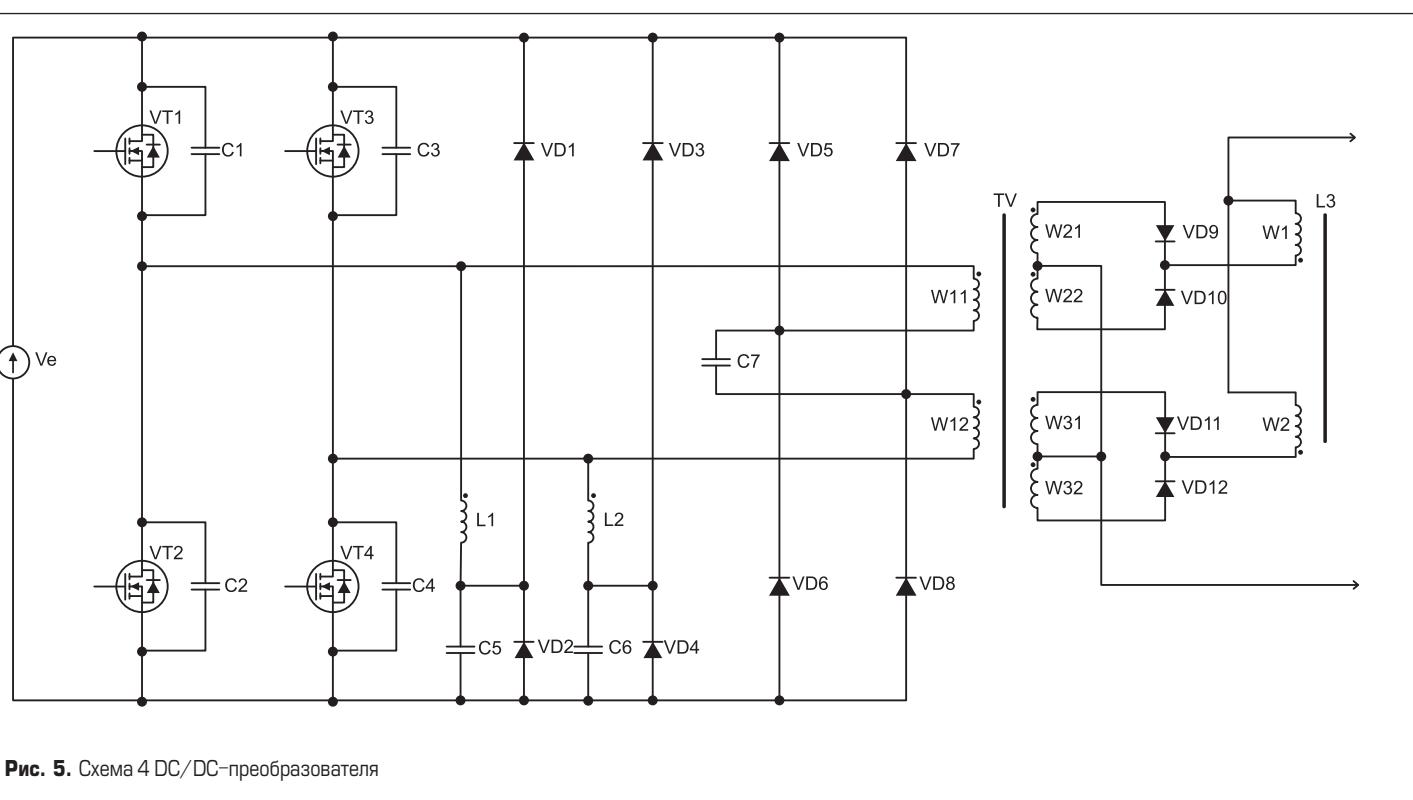
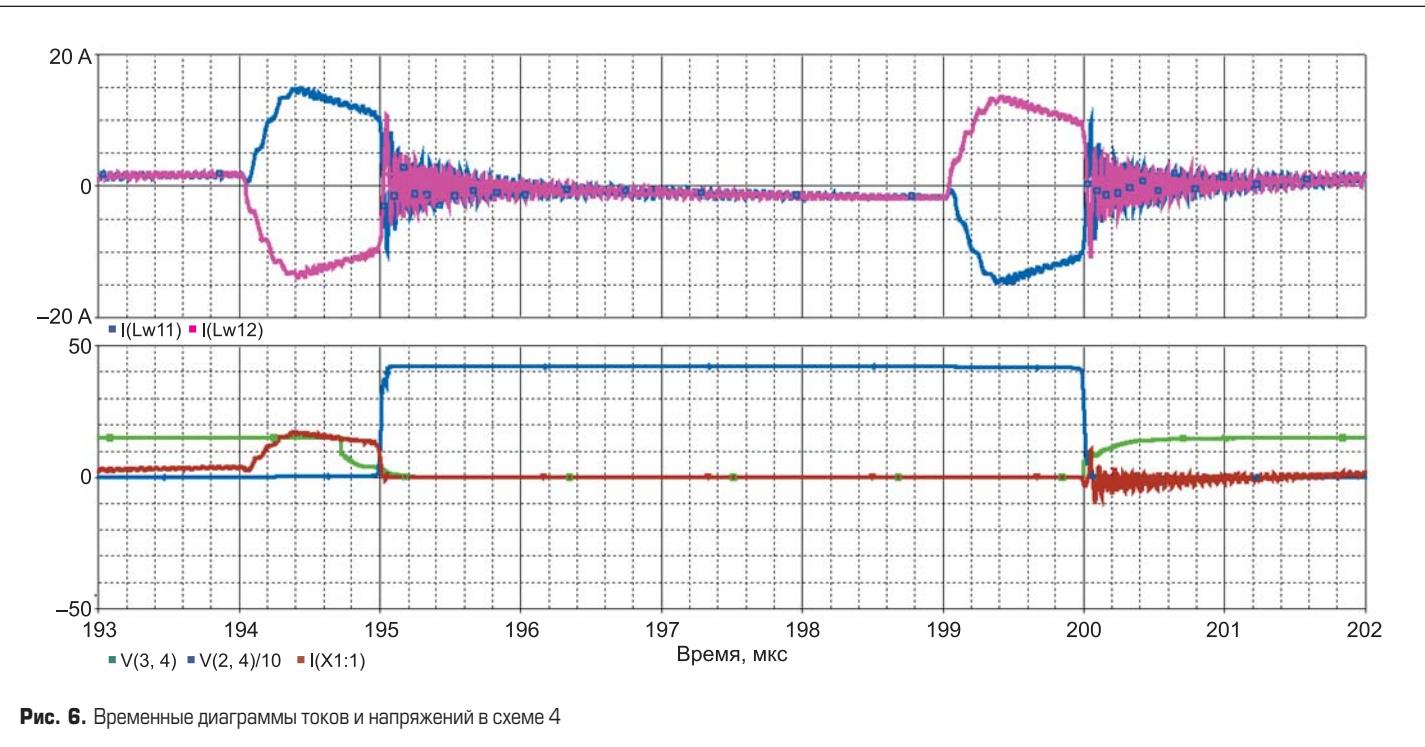


Рис. 5. Схема 4 DC/DC-преобразователя



Дроссель L3. Сердечник PQ 40/40 из магнитного материала N87 (EPCOS). Обмотка выполнена изолированной медной лентой толщиной 200 мкм. Число витков обмотки w_{1_L3} = 10. Ее индуктивность 14,73 мГн. Сопротивление обмотки 0,226 мОм.

Силовой трансформатор TV. Сердечник PQ 50/50 из магнитного материала марки N87 (EPCOS). Обмотки выполнены изолированной медной лентой толщиной 200 мкм. Числа витков обмоток: w₁ = 17; w₂₁ = 2; w₂₂ = 2; w₃₁ = 2; w₃₂ = 2. Индуктивность первичной обмотки 0,557 мГн. Сопротивления обмоток (мОм): R_{w1} = 6,82; R_{w21} = 0,592; R_{w22} = 0,624; R_{w31} = 0,654; R_{w32} = 0,679.

Схема 4 DC/DC-преобразователя приведена на рис. 5 [7]. В этой схеме преобразуемая энергия передается силовым трансформатором, содержащим две изолированные друг от друга секции первичной обмотки W11, W12. Между ними и последовательно с ними включен конденсатор C7, выводы которого через диоды VD5–VD8 подключены к шинам питания [7]. Тем самым ограничивается амплитуда переменного напряжения на конденсаторе C7, поэтому он выполняет функцию ограничения заряда, потребляемого от источника питания, который протекает по секциям первичной обмотки в каждом такте. При условии постоянства частоты коммутаций силовых транзисторов это означает ограничение тока, потребляемого от источника питания и передаваемого трансформатором в выходную цепь устройства.

Выводы двухфазных вторичных обмоток трансформатора через силовые выпрямительные диоды и обмотки дросселя L3 подключены к первому выходному зажиму преобразователя, а средние точки вторичных обмоток непосредственно соединены со вторым выходным зажимом.

При моделировании использовались приводимые ниже расчетные значения параметров элементов схемы 4.

Силовой трансформатор TV. Сердечник PQ 50/50 из магнитного материала марки N87 (EPCOS). Обмотки выполнены изолированной медной лентой толщиной 100 мкм. Число витков обмоток: w₁₁ = 14; w₁₂ = 14; w₂₁ = 2; w₂₂ = 2; w₃₁ = 2; w₃₂ = 2. Индуктивность первичной обмотки 0,557 мГн. Сопротивления обмоток (мОм): R_{w11} = 10,8; R_{w12} = 12,4; R_{w21} = 0,608; R_{w22} = 0,647; R_{w31} = 0,678; R_{w32} = 0,703.

Дроссель L3. Сердечник PQ 40/40 из магнитного материала N87 (EPCOS). Обмотки выполнены изолированной медной лентой толщиной 200 мкм. Число витков обмоток: w_{1_L3} = 2, w_{2_L3} = 2; их индуктивность: 0,47 мГн, сопротивления обмоток (мОм): R_{w1_L3} = 0,73; R_{w2_L3} = 0,766. Конденсатор C7 — 82 нФ.

При использовании фазового принципа управления силовыми транзисторами на интервалах одновременного проводящего состояния VT1 и VT3 (или VT2 и VT4) из-за магнитной связи между первой и второй секциями первичной обмотки силового трансформатора по ним протекают значительные токи во взаимно противоположных направлениях. Соответственно, в токе каждого транзистора появляются выбросы, что иллюстрируется временными диаграммами, показанными на рис. 6.

Разными цветами на рисунке обозначены: темно-синим цветом — ток первой секции W11 первичной обмотки трансформатора; розовым — ток второй секции W12 первичной обмотки; зеленым — сигнал управления силовым транзистором VT1; светло-синим — напряжение между электродами его выходной цепи, умноженное на масштабирующий коэффициент, равный 1/10; красным — ток,

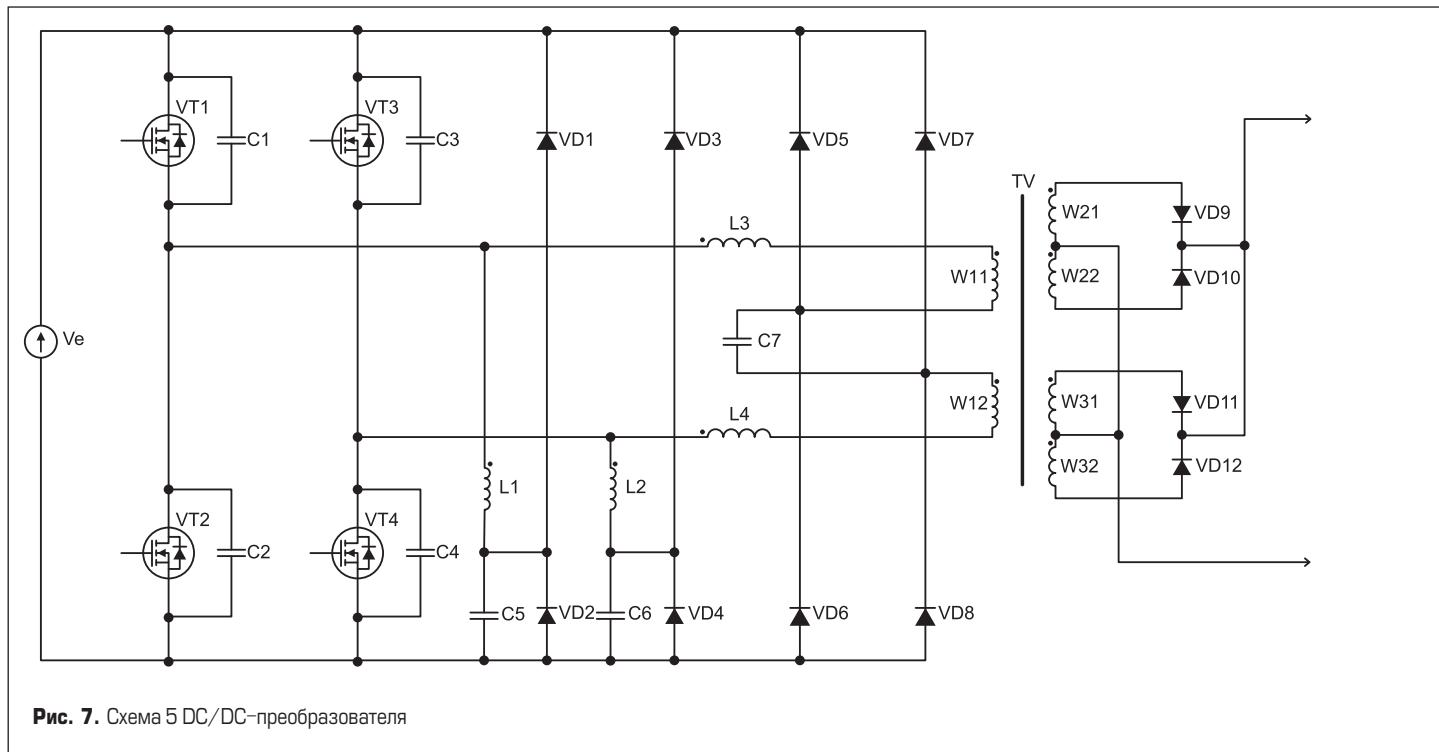
протекающий по выходной цепи этого транзистора.

