

СИЛОВАЯ
ЭЛЕМЕНТНАЯ
БАЗА

ПРИВОДЫ

ИСТОЧНИКИ
ПИТАНИЯ

СИСТЕМЫ
ИНДУКЦИОННОГО
НАГРЕВА

АВТОМОБИЛЬНАЯ
ЭЛЕКТРОНИКА

СОФТ

ТЕМАТИЧЕСКОЕ
ПРИЛОЖЕНИЕ
К ЖУРНАЛУ
КОМПОНЕНТЫ
И ТЕХНОЛОГИИ
12+

WWW.POWER-E.RU

№ 4'2022
СЕНТЯБРЬ

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

ISSN 2079-9322



СНЕЖЕТЬ

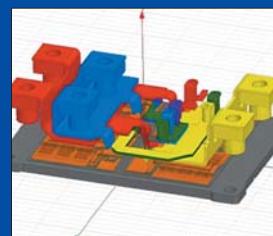
Разработка и производство электрических соединителей

**ВРЕМЯ
ПЕРЕХОДИТЬ
НА ОТЕЧЕСТВЕННЫЕ
КОМПЛЕКТУЮЩИЕ**

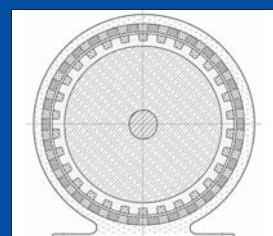
АО «Завод «Снежеть»
241902, Брянская обл., рп. Белые Берега, ул. Транспортная, 26
+7 [4832] 78-81-60, market@sneget.ru, www.sneget.ru



Диодные
однофазные, трехфазные
(полумосты, мосты) модули
на лавинных кристаллах



Модули SiC LinPak
второго поколения:
улучшенные динамические
характеристики
и надежность



Магнитный
электродвигатель-генератор



Гибридный
медь-алюминиевый
жидкостный охладитель

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

30 - летний опыт разработки
и производства модулей

ДИОДНО- ТИРИСТОРНЫЕ МОДУЛИ



БОЛЬШИЕ мощности
возможности

Найди своё!

реклама

Т +7 8342 48 07 33

Е 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

Отдел подписки

podpiska@fsmedia.ru

Москва

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

Санкт-Петербург

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

Республика Беларусь

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

Подписной индекс

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

Дата выхода в свет 26.09.22
Тираж 4000 экз.
Свободная цена

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

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

Учредитель: ООО «Медиа КиТ»

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

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

Редакция не несет ответственности за информацию,
приведенную в рекламных материалах.
Полное или частичное воспроизведение
материалов допускается с разрешения
ООО «Медиа КиТ».

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

В номере:

Рынок

Сергей Мурzin: «Нас попросили создать действительно
универсальный ИБП, и мы это сделали» 4

Силовая элементная база

Янчжун Ду (Yangzhong Du), Чжунву Ни (Junwu Nie), Юнпин Ли (Yongping Li)

Перевод: Евгений Карташев

Повышение производительности порошковых сердечников 7

Андрей Селеменев

Диодные однофазные, трехфазные (полумосты, мосты)
модули на лавинных кристаллах 10

Аалок Бхатт(Aalok Bhatt), Хосе Падилья (JoséPadilla),

Райман Чжоу (Raymon Zhou)

Перевод: Андрей Колпаков

Силовые MOSFET в обедненном режиме:

«забытые» MOS 12

Виталий Миронюк, Александр Жеухин

IGBT-модули компании Yangzhou Yangjie —
доступный аналог продуктов мировых производителей 16

Леонид Чанов

Силовые тиристорные, диодные и IGBT-модули
компании Zenli Rectifier 20

Вергилий Ботан (Virgiliu Botan), Славо Кичин (Slavo Kicin)

Перевод: Иван Сергеев

Модули SiC LinPak второго поколения:

улучшенные динамические характеристики и надежность 24

Гард Люнг Редал (Gard Lyng Rødal), Димостенис Пефтицис (Dimosthenis Peftitsis),

Автор-корреспондент: Гард Люнг Редал (Gard Lyng Rødal)

Перевод: Евгений Карташев

Адаптивный токовый драйвер SiC MOSFET

с двойным импульсом тока затвора 29

Электропривод

Юрий Таланин

Магнитный электродвигатель-генератор 34

Источники питания

Роберт Шульга, Илья Добкин

Энергетические и динамические показатели модульного DC/DC-конвертера	36
--	----

Охлаждение

Петр Васильев, Алексей Калинин, Денис Михадаров, Елена Зиновьева

Гибридный медь-алюминиевый жидкостный охладитель	44
--	----

Надежность

Карsten Kempfak (Carsten Kempfak), Александр Шиффмачер (Alexander Schiffmacher), Антон Чуприн (Anton Chuprin), Андреас Линдеманн (Andreas Lindemann), Юрген Уайльд (Jürgen Wilde), Яцек Рудзки (Jacek Rudzki),
Фрэнк Остервальд (Frank Osterwald),
автор-корреспондент: Карsten Kempfak (Carsten Kempfak)
Перевод: Евгений Карташев

Термоциклирование в условиях тепловой перегрузки: ускоренные испытания надежности соединений чипов	47
---	----

Софт

Сергей Герман-Галкин

ШКОЛА MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники и электромеханики в среде Matlab+Simulink. Урок 39. Классификация и методика исследования электромеханических модулей в мехатронных системах	54
---	----

Список рекламы

Завод «Снежеть», АО	1-я обл.
Завод «Комета», АО	9
Вектор технолоджи, ООО	11
Макро группы, ООО	33
НЕОН-ЭК ТД, ООО	11
Протон-Электротекс ТД, АО	2-я обл.
Элеконд, ОАО	35
Электроприводы, ПАО	1
Выставка «ЭкспоЭлектроника»	15
Выставка «Электроника России»	68
Выставка «Микроэлектроника»	3-я обл.
ЛИГРА, ООО	43
ММП-Ирбис, ООО	43
PT Electronics	4-я обл.

Сергей Мурзин:

«Нас попросили создать действительно универсальный ИБП, и мы это сделали»

Сергей Мурзин, генеральный директор компании «Дорожный порядок», рассказывает о перспективной разработке компании — источнике бесперебойного питания с расширенной функциональностью — и планах на будущее.



Сергей Мурзин,
генеральный директор
компании
«Дорожный порядок»

— Сергей, компания «Дорожный порядок» занимается техническим обслуживанием оборудования дорожной инфраструктуры — в первую очередь комплексов фотовидеофиксации (ФВФ). Но широкая аудитория, для безопасности которой все это и делается, как правило, редко задумывается о том, что именно требуется для бесперебойной работы комплексов ФВФ. Висят какие-то камеры, снимают — и питаются, наверное, от линий электропередачи, которые тоже, как известно, часто ориентированы вдоль дорог.

— Начну с того, что мы занимаемся установкой и последующим сервисным обслуживанием не только комплексов ФВФ, но и элементов ИТС (интеллектуальных транспортных систем), камер видеонаблюдения системы «Безопасный регион». Все это — энергопринимающие устройства. Но устанавливать их приходится не там, где их было бы удобнее всего подключать к электропитанию, а на тех участках дорог, где они объективно необходимы для снижения аварийности, разгрузки дорожного трафика, перераспределения транспортных потоков и т. п. Именно исходя из этих факторов, а не из наличия на рубеже электрических сетей, определяются места установки комплексов ФВФ, или, как мы говорим, на «рубежах контроля».

Обеспечение безопасности дорожного движения требует оперативной реакции на вновь возникающие очаги аварийности и аварийноопасные участки. Поэтому зачастую приходится проводить установку и пусконаладку оборудования в кратчайшие сроки, а затем обеспечивать его надежную и бесперебойную работу. А значит, даже там, где в принципе можно было бы подключить оборудование к электросети напрямую или через опосредованное технологическое присоединение, это, скорее всего, не получится — по той простой причине, что придется потратить слишком много времени на соблюдение формаль-

ных процедур. Ну а поскольку речь идет все-таки об энергопринимающих устройствах, то на первый план выходит вопрос энергоснабжения смонтированного оборудования.

— Как же он решается?

— Классическое решение хорошо известно — источники бесперебойного питания (ИБП). Загвоздка в том, что ИБП, подходящих для наших условий эксплуатации, на рынке до сих пор не было. Во всяком случае, наши поиски готовых к применению изделий не увенчались успехом.

Судите сами: для того чтобы в России использовать ИБП в условиях внешней среды, устройство необходимо заключить в морозостойкий, ударопрочный корпус, при этом оно должно быть достаточно легким и удобным для монтажа и обслуживания на различных уличных опорах, то есть непосредственно «на рубежах». Оно должно работать с различными энергопринимающими устройствами, питающимися от напряжения 12, 24 или 220 В. Оно должно функционировать в широком диапазоне температур — как минимум $-30\dots+35$ °C. И, конечно, самое главное — в отличие от многих известных на рынке ИБП, которые подключаются непосредственно к сети переменного тока и начинают подавать ток на нагрузку только тогда, когда в электросети происходит сбой, нам требовался ИБП совершенно другого типа: не как резервный, а как основной источник питания, с большим количеством циклов заряда батарей. Это совсем иной жанр — такая батарея должна пахать не раз в несколько дней или недель, а постоянно, как в электромobile, даже больше.

Кроме того, вследствие факторов, о которых я уже сказал, многие комплексы ФВФ находятся в удаленных местах, на опорах с затрудненным доступом — например, на разделительных полосах скоростных трасс, на пешеходных переходах и т. д. Каждая подза-

рядка аккумуляторной батареи в таких местах сопряжена либо с повышенными затратами на логистику, либо с длительным согласованием работ со стороны ГИБДД — а ведь мы обязаны обеспечивать надежную и бесперебойную работу оборудования несмотря ни на что. Это значит, что такая батарея должна очень быстро заряжаться и обеспечивать не менее 20 ч автономной работы. То есть золотым правилом выбора такой батареи становится максимальное значение отношения длительности работы к времени заряда.

Словом, нас попросили создать действительно универсальный ИБП.

— Вам это удалось?

— Да, мы это сделали.

Мы сравнили технические характеристики всех аккумуляторов, представленных на мировом рынке. Оказалось, что наш ИБП можно создать только на основе литий-титанат-оксидного (LTO) аккумулятора. Такие аккумуляторы эксплуатируют при температурах $-40\dots+55^{\circ}\text{C}$, они проходят до 15 тыс. циклов «заряд-разряд», очень быстро заряжаются от высоких токов и безопасны в эксплуатации.

На основе такого аккумулятора мы и разработали наш ИБП, который теперь успешно производим.

— А какие ИБП использовались для питания комплексов ФВФ до того, как вы создали свой?

— Как правило, использовались классические ИБП на базе кислотно-свинцовых аккумуляторов. Поскольку такие аккумуляторы проходят не более 900 циклов «заряд-разряд», понятно, что срок службы в условиях, когда батарея ежесуточно разряжается и заряжается, у них не очень долгий. Кроме того, их желательно заряжать высокими токами для сокращения времени заряда: есть риск, что батарея будет заряжаться не полностью. ИБП не сможет обеспечивать круглосуточную работу комплекса ФВФ, а регулярный недозаряд аккумуляторной батареи приведет ее к преждевременной деградации, то есть сократит и ее без того недолгий срок службы.

К тому же данные аккумуляторы плохо переносят низкие и высокие температуры. Это значит, что в условиях реальной эксплуатации, под воздействием неблагоприятных климатических условий и высоких токов заряда такая батарея быстро выходит из строя и ее нужно регулярно заменять. Для заказчика это лишние затраты, а для нас — необходимость неоправданно часто производить трудоемкую замену с привлечением спецтехники, а именно автогидроподъемника — с учетом высоты размещения ИБП.

— А как же всем известные литий-ионные аккумуляторы?

— Дело в том, что литий-ионные аккумуляторы не совсем подходят для таких применений в наших условиях. Конечно, они проходят до 3 тыс. циклов «заряд-разряд» и отличаются сравнительно небольшой массой, но очень уж они чувствительны — плохо заряжаются

при низких температурах, боятся механических повреждений, требуют строгого соблюдения правил зарядки. Кроме того, известно, что литий-ионная батарея может загореться или даже взорваться.

Что же касается LTO-аккумуляторов, после 10 тыс. циклов зарядки их емкость снижается всего на 10%. По данным некоторых иностранных производителей (например, Toshiba), ресурс таких батарей составляет до 40 тыс. циклов.

— Расскажите, пожалуйста, как устроен ваш ИБП. Это же не просто батарея?

— Разумеется, это не просто батарея. Источник бесперебойного питания состоит из блока управления, в котором находится вся электронная начинка, и аккумуляторного блока, в котором установлены батареи.

Аккумуляторный блок обеспечивает для комплексов ФВФ все необходимые типы питания — 12, 24 и (с инвертором) 220 В. Это позволяет ему работать с любыми типами камер различного номинала напряжения, а в перспективе — с любыми другими нагрузками, поскольку все стандартное оборудование, как известно, питается от напряжения либо 12, либо 24, либо 220 В.

Сердце блока управления — контроллер, который следит за напряжением на АКБ, чтобы аккумуляторная батарея не разрядилась ниже и не зарядилась выше допустимого напряжения. Также он следит за температурой внутри блока, чтобы не допустить перегрева и т. п. Мы разработали систему контроля состояния батареи с удаленным доступом к контроллеру через веб-интерфейс мониторинга и управления нагрузкой.

Кроме того, ИБП может удаленно через Интернет передавать информацию о заряде, наличии или отсутствии внешнего напряжения, температуре, потребляемом токе. Данные передаются по протоколу Modbus TCP в систему технического мониторинга, например Zabbix, где они автоматически обрабатываются и выводятся на контрольную панель диспетчера. Диспетчер может в ручном режиме через веб-интерфейс удаленно управлять нагрузкой: скажем, при необходимости осуществить перезагрузку оборудования, выключив и снова

включив устройство, если произошла аварийная остановка. Эта опция существенно облегчает жизнь эксплуатирующим организациям.

Исходную модель ИБП мы оснастили контроллером Siemens, но инженерная мысль не стоит на месте. В настоящее время мы готовим к производству модель ИБП, оснащенную контроллером российского производства, в котором реализовано больше функций, чем в контроллере Siemens, — он следит не только за состоянием батареи, но и за внешним напряжением (не ниже 180 и не выше 265 В). Реализована функция выбора приоритета фаз — если в тот момент, когда комплекс заряжается от генератора, появляется внешнее электропитание, контроллер выбирает приоритетом заряд от генератора. Благодаря этому контроллеру мы в новой модели избавились от некоторых конструктивных элементов.

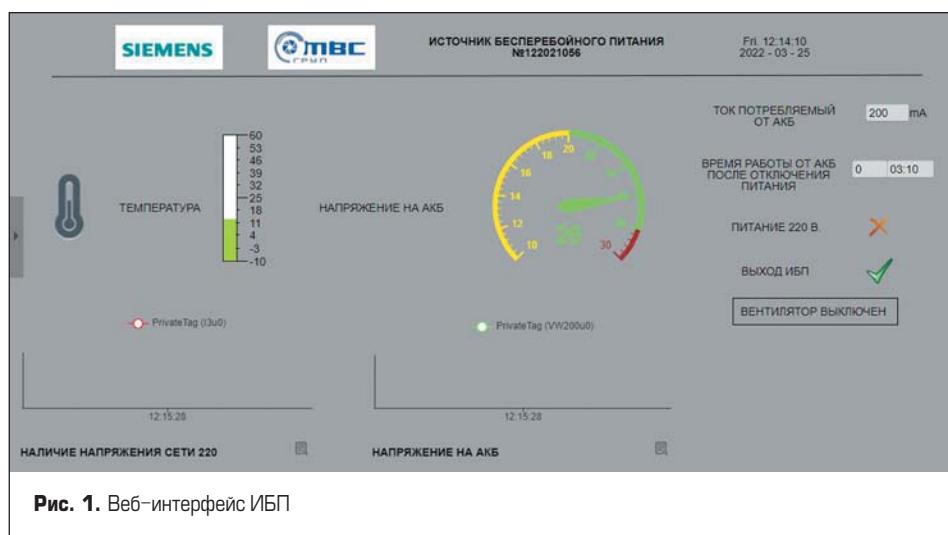
Вот как выглядит веб-интерфейс ИБП: в режиме реального времени отображается статус работы ИБП — питание от АКБ или от сети на 220 В, текущая температура в шкафу, напряжение на АКБ, потребление тока, время работы аккумулятора с момента последней подзарядки (рис. 1).

Для заказчиков, которым ИБП нужны для других применений, мы, разумеется, готовы разработать веб-интерфейс, отвечающий их запросам.

В ряде случаев удаленное управление нагрузкой ИБП позволяет обойтись без выезда аварийной бригады на объект. Диспетчер может удаленно решать ряд технических проблем, даже не зная, как выглядит ИБП «на рубеже».

— А кстати, как выглядит ИБП «на рубеже»?