Диаграммы, представленные на рис. 6, рассматриваются как недостаток схемы 4 при условии использования фазового принципа управления ее силовыми транзисторами. Поэтому схема исключается из дальнейшего рассмотрения.

Схема 5 DC/DC-преобразователя приведена на рис. 7 [8]. Она представляет собой устройство резонансного типа. Резонансные свойства схемы обусловлены присутствием в ней дросселей L3, L4 и конденсатора C7, которые образуют последовательный колебательный контур. Силовой трансформатор TV содержит две изолированные друг от друга секции W11 и W12 первичной обмотки.

В схеме к двум выводам мостовой схемы, образованной силовыми транзисторами VT1–VT4, присоединена цепь, сформированная соединенными последовательно обмоткой дросселя L3, первой секцией W11 первичной обмотки трансформатора TV, конденсатором C7, второй секцией W12 первичной обмотки и обмоткой дросселя L4. При этом выводы конденсатора C7 связаны с шинами питания диодами VD5–VD8. Тем самым амплитуда переменного напряжения на этом конденсаторе ограничивается на уровне напряжения питания схемы. Поэтому он выполняет такую же функцию, как аналогичный конденсатор в схеме 4, то есть ограничивает величину тока, потребляемого от источника питания устройства, и тока, который передается в выходную цепь устройства.

Выводы двухфазных вторичных обмоток трансформатора через силовые выпрямительные диоды VD9–VD12 подключены к первому выходному зажиму преобразо-



вателья, а средние точки этих обмоток непосредственно соединены со вторым выходным зажимом.

При моделировании использовались приводимые ниже расчетные значения параметров элементов схемы 5.

Дроссели L3 (L4). Сердечник PQ 35/35 из магнитного материала № 87 (EPCOS). Обмотки выполнены изолированной медной лентой толщиной 200 мкм. Их числа витков: wL3 = 12, wL4 = 12; индуктивность: 15,74 мГн; сопротивление обмоток: R_{wL3} = 5,2 мОм; R_{wL4} = 5,2 мОм.

Силовой трансформатор TV. Сердечник PQ 50/50 из магнитного материала марки N87 (EPCOS). Обмотки выполнены изолированной медной лентой толщиной 100 мкм. Числа

витков обмоток: w11 = 14; w12 = 14; w21 = 2; w22 = 2; w31 = 2; w32 = 2. Индуктивность первичной обмотки — 0,557 мГн; сопротивление обмоток (мОм): R_{w11} = 10,8; R_{w12} = 12,4; R_{w21} = 0,608; R_{w22} = 0,647; R_{w31} = 0,678; R_{w32} = 0,703. Емкость конденсатора C7 — 80,5 нФ.

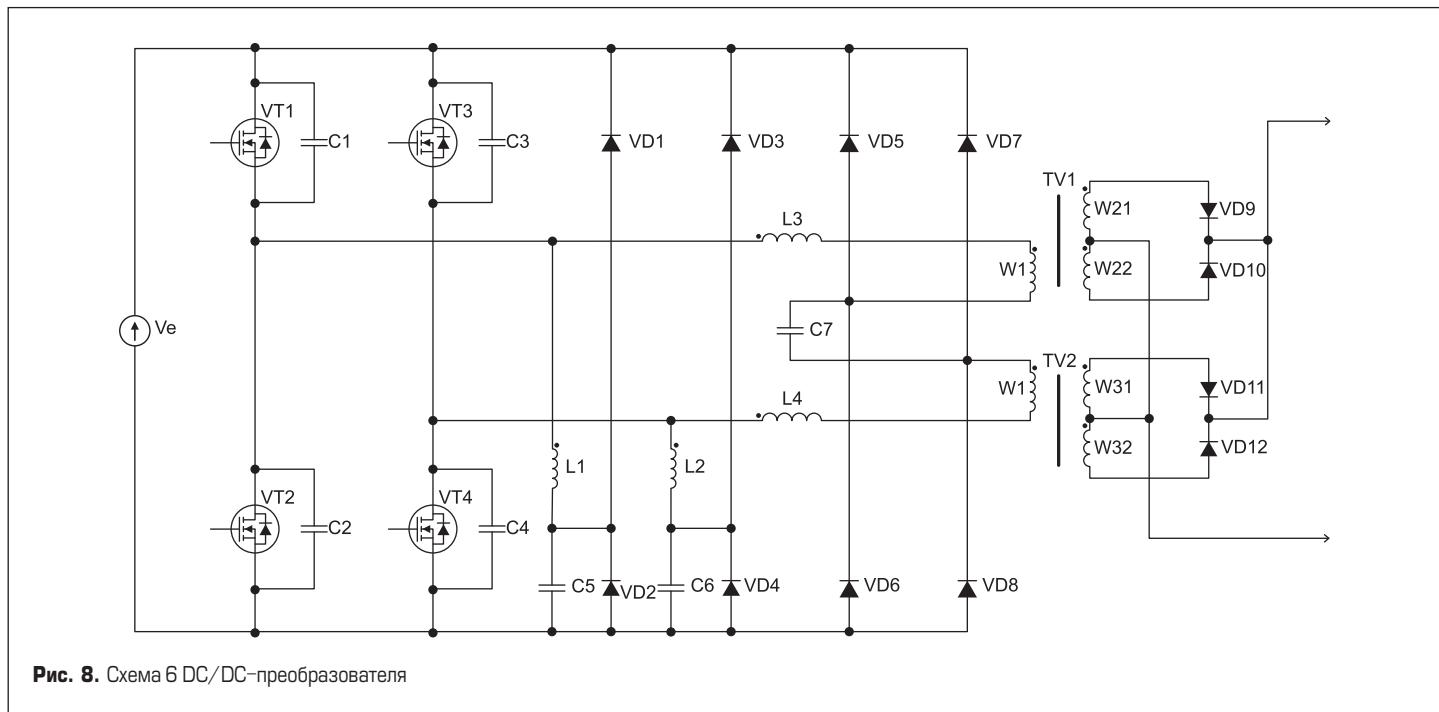
В патенте [8] содержится схема более простая, чем схема 5. В ней обмотки дросселей L3, L4 связаны магнитно, то есть два дросселя заменяются одним. Однако устройство, содержащее один дроссель, на котором размещены две обмотки, связанные магнитно, а также содержащее трансформатор с двумя секциями первичной обмотки, обладает тем же недостатком, что и схема 4. А именно: при условии использования фазового принципа

управления силовыми транзисторами в схеме, содержащей один дроссель, возникают выбросы тока транзисторов, подобные тем, что имеют место в схеме 4. Поэтому более простая схема, предложенная в [8], далее исключается из рассмотрения.

Схема 6 DC/DC-преобразователя приведена на рис. 8. Схема 6 подобна устройству, выполненному по схеме 5, отличаясь от него только тем, что энергия в схеме 6 передается в ее выходную цепь двумя одинаковыми трансформаторами TV1 и TV2.

При моделировании использовались приводимые ниже расчетные значения параметров элементов схемы 6.

Дроссель L3 (L4). Сердечник PQ 35/35 из магнитного материала № 87 (EPCOS).



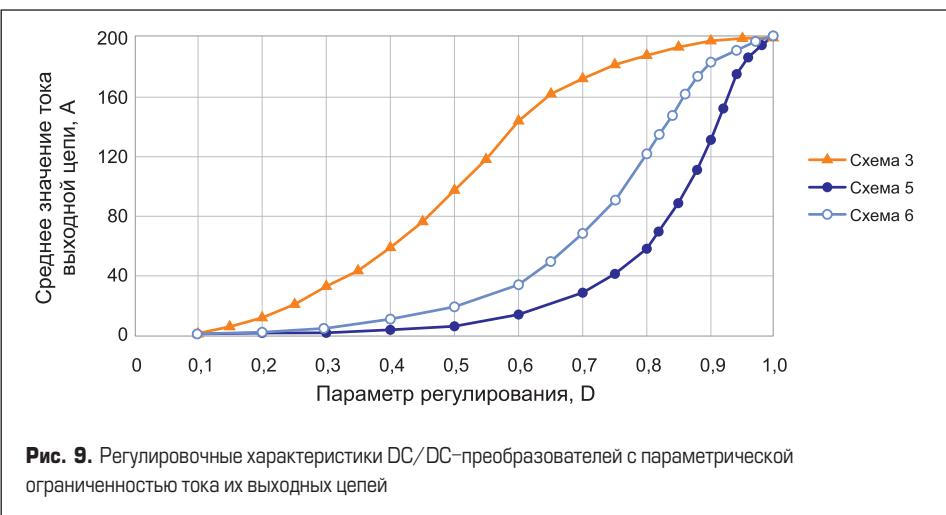


Рис. 9. Регулировочные характеристики DC/DC-преобразователей с параметрической ограниченностью тока их выходных цепей

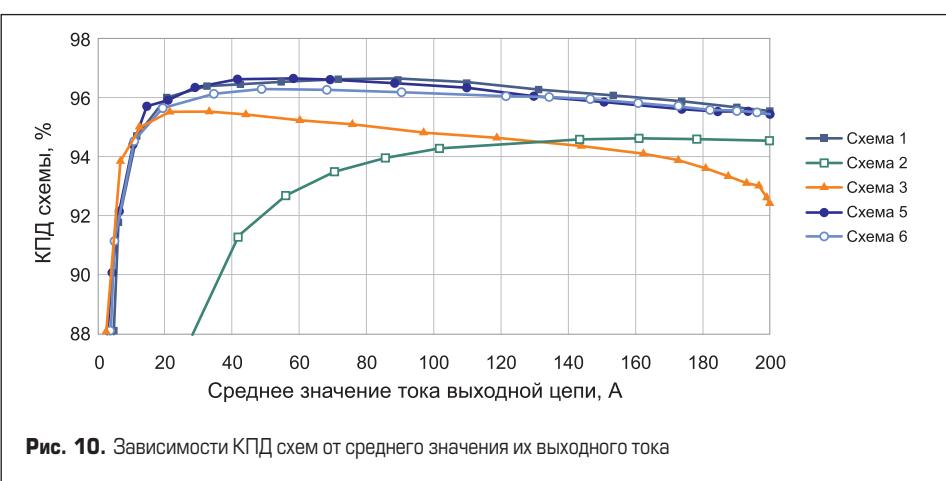


Рис. 10. Зависимости КПД схем от среднего значения тока выходного тока

Обмотка выполнена изолированной медной лентой толщиной 200 мкм. Число ее витков: wL3 = 12; индуктивность: 15,74 мГн; сопротивление обмотки (мОм): RwL3 = 5,2.

Силовой трансформатор TV1 (TV2). Сердечник PQ 40/40 из магнитного материала марки N87 (EPCOS). Обмотки выполнены изолированной медной лентой толщиной 200 мкм. Числа витков обмоток: w11 = 14; w21 = 2; w22 = 2. Индуктивность первичной обмотки 0,218 Гн; сопротивление обмоток (мОм): Rw11 = 4,96; Rw21 = 0,542; Rw22 = 0,584. Емкость конденсатора C7 — 80 нФ.

Регулировочные характеристики схем второй группы, обладающие свойством параметрической ограниченности тока, который потребляется от источника питания и передается в выходную цепь, представлены на рис. 9.

Особенностью этих характеристик, помимо ограниченности максимального значения тока выходных цепей, является плавный характер нарастания этого тока, происходящий при возрастании регулирующего параметра D. Указанное свойство упрощает управление группой DC/DC-преобразователей при параллельном соединении их выходных цепей. Оно может быть осуществлено при использовании одинаковых последовательностей импульсов, осуществляющих фазовый принцип управления силовыми транзисторами преобразователей, входящих в группу.

При таком управлении разброс в амплитудах токов силовых транзисторов, а также в выходных токах преобразователей будет незначительным, поскольку этот разброс определяется отличием их регулировочных характеристик. Это отличие несущественно при условии идентичности применяемой элементной базы в DC/DC-преобразователях группы.

Энергетическая эффективность преобразования энергии схемами может быть оценена по зависимостям их коэффициентов полезного действия (КПД) от среднего значения выходного тока. Они представлены на рис. 10.

Согласно рис. 10, наибольшими и практически одинаковыми значениями КПД обладают схемы 1 и 5, причем это имеет место в широком диапазоне изменения тока их выходных цепей. По данному показателю к ним приближается схема 6, трансформаторы которой выполнены на сердечниках меньшего типоразмера, чем в схемах 1 и 5.

В схемах 2 и 3 трансформаторы имеют существенно больший коэффициент трансформации, чем в схемах 1 и 5. Поэтому в схемах 2 и 3 в первичную обмотку из вторичных обмоток передается значительно больший ток. Он коммутируется силовыми транзисторами, из-за чего в них выделяется большая мощность тепловых потерь, что вызывает общее понижение КПД преобразователя, иллюстрируемое рис. 10. В связи

с этим применение схем 2 и 3 не является оправданным.

Заключение

Среди рассмотренных схем мостовых DC/DC-преобразователей наиболее предпочтительными являются два их варианта — схемы 1 и 5. Схема 1 конструктивно проще схемы 5, но ее недостаток состоит в неограниченности среднего значения тока ее выходной цепи и токов, которые коммутируются силовыми транзисторами, если значение коэффициента регулирования D приближается к единице. Более сложная схема 5 обладает полезным свойством параметрического ограничения указанных токов во всем диапазоне изменения D (0–1), что делает ее наиболее целесообразной для применения.

Литература

- Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. 2-е изд., испр. и доп. М.: Додэка-XXI, 2001.
- Мелешин В. И., Овчинников Д. А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. М.: Техносфера, 2011.
- Антонов В. И., Глебов Б. А. Патент на изобретение РФ № 2510864. Патентообладатель ЗАО «Связь инжиниринг». Мостовой преобразователь напряжения. Госреестр изобретений РФ, 5 февраля 2014 г.
- Царенко А. И., Ноникашвили А. Д. Преобразователь постоянного напряжения в постоянное. Авт. свид. СССР № 1541726. Кл. H04 M 3/335, 3/337, 1990.
- Wittenbreder E. H. High Efficiency Coupled Inductor Soft Switching Power Converters. Патент США № 3272023B1, 2001.
- Глебов Б. А. Двухтактный DC/DC-преобразователь напряжения для систем электропитания // Практическая силовая электроника. 2004. № 2.
- Поляков В. Д. Квазирезонансные преобразователи с дозированной передачей энергии для заряда емкостных накопителей // Силовая электроника. 2015. № 1.
- Глебов Б. А. Патент на изобретение РФ № 2455745. Патентообладатель ЗАО «Связь инжиниринг». Двухтактный мостовой преобразователь. Госреестр изобретений РФ, 10 июля 2012 г.

ПЛАТЫ ПЕЧАТНЫЕ
опытное и серийное производство,
проектирование, монтаж

КОНТРАКТНАЯ РАЗРАБОТКА
и производство электроники

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

Модульная архитектура электропитания Gaia Converter для гражданской авиации

Использование при построении источников питания модульной архитектуры позволяет упростить проектирование и ускорить процесс создания готового изделия. Компания Gaia Converter является известным производителем преобразователей напряжения постоянного и переменного тока, а также вспомогательных устройств различного функционального назначения в модульном исполнении. К одной из основных сфер применения модулей Gaia Converter относятся источники питания аппаратуры авиационного назначения. В обзорной статье рассматривается широкая линейка модулей, рекомендованная компанией для данных целей, особое внимание уделено ключевым техническим характеристикам, конструктивным и функциональным особенностям предлагаемых устройств.

Константин Верхуловский

info@icquest.ru

Введение

Преобразователи напряжения постоянного и переменного тока, используемые для организации питания бортового и наземного авиационного оборудования, должны соответствовать ряду строгих требований международных и национальных отраслевых стандартов. К наиболее распространенным на данный момент стандартам относятся MIL-STD-704/MIL-HDBK-704 («Параметры источников питания летательных аппаратов»), DO-160 («Условия окружающей среды и методика испытаний авиационного оборудования») и EN 2282 («Параметры источников питания воздушных судов»). Кроме того, у крупных авиационных компаний (Airbus, Boeing и т. д.) существуют собственные нормативные документы, например Airbus ABD100 («Требования к электрическим источникам питания») и Boeing 7E7B3-0147 («Требования к качеству источников питания»). Отечественные производители ориентируются на ГОСТ Р 54073-2010 («Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии»).

Данные стандарты регламентируют допустимые значения питающих напряжений в нормальных и аварийных режимах работы, параметры переходных процессов, длительность спадов напряжения до нуля и амплитуду импульсных выбросов на входе. Значительная часть авиационного оборудования рассчитана на входные напряжения 24, 28 и 270 В по постоянному току или 115 В по переменному току. Разрешенные стандартами параметры некоторых номиналов приведены в таблице 1.

Разрабатываемые источники питания также должны учитывать особенности бортовой сети, иметь собственную защиту от электромагнитных воздействий и в целом не влиять на изменение электромагнитной обстановки. Допустимые уровни излучаемых и кондуктивных электромагнитных помех на заданных частотах, а также оценка устойчивости к ним определяется стандартами MIL-STD-461C/D/E/F (ГОСТ В 25803-91) и DO-160C/D/E/F/G. Одной из главных функций этих стандартов является описание общей методики тестирования, воспроизводимой в любой лаборатории.

Электрооборудование летательных аппаратов в процессе эксплуатации подвергается постоянному воздействию целого ряда неблагоприятных факторов. К ним относятся значительные перепады температуры и давления, ускорения, ударные и вибрационные нагрузки, возможность попадания агрессивных жидкостей. Поэтому обязательным условием применения модулей питания в высоконадежной авиационной технике становится тестирование их на воздействие жестких условий окружающей среды. Соответствующие методики механических и климатических испытаний описаны в международных стандартах MIL-STD-810 и MIL-STD-202.

Помимо всего прочего, для получения долговременной надежности и удобства применения проектируемого изделия необходимо обеспечить на аппаратном уровне выполнение дополнительных функций: ограничения максимального тока и защиты от перенапряжений на входе, синхронизации для включения нескольких источников на одной и той же рабочей

частоте, подстройки выходного напряжения для питания специализированных устройств и т. д.

С учетом совокупности вышеизложенных требований компания Gaia Converter предлагает собственную архитектуру источников электропитания, основанную на использовании типовых блоков, отвечающих за выполнение того или иного функционала [1]. Каждый из выпускаемых модулей адаптирован для совместной работы и занимает определенное место в структуре источника питания. На рис. 1 показана типовая модульная схема для постоянного и переменного тока. Основной частью структуры являются DC/DC-преобразователи с выходной мощностью 4–500 Вт, а также AC/DC-модули, обладающие встроенным ККМ и рассчитанные на мощность 35–350 Вт. Опциональные входные модули обеспечивают соответствие разрабатываемой схемы регламентирующим стандартам, выполняя защиту преобразователей напряжения от импульсных помех, шумов и нестационарных процессов, возникающих во входных шинах питания. К ним относятся ЭМИ-фильтры на токи 2, 10 и 20 А и напряжения до 100 В (серия FGDS), модули защиты от переходных процессов (серии PGDS и LGDS), а также модули поддержания напряжения с выходной мощностью 50–300 Вт (серии HUGD и LHUG).

ЭМИ-фильтры

Фильтры серии FGDS служат для подавления электромагнитного излучения во входных цепях импульсных источников питания и позиционируются для совместного применения с DC/DC-преобразователями напряжения серий MGDS, MGDD и CGDM. Использование модульного подхода позволяет подобрать экономически целесообразное для конкретной задачи решение, исходя из руководящих документов, регламентирующих допустимые типы и уровни паразитных воздействий. Серия рекомендована производителем для обеспечения требований по электромагнитной совместимо-

Таблица 1. Требования авиационных стандартов к источникам питания с различными номиналами выхода

Стандарты	Допустимые границы выходных напряжений, В			Параметры переходных процессов	Допустимые просадки напряжения	Защита от импульсных помех на входе		
	Рабочее состояние	Аномальное состояние	Аварийное состояние					
Выходное напряжение 28 В DC								
MIL-STD-704A (кат. А)	25–28,5	23,5–30	17–24	80 В/50 мс	0 В/до 7 с	±600 В/20 мкс		
MIL-STD-704E/F	22–29	20–31,5	18–29	50 В/50 мс		–		
DO-160D (кат. В)	22–30,3	20,5–30,5	18	60 В/100 мс		±600 В/20 мкс		
DO-160D (кат. Z)		20,5–32,5		80 В/100 мс		±600 В/2 мкс		
DO-160E (кат. Z)	24–29	21–32	18–29	60 В/100 мс	0 В/до 5 с	±600 В/10 мкс		
EN 2282				46 В/100 мс		–		
ABD100				46 В/100 мс		–		
ГОСТ Р 54073-2010	24–29,4	18–31	21–33	65 В/20 мс	10 В/до 1 с	–		
Выходное напряжение 270 В DC								
MIL-STD-704B	250–280	245–285	240–290	475 В/10 мс	0 В/до 7 с	–		
MIL-STD-704C								
MIL-STD-704D		240–290	250–280	350 В/50 мс				
MIL-STD-704E								
MIL-STD-704F								
Выходное напряжение 115 В AC								
MIL-STD-704A (кат. А)	110–118	104–124	106–122	180 В/100 мс	0 В/до 7 с	–		
MIL-STD-704A (кат. С)	104–118	98–124	100–122					
MIL-STD-704D/E	108–118	100–125	108–118					
DO-160D (кат. А)	100–122	97–134	–					
DO-160D (кат. Z)			180 В/100 мс					
EN2282	108–118	98–132	102–122	180 В/50 мс	0 В/до 5 с	–		
ABD100		96–130	108–122	180 В/100 мс	0 В/до 5 с			
MIL-STD-704F		100–125	100–125	180 В/50 мс	0 В/до 7 с			
ГОСТ Р 54073-2010	108–120	104–125	94–132	–	–	–		

сти стандартов DO-160 (версии C, D, E, F и G) и MIL-STD-461 (C, D, E и F). Помимо защиты от наведенных и излучаемых кондуктивных помех, создаваемых в цепях коммутации постоянного тока, компоненты данного семейства выполняют очень важную роль в ослаблении возникающих на входной шине питания импульсных выбросов напряжения. Все фильтры Gaia Converter способны выдерживать броски напряжения до 80 В/100 мс (по стандарту MIL-STD-704A/D/E/F) и до 100 В/50 мс (по MIL-STD-1275A/B/C/D).

Типовые модули, рассчитанные на два диапазона входных напряжений (9–50 и 4,5–100 В DC),

обладают выходной мощностью до 300 Вт и рабочими токами в пределах 2–20 А (табл. 2). Предлагаемые изделия предназначены для эксплуатации в диапазоне рабочих температур $-40\ldots+105^{\circ}\text{C}$. Кроме того, доступны дополнительные модификации с допустимой температурой эксплуатации от -55°C (суффикс /T в наименовании), а также прошедшие выходные испытания по методам, изложенным в стандарте MIL-STD-883C (суффикс /S).