— Заказчик данной конфигурации — компания «МВС Групп», оператор системы контроля безопасности дорожного движения Московской области. Разумеется, ее интересует универсальный ИБП для питания комплексов ФВФ. В данной конфигурации наш ИБП предназначен именно для этой цели, и когда вы видите на дороге рядом с комплексом ФВФ два похожих ящика почти без особых примет — это и есть наш источник. Ящик чуть поменьше — это блок управления размерами



40×45×27 см, он весит 20 кг. В ящике размером 50×45×27 и весом 50 кг находится LTO-аккумулятор. Данная компоновка оптимальна для установки на опору (рис. 2).

Корпуса блоков изготавливаются из металла: нержавеющей стали с порошковым покрытием. Корпуса не пропускают воду, они достаточно прочны, чтобы противостоять большинству видов вандализма, включая стрельбу из гладкоствольного оружия.

Несмотря на то что в настоящее время наш ИБП используется преимущественно в работе с комплексами ФВФ и прочим оборудованием на дорогах, он универсален — его могут применять самые разные заказчики в различных целях. В зависимости от того, какое им требуется напряжение, мощность, куда будет устанавливаться энергопринимающее устройство и сам ИБП, мы создадим оптимальную конфигурацию, с гарантией качества питания, без скачков напряжения и сопутствующего в таких случаях риска остановки оборудования.

Наш ИБП применяется в высоко критичных системах, в работе которых даже краткосрочная приостановка недопустима, поскольку это системы обеспечения безопасности дорожного движения — комплексы фотовидеофиксации, а также общественного порядка — единая си-

стема видеонаблюдения Московской области «Безопасный регион».

Наши устройства очень комфортны в обслуживании, ведь для подзарядки батарей таких ИБП достаточно команды из двух специалистов. Они приезжают с генератором, включают шнур в розетку — и через 1 ч 40 мин ИБП заряжен. Это особенно важно и ценно в тех случаях, когда оборудование и ИБП находятся на высоте более 3 м. Как я уже говорил, в случае с заменой свинцово-кислотных батарей такая манипуляция возможна только с привлечением автогидроподъемника.

Монтировать наши ИБП тоже очень просто, в них все предусмотрено для удобства монтажа — бригада устанавливает разгрузочную раму и навешивает на нее шкаф управления и аккумуляторный блок. И я бы еще напомнил, что, в отличие от всех остальных видов аккумуляторов, LTO-батареи можно заряжать и разряжать при любой температуре, которая бывает в наших широтах.

— Вы не могли бы более конкретно рассказать о том, при каких параметрах проверена и гарантирована работа вашего ИБП?

— Мы испытывали наше оборудование сначала самостоятельно, в нашем сервисном

центре, где время работы ИБП при нагрузке 60 Вт (12 В, 5 А) от аккумулятора составило 36 ч. Затем проделали то же самое в реальных, уличных условиях и установили, что комплекс ФВФ с установленной электрической мощностью 60 Вт может работать от аккумулятора не менее 22 ч 12 мин — на самом деле он может больше, но в реальных условиях к этому времени уже включается внешнее напряжение.

Наконец, мы провели испытания в термо-камере института ВНИИФТРИ, который является крупнейшим в России метрологическим центром международного уровня. При температуре +35 °C аккумулятор зарядился за 1,6 ч и питал нагрузку до полной разрядки в течение 26,2 ч, причем температура внутри шкафа достигала +48,7 °C. При температуре -30 °C аккумулятор зарядился за 1,7 ч и обеспечивал питание в течение 23,8 ч — и все это документально зафиксировано протоколом испытаний ВНИИФТРИ.

Таким образом, и при низких температурах, и при суровых погодных условиях, характерных для многих регионов страны, наши ИБП обеспечивают полную надежность работы. И все это подтверждено эксплуатацией — мы изготавливали уже более 200 единиц ИБП, все они работают «на рубежах», в реальных условиях, и нареканий на них нет. Помимо этого, как и всякий производитель, мы гарантируем качество своей продукции, что подтверждается в том числе декларацией о соответствии требованиям технических регламентов Таможенного союза «О безопасности низковольтного оборудования» и «Электромагнитная совместимость технических средств». Срок гарантийного обслуживания нашего ИБП мы установили равным 12 месяцам.

— Сейчас вы продолжаете совершенствовать это изделие или разрабатываете что-то новое?

— Помимо упомянутой успешной работы по импортозамещению отдельных комплектующих, используемых в производстве ИБП, сейчас у нас в разработке находится ИБП нового типа, предназначенный для резервного питания. Он работает на кислотно-свинцовых аккумуляторах, для данных целей этого достаточно. У нас готов тестовый вариант такого ИБП, сейчас мы его испытываем в сервисном центре, затем установим «на рубеже» контроля для проверки в уличных условиях, а потом, конечно, протестируем во ВНИИФТРИ. Это более компактное и более дешевое в производстве устройство, управление и аккумулятор будут размещены в одном шкафу. Для удобства обслуживания мы подобрали АКБ с небольшими габаритами, которые, тем не менее, позволят энергопринимающему устройству мощностью до 20 Вт работать в автономном режиме более 20 ч. Функции мониторинга и удаленного управления ИБП, о которых я рассказал на примере нашего ИБП LTO, также будут реализованы.

Спрос на подобные изделия на рынке очень высокий. Многим нужны промышленные источники резервного питания — высокотехнологичные, простые в обслуживании, надежные, разработанные и сделанные в России.



Рис. 2. ИБП на «рубеже»

Повышение производительности порошковых сердечников

Магнитные порошковые сердечники на основе распыленных частиц Fe–Si–Al широко используются для производства индукторов благодаря низким потерям, хорошим характеристикам DC–смещения и другим факторам. Однако частицы Fe–Si–Al имеют слишком большую твердость, что препятствует их формовке с высокой плотностью. Включение органических добавок позволяет улучшить свойства формования и стабилизировать текучесть порошка, что обеспечивает высокую результирующую плотность и прочность магнитных сердечников.

**Янчжун Ду
(Yangzhong Du)**

Чжунвэ Ни (Junwu Nie)

Юнпин Ли (Yongping Li)

**Перевод:
Евгений Карташев**

Введение

Порошковые магнитопроводы на основе металлических сплавов, таких как Fe–Si–Al (альсифер), представляют собой разновидность магнитомягких материалов, или так называемых магнитомягких композитов (SMCs — Soft Magnetic Composites). Они изготавливаются путем прессования смеси смолы или другого немагнитного порошка и порошка из магнитного сплава, покрытого тонкой изоляционной пленкой. К достоинствам таких композитов можно отнести изотропные магнитные свойства и высокое электрическое сопротивление, что обуславливает их особые магнитные и электрические характеристики. Магнитомягкий композит альсифер широко представлен во многих электромагнитных устройствах, — например, в реакторах, дросселях, фильтрах, инверторах и т. д. [1, 2].

Исследования показали, что распределение частиц по размерам оказывает большое влияние на магнитные свойства сердечника. Был изготовлен новый вид сплава Fe–Si–Al с мелкими частицами, отличающийся улучшенными характеристиками в отношении постоян-

ной составляющей и очень низкими потерями за счет сферичности и повышенного процентного содержания мелких частиц [3]. Однако если их количество слишком велико, это создает трудности при изготовлении сердечников высокой плотности, обладающих необходимыми магнитными свойствами. Введение органических или неорганических добавок в магнитный порошок значительно улучшает плотность, прочность и магнитные свойства порошковых сердечников.

Проверка магнитных свойств

При исследованиях использовались распыленные порошки Fe–Si–Al с размером частиц <75 мкм и фосфатным изоляционным покрытием. Порошки пассивировались в растворе, содержащем 2,5% фосфорной кислоты и 3,5% спирта, в течение 40 мин и далее сушились при температуре +85 °C в течение 20 мин. Затем их смешивали с 1–10%-ным стеаратом цинка и добавками, представленными в таблице 1, и прессовали под давлением 1628 МПа в торOIDальные сердечники размером 26,92 мм (наружный диаметр) × 14,73 мм (внутренний диаметр) × 11,00 мм (высота).

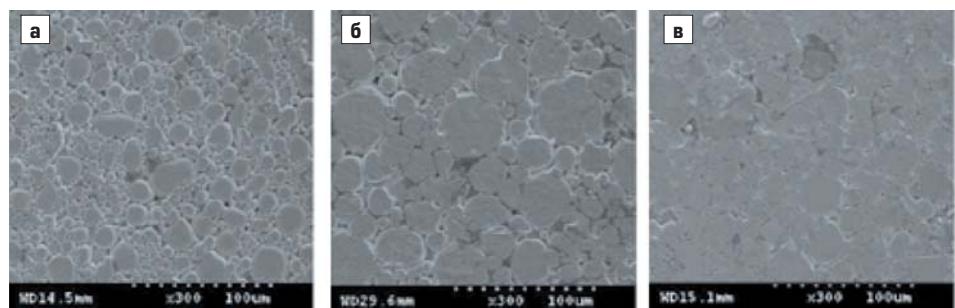


Рис. 1. Структура поперечного сечения порошкового сердечника: а) 6%–ный смазывающий наполнитель; б) 6%–ный смазывающий наполнитель и смола [1 вариант]; в) 6%–ный смазывающий наполнитель и смола (2 вариант)

Для изготовления сравниваемых образцов в порошки добавлялись три вида формальдегидной смолы (табл. 1), затем состав перемешивался до высыхания с использованием растворителя. На последнем этапе сердечники отжигались в азотистой атмосфере при +730 °C в течение 30 мин.

Структура образцов исследовалась с помощью сканирующего электронного микроскопа (SEM; Phenom Pro X). Индукция сердечника, обычно характеризующая его проницаемость (μ е), на частоте 20 кГц и процентная индукция (%) μ е) в постоянном намагничивающем поле 100 Ое (100 Эрстед [Ое] \geq 7958 А/м) измерялись с помощью LCR-метра (Chroma). Потери сердечника на частоте 50 кГц при максимальной плотности магнитного потока $B_m = 1000$ Гс оценивались тестером BST-2. Прочность сердечников определялась с помощью измерителя натяжения. Все работы проводились при комнатной температуре.

Микроструктура магнитного материала

При металлической обработке порошковых магнитомягких материалов их пористость обычно регулируется давлением прессования. При фиксированном давлении контроль пористости осуществляется за счет состава магнитомягкого порошка и добавок (обычно это немагнитные материалы). На рис. 1 показана микроструктура сердечника из Fe-Si-Al, частицы которого в основном имеют сферическую форму.

Первым был представлен образец только со смазывающим наполнителем (добавка 1 = L, рис. 1а), в котором границы частиц сплошные и четкие, поскольку наполнитель полностью сгорает во время термообработки. Структура двух других сердечников, где в качестве добавки использовалась силиконовая смола 1 (добавка 2 = S1) и 2 (добавка 3 = S2), демонстрирует уплотненные частицы и небольшое количество оставшихся материалов, поскольку в процессе термообработки добавки S1, S2 могли оставаться на полюсах, увеличивая таким образом прочность сердечников. Тем не менее очевидно, что добавление немагнитных материалов уменьшает магнитную проницаемость, как показывают многие исследования [3, 5].

Различия, обусловленные смолами (S1, S2, табл. 1), объясняются особенностями меха-

Таблица 1. Материалы добавок и их массовое процентное содержание

Код	Материал	Состав материала				Описание
		1	2	3	4	
Добавка 1 (L)	Стеарат цинка	4%	6%	8%	10%	Белый легкий мелкий порошок. Смазывающий наполнитель: Zn(C17H35COO) ₂ .
Добавка 2 (S1)	Силиконовая смола 1	4%	6%	8%	10%	Вид силианового связующего агента, жидкость. Используется в качестве средства для модификации поверхности.
Добавка 3 (S2)	Силиконовая смола 2	4%	6%	8%	10%	Силиконовая смола, жидкость. Используется как адгезив для модификации поверхности.
Добавка 4 (S3)	Силиконовая смола 3	2%	4%	6%	8%	Силиконовая смола, белый порошок. Используется как адгезив, обладает высокой термостойкостью.

Таблица 2. Состав добавок

Состав:	Наполнитель (L)				Смола 1 (S1)				Смола 2 (S2)				Смола 3 (S3)			
	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4
Содержание, %	26	26	22	22	28	26	22	20	26	23	20	16	29	26	23	23

низмов упрочнения, в частности, добавка S1 представляет собой разновидность высокотемпературной силиконовой смолы, в то время как смола S2 считается низкотемпературной. Когда наполнители были сожжены при температуре +730 °C и разложены на составляющие, стала понятна их роль в упрочнении или разрушении микроструктуры сердечников [5]. Эта относительная технологическая переменная влияет на изменение давления уплотнения и величину пластической деформации в частицах, а также на величину гистерезисных потерь.

Влияние добавок на свойства магнитного материала

Некоторые добавки, представленные в таблице 1, оказывают непредсказуемое влияние на свойства сердечников, что связано с разбросом их качественных характеристик. На рис. 2а показано, как после термической обработки меняется плотность образцов в различных условиях, соответствующих содержанию немагнитных материалов (наполнитель и смола). Очевидно, что добавка 2 (S1) оказывает сильное влияние на плотность сердечника, особенно при большом начальном соотношении. Например, наблюдается заметное снижение плотности сердечника S1 (4 и 6%) — почти на 0,23 г/см³ (или на 3,6%), в то время как изменение содержания смолы в варианте 3 (S2) имеет незначительный эффект (с 5,85 до 5,79 г/см³). Также видно, что другие добавки оказывают слабое воздействие на снижение плотности

по сравнению с вариантом 2 (S1), что обусловлено малым объемом, занимаемым этими материалами, исчезающими при сжигании при высокой температуре (S3).

Плотность сердечника заметно влияет на индукцию, что показывает кривая на рис. 2б для сердечника только со смазывающим наполнителем. В противоположность этому добавка 3 (S2) способствует повышению плотности, что приводит к росту индукции (рис. 2а, б). С увеличением содержания каждой немагнитной добавки ее величина уменьшается, что соответствует общим правилам. Также следует отметить, что сердечники в варианте 3 (S2) демонстрируют более очевидное снижение индукции, чем 2 (S1), хотя их плотность почти не меняется. Это может объясняться особенностями процесса прессования, поскольку смола 3 (S2) добавляется в порошки SMCs в растворенном (жидком) состоянии, в котором она занимает очень небольшой объем.

При наличии постоянной составляющей характеристики сердечника имеют большое значение для использования в индукторах. Особенно это относится к металлическим порошковым материалам, обладающим особыми свойствами, к которым можно отнести большой допустимый постоянный ток и малое снижение индукции, что очень важно для DC/DC-приложений [3]. На рис. 2в показана зависимость между уменьшением индукции в условиях DC-смещения и содержанием добавок. Отметим, что с добавкой 2 (S1) и без нее начальное снижение составляет 27,9 и 25,8%, это свидетельствует о негативном

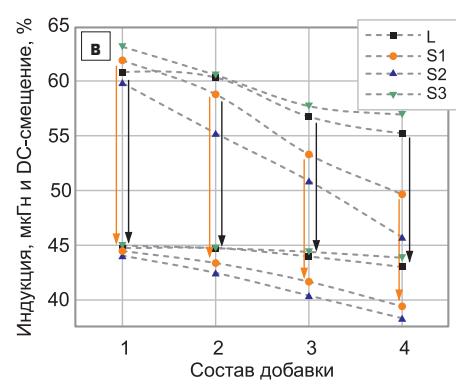
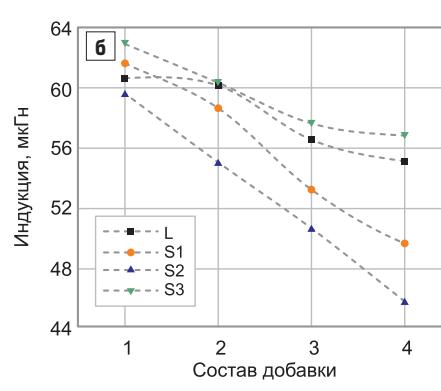
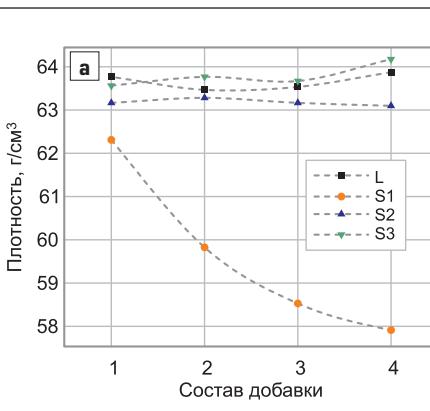


Рис. 2. Физические и электромагнитные свойства сердечников с различными добавками: а) плотность после термической обработки; б) индукция; в) снижение индукции при наличии DC-смещения

влиянии смолы S1 на свойства сердечника при наличии постоянной составляющей.

Несмотря на то что степень влияния DC-смещения у разных вариантов сближается с увеличением процентного соотношения добавок, сердечники 2 (S1), ориентированные на изготовление дросселей, демонстрируют меньшее значение индукции. Таким образом, для достижения хороших свойств магнитопровода при наличии постоянной составляющей следует внимательно относиться к выбору материала и процентного соотношения добавок.