Все функциональные узлы фильтров размещаются в корпусах, предназначенных для сквозного монтажа. Анодированные металли-

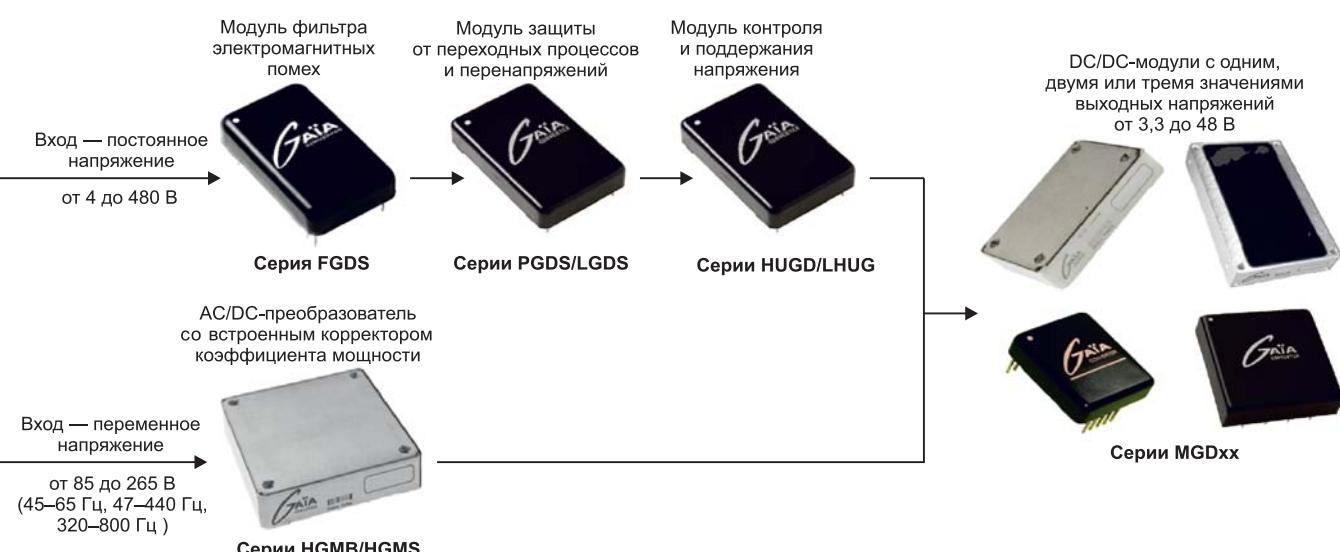


Рис. 1. Модульная схема электропитания для входного напряжения постоянного и переменного тока

Таблица 2. Основные характеристики ЭМИ-фильтров компании Gaia Converter

Параметр	ЭМИ-фильтры				
	FGDS-2A-50V	FGDS-10A-50V	FGDS-20A-50V	FGDS-6A-100V	FGDS-12A-100V
Входные характеристики		28			
Входное напряжение (ном.), В	9–50		4,5–100		
Диапазон входных напряжений, В	80/100, 100/50				
Выходные характеристики					
Ток выхода (макс.), А	2	10	20	6	12
Выходная мощность (макс.), Вт	50	150	300	160	300
Рассеиваемая мощность (макс.), Вт	1	1,4	2,6	1,26	5,6
Общие характеристики					
Напряжение изоляции корпус-вывод (мин.), В	500				
Габариты корпуса (Д×Ш×В), мм	35,5×20,5×10,7		28×19,8×8,2	32,7×26,2×8,2	
MTBF (наземное оборудование при +40 °C), млн ч	23	27	8,2	8,1	
MTBF (наземное оборудование при +85 °C), млн ч	6	7	0,95	0,94	
MTBF (бортовое оборудование при +40 °C), млн ч	12,3	13	0,96	0,95	
MTBF (бортовое оборудование при +85 °C), млн ч	3,3	3,5	0,39	0,38	

ческие корпуса, герметизированные компаундом, обеспечивают защиту элементов от механических повреждений, а также эффективный отвод тепла во внешнюю среду. Значение среднего времени наработки на отказ (MTBF),

вычисленное для различных условий эксплуатации по стандарту MIL-HDBK-217F, может достигать 27 млн ч. Типовая схема включения на примере модуля FGDS-12A-100V приведена на рис. 2.

Модули защиты от переходных процессов

Данная группа продукции представлена высоконадежными устройствами серий PGDS и LGDS (табл. 3). Входные модули серии PGDS-50 оптимизированы для получения высокого КПД (до 96%) в диапазоне мощностей 4–50 Вт. В рамках серии выпускаются две модификации: первая способна функционировать при просадках напряжения до 10 В в течение 30 с и гарантирует подавление переходных процессов с амплитудой 80 В и длительностью 100 мс, вторая работает с аналогичными параметрами 6 В/1 с и 100 В/50 мс. Так же они различаются диапазонами выходных напряжений: 16–40 и 9–36 В соответственно. Просадки напряжения компенсируются встроенной «бустерной» схемой, поддерживающей необходимый уровень напряжения и подключающейся при уменьшении напряжения на входе ниже заданного порога. Модули PGDS-50 предназначены для эксплуатации в диапазоне температур $-40\text{--}+105^{\circ}\text{C}$ (оноционально -55°C), конструктивно выполнены в металлических анодированных корпусах, имеющих габариты $40\times26\times8$ мм. Из дополнительных особенностей можно отметить наличие вывода дистанционного управления (On/Off) и вывода V_{imes} , служащего для измерения уровня входного напряжения.

Малогабаритные входные модули с функцией подавления переходных процессов и импульсных помех LGDS-100 и LGDS-300 рассчитаны на максимальную выходную мощность 100 и 300 Вт соответственно. Они рекомендованы для ограничения импульсов с параметрами 202 В/350 мс (стандарт DEF-STAN 61-5, часть 6), 100 В/50 мс (MIL-STD-1275A/B/C/D) и 80 В/100 мс (MIL-STD-704A/D/E/F, EN2282, AIR2021E и DO160). Корпусное исполнение и рабочие температуры соответствуют модулям серии PGDS-50, металлический корпус размером $40,3\times26,3\times12,8$ мм заливается двухкомпонентным теплопроводным компаундом и не требует применения дополнительного радиатора. Максимальный уровень рассеиваемой мощности достигает 1,55 Вт при номинальном входном напряжении и токе выхода 10 А. Интегрированные схемы защиты от пониженного напряжения на входе (UVLO, Under Voltage Lock-Out), превышения максимального тока выхода (OCP, Over Current Protection), перегрева (OTP, Over Temperature Protection) и ограничения пускового тока (ICL, Inrush Current Limitation) обеспечивают безопасность функционирования. При их срабатывании запускается аварийный режим работы, и модуль блокируется до устранения соответствующих причин возникновения.

Модули поддержания напряжения

Как следует из названия, специализированные модули данного типа должны гарантировать наличие выходного напряжения при кратковременном снижении или даже пропадании входного. В настоящее время доступны устройства серий HUGD-50, HUGD-300 и LHUG-150, обеспечивающие контроль на-

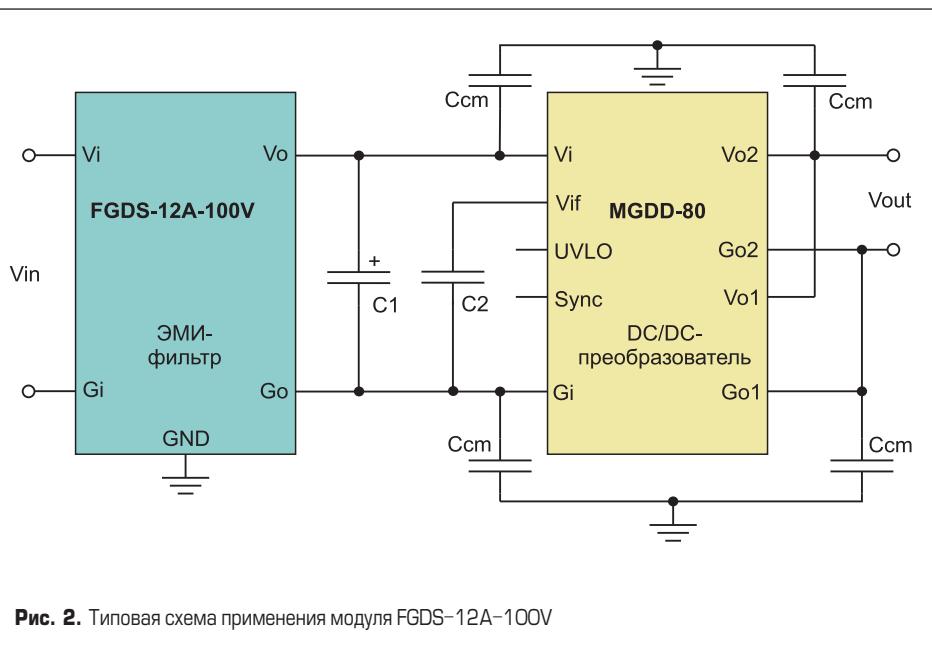


Рис. 2. Типовая схема применения модуля FGDS-12A-100V

Таблица 3. Основные параметры модулей защиты от переходных процессов компании Gaia Converter

Параметр	Модули защиты от переходных процессов		
	PGDS-50	LGDS-100	LGDS-300
Входные характеристики			
Диапазон входных напряжений (тип.), В	17–37/12–37		9–42
Время запуска, мс	15		6
Допустимая величина переходных процессов (макс.), В/мс	80/100, 100/50		202/350
Допустимая величина падения входного напряжения, В/с	10/30, 6/1		–
Ток собственного потребления (мин.), мА	25		10
Выходные характеристики			
Выходные напряжения (тип.), В	16–40/9–36		Vin–125 мВ
КПД, %	96		98
Выходная мощность (макс.), Вт	50		300
Общие характеристики			
Встроенные схемы защиты	UVLO		UVLO, OCP, OTP, ICL
Частота переключения, кГц	500		–
Сопротивление изоляции корпус-вывод (при 500 В), МОм	100		100

пряжения на заданном уровне, выдачу аварийных и информационных сигналов и ограничение входного тока.

Модули HUGD-50 и HUGD-300 с максимальным выходным током 5,6 и 30 А соответственно позиционируются для применения в источниках питания с суммарной выходной мощностью до 300 Вт. Первый из них оптимизирован для совместной эксплуатации с DC/DC-преобразователями с диапазонами рабочих напряжений 9–36 и 16–40 В, второй подходит для устройств с входными рабочими напряжениями 9–45 В и 16–80 В. Обладающие КПД не менее 98%, модули данных серий изготавливаются в металлических герметизированных низкопрофильных корпусах с размерами 40,2×26,2×8,0 и 40,2×26,2×12,8 мм (табл. 4). Модули LHUG-150, помимо основного назначения, обеспечивают устранение влияния переходных процессов согласно MIL-STD-704A/D/E/F, MIL-STD-1275A/B/C/D/E и MIL-STD-461. Дополнительные выходы синхронизации позволяют организовать работу нескольких DC/DC-преобразователей серии MGDD.

Согласно типовой схеме применения модули данной группы подключаются между шиной питания и DC/DC-преобразователями. Для примера на рис. 3 приведена схема включения модуля HUGD-300. Принцип работы устройства заключается в зарядке внешнего накопительного конденсатора до повышенных по сравнению с рабочими значений напряжения и дальнейшем использовании накопленной энергии для питания преобразователей напряжения постоянного тока. Накопительный конденсатор подключается к выводу V_c , его номинал определяется из формулы:

$$C = \frac{2P \times \Delta t}{h(V_1^2 - V_2^2)},$$

где P — выходная мощность, h — КПД преобразователя, Δt — время поддержания (в секундах), V_1 — начальное напряжение на конденсаторе, V_2 — минимальное входное напряжение преобразователя.

Процесс зарядки осуществляется при помощи интегрированной схемы и запускается при повышении напряжения шины питания до порога, величина которого эквивалентна напряжению аварийного отключения V_{th} . Значение V_{th} задается при помощи внешнего резистора R_{th} и регулируется в пределах 6–20 В. Максимальное напряжение, до которого можно зарядить накопительный конденсатор (31–80 В), настраивается при помощи резистора R_{sep} подключаемого к выводу V_{cset} . Внутренняя схема контроля отслеживает состояние буферного конденсатора. В зависимости от его статуса на выводах с открытым стоком (CC, CD и PF) устанавливаются активные флаги, которые могут быть использованы на системном уровне для управления питанием. Например, при достижении заданного порога на выводе CC появляется активный сигнал «конденсатор заряжен» и модуль переходит в нормальный рабочий режим, в котором для поддержания буферного конденсатора в заряженном состоянии потребляется менее 1 Вт.

Таблица 4. Основные параметры модулей поддержания напряжения компании Gaia Converter

Параметр	Модули поддержания напряжения		
	HUGD-50	HUGD-300	LHUG-150
Диапазон входных напряжений, В	9–40	8–100	9–60
Ток выхода (макс.), А	5,6	30	10
Выходная мощность (макс.), Вт	50	300	150
Рассеиваемая мощность (при полной нагрузке), Вт	2	3,2	2,6
Рабочая частота, кГц	200	700	290
Габариты корпуса (Д×Ш×В), мм	40,2×26,2×8	40,2×26,2×12,8	42×35,5×8

AC/DC-преобразователи

ет 95–140 В переменного тока при частоте 320–800 Гц.

Значение коэффициента мощности меняется от 0,9 при четверти нагрузки до 0,99 при полной (рис. 4). Два выходных канала с номинальным напряжением 17 В могут использоваться независимо либо быть объединены последовательно или параллельно, при этом уровень выходного шума не превышает 200 мВ (п-п). Из функциональных особенностей стоит отметить наличие схемы плавного запуска для ограничения пускового тока, вспомогательного вывода включения/выключения, защиты от короткого замыкания (SCP) и перенапряжения на входе (OVP). Конструктивно выполнены в металлическом анодированном корпусе с габаритными размерами 82,5×42,5×12,5 мм.