Еще одним важным показателем сердечников, используемых для производства индукторов, являются общие потери, которые уменьшаются с увеличением объемной доли немагнитного материала. Однако эта зависимость содержит «поворотные точки», соответствующие примерно 8% доли смазывающего наполнителя (добавка L), смолы 1 (S1) и 2 (S2). Было обнаружено интересное явление, заключающееся в том, что эти «поворотные точки» могут смещаться случайным образом, что требует более детального анализа. Данные о содержании добавок приведены в таблице 2, эта информация помогает сделать правильный выбор при проектировании индуктора [6].

Добавки влияют не только на электромагнитные свойства сердечников, но и на их физические характеристики, такие как прочность. Добавление смолы 2 (S1) позволяет заметно улучшить этот показатель, который оказывается почти в три раза выше, чем в остальных трех случаях. Обычно окончательная прочность формируется в ходе прессования и отжига, поскольку эти технологические процессы определяют зазор между частицами (по-

ристость) и качество их взаимной связи. Как говорилось выше, в порошковой металлургии пористость магнитомягких материалов контролируется давлением прессования.

В данной работе три вида смолы (S1, S2, S3, табл. 1) были использованы для увеличения прочности или заполнения зазоров, то есть получения более высокой плотности сердечников. В качестве материалов покрытия применялись органические адгезивы — полипропилен, эпоксидные смолы и фенольные смолы. Однако из-за плохой термостойкости материалы из фосфатирующей смолы нельзя отжигать при температуре выше +600 °C. Второй вариант смолы, показанной в таблице 1, имеет более высокую термостойкость, что позволяет снимать механическое напряжение при более высоких температурах (+700 °C) без значительного увеличения вихревых токов. Если предположить, что поры представляют собой просто немагнитные области в материале, то можно контролировать их объемную долю путем добавления немагнитных частиц к порошку SMCs.

Заключение

В статье представлены результаты исследований характеристик магнитопроводов из Fe-Si-Al (альсифер), изготовленных из сферических распыленных порошков. Изучено влияние состава добавок на электрические и магнитные свойства сердечников. Обнаружено, что увеличение их процентного содержания приводит к уменьшению индукции (эффективной проницаемости) и улучшению характеристик DC-смещения. С ростом содержания добавок потеря в сердечнике

на частоте 50 кГц непрерывно уменьшаются. Рост гистерезисных потерь, скорее всего, является причиной ухудшения магнитных характеристик при увеличении зазора.

Новые порошковые сердечники Fe-Si-Al демонстрируют отличные магнитные характеристики, а именно лучшие параметры DC-смещения (100 Ое) — 74% и наименьшие потери (50 кГц/1000 Гц) — 120 мВт/см³.

Литература

- Liu H. J., Sun H. L., Geng W. B., Sun Z. G. et al. Effect of Particle Size Distribution on the Magnetic Properties of Fe-Si-Al Powder Core // Journal of Superconductivity and Novel Magnetism. 2016. Vol.29. Iss. 2.
- Ding W., Jiang L. T., B. Li Q. et al. Microstructure and Magnetic Properties of Soft Magnetic Composites with Silicate Glass Insulation Layers // Journal of Superconductivity and Novel Magnetism. 2014. Vol. 27.
- M. M. Dias, H. J. Mozetic, J. S. Barboza, et al. Influence of Resin type and Control on Electrical and Magnetic Properties of soft magnetic composites(SMCs). Powder Technology. 2013. Vol. 237.
- Gilbert I., Bull S., Evans T. Effects of Processing upon the properties of Soft Magnetic Composites for Low Loss Applications // Journal of Materials Sciense. 2004. Vol. 39.
- Liu D., Wu C., Yan M. Investigation on Sol-gel Al₂O₃ and Hybrid Phosphate-alumina Insulation Coatings for FeSiAl Soft Magnetic Composites // Journal of Materials Sciense. 2015. Vol. 50.
- www.dmegec.com.cn/en



Акционерное общество
«Завод «Комета»

СТАНОК НАМОТОЧНЫЙ СНПУ-2-01М

для открытой намотки электрических катушек проводом диаметром от 0,02 до 2,5 мм. Может комплектоваться устройством многоместной намотки



ДРОССЕЛИ СЕТЕВЫЕ И МОТОРНЫЕ

трехфазные на токи до 640 А и напряжение до 500 В



ТРАНСФОРМАТОРЫ ПИТАНИЯ

НА ВИТЫХ РАЗРЕЗНЫХ МАГНИТОПРОВОДАХ

однофазные и трехфазные, мощностью от 25 Вт до 10 кВт на рабочие частоты 50 Гц, 400 Гц, 1000 Гц



МАГНИТОПРОВОДЫ

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

НЕСТАНДАРТНЫЕ на рабочую частоту 50–60 Гц

Диодные однофазные, трехфазные (полумосты, мосты) модули на лавинных кристаллах

Сегодня в производстве синхронных и асинхронных генераторов мощностью до 2000 кВт и сборке газотурбинных газодизельных поршневых парогазовых ветряных геотермальных мини-ГЭС и солнечных электростанций (для так называемой малой энергетики), а также для генераторов БПЛА используются однофазные и трехфазные выпрямительные сборки серии СВ (устаревшей конструкции с корпусными диодами, запрессованными в алюминиевое основание), однофазные силовые модули типа МД и зарубежные однофазные и трехфазные диодные мосты с варисторами или варисторными блоками (западного и азиатского производства) для защиты от перенапряжений. В связи с этим в мае 2021 года в инициативном порядке специалисты АО «Оптрон-Ставрополь» начали ОКР по разработке и освоению в производстве серии ДМ — трехфазных диодных модулей (полумостов, мостов) на собственных бескорпусных диодных, лавинных кристаллах.

Андрей Селеменев

a.selemenev@optron-stavropol.ru

В первом квартале 2022 года было разработано и собрано несколько конструкций изделий серии ДМ на бескорпусных диодах с лавинной характеристикой пробоя кристалла с согласованием конечных конструкций и параметров с заказчиками. ДМ разработаны и собраны с потенциальным и диэлектрическим основанием по однофазной и трехфазной схеме включения (табл.).

Диодные модули производства АО «Оптрон-Ставрополь» делятся на три серии:

- Серия ДМ 1 включает в себя изделия, собранные по полумостовой схеме без использования диэлек-

трика (керамики) между основанием и кристаллом, основание (подкова) потенциальное (рис. 1).

- Серия ДМ 2 также включает в себя изделия, собранные по полумостовой схеме с использованием диэлектрика (керамики) между основанием и кристаллом, но основание (подкова) здесь диэлектрическое (рис. 2).
- Серия ДМ 3 включает в себя изделия, собранные по мостовой схеме с использованием диэлектрика (керамики) между основанием и кристаллом, основание (подкова) диэлектрическое (рис. 3а, б).

Изделия прошли несколько серий испытаний, в том числе:

Таблица. Основные характеристики диодных модулей производства АО «Оптрон-Ставрополь»

Наименование диодных модулей производства АО «Оптрон-Ставрополь»	Основные характеристики			Зарубежные аналоги
	Средний выпрямленный ток, А	Повторяющееся импульсное обратное напряжение, В	Импульсное прямое напряжение (падение напряжения) на каждом диоде, В	
ДМ 1.1-80(Х)-16-У2	80	1600	0,412	CB 8.3-M3-40(40X)-6; CB8.10-M3-80(80X)-6
ДМ 1.2-80Л(Х)-16-У2	80	1600	0,412	CB 8.3-M3-40(40X)-6; CB8.10-M3-80(80X)-6
ДМ 1.3-70Л(Х)-16-У2	70	1600	0,412	MXG / MXY 70-16 (трехвыходной)
ДМ 1.4-160Л(Х)-16-У2	160	1600	0,412	MXG / MXY 160-16 (трехвыходной)
ДМ 2.1-70Л(Х)-16-У2	70	1600	0,412	MXG / MXY 70-16 (четырехвыходной)
ДМ 2.2-160Л(Х)-16-У2	160	1600	0,412	MXG / MXY 160-16 (четырехвыходной)
ДМ 3.1-160Л(Х)-16-У2	160	1600	0,412	M40FA500A Диодный мост для генераторов Marelli MJB 315-400
ДМ 3.2-160Л(Х)-16-У2	160	1600	0,412	Диодный мост MECCALTE T-30; M25FA64BB Диодный мост для генераторов MARELLI MJB 250; M40FA500A Диодный мост для генераторов MARELLI MJB 315-400
ДМ 3.3-100Л(Х)-16-У2	100	1600	0,412	MTS 50-16 SS5; CB 8.6-w6-80-6; SANREX DF100AA160

- ПСИ;
- измерение сопротивления изоляции обмоток относительно корпуса генератора и между электрическими разобщенными цепями в холодном состоянии;
- определение правильности чередования фаз генератора, проверка времени самовозбуждения генератора и времени вхождения выходного напряжения генератора в зону установленного отклонения напряжения $\pm 1\%$ номинального;
- определение коэффициента небаланса линейных напряжений генератора;
- испытания при номинальном режиме;
- определение пределов изменения установки напряжения;
- измерение сопротивления изоляции обмотки относительно корпуса генератора и между электрическими разобщенными цепями в нагретом состоянии;
- испытания коротким замыканием (трехфазное КЗ, двухфазное КЗ, однофазное КЗ) в составе генераторов серий БГ, ГС и Stamford.

Результаты испытаний положительные, все изделия допущены к эксплуатации в сериях генераторов БГ, ГС и Stamford.

Использование лавинных кристаллов в сериях диодных модулей (ДМ) позволит отказаться от применения варисторов для защиты диодных сборок от перенапряжения — например, при кратковременном коротком замыкании. Лавинные диоды входят в режим обратимого электрического пробоя при приложении к ним напряжения выше напряжения класса. При этом резко возрастает обратный ток через диод с одновременным ограничением напряжения на нем. Если обеспечен достаточный теплоотвод от кристалла (путем выбора подходящих по температурному коэффициенту линейного расширения материалов подложек и покрытий), то в режиме лавинного пробоя данный диод может довольно длительное время рассеивать избыточную мощность при перенапряжении, не переходя в необратимый тепловой пробой и не разрушаясь. После снятия перенапряжения лавинный диод продолжает работать как выпрямительный. При этом лавинный диод не имеет такого недостатка, как ограниченный срок эксплуатации в случае варистора.

К преимуществам серий диодных модулей, которые разрабатываются и серийно выпускаются АО «Оптрон-Ставрополь», можно отнести:



Рис. 1. Диодный модуль
ДМ 1.1-80(Х)-16-У2



Рис. 2. Диодный модуль
ДМ 2.1-70Л(Х)-16-У2

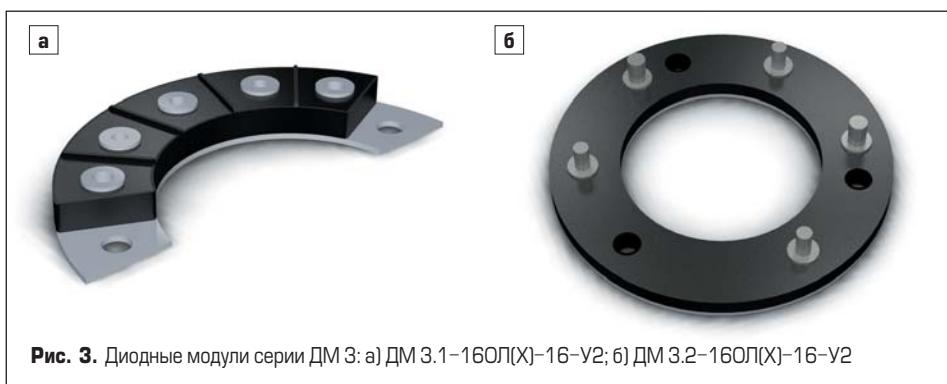


Рис. 3. Диодные модули серии ДМ 3: а) ДМ 3.1-160Л(Х)-16-У2; б) ДМ 3.2-160Л(Х)-16-У2

1. Технологию сборки диодных модулей на бескорпусных элементах (лавинных и обычных выпрямительных кристаллах). Преимуществом данной технологии является одновременная пайка диодных элементов и шин в едином технологическом процессе на металлическую/керамическую подложку с медным напылением и дальнейшая защита и герметизация изделия. Представленная технология позволяет избежать проблемы, которая возникает при запрессовке, вкручивании корпусных диодов в алюминиевое основание (подкову), — разрушение кристалла в конструкции корпусного диода при запрессовке или вкручивании вследствие сложности точного регулирования силы механического воздействия при вкручивании или запрессовке корпусного диода. При использовании данной технологии исключается проблема смешения, сдвига, а в дальнейшем и выпадения корпусного диода относительно отверстия для запрессовки/вкручивания в связи с долгой эксплуатацией при большом количестве
- термоциклов, а также при механических и вибрационных воздействиях.
2. Большое расстояние между выводными, фазными и силовыми втулками и используемым компаундом для заливки изделий. Большое расстояние между фазными и силовыми выводами и использование диэлектрического, теплопроводного компаунда марки (VSC-150) позволяет до нуля минимизировать воздействие солнечных туманов, росы, влаги, льда, а также загрязнение поверхности металлической стружкой и другим мусором, что приводит к короткому замыканию по корпусу корпусных диодов серий: Д104, Д204, Д304, ОД 104, ОД 304 по отдельности и в составе различных выпрямительных сборок (СВ 8.1-М2-10-6; СВ 8.1-М2-12(12Х)-6; СВ 8.3-М3-40(40Х)-6; СВ 8.4-М3-40(40Х)-6; СВ 8.5-В6-40-6; СВ 8.6-В6-80-6; СВ 8.7-М2-25-6; СВ 8.9-В2-25-6; СВ 8.10-М3-80(80Х)-6; СВ 10.1-В2-10-6; СВ 10.2-В6-16-6; СВ 10.3-В2-25-6 и других). Все приборы имеют гарантийный срок эксплуатации 2–25 лет.

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)

АКТИВНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ КОМПОНЕНТЫ

GOFORD SEMICONDUCTOR **GOFORD**
UNISONIC TECHNOLOGY **UTC**

- ❖ Оптимальные сроки поставок
- ❖ Проверенная надежность
- ❖ Высокая эффективность
- ❖ Низкие значения $R_{DS(ON)}$ мощных MOSFET транзисторов



www.e-neon.ru neon@e-neon.ru +7 (812) 335-00-65

Neon
Электронные компоненты

Силовые MOSFET в обедненном режиме:

«забытые» MOS

Силовые MOSFET чаще всего используются в высокочастотных преобразователях с ШИМ-коммутацией. Однако в таких узлах, как цепи запуска импульсных источников питания (**SMP**S), схемы защиты от перенапряжения и изменения его полярности, твердотельные реле, транзистор должен работать как нормально-замкнутый ключ (НЗК) при нулевом напряжении «затвор-исток». **MOSFET**, имеющий низкое сопротивление канала при $V_{GS} = 0$ В, известен как полевой транзистор обедненного типа (**depletion-mode MOSFET**).

Аалок Бхатт
(Aalok Bhatt)

Хосе Падилья
(José Padilla)

Райман Чжоу
(Raymon Zhou)

Перевод:
Андрей Колпаков

Разница между обогащенным и обедненным режимом MOSFET

Первое различие заметно уже в схемных обозначениях приборов, работающих в режиме обогащения (EM—Enhancement Mode) и обеднения (DM—Depletion Mode), как показано на рис. 1. EM-транзистор выключен при $V_{GS} = 0$ В, его проводимость начинается, когда напряжение на затворе достигает порогового значения $V_{GS(th)}$. В противоположность этому канал DM-прибора является полностью проводящим при $V_{GS} = 0$ В. Ток стока I_D EM-ключа увеличивается, когда $V_{GS} > V_{GS(th)}$, а у DM-ключа он растет, когда $V_{GS} > 0$. Проводимость EM-транзистора прекращается при $V_{GS} < V_{GS(off)}$, в то время как отрицательное напряжение на затворе DM-прибора уменьшает ток I_D , а полностью он выключается при $V_{GS} < V_{GS(off)}$. На рис. 1 показаны основные различия между выходными характеристиками обоих типов MOSFET.

В определенных приложениях MOSFET обедненного типа являются безальтернативными, поскольку EM-транзисторы не проводят ток при нулевом напряжении на затворе. Более того, в некоторых случаях для управления DM MOSFET не требуется драйвер, так как затвор может получать нужное смещение непосредственно от контроллера. Это позволяет снизить общую стоимость системы и ее сложность, а также повысить надежность благодаря способности обедненных MOSFET работать в линейном режиме.

Обедненные MOSFET Littlefuse

Силовые обедненные транзисторы Littelfuse созданы на основе вертикальной MOSFET-структурой с двойной диффузией, или DMOSFET (double-diffused MOSFET). Эти приборы способны поддерживать линейный режим функционирования благодаря расширенной области безопасной работы при прямом смещении (FBSOA), что существенно повышает их надежность в определенных условиях применения [1, 2]. Компания Littelfuse выпускает три семейства обеднен-

ных MOSFET: Depletion D, Depletion D2 и Depletion CPC [4]. На рис. 2 представлен обзор силовых ключей, работающих в обедненном режиме.

В отличие от EM, DM-приборы не предназначены для высокоскоростной коммутации. Обогащенные MOSFET EM не способны работать в линейном режиме [1], тогда как все компоненты семейств D и D2 могут поддерживать его благодаря расширенной области безопасной работы FBSOA. В настоящее время разрабатываются высоковольтные (HV) обедненные MOSFET с номинальным напряжением 2500 В. Эти силовые ключи нужны во многих специализированных

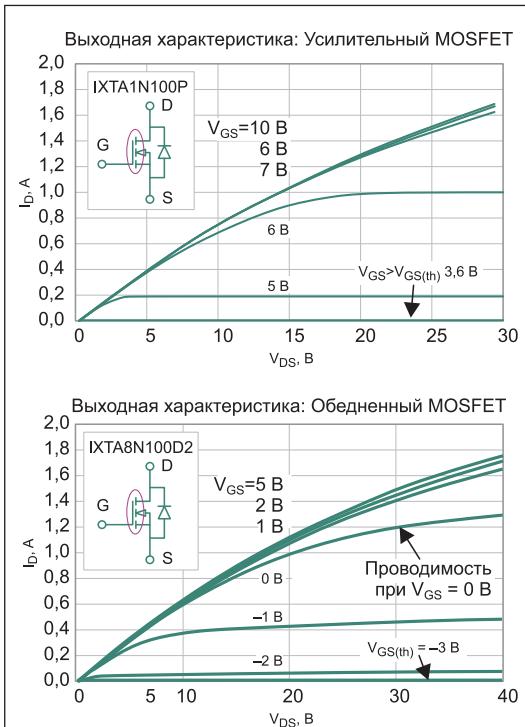


Рис. 1. Разница между MOSFET в обогащенном и обедненном режиме

системах, таких как испытательное оборудование, генераторы пилообразного сигнала, приборы для проверки сопротивления изоляции, источники питания для HV-систем передачи электроэнергии. На рис. 3 показаны сектора рынка обедненных MOSFET, занимаемые компанией Littelfuse и ее конкурентами.

Применение обедненных MOSFET

Схема запуска импульсного источника питания (SMPS)

Классический подход к построению схемы запуска SMPS заключается в использовании силового резистора и стабилитрона (рис. 4, справа). Очевидный недостаток здесь состоит в том, что резистор продолжает потреблять энергию даже после полного включения источника питания. Это приводит к дополнительному нагреву печатной платы, снижению эффективности и ограничению диапазона входных напряжений SMPS. Альтернативное решение, основанное на применении обедненного MOSFET, показано в левой части рис. 4. Силовой транзистор обеспечивает начальный ток, требуемый ШИМ-контроллеру для включения. После окончания фазы запуска необходимая мощность генерируется вспомогательной обмоткой. Во время нормальной работы обедненный MOSFET имеет очень низкое потребление за счет малого тока покоя.

Основным преимуществом данного решения является теоретически нулевое рассеивание мощности после запуска системы, что повышает ее общую эффективность. Кроме того, данная цепь занимает меньшую площадь на PCB и обеспечивает более широкий диапазон входных напряжений, что необходимо для многих применений, таких как солнечные инверторы.

Задача линейных регуляторов от перенапряжений

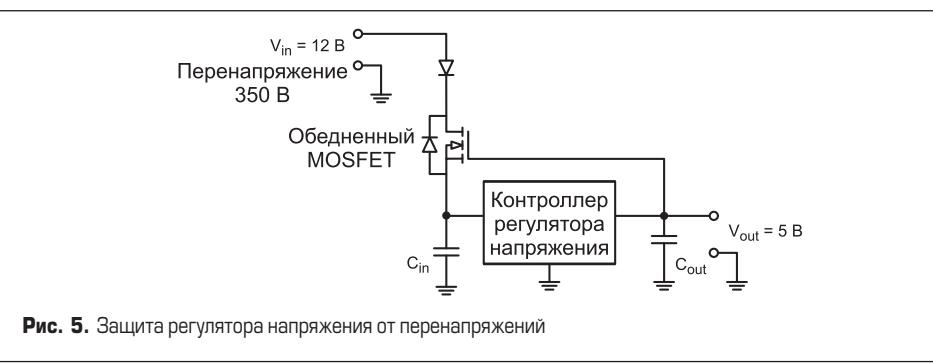
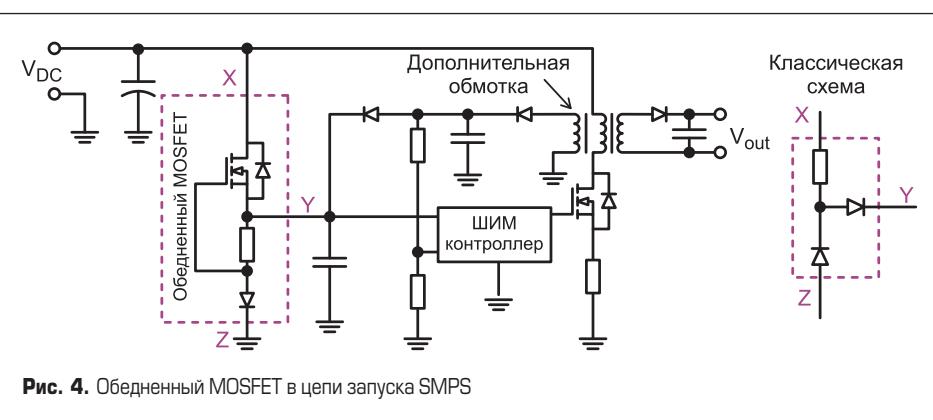
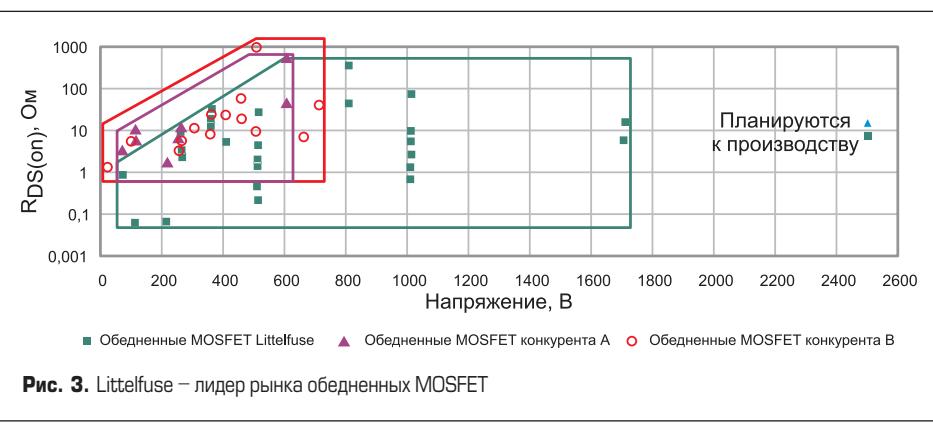
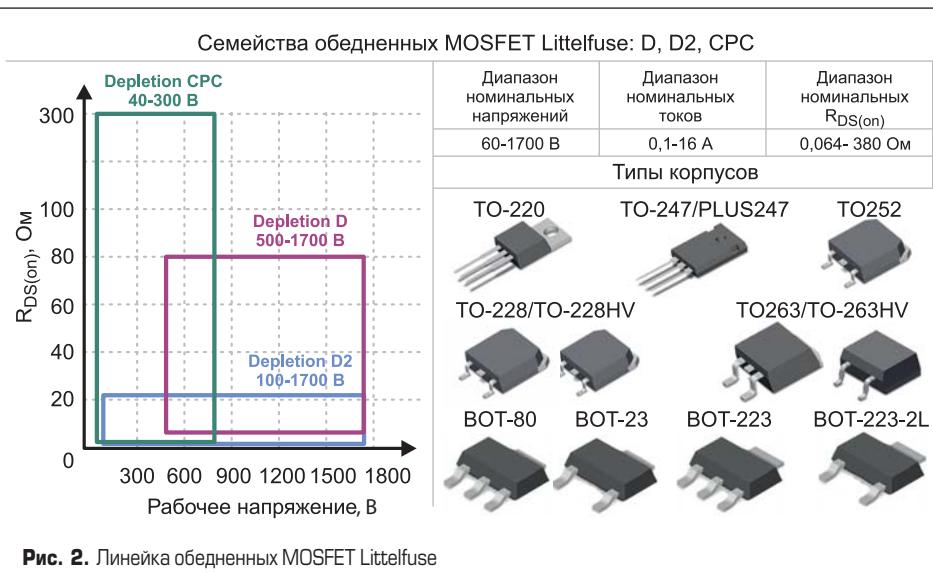
Линейные регуляторы напряжения обеспечивают потребление аналоговых схем, КМОП-микросхем и других маломощных нагрузок, работающих непосредственно от шины питания. Такие цепи характеризуются большими вариациями входного сигнала, включая коммутационные скачки напряжения, возникающие при работе мощных импульсных цепей. Защита линейного регулятора от перенапряжений может быть реализована с помощью обедненного MOSFET, как показано на рис. 5. В этой схеме транзистор подключен в качестве истокового повторителя, то есть напряжение на истоке V_S соответствует уровню сигнала на затворе V_G . Проводимость DM MOSFET определяется только величиной V_G и не зависит от V_S .

Представленная схема используется для подавления любых переходных процессов напряжения до уровня, соответствующего номинальному напряжению транзистора V_{DS} . К достоинствам решения на основе обедненного MOSFET можно отнести широкий диапазон рабочих напряжений V_{in} и минимальное рассеивание мощности благодаря низкому току покоя MOSFET. Схема может быть использована в телекоммуникационных системах для демпфирования

переходных процессов, вызванных ударами молнии, а также в автомобильной и авиационной электронике для защиты от перенапряжений, возникающих при коммутации индуктивных нагрузок.

Источник тока

На рис. 6 показан вариант реализации источника постоянного тока с применением DM MOSFET. Величина тока нагрузки (I_D) здесь зависит от резистора R, напряжения отключения



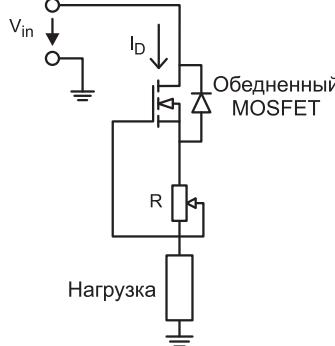


Рис. 6. Источник тока на основе обедненного MOSFET

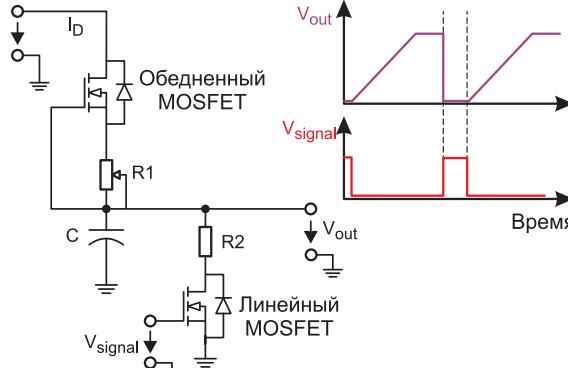


Рис. 7. Высоковольтный генератор пилообразного напряжения на основе обедненного MOSFET

затвора $V_{GS(off)}$ и не зависит от входного сигнала V_{in} в соответствии с выражением: $I_D \approx V_{GS(off)}/R$.

Такие устройства используются в драйверах светодиодных матриц, зарядных устройствах систем видеонаблюдения для поддержания питания в дежурном режиме, а также для заряда конденсаторных батарей с постоянной скоростью.

Высоковольтный генератор пилообразного сигнала

Для работы автоматизированных испытательных комплексов часто требуется высоковольтный пилообразный сигнал с линейной зависимостью между выходным напряжением и временем. Такой сигнал может быть сформирован импульсным HV-генератором, созданным на основе обедненного MOSFET (рис. 7). Источник постоянного тока заряжает конденсатор С через резистор R1, в результате формируется напряжение V_{out} необходимой формы. Линейный MOSFET-транзистор включается от управляющего сигнала для сброса нарастающего напряжения, в итоге конденсатор разряжается до нуля через R2. Номинал резистора выбирают из расчета ограничения тока линейного MOSFET в пределах его области безопасной работы.

Высоковольтная схема защиты

Обедненные MOSFET могут использоваться для защиты измерительных приборов от разрушения, вызванного, например, случайным подключением пробников к высоковольтным цепям V_{meas} (рис. 8). Соединенные встречно-последовательно DM MOSFET S1 и S2 способны предотвратить повреждение нагрузки за счет ограничения тока. Достоинством схемы является также возможность защиты от HV-сигналов положительной и отрицательной полярности. Устройство может быть использовано в стационарном и носимом оборудовании.

Твердотельное реле

Обедненные MOSFET оптимальны для создания твердотельных реле (SSR), предназначенных для замены электромеханических реле (EMR) в цепях коммутации нагрузки (рис. 9). К важным преимуществам SSR-приборов относятся хорошая устойчивость к магнитным полям, высокая надежность благодаря отсутствию механических контактов и присущего

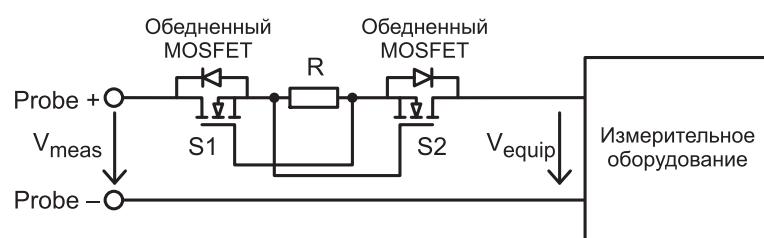


Рис. 8. Высоковольтная схема защиты на основе обедненного MOSFET

им дребезга, а также экономия места на печатной плате. Твердотельные реле широко распространены в медицинском оборудовании, системах промышленной автоматизации, измерительном и испытательном оборудовании, а также в бытовой электронике.

причем это единственный производитель, предлагающий такие приборы с высоким名义ным током. Применение обедненных MOSFET позволяет повысить эффективность и надежность ряда систем, описанных в статье.

Литература

1. Straight Facts about Linear MOSFETs and their Applications. www.bodospower.com
2. White Paper: MOSFETs Withstand Stress of Linear Mode Operation. www.littelfuse.com
3. Depletion-Mode Power MOSFETs and Applications. www.ixys.com/Documents/AppNotes/IXAN0063.pdf
4. Littelfuse offering on Depletion MOSFETs, Gate drivers. www.littelfuse.com

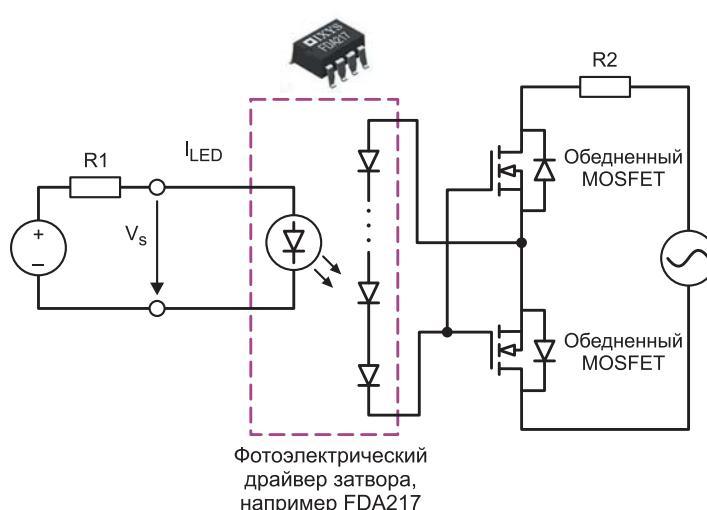


Рис. 9. Твердотельное реле на основе обедненного MOSFET



25-я Международная выставка
электронных компонентов, модулей
и комплектующих

expoelectronica.ru

Забронируйте стенд
на ExpoElectronica



11–13 апреля 2023
Москва, Крокус Экспо

До встречи
на выставках 2023!