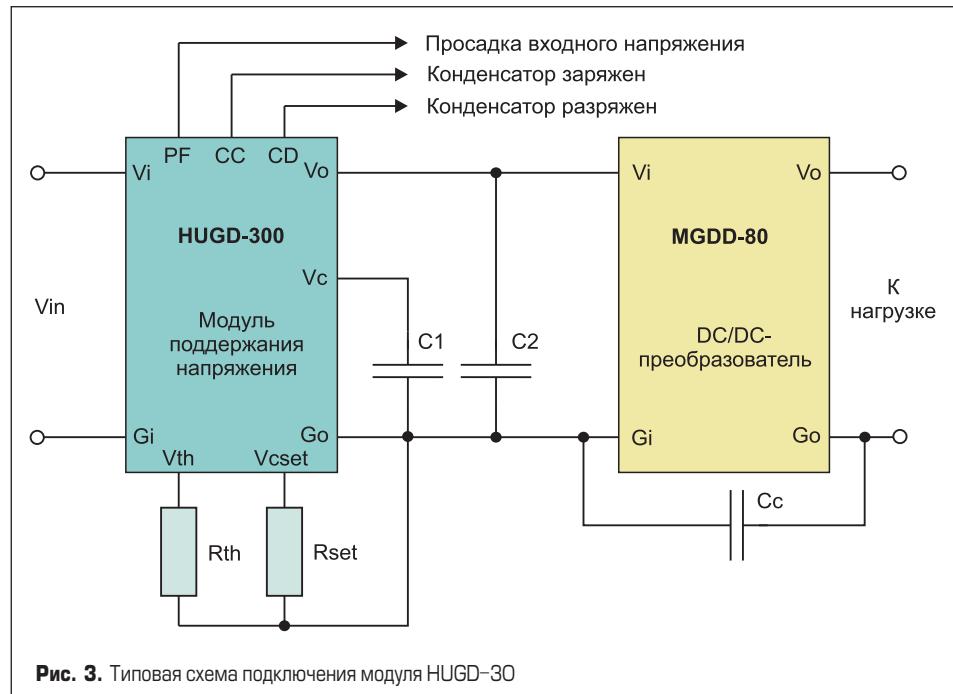


Рис. 3. Типовая схема подключения модуля HUGD-300

Таблица 5. Основные параметры AC/DC-преобразователей компании Gaia Converter

Параметр	AC/DC-преобразователи			
	HGMB-35	HGMB-50	HGMS-150	HGMS-350
Выходная мощность (макс.), Вт	35	50	150	350
Номинальное входное напряжение, В AC	115	115	115	115, 220
Диапазон входных напряжений (тип.), В AC	95–140	95–140	95–140	85–265, 95–140
Диапазон частот входного напряжения, Гц	320–800	320–800	320–800	45–65, 47–440, 320–800
Количество каналов выходного напряжения	1 или 2	1 или 2	1	1
Выходные напряжения (тип.), В DC	17/34	17/34	375	375 или 420
Напряжение изоляции вход/выход, В	1500	1500	—	—
Сопротивление изоляции корпус-выход (при 500 В), МОм	100	100	НД	100
Рабочая частота, кГц	160	225	250	250
Габариты корпуса (Д×Ш×В), мм	82,5×48,5×12,5	82,5×48,5×12,5	61,0×57,9×12,7	61×57,9×12,7
Встроенные схемы защиты	SCP, OVP	SCP, OVP	SCP, OPP, OTP	SCP, OPP, OTP

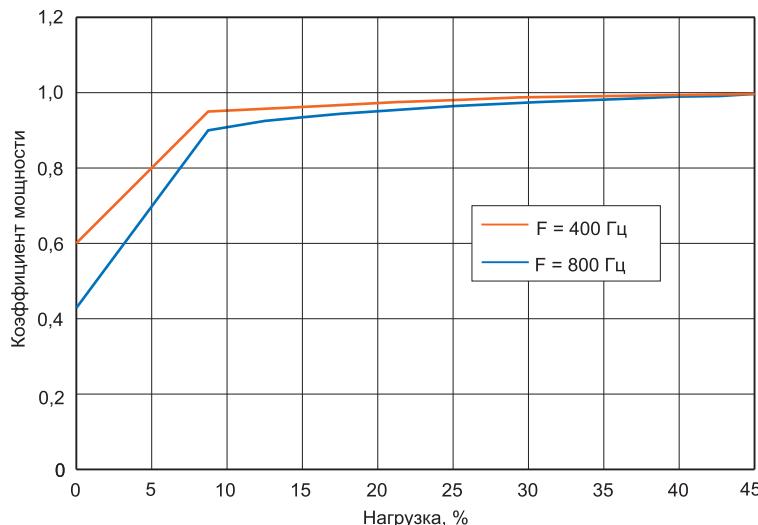


Рис. 4. Зависимость коэффициента мощности от величины нагрузки для модуля HGMB-35

Модули HGMS-150 и HGMS-350 также обладают встроенным ККМ, но у них нет гальванической изоляции. На выходе они обеспечивают постоянное напряжение 375 В, необходимое для работы изолированных DC/DC-преобразователей Gaia Converter с аналогичным номиналом входного напряжения. Точность установки выходного напряжения составляет $\pm 3\%$, КПД не менее 90%, а общая нестабильность выхода по сети и нагрузке, а также при изменении температуры не превышает 1%. Модули имеют в своем составе LC-фильтры для ограничения влияния электромагнитных помех, схемы защиты от короткого замыкания, от перегрузки по мощности (OPP) и превышения рабочей температуры (OTP), срабатывающей при $+115^{\circ}\text{C}$.

Из дополнительных особенностей нужно отметить возможность использования низковольтного выхода 7,5 В постоянного тока в качестве источника питания слаботочных схем (может применяться для устройств мониторинга, перезапуска системы или схем обнаружения неисправностей напряжения питания) и вывода PFCSH, необходимого для параллельного включения модулей. Выпускаются модули в стандартных алюминиевых корпусах форм-фактора 1/2 brick ($60,95 \times 57,9 \times 12,7\text{мм}$). Также вакансия модификация AC/DC-преобразователя HGMS-350 с расширенным входным диапазоном (85–265 В), подходящая для применения в сетях переменного тока с напряжением 115 или 220 В. Выходное напряжение данной модели составляет 420 В DC.

DC/DC-преобразователи

Изолированные DC/DC-преобразователи авиационного назначения рассчитаны на максимальную выходную мощность 4–500 Вт и предназначены для эксплуатации в диапазоне рабочих температур $-40\dots+105^{\circ}\text{C}$. Отличительными особенностями разработанных инженерами Gaia Converter модулей являются: широкий диапазон входных напряжений, КПД порядка 90%, высокостабильные выходные напряжения и низкопрофильные корпуса, предназначенные для установки непосредственно на печатную плату. Погрешность выхода при изменении питающего напряжения для данных изделий не превышает $\pm 0,5\%$, а уровень пульсаций составляет 40–60 мВ (п-п) для любых значений выходного напряжения. Отдельно следует отметить наличие специализированных вариантов модулей, прошедших дополнительные температурные испытания при -55°C (опция /T) и ряд расширенных отбраковочных тестов по методам, изложенным в стандарте MIL-STD-883C (опция /S): термоэлектротренировку в течение 96 ч при $T = +105^{\circ}\text{C}$, 30 циклов термоциклирования ($-40\dots+105^{\circ}\text{C}$ с шагом $3^{\circ}\text{C}/\text{мин}$), испытания на принудительный отказ в течение 160 ч при $T = +85^{\circ}\text{C}$ и полной нагрузке, а также проверку теплостойкости при воздействии температуры $+85^{\circ}\text{C}$. Все доступные для заказа модули имеют 1–3 выходных канала, необходимых для получения постоянных одно- или двухполлярных напряжений различного номинала (табл. 6). Базовая гальваническая изоляция вход/выход составляет 1500 В постоянного тока. Интегрированные входные LC-фильтры обеспечивают защиту от паразитных кондуктивных помех со стороны питающей сети согласно требованиям по электромагнитной совместимости EN 55022. Благодаря

Таблица 6. Основные характеристики DC/DC-преобразователей авиационного назначения

Серия	Выходная мощность (макс.), Вт	Диапазоны входных напряжений, В	Количество каналов	Выходные напряжения, В	Дополнительные функции	Габаритные размеры, мм
MGDx-04	4	4,5–5,5; 9–36; 16–40	1–3	3,3; 5; 12; 15; ± 5 ; ± 12 ; ± 15 ; (5 и ± 15)	SCP; OVP; Soft-start; On/Off	32×19,3×7,5
MGDD-08	8	4,5–33; 9–60	2	2×3,3; 2×5; 2×12; 2×15; 2×24	Soft-start; UVLO; OCP; Sync; On/Off; Trim	28×19,8×8,2
MGDx-10	10	4,5–5,5; 9–36; 16–40	1–3	3,3; 5; 12; 15; ± 5 ; ± 12 ; ± 15 ; (5 и ± 12); (5 и ± 15)	SCP; OVP; UVLO; Soft-start; On/Off	40×26×8
MGDS-18	18	4,5–5,5; 9–36	1	3,3; 5; 12; 15	SCP; OVP; UVLO; Soft-start; On/Off	40,8×26,8×16,5
MGDx-20	20	4,5–5,5; 9–36; 16–40	1–3	3,3; 5; 12; 15; ± 5 ; ± 12 ; ± 15 ; (3,3 и ± 12); (3,3 и ± 15); (5 и ± 12); (5 и ± 15)	SCP; OVP; UVLO; Soft-start; On/Off	50,8×50,8×12,7
MGDD-20		12–160	2	2×5; 2×12; 2×15; 2×24	Soft-start; UVLO; OCP; Sync; On/Off; Trim	40,1×26,1×12,7
MGDD-21		4,5–33; 9–60		2×3,3; 2×5; 2×12; 2×15; 2×24	Soft-start; UVLO; OCP; Sync; On/Off; Trim	33,0×26,5×8,2
MGDx-25	25	9–36; 16–40	1–3	3,3; 5; 12; 15; ± 5 ; ± 12 ; ± 15 ; (5 и ± 12); (5 и ± 15)	SCP; OVP; Soft-start; On/Off	50,8×50,8×12,7
MGDS-26	26		1	3,3; 5; 12; 15	SCP; UVLO; Soft-start; On/Off; Trim; Sense	51,1×51,1×10,5
CGDM-30	30		1–2	3,3; 5; 12; 15; 24; ± 5 ; ± 12 ; ± 15 ; ± 24	Soft-start; OVP; SCP; UVLO; OTP; On/Off; Trim; Sense	82,4×56×8,6
MGDx-35	35	9–36; 18–75	1–3	3,3; 5; 12; 15; ± 5 ; ± 12 ; ± 15 ; (3,3 и ± 15); (5 и ± 12); (5 и ± 15)	SCP; OVP; UVLO; Soft-start; Sync; On/Off; Trim; Vref	82,5×48,5×12,5
MGDD-40	40	4,5–33; 9–60	2	2×3,3; 2×5; 2×12; 2×15; 2×24	Soft-start; UVLO; OCP; Sync; On/Off; Trim	42,8×32,5×8,2
MGDD-60	60	12–160		2×5; 2×12; 2×15; 2×24	Soft-start; UVLO; OCP; OVP; OTP; Sync; On/Off; Trim	82,5×48,5×12,7
MGDS-75	75	9–45; 16–80; 155–480	1	3,3; 5; 12; 15; 24; 26; 28	Soft-start; UVLO; OCP; OVP; OTP; Sync; On/Off; Trim; Sense	57,9×36,8×12,7
MGDD-80	80	9–60	2	2×5; 2×12; 2×15; 2×24	Soft-start; UVLO; OCP; OVP; OTP; Sync; On/Off; Trim	48,5×40,7×12,7
MGDS-100	100	10,7–100		3,3; 5; 12; 15; 26	Soft-start; UVLO; OVP; OCP; OVP; OTP; Sync; On/Off; Trim; Sense	82,5×48,5×12,5
MGDS-150	150	9–45; 16–80; 120–480		3,3; 5; 12; 15; 24; 28		60,9×57,9×12,7
MGDS-155	150	9–45; 16–80; 155–480		5; 12; 15; 24; 28		58,1×37×12,7
MGDS-160	160	9–45		3,3; 5; 12; 15; 24; 28		61×39×12,9
MGDS-200	200	9–45; 16–80		48,5×73,6×13,5		
MGDS-201		9–45		5; 12	Soft-start; UVLO; OCP; OVP; OTP; Sync; On/Off; Trim; Sense	48×73×12,9
MGDS-205	250	9–45		5; 12; 15; 24		57,9×36,8×12,9
MGDS-250		9–36		5; 12; 15; 24		61×39×12,9
MGDS-500	500	12; 24			61×64×12,9	

высоким показателям надежности устройства Gaia Converter активно эксплуатируются в проектах всемирно известных компаний, в качестве примера можно привести Airbus, Boeing, Bombardier и Embraer. Богатый набор защитных и вспомогательных функций, которые присутствуют у тех или иных семейств, гарантирует безопасность и гибкость функционирования. Встроенные схемы защиты от перенапряжения на выходе (OVP, Output Overvoltage Protection), короткого замыкания (SCP, Output Short Circuit Protection), перегрузки по току (OCP, Over Current Protection), превышения температуры (OTP, Over Temperature Protection), а также цепи плавного запуска (Soft-start) для устранения бросков пускового тока при включении, блокировки при пониженном (UVLO, Input Undervoltage Lock-out) и повышенном (OVLO, Input Overvoltage Lock-out) входном напряжении, дистанционного управления (On/Off), регулировки выходного напряжения (Trim), компенсации падения напряжения на соединительных проводах (Sense) и синхронизации нескольких устройств (Sync) могут быть полезны в определенных режимах работы преобразователей.