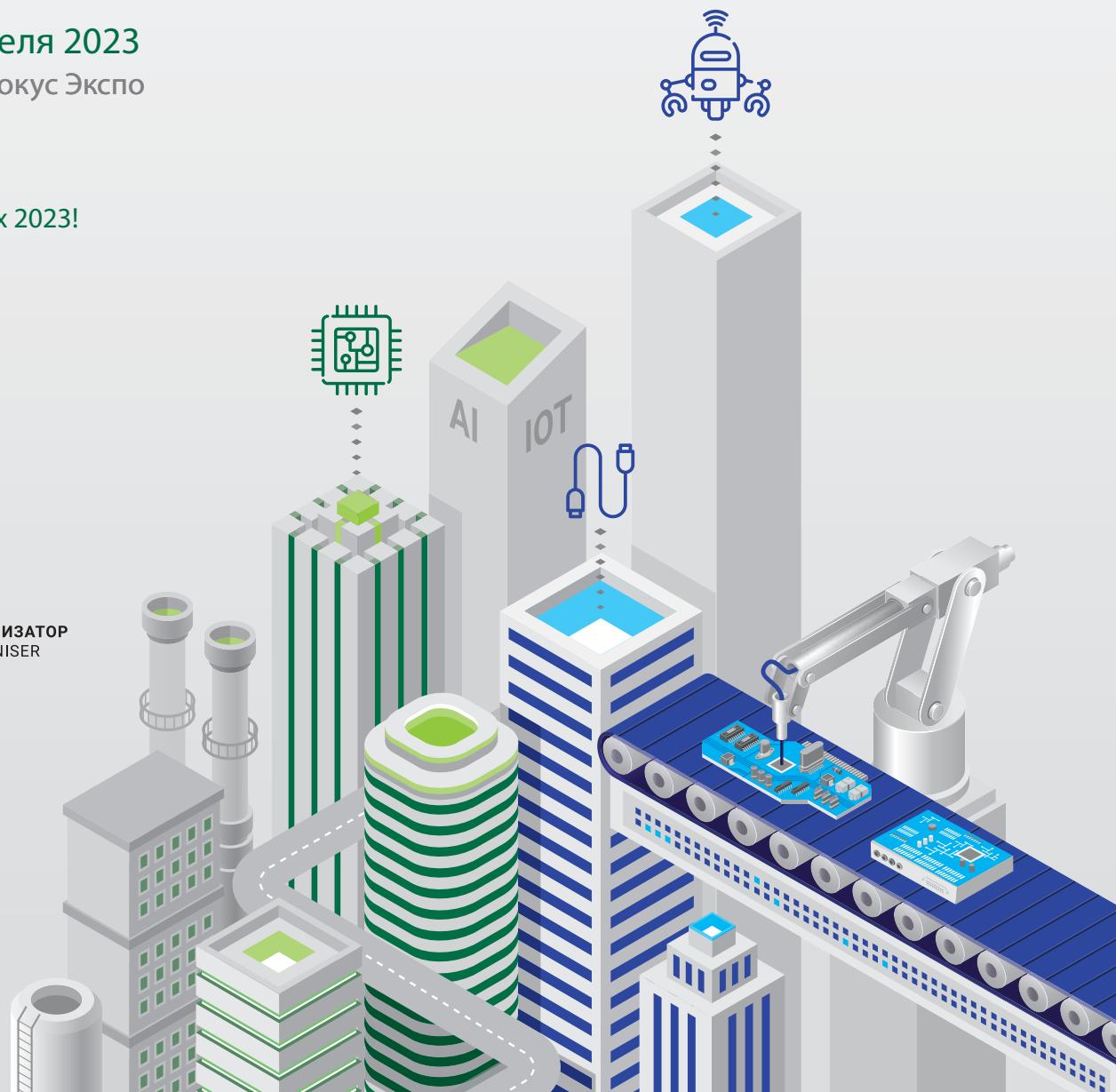
20-я Международная выставка
технологий, оборудования и материалов
для производства полупроводников,
электронных компонентов и систем

electrontechexpo.ru

Забронируйте стенд
на ElectronTechExpo



ITE
Организатор
Organiser



IGBT-модули компании

Yangzhou Yangjie —

доступный аналог продуктов
мировых производителей

В настоящее время отечественные разработчики и эксплуатанты электронной аппаратуры вынуждены искать альтернативных поставщиков компонентов.

В области силовой электроники решение данной задачи облегчается благодаря предоставленному специалистами китайской компании Yangzhou Yangjie Electronic Technology Co. перечню IGBT-модулей своего производства, аналогичных IGBT-модулям, выпускаемым компаниями Infineon Technologies AG, Fuji Electric Co. и StarPower Semiconductor Co.

Виталий Миронюк

Александр Жеухин

power@macrogroupru

Китайская компания Yangzhou Yangjie Electronic Technology Co., разрабатывающая и выпускающая полупроводниковые компоненты, была основана в 2000 году. Производство IGBT-модулей началось в 2012 году на дочернем предприятии Jiangsu APT Semiconductor Co.

Yangzhou Yangjie — компания с вертикальной интеграцией, разрабатывающая полупроводниковые приборы, изготавливающая их на собственном кристальном производстве и выполняющая их корпусирование.

Линейка продукции компании охватывает бескорпусные дискретные компоненты, выпрямители, устройства защиты, малосигнальные устройства, MOSFET, силовые модули, компоненты на карбиде кремния и т. д. Продукция широко применяется в системах электропитания, бытовой технике, освещении, системах безопасности, сетевых средствах связи, бытовой электронике, новых энергетических технологиях, промышленной автоматизации, автомобильной электронике и других областях.

IGBT-транзистор

Биполярный транзистор с изолированным затвором (БТИЗ), или в англоязычной версии — insulated-gate bipolar transistor (IGBT), предstawляет собой сочетание входного MOSFET-транзистора с выходным мощным биполярным транзистором (рис. 1). IGBT-транзистор — это силовой прибор, используемый в качестве электронного ключа в импульсных источниках питания, инверторах, системах управления электроприводами.

Благодаря полевому транзистору управление осуществляется не током, как в биполярном транзисторе, а напряжением, подаваемым на затвор полевого транзистора. Маломощный управляющий сигнал переключает мощную нагрузку.

Условное обозначение IGBT-транзистора приведено на рис. 2.

Технология IGBT-транзисторов

Компания Infineon производит IGBT-транзисторы по технологии trench gate field-stop (название часто сокращают до trench stop), суть которой понятна из рис. 3 [1]. Особенностью данной технологии являются вертикальные затворы (trench gate) — они снижают падение напряжения на открытых IGBT-приборах, повышают плотность тока и существенно уменьшают площадь ячейки транзистора.

Другая особенность — дополнительный легированный слой field-stop в структуре биполярного транзистора, благодаря которому распределение электрического

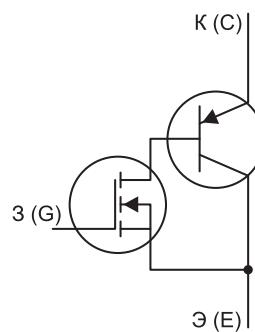


Рис. 1. Упрощенная эквивалентная схема IGBT-транзистора

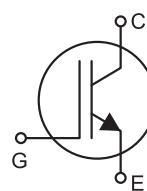


Рис. 2. Условное обозначение IGBT-транзистора

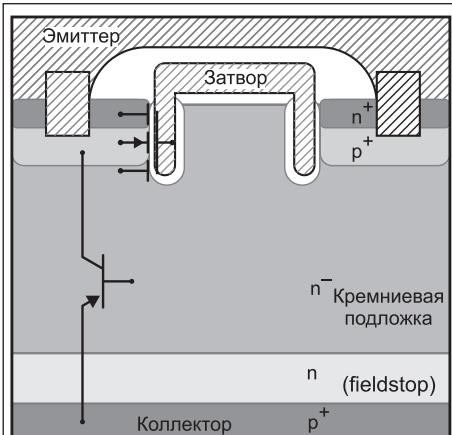


Рис. 3. Структура IGBT-транзистора по технологии trench gate field-stop

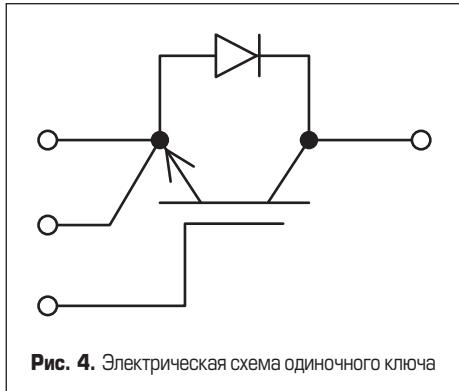


Рис. 4. Электрическая схема одиночного ключа



Рис. 5. Корпус одиночного ключа

поля в чипе становится более равномерным, что повышает напряжение пробоя. Слой field-stop также сокращает время рекомбинации зарядов, улучшая динамические характеристики.

Сменилось уже несколько поколений технологии trench stop, и существует несколько ее вариантов, оптимизированных под различающиеся требования разных применений IGBT-приборов.

Представленные в настоящей статье IGBT-модули серии V компании Fuji Electric и IGBT-модули производства StarPower Semiconductor также изготавливаются по технологии trench gate field-stop [2, 3].

О модулях компании Yangzhou Yangjie известно, что они также изготавливаются по trench-технологии.

IGBT-модули

Производители полупроводниковых приборов все чаще предлагают потребителям не отдельные транзисторы, а модули на их основе. IGBT-модули служат в основном в системах управления электрическими приводами.

Из всего многообразия выпускаемых компаниями Infineon, Fuji Electric и StarPower Semiconductor IGBT-модулей в статье представлены только те из них, которые можно заменить аналогичной продукцией Yangzhou Yangjie.

Компания Yangzhou Yangjie непрерывно расширяет ассортимент продукции, и в 2023 году запускает производство популярных модулей на 1700 В.

Одиночный ключ

У одиночного ключа самая простая электрическая схема, содержащая IGBT-транзистор и антипараллельный диод (рис. 4). IGBT-транзистор не может проводить ток в обратном направлении. Однако в мостовых схемах требуется прохождение тока именно в обратном направлении, поэтому в таком модуле IGBT-транзистор объединен с антипараллельным диодом.

В спецификациях приборов приводятся данные и на IGBT-транзистор, и на антипараллельный диод. Например, в специфика-

ции модуля Yangzhou Yangjie MG600U12TLC21, у которого $V_{CES} = 1200$ В, $I_C = 600$ А, указано, что для диода максимальное значение повторяющегося обратного напряжения, V_{RRM} , равно 1200 В, а максимальный непрерывный постоянный прямой ток, I_F , равен 600 А.

В таблице 1 представлено сравнение основных параметров взаимозаменяемых одиночных ключей [4–7], а на рис. 5 показан внешний вид их корпуса.

Ниже представлена краткая информация о приборах, указанных в таблице 1:

Infineon FZ600R12KE3/KE4 — IGBT-модуль по технологии trench gate field-stop. Основные особенности модуля отражены в его маркировке:

FZ — одиночный ключ;
600 — максимальный продолжительный ток, А;
R — проводимость при обратной полярности;
12 — максимальное напряжение 1200 В;
K — механический конструктив: модуль;
E — быстрый IGBT-чип с малым прямым падением напряжения;
3 или 4 — номер поколения технологии изготовления чипов — IGBT3 или IGBT4.

Применение: силовые конвертеры, электроприводы, системы бесперебойного энергоснабжения, ветрогенераторы.

Особенности: малые потери при переключении, низкие значения напряжения U_{CEsat} на переходе коллектор–эмиттер IGBT в открытом состоянии, U_{CEsat} с положительным температурным коэффициентом.

Fuji Electric 1MBI600V-120-50 — IGBT-модуль V-серии 6-го поколения.

Применение: инверторы для электропривода, усилители сервоприводов переменного и постоянного тока, источники бесперебойного питания, промышленные сварочные агрегаты.

Особенности: высокое быстродействие при переключении, управляемые напряжением, модульная конструкция с низкой индуктивностью.

StarPower Semiconductor GD600SGL120C2S — IGBT силовой модуль, который обеспечивает сверхнизкие потери на электропроводности диода и стойкость к КЗ.

Применение: инверторы, источники бесперебойного питания, электронные сварочные аппараты с частотой до 20 кГц.

Особенности: SPT (Soft-Punch-Through) + IGBT-технология с низким значением напряжения U_{CEsat} , устойчивость к КЗ в течение 10 мкс, U_{CEsat} с положительным температурным коэффициентом, корпус с низкой индуктивностью, быстрое и плавное обратное восстановление антипараллельного диода, изолированное медное основание, присоединенное по технологии DBC (direct bond copper).

Yangzhou Yangjie MG600U12TLC21 — IGBT-модуль.

Применение: инверторы для электропривода, усилители сервоприводов переменного и постоянного тока, источники бесперебойного питания, сварочные агрегаты с плавным переключением.

Особенности: trench-технология с низким значением напряжения U_{CEsat} , U_{CEsat} с положительным температурным коэффициентом, устойчивость к КЗ в течение 10 мкс, содержит антипараллельный диод со сверхбыстрым и плавным восстановлением, низкая индуктивность, максимально допустимая температура перехода +175 °C.

Два ключа (полумост)

Выпускаются также модули, в электрической схеме которых присутствуют два IGBT-транзистора (таких же, как в одиночном ключе), соединенных последовательно (рис. 6).

В таблице 2 представлено соответствие полумостов Yangzhou Yangjie изделиям компаний Infineon, Fuji Electric и StarPower Semiconductor [4–7]. Этот класс приборов собирают в корпусе 34 или 62 мм (рис. 7).

Таблица 1. Основные параметры взаимозаменяемых IGBT-модулей — одиночных ключей

Параметры/Наименование	Infineon FZ600R12KE3/KE4	Fuji Electric 1MBI600V-120-50	StarPower Semiconductor GD600SGL120C2S	Yangzhou Yangjie MG600U12TLC21
Максимально допустимое напряжение между коллектором и эмиттером, V_{CES} , В	1200	1200	1200	1200
Максимально допустимый постоянный ток коллектора, I_C , А	600	600	600	600
Максимально допустимая рассеиваемая мощность, P_{tot} , Вт	2800 (IGBT3) 3000 (IGBT4)	3000	3750	3488
Максимально допустимая температура кристалла, T_{vjmax} , °C	150 (IGBT3) 175 (IGBT4)	175	175	175
Корпус, мм	62	62	62	62

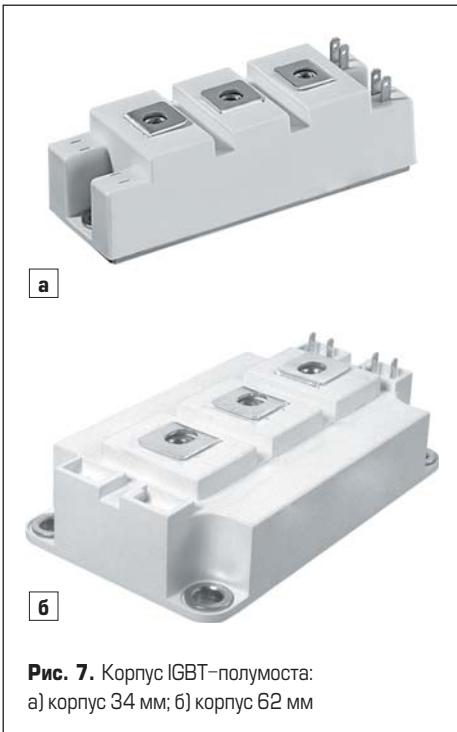
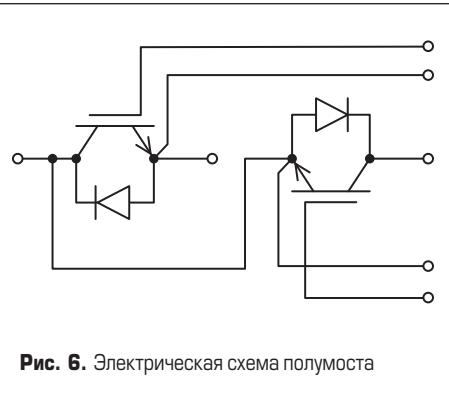


Таблица 2. Основные параметры взаимозаменяемых IGBT-модулей — полумостов

Корпус	Максимально допустимое напряжение между коллектором и эмиттером, V_{CES} , В	Максимально допустимый постоянный ток коллектора, I_C , А	Infineon	Fuji Electric	StarPower Semiconductor	Yangzhou Yangjie
34 мм	600	100		2MBI100VA-060-50	GD100HFT60C1S/ GD100HFY60C1S	MG100HF065TLC1
		150		2MBI150VA-060-50	GD150HFT60C1S/ GD150HFY60C1S	MG150HF065TLC1
		200		2MBI200VA-060-50	GD200HFT60C1S/ GD200HFY60C1S	MG200HF065TLC1
	1200	40			GD40HFU120C1S	MG40HF12LEC1
		50	FF50R12RT4	2MBI50VA-120-50	GD50HFU120C1S	MG50HF12LEC1
		75	FF75R12RT4	2MBI75VA-120-50	GD75HFU120C1S	MG75HF12LEC1
		100	FF100R12RT4	2MBI100VA-120-50	GD100HFU120C1S	MG100HF12LEC1
62 мм	1200	150	FF150R12KS4	2MBI150HH-120-50	GD150HFU120C2S	MG150HF12LEC2
		200	FF200R12KS4	2MBI200HH-120-50	GD200HFU120C2S	MG200HF12LEC2
		300	FF300R12KS4	2MBI300HH-120-50	GD300HFU120C2S	MG300HF12LEC2
		150	FF150R12KE3/ KT3/KT4		GD150HFL120C2S/ GD150HFT120C2S/ GD150HFY120C2S	MG150HF12TLC2
		200	FF200R12KE3/ KT3/KT4	2MBI200VH-120-50	GD200HFL120C2S/ GD200HFT120C2S/ GD200HFY120C2S	MG200HF12TLC2
		300	FF300R12KE3/ KT3/KT4	2MBI300VH-120-50	GD300HFL120C2S/ GD300HFT120C2S/ GD300HFY120C2S	MG300HF12TLC2
		450	FF450R12KT4	2MBI450VH-120-50	GD450HFL120C2S/ GD450HFT120C2S/ GD450HFY120C2S	MG450HF12TLC2

Интегрированный силовой модуль

Интегрированные силовые модули объединяют в одном корпусе несколько бескорпусных силовых приборов одного или разных классов. Приведенные в таблице 3 интегрированные IGBT-модули имеют в своем составе выпрямительный диодный мост, трехфазный IGBT-мост (инвертор), тормозной модуль (чоппер) и термистор с отрицательным температурным коэффициентом (рис. 8) [4–7]. Используя разные комбинации элементов этой электрической схемы, можно создать конфигурации инвертора, выпрямителя-

инвертора, чоппера, выпрямителя-чоппера, выпрямителя и просто одного термистора.

Внешний вид корпусов интегрированных силовых модулей изображен на рис. 9.

Заключение

В статье представлены некоторые продукты компании Yangzhou Yangjie Electronic Technology Co., и это лишь та часть ассортимента IGBT-модулей, которым найдены полные аналоги среди изделий компаний Infineon Technologies AG, Fuji Electric Co. и StarPower Semiconductor Co.

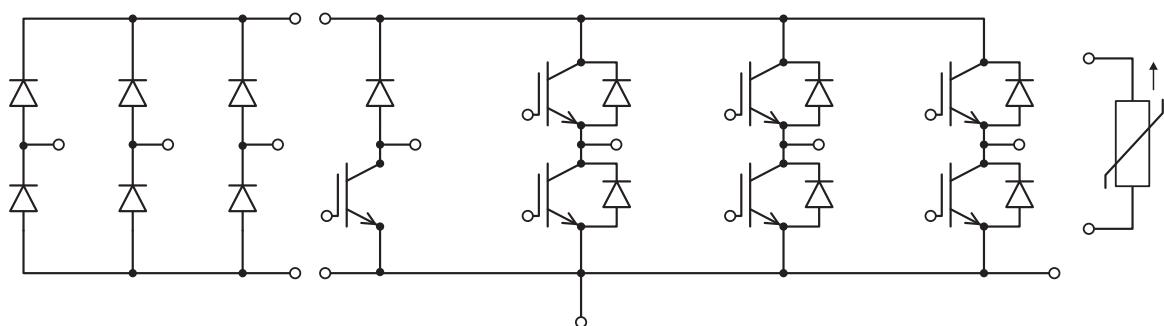
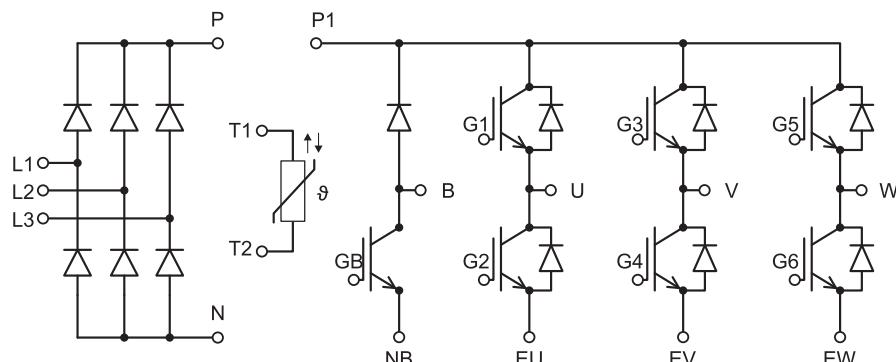


Рис. 8. Два вида схемы интегрированных силовых модулей, представленных в таблице 3

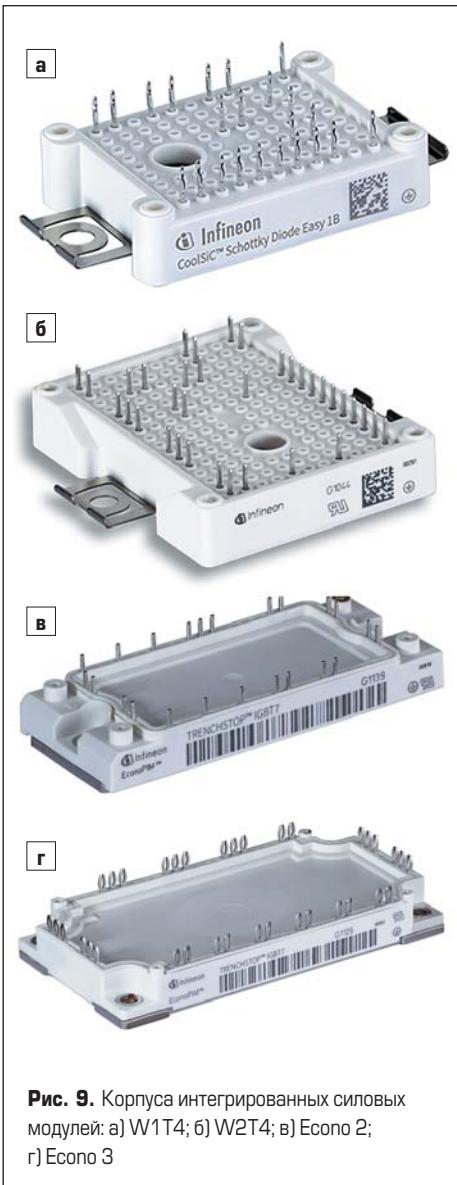


Рис. 9. Корпуса интегрированных силовых модулей: а) W1T4; б) W2T4; в) Econo 2; г) Econo 3

Предлагаемые Yangzhou Yangjie IGBT-модули вполне могут соответствовать запросам специалистов в области силовой электроники, которые на базе IGBT-модулей производят частотные преобразователи для электроприводов, бестрансформаторные конвертеры и инверторы, сварочное оборудование, регуляторы тока для мощных приводов.

Литература

- Силовые модули IGBT производства Infineon. Рассмотрение информации, приводимой в технических условиях. www.compel.ru/lib/95684
- High Speed V-Series of Fast Discrete IGBTs. www.fujielectric.com/company/tech/pdf/57-03/FER-57-3-091-2011.pdf#page=1
- Star Semiconductor Research Report: The proportion of new energy business has increased, and high-voltage and SiC products have accumulated momentum. www.min.news/en/economy/df3960a_d1795fddc2635e4784af8cf3c.html
- www.infineon.com/cms/en/
- www.fujielectric.com/
- www.powersemi.cc/
- www.21yangjie.com/eng/

Таблица 3. Основные параметры взаимозаменяемых интегрированных силовых IGBT-модулей

Корпус	Максимально допустимое напряжение между коллектором и эмиттером, V_{CES} , В	Максимально допустимый постоянный ток коллектора, I_C , А	Infineon	Fuji Electric	StarPower Semiconductor	Yangzhou Yangjie	
W1T4	1200	10	FP10R12W1T4	7MBR10VKC120-50	GD10PIL120L2S/ GD10PIK120L2S/ GD10PIT120L2S/ GD10PIY120L2S/ GD10PIX120L2S	MG10P12P2	
		15	FP15R12W1T4	7MBR15VKC120-50	GD15PIL120L2S/ GD15PIK120L2S/ GD15PIT120L2S/ GD15PIY120L2S/ GD15PIX120L2S	MG15P12P2	
W2T4	1200	10			GD10PIL120L3S/ GD10PIK120L3S/ GD10PIT120L3S/ GD10PIY120L3S/ GD10PIX120L3S	MG10P12P3	
		15	FP15R12W2T4	7MBR15VKD120-50	GD15PIL120L3S/ GD15PIK120L3S/ GD15PIT120L3S/ GD15PIY120L3S/ GD15PIX120L3S	MG15P12P3	
Econo 2	1200	25	FP25R12W2T4	7MBR25VKD120-50	GD25PIL120L3S/ GD25PIK120L3S/ GD25PIT120L3S/ GD25PIY120L3S/ GD25PIX120L3S	MG25P12P3	
		35	FP35R12W2T4	7MBR35VKD120-50	GD35PIL120L3S/ GD35PIK120L3S/ GD35PIT120L3S/ GD35PIY120L3S/ GD35PIX120L3S	MG35P12P3	
Econo 3	1200	10			GD10PIL120C5S/ GD10PIK120C5S/ GD10PIT120C5S/ GD10PIY120C5S/ GD10PIX120C5S	MG10P12E1	
		15			GD15PIL120C5S/ GD15PIK120C5S/ GD15PIT120C5S/ GD15PIY120C5S/ GD15PIX120C5S	MG15P12E1	
Econo 2	1200	25	FP25R12KT3/E3	7MBR25VA120-50	GD25PIL120C5S/ GD25PIK120C5S/ GD25PIT120C5S/ GD25PIY120C5S/ GD25PIX120C5S	MG25P12E1	
		40	FP40R12KT3/E3	7MBR35VA120-50	GD40PIL120C5S/ GD40PIK120C5S/ GD40PIT120C5S/ GD40PIY120C5S/ GD40PIX120C5S	MG40P12E1	
Econo 3	1200	50	FP50R12KT3/E3	7MBR50VB120-50	GD50PIL120C6S/ GD50PIK120C6S/ GD50PIT120C6S/ GD50PIY120C6S/ GD50PIX120C6S	MG50P12E2A	
		75	FP75R12KT3/E3	7MBR75VB120-50	GD75PIL120C6S/ GD75PIK120C6S/ GD75PIT120C6S/ GD75PIY120C6S/ GD75PIX120C6S	MG75P12E2A	
Econo 2	1200	25	FP25R12KT4	7MBR25VM120-50	GD25PIL120C5SN/ GD25PIT120C5SN/ GD25PIY120C5SN/ GD25PIX120C5SN	MG25P12E1A	
		35	FP35R12KT4	7MBR35VM120-50	GD35PIL120C5SN/ GD35PIT120C5SN/ GD35PIY120C5SN/ GD35PIX120C5SN	MG35P12E1A	
Econo 3	1200	50	FP50R12KT4	7MBR50VM120-50	GD50PIL120C5SN/ GD50PIT120C5SN/ GD50PIY120C5SN/ GD50PIX120C5SN	MG50P12E1A	
		50	FP50R12KT4G	7MBR50VN120-50	GD50PIL120C6SN/ GD50PIT120C6SN/ GD50PIY120C6SN/ GD50PIX120C6SN	MG50P12E2	
		75	FP75R12KT4	7MBR75VN120-50	GD75PIL120C6SN/ GD75PIT120C6SN/ GD75PIY120C6SN/ GD75PIX120C6SN	MG75P12E2	
		100	FP100R12KT4	7MBR100VN120-50	GD100PIL120C6SN/ GD100PIK120C6SN/ GD100PIT120C6SN/ GD100PIY120C6SN/ GD100PIX120C6SN	MG100P12E2	

Силовые тиристорные, диодные и IGBT-модули

компании Zenli Rectifier

В статье представлены некоторые тиристорные, диодные и IGBT-модули китайской компании Zenli Rectifier. По мнению автора статьи, рассмотренные компоненты могут успешно заменить аналогичную продукцию компаний мировых лидеров. Для удобства выбора в технической документации Zenli Rectifier для ряда компонентов указаны аналоги производства компаний Infineon, IXYS (ныне Littelfuse), SEMIKRON.

Леонид Чанов

Введение

Сегодня многим отечественным компаниям из-за сложности приобретения привычной компонентной базы приходится искать новых партнеров. Чаще всего эти поиски приводят к замене компонентов производства известных западных компаний на китайские аналоги. Уместна ли в данном контексте известная фраза: «За неимением гербовой пишем на простой»? В некоторых случаях да, в некоторых — нет.

Однако думается, для рассматриваемых в статье компонентов эта фраза не соответствует действительности. Тиристоры, диоды и IGBT вышли на «технологическую полку», и уже несколько лет их параметры сколь-либо существенно не улучшаются. Поэтому нет явных компаний-лидеров, чьи изделия выделяются техническими характеристиками. Основные усилия при их изготовлении направлены на улучшение качества компонентов за счет совершенствования технологии производства и тестирования, а в этом китайские компании не уступают западным.

Конечно, продукты компаний Infineon, IXYS (ныне Littelfuse), SEMIKRON являются своего рода иконами стиля, они задают промышленные стандарты — и китайские компании, в частности Zenli Rectifier, следуют данным стандартам и не скрывают этого. В каталоге силовых устройств Zenli Rectifier указаны

прямые аналоги тиристорных модулей, соответствующих продукции перечисленных выше компаний, что, впрочем, не означает их вторичность.

Далее мы рассмотрим некоторые силовые модули от китайской компании Zenli Rectifier и надеемся, что читатель убедится в нашей правоте. Компания специализируется на выпуске компонентов силовой электроники. Ее продукция используется в самых разных областях — от оборудования для электросварки до медицинской техники и электромобилей. Zenli Rectifier гарантирует качество и безопасность своей продукции, подтверждением чему служат 19 международных сертификатов.

Тиристорные модули

В специализированных журналах сегодня очень мало пишут о тиристорах, но это не означает, будто область их применения невелика. Им нет равных при коммутации мощных высоковольтных токоприемников с рабочими токами в несколько сотен ампер. Компания Zenli Rectifier производит тиристорные модули, состоящие из двух тиристоров, тиристорно-диодные модули и одиночные тиристоры.

На рис. 1 представлены электрические схемы тиристорных модулей серий МТС, МТА и МТК, а на рис. 2 — электрические схемы тиристорно-диодных модулей МFC (TD) и МFC (DT). Все мо-

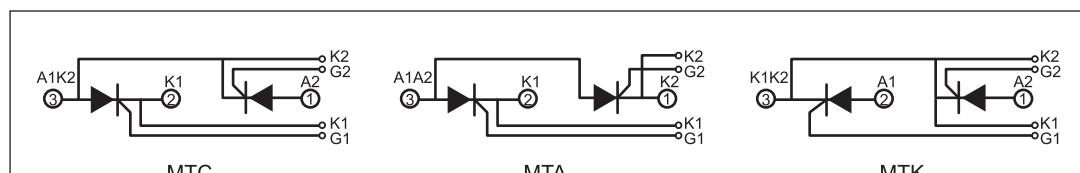


Рис. 1. Электрические схемы тиристорных модулей серий МТС, МТА и МТК

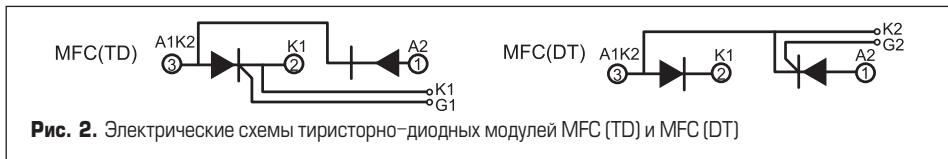


Рис. 2. Электрические схемы тиристорно-диодных модулей MFC (TD) и MFC (DT)

дули имеют аналоги в продукции компаний Infineon, IXYS, SEMIKRON и выпускаются в модификациях для воздушного или жидкостного охлаждения, максимальная температура $p-n$ -перехода достигает +125 °C. Можно выбрать не только рабочие напряжения и токи модуля, но и решение с быстрым тиристором или с быстрым диодом.

В документации компании приводятся рисунки корпусов и их чертежи с установочными размерами для всех изделий [1]. Приводить их все в рамках журнальной статьи не имеет смысла, но, чтобы читатель получил представление о продукции, на рис. 3 и 4 показаны фотографии корпусов модулей с рабочими токами 25–110, 800, 1000 А.

Повторяющееся обратное напряжение в зависимости от модификации модулей лежит в пределах 400–2600 В. Тиристоры и диоды изолированы от корпуса, электрическая прочность изоляции составляет 2500 В АС. Отметим еще достаточно высокую максимальную скорость нарастания обратного напряжения, до 1000 В/мкс. Остальные, наиболее важные, на наш взгляд, параметры, приведены в таблице 1. Более подробная информация

о каждом модуле доступна на сайте производителя [1].

Напомним, чем отличаются токи I_{TM} и I_{TCM} . При импульсном повторяющемся токе I_{TM} тиристор сохраняет управляемость. Ударный ток в открытом состоянии I_{TCM} представляет собой единичный, неповторяющийся импульс тока длительностью 8,3 мс, что соответствует длительности полуволны синусоиды частотой 60 Гц.

Помимо изолированных модулей, компания производит неизолированные тиристорные модули серии MTG, состоящие из трех тиристоров, соединенных по схеме с общим анодом (рис. 5). Эти модули аналогичны модулям компаний Mitsubishi и SanRex. Их повторяющееся обратное напряжение, в зависимости от модификации, находится в пределах 200–600 В. Максимальная скорость нарастания обратного напряжения, так же как и у изолированных модулей, составляет 1000 В/мкс. Другие важные параметры приведены в таблице 2.