Серии MGDX-04, MGDX-10, MGDX-20, MGDX-25 и MGDX-35 выгодно отличаются большим количеством моделей и состоят из модулей, имеющих от одного до трех выходных каналов. Выходные напряжения — стандартные, из ряда 3,3, 5, 12 и 15 В, у двух- и трехканальных версий номиналы выхода образуются путем сочетания этих значений. Несколько диапазонов входных напряжений идеально подходят для работы с шинами питания 12, 24, 28 и 48 В. Высокая частота преобразования (до 480 кГц) способствует минимизации уровня выходного шума, составляющего 50–150 мВ (п-п) для любых значений выходного напряжения и любых моделей. Погрешность выхода при изменении питающего напряжения лежит в пределах от ± 1 до $\pm 1,5\%$, и не превышает $\pm 2,5\%$ при изменении тока нагрузки. Модули данных серий содержат ограниченный комплект схем защиты и выпускаются в металлических низкопрофильных корпусах с высотой 7,5–12,7 мм, предназначенных для монтажа в отверстия.

Основное отличие устройств серий MGDD-20 и MGDD-60 — сверхширокий динамический диапазон входных напряжений (12–160 В), позволяющий создавать универсальные источники, работающие при значительных отклонениях внешнего питающего напряжения от номинала и высоком уровне импульсных помех. Модули рассчитаны на выходную мощность 20 или 60 Вт и максимальный ток нагрузки 5 А. Они имеют два индивидуально изолированных выходных канала с номинальными напряжениями 5, 12, 15 или 24 В, погрешностью установки каждого не более $\pm 2\%$ при комнатной температуре и 75% нагрузке и возможностью подстройки в пределах $-20\dots+10\%$ от номинала при помощи вывода Trim. Путем их параллельного, последовательного или симметричного объединения можно реализовать различные схемы питания, например получить одноканальные источники с выходным напряжением 5–48 В, двухканальные одно- и двухполарные с выходными напряжениями ± 15 В или 2×24 В

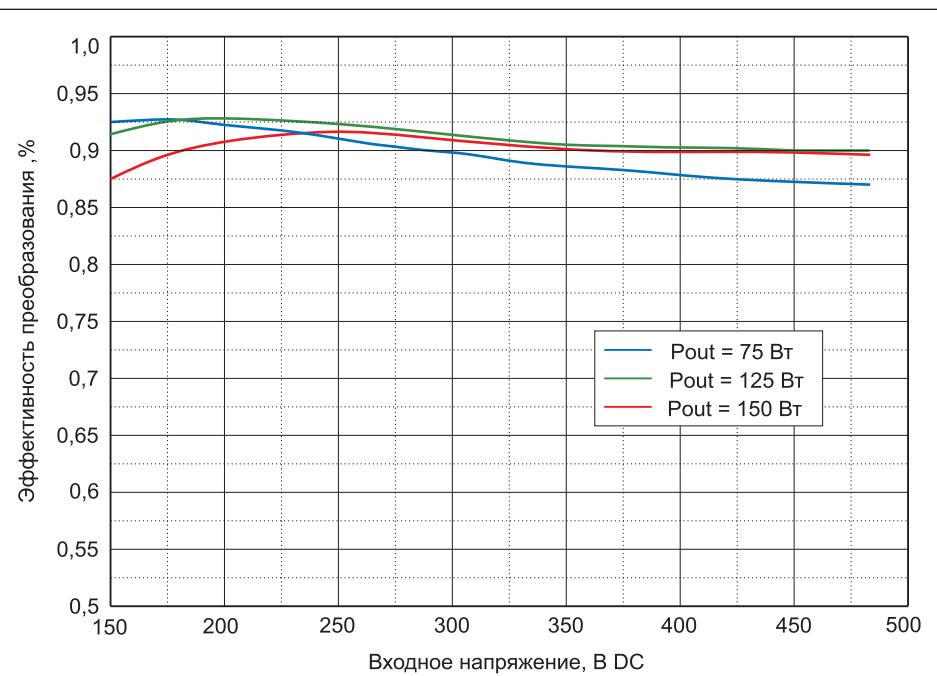


Рис. 5. Эффективность преобразования модуля MGDS-155-S-F

с мощностью каждого канала, равной половине номинальной. Для оптимального рассеивания мощности металлические корпуса промышленного стандарта герметизированы при помощи двухкомпонентного теплопроводящего состава. Гальваническая изоляция между входом и выходом составляет более 1500 В постоянного тока, между двумя выходными каналами не менее 300 В постоянного тока.

Серии повышенной мощности представлены одноканальными моделями с положительным выходным напряжением из ряда 3,3; 5; 12; 15; 24; 26 и 28 В. Преобразователи с максимальной мощностью 75–500 Вт характеризуются суммарной нестабильностью по сети, нагрузке и температуре не более 1%, а также полным набором интегрированных защитных и сервисных схем. Предназначены для работы с шинами питания с номиналами 24, 28, 48 и 270 В. Выполненные с использованием прямоходовой топологии, они обладают КПД до 93% (рис. 5). Регулировка выходного напряжения, которая обеспечивается подключением внешнего резистора, позволяет менять его в диапазоне $\pm 10\%$ от номинального значения.

Модули могут быть синхронизированы между собой для работы на одной общей частоте или же подключены к внешнему источнику тактовой частоты. Также существует возможность дистан-

ционного включения/выключения и использования внешней обратной связи с целью корректировки падения напряжения на проводах, соединяющих источник питания с удаленной нагрузкой. Конструктивно они выполнены в металлических корпусах промышленных форм-факторов "1/4 brick" (MGDS-75, MGDS-155, MGDS-160, MGDS-205, MGDS-250), "1/2 brick" (MGDS-150, MGDS-500) и 2"×3" (MGDS-100, MGDS-200). Их внешний вид показан на рис. 6.

Заключение

Линейка модулей производства компании Gaia Converter обладает широкими функциональными возможностями, хорошей технической поддержкой и изготавливается с учетом требований отраслевых стандартов. Построенные на их основе высоконадежные системы электропитания устойчивы к колебаниям входного напряжения, стablyно функционируют в жестких условиях окружающей среды и могут применяться совместно с различным оборудованием авиационного назначения.

Литература

- Официальный сайт компании Gaia Converter. www.gaia-converter.com



Рис. 6. Внешний вид мощных DC/DC-преобразователей Gaia Converter

Компактный и легкий тяговый инвертор мощностью 600 кВт на SiC MOSFET-модулях Wolfspeed

Тяговый привод — это узел, где потребляется почти вся энергия электромобиля (EV). Поэтому приводная система должна работать с наибольшей эффективностью, иметь малый вес и занимать минимально возможное пространство — все это необходимо для максимального увеличения пробега EV. Из-за использования сдвоенных приводов для повышения тяговых характеристик, а также архитектуры 800 В для снижения потерь промышленность нуждается в инверторах, обеспечивающих увеличение выходной мощности за счет меньших габаритов и значительно превосходящих по плотности мощности возможности технологий на основе кремния (Si), таких как IGBT.

Силовые карбидокремниевые (SiC) модули последнего поколения Wolfspeed разработаны для удовлетворения этих требований за счет снижения потерь, увеличения плотности мощности и уменьшения габаритов. В статье описана эталонная конструкция сдвоенного трехфазного инвертора CRD600DA12E-XM3 и показано, как его компоненты, включая силовой модуль CAB450M12XM3 с драйвером CGD12HBXMP, создают наряду с другими ключевыми технологиями решение для тяговых приводов электромобилей следующего поколения.

**Мэтью Фетадо
(Matthew Feutado)**

**Дэниэл Мартин
(Daniel Martin)**

**Перевод:
Евгений Карташов
Валерия Смирнова**

wolfspeed@macrogroupp.ru

Конструкция инвертора

Инвертор CRD600DA12E-XM3 содержит два силовых модуля CAB450M12XM3, каждый из которых управляет драйвером затворов CGD12HBXMP (рис. 1). Основная цель разработки состоит в повышении производительности системы за счет увеличения мощности и снижения паразитной индуктивности конструкции, а также уменьшения ее стоимости и сложности.

При разработке системы учитывалось пять ключевых моментов:

1. Высокая плотность мощности, достигаемая при использовании технологии карбида кремния (SiC). Поскольку чипы SiC способны работать при больших температурах, для повышения плотности мощности требуется внедрение передовых технологий рассеивания тепла.
2. Высокие скорости коммутации делают систему более подверженной перегрузкам и осцилляциям, вызванным наличием паразитной индуктивности. Это требует минимизации распределенной индуктивности за счет оптимизации дизайна силовых шин.

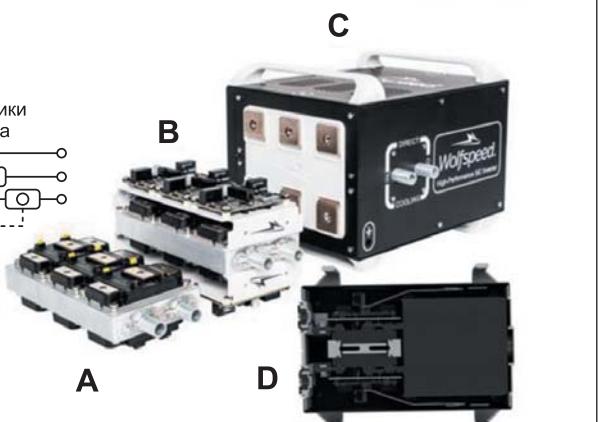
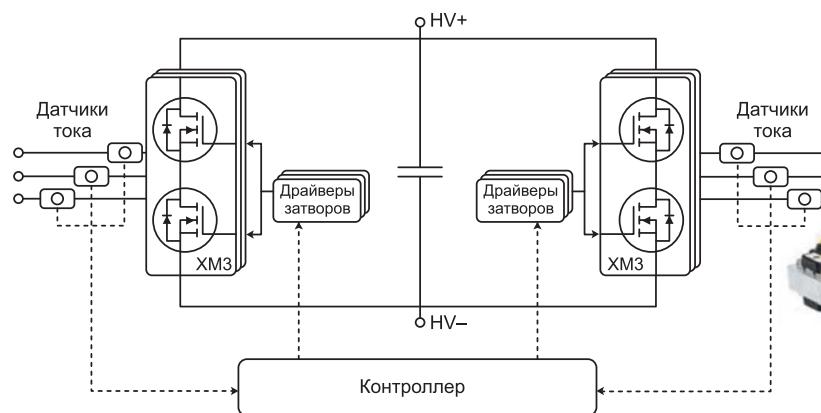


Рис. 1. На блок-схеме системы (слева) выделено три основных компонента: два силовых модуля, драйверы затворов и контроллер. Модули смонтированы на теплостоеke (A), на них установлена плата управления с драйверами (B). Сдвоенный инвертор помещен в корпус (C). Ручки и опоры предусмотрены для удобства транспортирования. D — поперечное сечение 204×267,5 мм

3. Описанная выше проблема также требует применения низкоиндуктивных компактных емкостей, допускающих высокие пульсации тока.
4. Драйвер затвора должен обладать достаточной мощностью, необходимой для работы на высоких скоростях коммутации, обеспечиваемых SiC-технологий.
5. Общая плотность мощности должна соответствовать требованиям конечного применения.

Выбор платформы силового модуля: XM3

Силовой модуль 100% SiC, созданный на платформе Wolfspeed XM3, является очевидным выбором благодаря отличным показателям плотности мощности. Его вес и габариты примерно вдвое меньше, чем у стандартного 62-мм модуля, разница еще более выражена в сравнении с корпусом EconoDUAL (рис. 2).

В конструкции платформы XM3 предусмотрены перекрывающиеся планарные шины, обеспечивающие снижение паразитной индуктивности. Широкие и низкопрофильные токовые контуры внутри модуля гарантируют равномерное распределение токов между чипами, что обеспечивает их эквивалентные со-противления в открытом состоянии. Силовые терминалы модуля смешены по вертикали, это позволяет упростить конструкцию DC-шины, соединяющей конденсаторы звена постоянного тока и модуль и остающейся ламинированной до самого модуля.

В результате суммарная паразитная индуктивность силового контура — всего 6,7 нГн при частоте 10 МГц. Это примерно в два раза меньше, чем у стандартных промышленных модулей, причем размеры основания (53×80 мм) составляют менее половины. Платформа XM3 предлагает компоненты, оптимизированные по характеристикам переключения и проводимости для различных целевых применений. К ним относится полумостовой модуль CAB450M12XM3 (1200 В, 450 А), использованный в описываемой системе.

Модули XM3 имеют встроенный датчик температуры, установленный рядом с нижним ключом; положение контакта для мониторинга напряжения насыщения (de-sat) обеспечивает простоту интеграции драйвера; высоконадежная подложка из нитрида кремния (Si_3N_4) улучшает стойкость к термоциклированию. Высокая производительность системы дополнительно обеспечивается внедрением технологий, направленных на повышение эффективности охлаждения, уменьшение паразитной индуктивности, упрощение схемы и снижение габаритов.

Система охлаждения

Высокая плотность тока, обеспечиваемая карбидокремниевыми (SiC) приборами, требует применения высокопроизводительной тепловой сборки с максимальной теплопередачей. Среди множества имеющихся вариантов

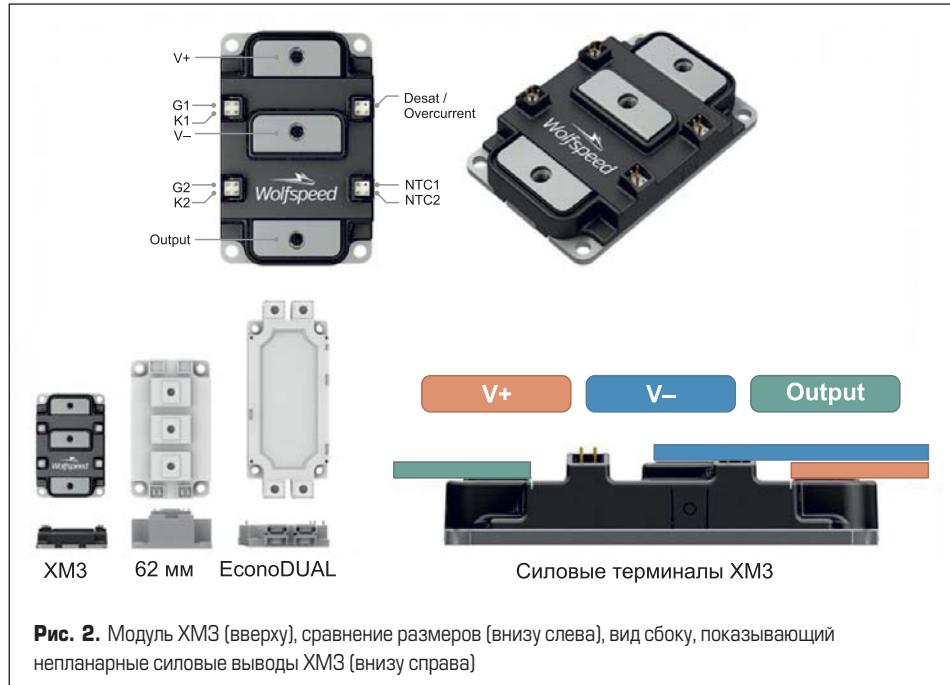


Рис. 2. Модуль XM3 (вверху), сравнение размеров (внизу слева), вид сбоку, показывающий непланарные силовые выводы XM3 (внизу справа)

наиболее популярными являются жидкостные радиаторы с запрессованными медными трубками. Недостаток доступных теплоотводов с тонкими (~12,7 мм) медными трубками, допускающих двусторонний монтаж модулей, заключается в высоком тепловом сопротивлении, отличающемся для разных сторон, а также в высоком перепаде давления, приводящем к неравномерному охлаждению по сторонам и по поверхности.

В отличие от этого в инверторе CRD600DA12E-XM3 использован радиатор, выполненный по технологии микродеформации Microcool (MDT) от Wieland (рис. 3). Запатентованная MDT-технология подразумевает недорогой производственный процесс механической и пластической деформации заготовки для формирования конечных повторяемых микроканалов.

Эта технология лежит в основе высоко-производительного радиатора со встроенными каналами, предназначенного для охлаждения контактной поверхности модуля XM3. Профиль двустороннего теплоотвода CP4012D-XP оптимизирован для соответствия с габаритами XM3 за счет уменьшения размеров радиатора CP3012 предыдущего поколения.

Сбалансированный поток охлаждающей жидкости, проходящей со скоростью 4 л/мин по каждой из шести позиций расположения модуля, обеспечивает низкое тепловое сопротивление 0,048 °C/Вт (на позицию) или 0,008 °C/Вт (на радиатор). Система охлаждения протестирована с инвертором CAB450M12XM3 при рассеиваемой мощности до 750 Вт на ключ.

Драйвер затворов

Поскольку карбидокремниевые модули SiC MOSFET гарантируют высокую производительность, драйвер должен обеспечивать ток управления (пиковый и средний), достаточный для включения и выключения транзисторов с высокой скоростью. Для выполнения этой задачи рекомендуется драйвер с nominalным выходным током более 10 А, например Wolfspeed CGD12HBXMP. Двухканальное устройство управления защищено от перегрузки по току и обратной полярности напряжения, оно имеет встроенный изолированный источник питания мощностью 2 Вт для поддержки частоты коммутации до 80 кГц. Резисторы включения и выключения затвора настраиваются пользователем, что позволяет оптимизировать потери переключения.

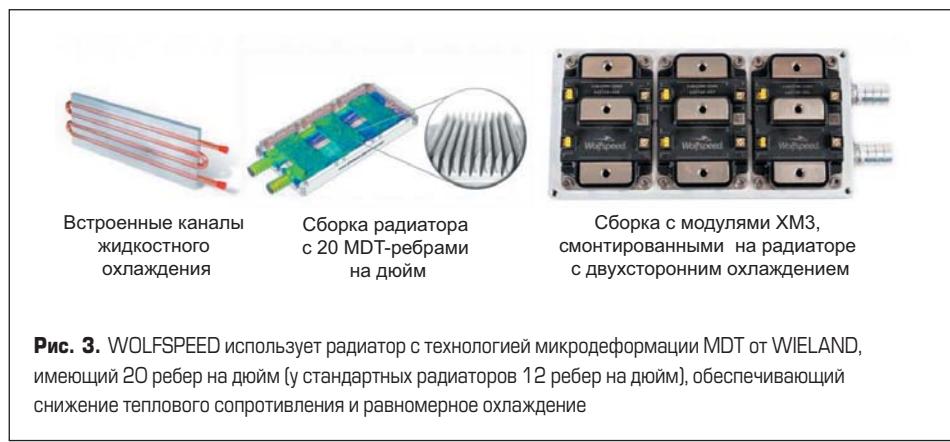


Рис. 3. WOLFSPEED использует радиатор с технологией микродеформации MDT от WIELAND, имеющий 20 ребер на дюйм (у стандартных радиаторов 12 ребер на дюйм), обеспечивающий снижение теплового сопротивления и равномерное охлаждение



Рис. 4. Шасси «сдвоенного силового ядра» XM3 с установленными драйверами затворов обеспечивает стабильность и эффективное прохождение теплового потока

Драйвер имеет настраиваемую функцию детектирования тока перегрузки с плавным отключением, обеспечивает блокировку при понижении напряжения, а также исключает перекрытие входных ШИМ-импульсов управления. Время блокировки защиты от перегрузки составляет ~ 2 мкс для безопасного отключения тока короткого замыкания.

Поскольку SiC MOSFET-транзисторы отличаются высокой скоростью коммутации dV/dt , недостаточная устойчивость к синфазным шумам (СМТ) может привести к защелкиванию драйвера и последующему отказу силового модуля. Плата управления CGD12HBXMP имеет высокие показатели СМТ (100 кВ/мкс), малую барьерную емкость (< 5 пФ), а также дифференциальные входы для повышения помехозащищенности.

Размеры CGD12HBXMP согласованы с габаритами модуля XM3, что позволяет создать компактное силовое ядро из шести модулей CAB450M12XM3 с драйверами, установленными на радиаторе (рис. 4). Такое компактное решение легко интегрируется в конструкцию привода с двумя инверторами.

Звено постоянного тока

Уменьшение паразитной индуктивности — ключевая проблема проектирования. Как упоминалось ранее, она частично решается за счет вертикально смешенных выводов питания модулей XM3. Такой дизайн силовых тер-

миналов упрощает конструкцию DC-шины и снижает индуктивность силового контура. Не менее важен выбор блока DC-емкости, варианты которого показаны на рис. 5. Размеры конденсаторов — одно из самых больших препятствий на пути увеличения плотности мощности. Для достижения требуемого тока пульсаций обычно используются шесть цилиндрических емкостей 100 мкФ, которые занимают площадь 451 см^2 и требуют отдельной шины для подключения.

Вместо дискретных компонентов Wolfspeed использует специализированный блок DC-конденсаторов (рис. 5) с площадью основания всего 234 см^2 . Он имеет интегрированную ламинированную шину, подключенную к силовым выводам XM3 с обеих сторон радиатора, что уменьшает паразитную индуктивность и обеспечивает равномерное распределение токов в обоих модулях. При этом также сокращается количество элементов конструкции за счет исключения отдельных шин.

Емкость блока конденсаторов — 600 мкФ, рабочее напряжение — 900 В, пиковое номинальное напряжение — 1200 В. Поскольку величина паразитной индуктивности L_S звена постоянного тока и DC-шины имеет решающее значение для снижения скачков напряжения при высоких скоростях коммутации di/dt , характерных для инверторов на базе SiC-модулей, конструкция была протестирована с помощью измерителя импеданса, показавшего эквивалентное значение $L_S = 13$ нГн на силовых терминалах. В сочетании с индуктивностью 6,7 нГн модуля XM3 суммарная величина L_S силового контура составляет всего 20 нГн, что позволяет инвертору работать на высоких скоростях переключения.

Контроллер

Выбор управляющего контроллера основывается на следующих соображениях:

- он должен иметь достаточную «вычислительную мощность» для анализа всех входных данных и принятия соответствующих решений;
- он должен иметь высокое разрешение АЦП, достаточное для измерения всех необходимых состояний системы для надлежащего управления и мониторинга;

- он должен иметь быстрые аппаратные прерывания для адекватного реагирования на ошибки;
- он должен поддерживать стандартные протоколы связи, критически важные для правильной работы.

В плате контроллера использован двухъядерный 200-МГц, 32-разрядный DSP с плавающей запятой от Texas Instruments. Устройство имеет достаточное количество входов АЦП для измерения тока, напряжения и температуры и обеспечивает поддержку стандартных протоколов, включая изолированный CAN.

Датчики тока

В сдвоенном инверторе предусмотрено шесть датчиков тока на выходных терминалах. При таком количестве сенсоров очень важен выбор компонентов с минимальными габаритами. Несмотря на доступность датчиков тока COTS, они достаточно громоздки для данной системы. Более того, некоторые из представленных на рынке сенсорных модулей «три в одном» накладывают ограничения на геометрию шин.

Для инвертора CRD600DA12E-XM3 выбран датчик Холла Melexis MLX91208 с диапазоном частот DC–250 кГц, обеспечивающий высокоскоростной аналоговый выходной сигнал, пропорциональный плотности потока внешнего горизонтального магнитного поля, время отклика составляет 3 мкс. Сенсор размещен в восьмиконтактном корпусе SOIC, что позволяет установить его на компактную печатную плату, которую можно подключить непосредственно к выходнойшине. Гибкость крепления PCB упрощает подключение выходных шин.

Кроме того, в датчике MLX91208 имеется встроенный магнитоконцентратор (IMC), нанесенный на CMOS-чип, что устраняет необходимость в большом ферромагнитном сердечнике (рис. 6). По объему этот узел занимает всего 91,6 мл в сравнении с 800 мл для другого популярного сенсорного модуля, используемого в автомобильной промышленности.



Рис. 5. Специализированный блок DC-шины [слева] и его сравнение с шестью стандартными цилиндрическими конденсаторами [справа]



Рис. 6. Датчик Холла MELEXIS IMC позволяет отказаться от громоздких ферромагнитных сердечников и существенно уменьшить габариты изделия

Высокие скорости коммутации dV/dt , характерные для SiC-инверторов, могут создавать помехи в чувствительных низковольтных сигналах, таких как сигналы датчиков тока. Близость сенсоров к цепям коммутации делает их еще более уязвимыми к шумам. Это относится и к кабелям между датчиком и контроллером, которые могут улавливать шумы при их некорректной прокладке в системе.

Сенсор, выбранный Wolfspeed, требует только многослойного U-образного магнитного экрана для защиты от внешних полей и их гомогенизации. Слой заземления на печатной плате блокирует емкостную связь между шинами и датчиком. Использование дифференциальных каналов значительно снижает влияние коммутационных шумов. Кроме того, применение экранированных кабелей с витой парой CAT6 между платами датчиков и контроллером гарантирует, что любые помехи становятся синфазными для обоих сигналов дифференциальной пары.

Тестирование

Для проверки всего силового контура был проведен стандартный «двуимпульсный» тест с индуктивной нагрузкой в условиях жесткой коммутации с использованием низкого сопротивления затвора. Анализ системы при постоянной нагрузке показал энергию включения 23,1 мДж при 800 В и 600 А с пиковой перегрузкой 113 А, при этом энергия выключения составила 30,1 мДж. Запас по напряжению шины для чипа достигает 80 В, что соответствует двукратной перегрузке относительно номинальных характеристик модуля.