Для того чтобы у читателей сложилось полное представление об этой группе продукции, приведем основные параметры одиночных ти-



Рис. 3. Корпус модуля с рабочими токами 25–110 А



Рис. 4. Корпус модуля с рабочими токами 800, 1000 А

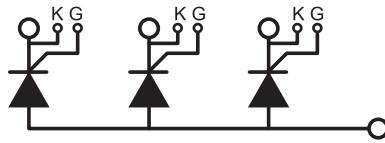


Рис. 5. Электрическая схема неизолированных тиристорных модулей серии MTG

Таблица 1. Некоторые основные параметры изолированных тиристорных и тиристорно-диодных модулей

Средний прямой ток $I_{T(AV)}$, А	Повторяющийся импульсный ток I_{TM} , А	Прямое падение напряжения V_{TM} , В	Пороговое напряжение управляющего электрода V_{GT} , В	Ток управляющего электрода I_{GT} , мА	Максимальная скорость нарастания тока в открытом состоянии dI/dt , А/мкс	Ударный ток в открытом состоянии, I_{TCM} , А	Тепловое сопротивление «переход-корпус» R_{JC} , °C/Вт
25	80	1,69	2,5	100	50	550	0,95
40	120	1,6	2,5	100	50	1000	0,65
55	170	1,5	2,5	100	50	1250	0,53
70	210	1,48	2,5	100	50	1600	0,41
90	270	1,54	2,5	100	100	2000	0,28
110	330	1,6	2,5	100	100	2400	0,25
130	410	1,66	2,5	150	100	3800	0,2
160	480	1,6	2,5	150	100	5400	0,17
200	600	1,6	2,5	180	100	7200	0,14
250	750	1,65	2,5	180	100	8500	0,12
300	900	1,6	2,5	180	100	9300	0,1
400	1200	1,44	2,5	200	100	14000	0,08
500	1500	1,44	3	200	100	16000	0,065
600*	1800	1,6	3	200	100	13000	0,073
800*	2400	1,65	3	200	100	16000	0,54
1000*	3000	1,65	3	200	100	20000	0,05

Примечание. *При жидкостном охлаждении.

Таблица 2. Некоторые основные параметры неизолированных тиристорных и тиристорно-диодных модулей

Средний прямой ток $I_{T(AV)}$, А	Повторяющийся импульсный ток I_{TM} , А	Прямое падение напряжения V_{TM} , В	Пороговое напряжение управляющего электрода V_{GT} , В	Ток управляющего электрода I_{GT} , мА	Максимальная скорость нарастания тока в открытом состоянии dI/dt , А/мкс	Ударный ток в открытом состоянии, I_{TCM} , А	Тепловое сопротивление «переход-корпус» R_{JC} , °C/Вт
80	240	1,35	2,5	100	100	2700	0,28
100	300	1,4	2,5	100	100	3400	0,25
130	450	1,4	2,5	100	100	5600	0,16
150	450	1,4	2,5	100	100	5600	0,16
200	600	1,39	2,5	100	100	7000	0,13
250	750	1,4	2,5	100	100	8000	0,1
300	900	1,45	2,5	100	100	9000	0,08

Таблица 3. Некоторые основные параметры изолированных одиночных тиристоров

Средний прямой ток $I_{T(AV)}$, А	Повторяющийся импульсный ток I_{TM} , А	Прямое падение напряжения V_{TM} , В	Пороговое напряжение управляющего электрода V_{GT} , В	Ток управляющего электрода I_{GT} , мА	Максимальная скорость нарастания тока в открытом состоянии dI/dt , А/мкс	Ударный ток в открытом состоянии, I_{TCM} , А	Тепловое сопротивление «переход-корпус» R_{JC} , °C/Вт
150	480	1,56	Не более 2,5	Не более 150	100	5400	0,17
200	600	1,38	Не более 2,5	Не более 150	100	7200	0,14
250	750	1,43	Не более 2,5	Не более 150	100	8500	0,12
300	900	1,35	Не более 2,5	Не более 150	100	9300	0,1
400	1050	1,5	Не более 2,5	Не более 150	100	11000	0,09
500	1200	1,45	Не более 3	Не более 150	100	14000	0,08
600	1350	1,5	Не более 2,5	Не более 150	100	16000	0,078
800	1500	1,45	Не более 3	Не более 150	100	18000	0,075

Таблица 4. Некоторые основные параметры модулей со сверхбыстрыми диодами и диодами Шоттки

Наименование сборки	Длительный прямой средний ток $IF(AV)$, А		Среднеквадратичный ток I_{FRM} , А	Ударный ток в открытом состоянии, I_{TCM} , А	Обратный ток I_R , мкА	Время обратного восстановления T_{RR} , с
	Сборки	Отдельного диода в сборке				
MURP200	200	100	200	800	100, 150	50, 75, 90
MURP300	300	150	300	1200	100, 150	50, 75, 90
MURP400	400	200	400	1600	100, 150	50, 75, 90
MURP600	600	300	600	2400	100, 150	75, 90, 95
MBRP300	300	150	300	2500	800	Не применимо
MBRP400	400	200	400	2500	6000	Не применимо

тиристоров. Их повторяющееся обратное напряжение, так же как и у тиристорных модулей, составляет 400–2600 В в зависимости от модификации. Схожи и некоторые другие параметры: электрическая прочность изоляции равна 2500 В AC, а максимальная скорость нарастания обратного напряжения — 1000 В/мкс. Остальные параметры одиночных тиристоров представлены в таблице 3.

Диодные модули

Компания производит модули со сверхбыстрыми диодами и диодами Шоттки, а также модули и одиночные выпрямительные диоды. Электрические схемы модулей сверхбыстрых диодов серии MURP и диодов Шоттки серии MBRP показаны на рис. 6. Диоды Шоттки вы-

пускаются на максимальное обратное напряжение 45 и 100 В, а сверхбыстрые диоды — на 200, 400 и 600 В. Подобное разделение вполне объяснимо, с повышением номинального обратного напряжения увеличиваются сложности производства диодов Шоттки, поэтому на сегодня предельным максимальным обратным напряжением для них является 200 В.

Диоды Шоттки используются в низковольтных преобразователях с рабочей частотой выше 100 кГц, а сверхбыстрые диоды предназначены для преобразователей с частотой несколько десятков килогерц и входным напряжением нескольких сотен вольт. Оба типа диодов применяются для уменьшения потерь, связанных с восстановлением обратного сопротивления диодов. Их основные параметры приведены в таблице 4.

Все серии быстродействующих диодов MURP имеют модификации с максимальным обратным напряжением 200, 400 и 600 В. Прямое падение напряжения на диодах этой серии при максимальном прямом токе варьируется в пределах 0,95–1,35 В. Прямое падение напряжения на диодах Шоттки меньше — в пределах 0,69–0,83 В.

Мы не будем дублировать документацию производителей и загромождать статью техническими сведениями, поэтому не будем приводить данные об одиночных выпрямительных диодах, а ограничимся диодными выпрямительными

модулями. Параметры их диодов примерно такие же, как и у диодов, входящих в состав модулей. На рис. 7 приведены электрические схемы выпрямительных диодных модулей с указанием серии модулей. Кроме неуправляемых одно- и трехфазных модулей, в линейке компании есть управляемые одно- и трехфазные выпрямительные модули (рис. 8).

Все перечисленные выпрямительные модули изолированы, электрическая прочность изоляции составляет 2500 В. В таблице 5 даны основные параметры трехфазных выпрямительных модулей. Параметры остальных выпрямительных модулей имеют примерно такое же значение. Отметим, что в управляемых выпрямительных модулях допустимое

MURP / MBRP



Рис. 6. Электрические схемы модулей сверхбыстрых диодов серии MURP и диодов Шоттки серии MBRP

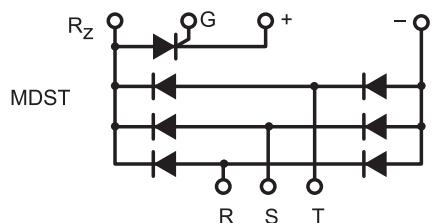


Рис. 8. Электрическая схема управляемого трехфазного выпрямительного модуля

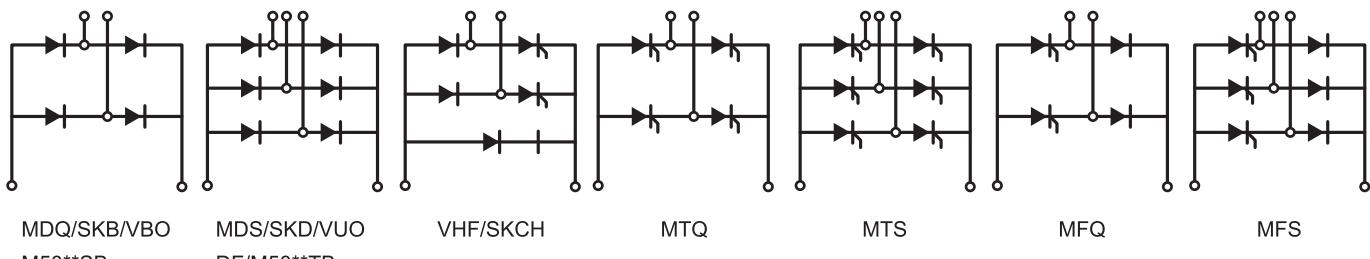


Рис. 7. Электрические схемы выпрямительных диодных модулей

Таблица 5. Некоторые основные параметры изолированных трехфазных выпрямительных модулей

Выпрямленный ток I_d , А	Пиковый ток диода I_{FMP} , А	Прямое падение напряжения на диоде V_{FMP} , В	Средний/среднеквадратичный ток диода I_{FRPM}/I_{FRMS} , А	Ударный ток в открытом состоянии I_{FMS} , А	Тепловое сопротивление «переход-корпус» R_{JC} , °C/Вт
20	20	1,48	8	250	0,62
30	30	1,49	10	400	0,6
50	50	1,5	15	500	0,58
60	60	1,55	20	750	0,55
75/80	80	1,47	25	1000	0,32
100	100	1,53	35	1500	0,24
150	150	1,5	50	2500	0,15
200	200	1,47	75	2500	0,15
250	250	1,47	100	2750	0,14
300	300	1,48	125	2900	0,14
400	400	1,45	150	2950	0,13
500	500	1,49	200	3150	0,12
600	600	1,49	250	3500	0,10
800	800	1,5	480	5800	0,09
1000	1000	1,5	640	6300	0,08

Таблица 6. Некоторые основные параметры полумостовых IGBT-модулей

Наименование модуля	Ток коллектора I_C , А		Нормируемое напряжение коллектор-эмиттер V_{CE} , В	Напряжение насыщения коллектор-эмиттер $V_{CE(SAT)}$, В	Энергия коммутации ($E_{ON} + E_{OFF}$), мДж	Тепловое сопротивление «переход-корпус» R_{JC} , °C/Вт
	При +25 °C	При +80 °C				
ZG50HFL60C1S	75	50	600	1,6	1,5	0,44
ZG75HFL60C1S	100	75	600	1,6	3,1	0,35
ZG100HFL60C1S	130	100	600	1,6	3,9	0,28
ZG150HFL60C1S	180	150	600	1,7	6,9	0,21
ZG200HFL60C1S	230	200	600	1,6	10,9	0,17
ZG50HFL120C1S	115	50	1200	1,8	12,6	0,27
ZG75HFL120C1S	170	75	1200	1,8	16,5	0,18
ZG100HFL120C1S	200	100	1200	1,8	22	0,16
ZG100HFL120C2S	300	150	1200	1,8	35	0,16
ZG150HFL120C2S	300	150	1200	1,8	35	0,1
ZG200HFL120C2S	420	200	1200	1,8	45	0,08
ZG300HFL120C2S	625	300	1200	1,9	71	0,05
ZG400HFL120C2S	650	400	1200	1,8	130	0,044

обратное напряжение варьируется в пределах 400–2600 В в отличие от одно- и трехфазных модулей, в которых этот параметр находится в диапазоне 600–2000 В.

IGBT-модули

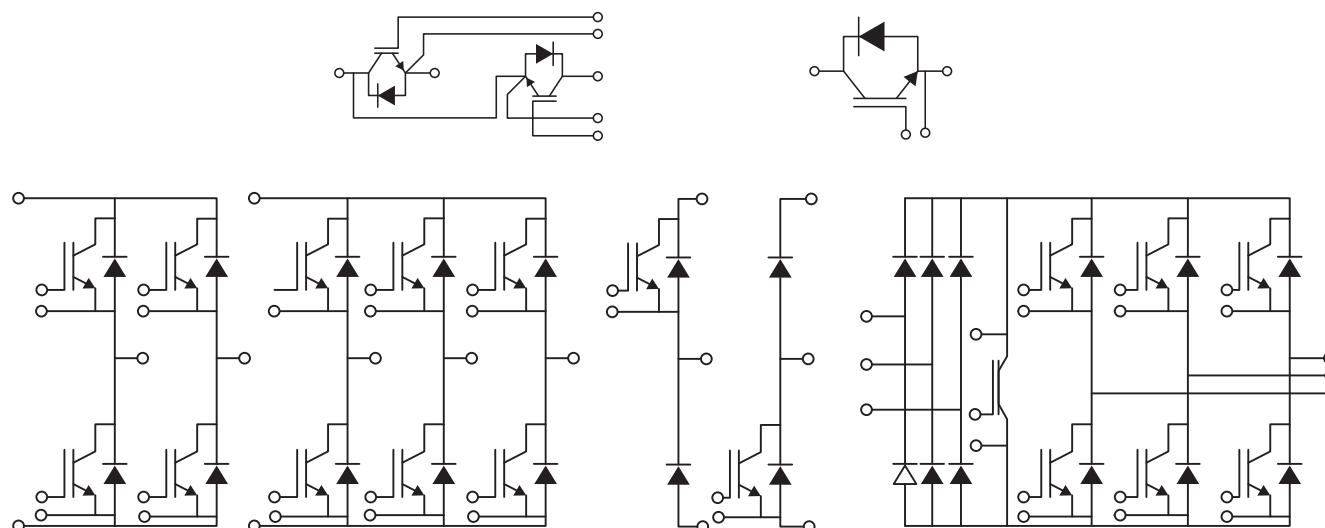
Компания Zenli Rectifier производит IGBT-модули самых разных конфигура-

ций: одиночные транзисторы, полумостовые модули, одно- и трехфазные мостовые модули, чопперы, трехфазные модули со встроенным трехфазным диодным выпрямительным мостом и тормозным транзистором. Все модули выдерживают ток краткого замыкания в течение 10 мкс — опция, недостижимая для силовых ключей MOSFET. Для полумостовых модулей ука-

заны прямые аналоги компаний Infineon и SEMIKRON. Все электрические схемы модулей представлены на рис. 9. В таблице 6 приведены основные параметры полумостовых модулей.

Литература

1. www.chinazenli.com

**Рис. 9.** Электрические схемы IGBT-модулей производства компании Zenli Rectifier

Модули SiC LinPak второго поколения:

улучшенные динамические характеристики и надежность

Каждый день, просыпаясь и включая свет, кофеварку или электрическую плиту, чтобы приготовить завтрак, мы ожидаем, что все наши электродвигатели, нагреватели и осветительные приборы будут работать идеально. По всему миру уже используются миллиарды таких устройств, которые должны работать по щелчу выключателя, и каждый день появляется еще больше приборов, требующих 100% надежного питания. Их настолько много, что за последние два десятилетия спрос на электроэнергию удвоился, а в ближайшие 20 лет он, скорее всего станет еще в два раза больше.

**Вергiliй Ботан
(Virgiliu Botan)**

**Славо Кичин
(Slavo Kicin)**

**Перевод:
Иван Сергеев**

Введение

С одной стороны, производство электроэнергии необходимо увеличивать для обеспечения растущего спроса. Желательно, чтобы это происходило за счет источников, которые не наносят вреда окружающей среде, таких как ветряная и солнечная энергетика, гидроэнергетика и подобные технологии производства возобновляемой энергии. С другой стороны, ее поставка потребителям должна осуществляться надежно и без потерь. В цепочке, состоящей из производства энергии и ее преобразования в электротехнику, а затем в тепло, свет или механическое движение, ключевую роль в повышении эффективности играют силовые полупроводниковые приборы.