Затем потери переключения на модуль были рассчитаны исходя из известной энергии включения 12,2 мДж и энергии выключения 12 мДж при номинальном токе 300 А. Используя формулу потерь мощности при переключении (P_{SW}):

$$P_{SW} = (E_{ON} + E_{OFF}) \times f_{SW} \times 1/2$$

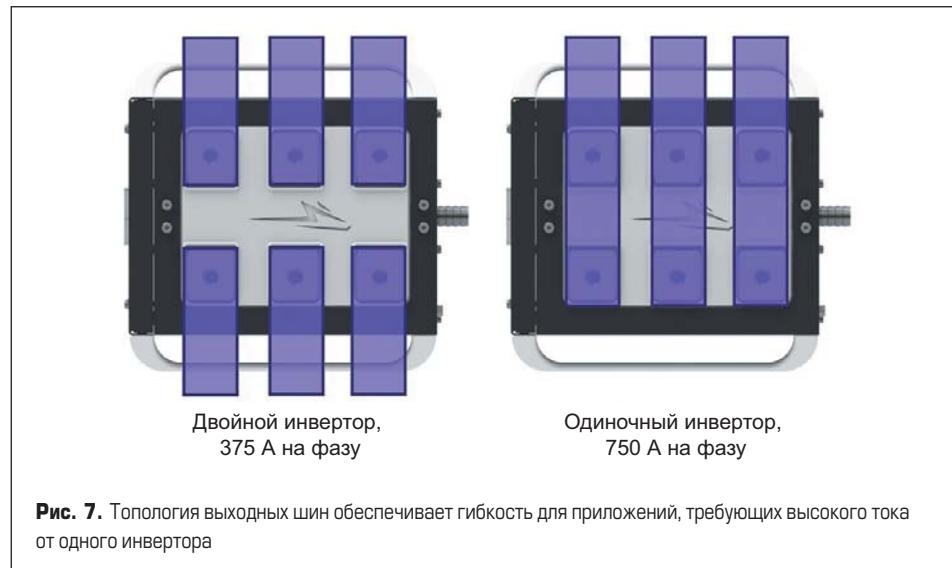


Рис. 7. Топология выходных шин обеспечивает гибкость для приложений, требующих высокого тока от одного инвертора

и подставляя E_{ON} и частоту коммутации (f_{SW}) 10 кГц, получим:

$$P_{SW} = (12,2 \text{ мДж} + 12,0 \text{ мДж}) \times 10 \text{ кГц} \times 1/2 = 121 \text{ Вт (на ключ).}$$

Это значение потерь в три раза ниже, чем у сопоставимого Si IGBT (HybridPack 1200 B, 380 А). Большим преимуществом карбида кремния (SiC) также является предельно низкая энергия обратного восстановления (E_{RR}).

Инвертор был проверен в схеме с трехфазной рециркуляционной нагрузкой. Гибкое расположение выходных терминалов облегчает

процесс тестирования — можно использовать шесть выходов двух независимых трехфазных инверторов с током 375 А_{RMS} либо три выхода одного трехфазного инвертора (с добавлением простых шин и параллельным соединением фаз) с током 750 А_{RMS} (рис. 7).

Для испытаний использовался вариант с одним инвертором, АС-выходы U и X объединены для формирования фазы A, V и Y-фазы B, W и Z-фазы C. Три нагрузочных дросселя с индуктивностью 125 мГн подключены между выходами инвертора и средней точкой конденсаторной батареи 2,2 мФ с номинальным напряжением 1100 В.

Таблица. CRD600DA12E-XM3 обеспечивает плотность мощности 72,5 кВт/л, что в 3,6 выше, чем эквивалентное устройство на базе IGBT

Параметры	Конкурент	CRD300DA12E-XM3	CRD600DA12E-XM3
Полупроводник	Si IGBT		SiC
Тип	Одиночный инвертор		
Выходная мощность, кВт	250	300	624
Объем, л	12,6	9,3	8,6
Плотность мощности, кВт/л	19,8	32,2	72,5

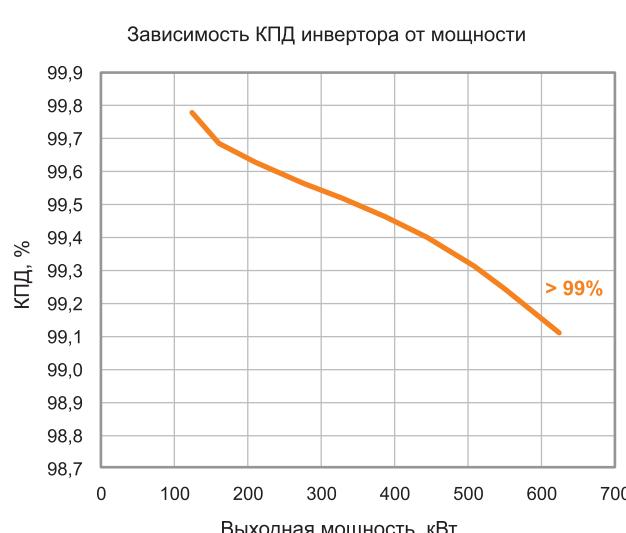
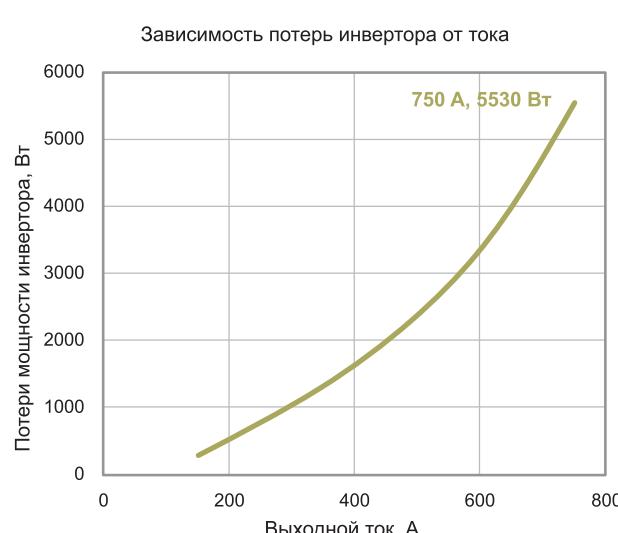


Рис. 8. Потери мощности инвертора (слева) и КПД (справа) при $V_{dc} = 800$ В, $f_{sw} = 10$ кГц, $T_a = +25$ °C

Это позволяет проводить испытания с высокой мощностью при потреблении всего нескольких киловатт электроэнергии, когда DC-источник обеспечивает только потери в системе. Энергия передается от одной половины банка конденсаторов к другой через дроссели во время каждого цикла переключения, а направление потока энергии меняется на противоположное в течение одного периода основной частоты.

После пятиминутного теста при напряжении шины 800 В корпус конденсатора нагревается на 13 °C выше температуры окружающей среды T_a , при этом температура драйвера затвора в самой нагретой точке на 40 °C выше T_a . При частоте переключения 10 кГц и основной частоте 300 Гц среднеквадратичное значение общего выходного тока составляет

750 А, что эквивалентно 624 кВт выходной мощности. Пульсация тока в нагрузочном индукторе 160 А при частоте 10 кГц, пиковый суммарный ток достигал 1200 А с учетом пульсаций.

Энергия переключения при 10 кГц, 375 А составляет 31 мДж. При общих потерях 5,53 кВт, или 460 Вт на ключ, динамические потери — 1,8 кВт. Результирующее значение КПД инвертора мощностью до 624 кВт превышает 99% (рис. 8).

Заключение

В соответствии с пятью ключевыми положениями, изложенными в статье, в эталонном трехфазном двойном инверторе CRD600DA12E-XM3 использованы силовые

модули CAB450M12XM3, обеспечивающие пиковую выходную мощность 624 кВт и номинальный ток 375 A_{rms} на фазу или суммарный выходной ток 750 A_{rms}.

Вес инвертора в цельнометаллическом корпусе размером 204×267,5×157,5 мм (рис. 1) составляет 9,7 кг при объеме 8,6 л, что позволяет достичь плотности мощности 72,5 кВт/л. Это более чем в два раза выше, чем у предыдущей эталонной конструкции мощностью 300 кВт на SiC-модулях, и в 3,6 раза выше, чем у инвертора на базе IGBT с эквивалентным номинальным током (табл.). Более подробную информацию о трехфазном двойном инверторе CRD600DA12E-XM3, силовом модуле CAB450M12XM3 и драйвере затвора CGD12HBXMP можно получить в техническом отделе Wolfspeed.

Расширение семейства 650-В SiC-диодов Шоттки от Wolfspeed



Компания Wolfspeed дополнила семейство 650-В SiC-диодов Шоттки новинками на токи 10, 8 и 6 А в корпусе TO-263-2.

Преимущества диодов:

- высокая эффективность на системном уровне;
 - выше плотность мощности системы;
 - снижение требований к теплоотводу;
 - параллельная работа без теплового пробоя.
- Особенности:
- нулевой обратный ток восстановления;
 - нулевое прямое напряжение восстановления;

- низкое прямое падение напряжения (V_F);
- низкий ток утечки (I_r);
- режим переключения не зависит от температуры;
- положительный температурный коэффициент на V_F .

Применение диодов:

- импульсные источники питания;
- корректоры коэффициента мощности (ККМ) источников питания для телекома и серверов;
- источники бесперебойного питания;
- промышленные источники питания;
- солнечная энергетика.

www.macrogroupp.ru

Силовые приборы на карбиде кремния (SiC)

- SiC МОП-транзисторы 900 - 1700 В, 10 - 1000 мОм
- SiC диоды Шоттки 600 - 1700 В, 1 - 50 А
- All-SiC силовые модули 1200 - 1700 В, 20 - 750 А
- Драйверы и отладочные платы
- Кристаллы SiC МОП-транзисторов и SiC диодов Шоттки до 15 кВ

Узнайте подробнее!



Закажите образцы
тел.: (812) 370 60 70 (доб. 783)
e-mail: wolfspeed@macrogroupp.ru



Официальный дистрибутор Wolfspeed e-mail: wolfspeed@macrogroupp.ru

Санкт-Петербург (812) 370 60 70

Москва (495) 988 02 72

Екатеринбург (343) 385 95 10

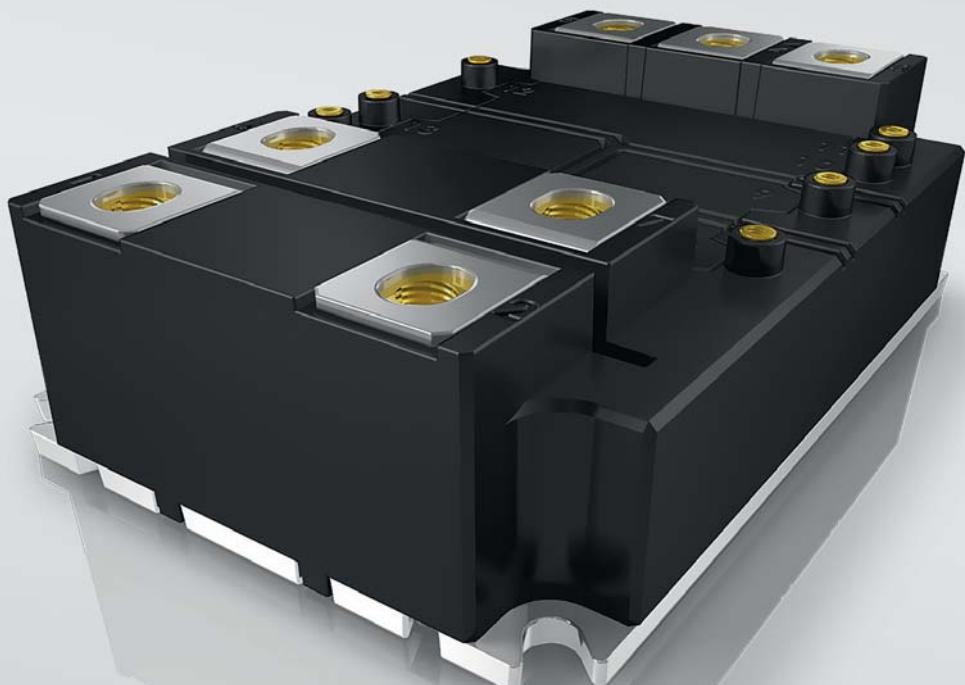
Чебоксары (8352) 23 79 55

Новосибирск (383) 233 34 87

Ростов-на-Дону (863) 227 03 93

Минск +375 (29) 7718515

1700V Traction – No Compromises



SEMITRANS® 20

1.7kV, 1200A/Half-Bridge

Транспортное исполнение, изоляция 6кВ

Высокая стойкость к термоциклированию

Технология низкотемпературного спекания кристаллов

Высокая плотность тока и перегрузочная способность

Оптимизирован для параллельного соединения





IGBT МОДУЛИ С ПОВЫШЕННЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ ИЗОЛЯЦИИ



Оптимизированное решение для
электропоездов,
карьерной и шахтной техники

 **ПРОТОН-ЭЛЕКТРОТЕКС**
WWW.PROTON-ELECTROTEX.COM



Особенности:

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