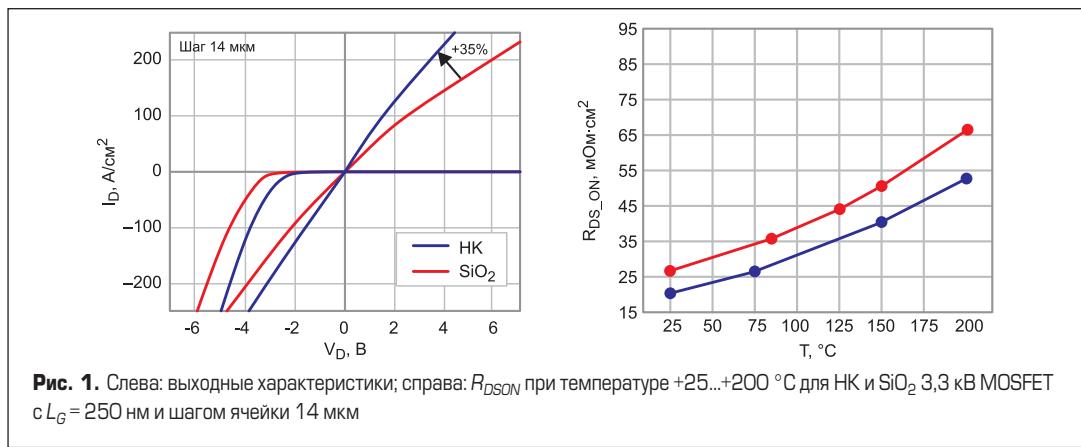
Для того чтобы повысить КПД и снизить общее воздействие энергетических систем на окружающую среду, от силовых модулей требуется максимальная мощность при минимальных потерях. Для решения этой задачи полупроводниковые чипы должны устанавливаться в корпуса, обеспечивающие высокую плотность тока за счет снижения теплового сопро-

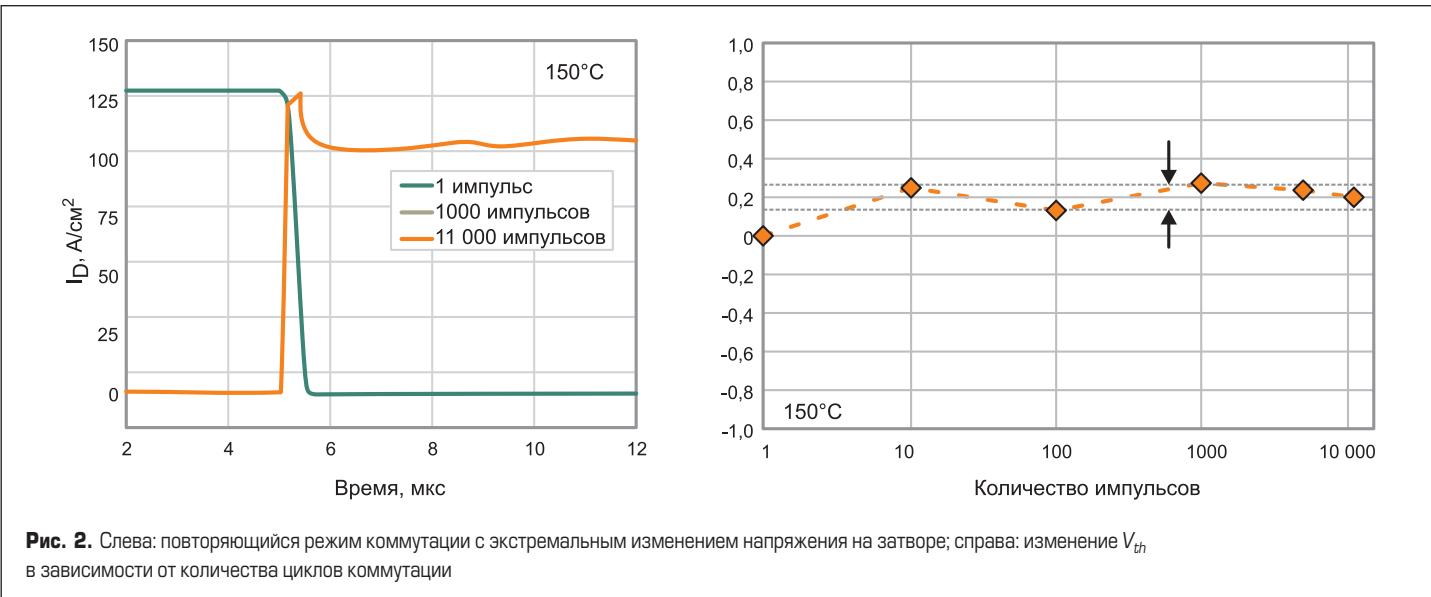
тивления при одновременном увеличении ожидаемого срока службы.

Конструктив LinPak зарекомендовал себя как промышленный стандарт в различных областях применения, включая тяговые приводы, преобразователи ветроэнергетических станций, системы хранения энергии, фотоэлектрические конвертеры, моторные приводы, твердотельные трансформаторы и т. д. Повышение эффективности этого модуля достигается благодаря использованию новых полупроводниковых материалов, таких как SiC. Карбид кремния обладает рядом неоспоримо лучших характеристик по сравнению с кремнием (Si), в частности более высокой напряженностью электрического поля и теплопроводностью. В статье рассматривается процесс проектирования прибора и способы его оптимизации для повышения производительности в конкретных приложениях.

SiC с диэлектриком High-K

Уникальные свойства карбида кремния делают модули SiC MOSFET более компактными, при этом





потери переключения у них составляют лишь небольшую долю от общего значения, и они гораздо меньше, чем у аналогичных Si IGBT [7]. Однако карбидокремниевые ключи имеют ряд проблем, главные из которых — стоимость и надежность. Например, диэлектрик затвора, особенно на границе раздела с полупроводником, очень подвержен деградации. В некоторых публикациях [1–6] показано, что перспективным представляется использование диэлектрика с высокой диэлектрической постоянной, которая в англоязычной литературе обозначается символом κ (каппа), или просто k . В полупроводниковой технологии такой диэлектрик, называемый High-K, или HK, — это материал, диэлектрическая постоянная которого выше, чем у обычного диоксида кремния ($\epsilon = 3,9$) или оксинитрида кремния ($\epsilon < 6$).

С одной стороны, из-за более высокой диэлектрической проницаемости и, следовательно, более высокой диэлектрической емкости ($C_D = \epsilon_D / t_D$) структуры HK MOSFET имеют меньшее сопротивление канала R_{DSon} по сравнению с ключами с затворным диэлек-

триком SiO_2 (рис. 1). С другой стороны, что еще более важно, это уменьшает плотность так называемых интерфейсных ловушек (D_{it}), в результате чего существенно повышается стабильность порогового напряжения V_{th} даже после десятков тысяч циклов коммутации V_{GS} от +15 до -15 В (рис. 2). Это гарантирует постоянство динамических характеристик даже в тех случаях, когда полупроводник во время работы подвергается опасным всплескам напряжения на затворе. Дальнейшая оптимизация свойств прибора достигается за счет увеличения ширины канала и уменьшения шага ячеек, что снижает сопротивление канала R_{DSon} , а также потери переключения.

Оптимизация дизайна модуля

Большая плотность дефектов SiC-структур — одна из основных причин высокой стоимости карбидокремниевых транзисторов. Этот фактор также ограничивает размеры SiC-чипов, которые обычно не превышают 5×5 мм, чтобы сохранить приемле-

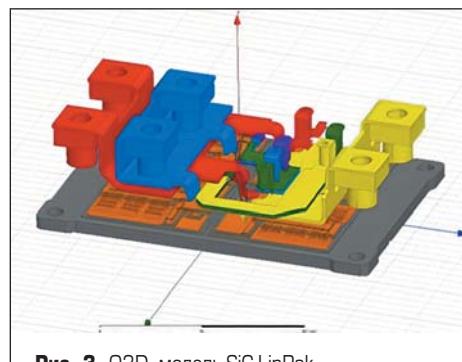


Рис. 3. Q3D-модель SiC LinPak, используемая для определения паразитных элементов конструкции

мую цену. Еще одна проблема заключается в том, что для получения сравнимого с Si IGBT номинального тока в модуле LinPak необходимо включать в параллель множество кристаллов SiC MOSFET (до 40 шт.). Параллельная работа нескольких сверхбыстрых SiC-MOSFET в свою очередь создает

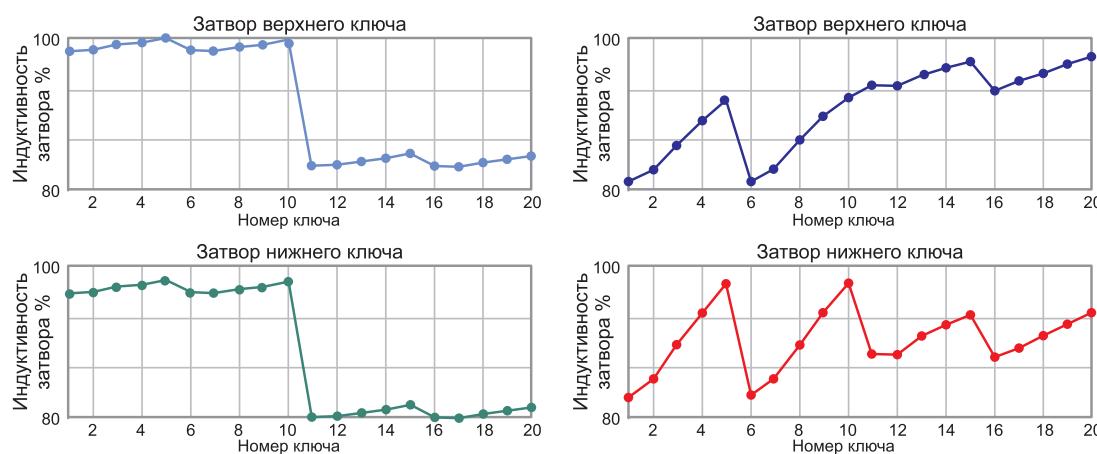


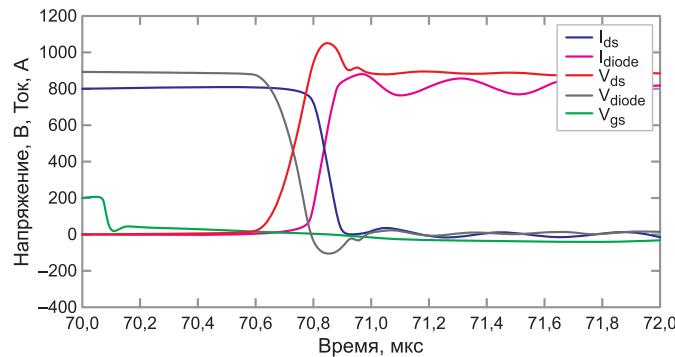
Рис. 4. Улучшение баланса индуктивностей затвора, достигнутое в процессе оптимизации: а) индуктивность затвора L_G определялась для предыдущей версии SiC LinPak (ключ верхнего и нижнего плеча). Она хорошо сбалансирована для ключей 1–10, расположенных на подложке 1, и ключей 11–20, расположенных на подложке 2. Максимальная разница L_G между чипами на одной подложке составляет около 2%. Однако разброс индуктивностей затвора между MOSFET на разных подложках достигает почти 20%; б) определена величина L_G для улучшенной топологии. Максимальная разница этого параметра между любыми двумя параллельными MOSFET теперь составляет менее 5%

сложности для проектирования с точки зрения электромагнитных характеристик. Чтобы гарантировать низкие потери переключения и надежную работу модуля, необходимо обеспечить быструю коммутацию без возникновения опасных осцилляций и сбалансирован-

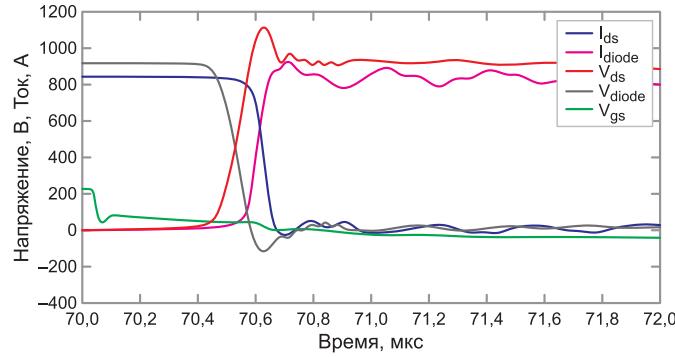
ное распределение статических и динамических токов между параллельными чипами.

В 2018 году компания Hitachi Energy Semiconductors (ранее — ABB) представила мощные карбидокремниевые модули с напряжением 1,7 и 3,3 кВ, разработанные на плат-

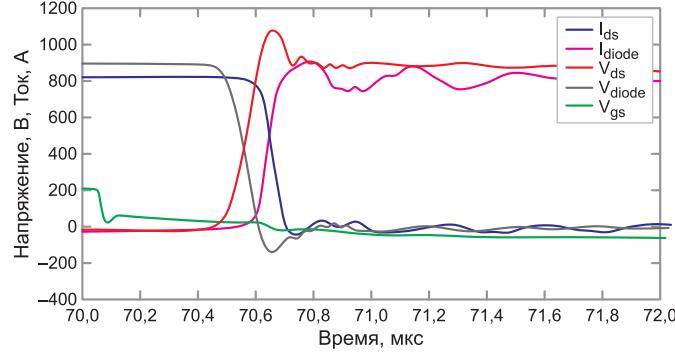
форме LV LinPak. В их конструкции использована инновационная многоуровневая концепция, обеспечивающая гибкую трассировку силовых и сигнальных цепей. Модули LinPak продемонстрировали быструю и надежную коммутацию до 40 SiC MOSFET-кристаллов,

Turn-off (R_{g_ext}) = 1,5 Ом

Концепция 1 (версия 1)



Концепция 1 (версия 2)



Концепция 2 (версия 1)

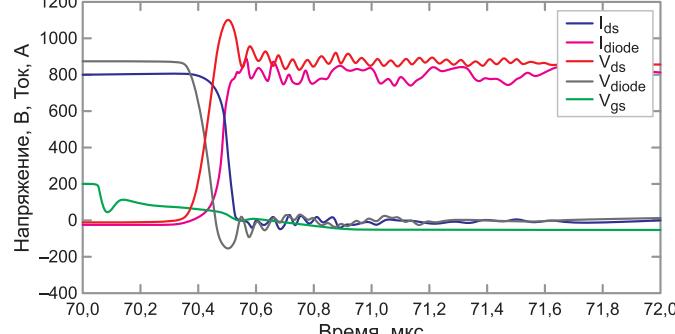
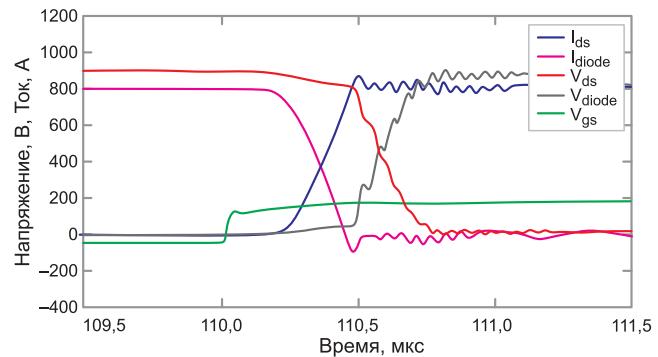
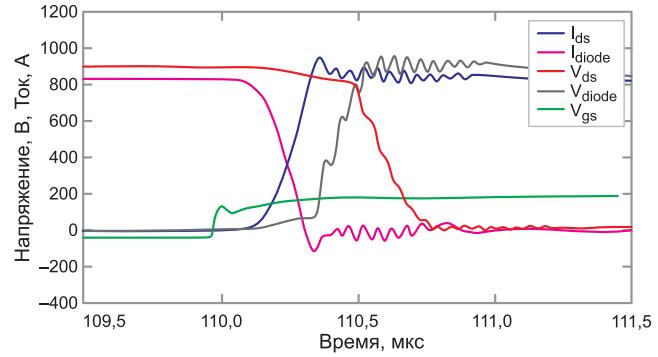
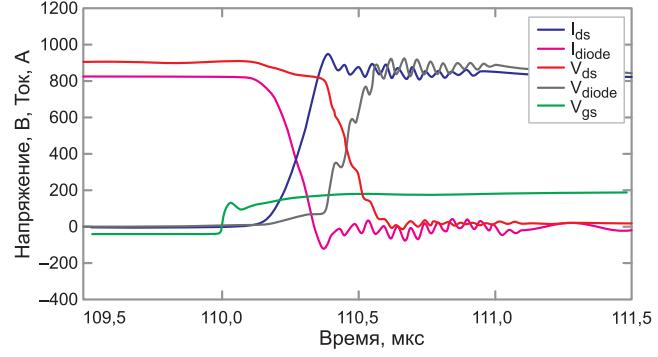
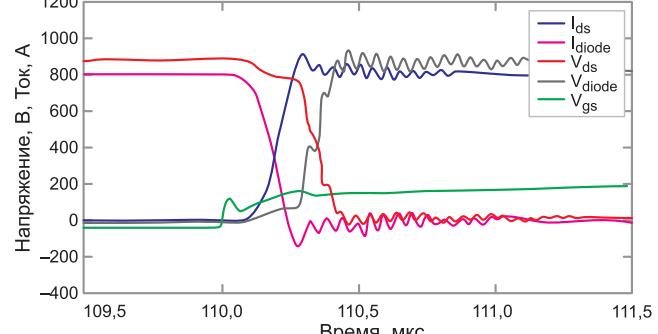
Turn-off (R_{g_ext}) = 1,5 Ом $E_{on} = 161,22 \text{ мДж}$ $E_{off} = 98,47 \text{ мДж}$  $E_{on} = 126,48 \text{ мДж}$ $E_{off} = 75,21 \text{ мДж}$  $E_{on} = 133,7 \text{ мДж}$ $E_{off} = 80,56 \text{ мДж}$ 

Рис. 5. Эпюры токов и напряжений при коммутации четырех анализируемых конструкций

включенных параллельно в рамках одного ключа. Испытания, проведенные с помощью оптимизированной тестовой установки, показали, что потери переключения LinPak близки к потерям дискретных устройств [7].

В течение нескольких лет Hitachi Energy Semiconductors собирала отзывы потребителей и использовала их для дальнейшего совершенствования конструкции модуля. В результате было разработано новое, второе поколение SiC LinPak, имеющее два основных отличия:

- повышенная производительность модуля, уменьшенные потери переключения;
- упрощенная конструкция по сравнению с дизайном первого поколения для улучшения технологичности производства.

Внутренние резисторы затвора R_{Gint} модулей SiC LinPak первого поколения (размещенные на DCB-подложке) использовались для предотвращения осцилляций в цепи затвора при любых условиях эксплуатации. Хотя эти резисторы повышают надежность коммутации, они в то же время ограничивают минимально достижимый уровень динамических потерь. Для улучшения этого показателя конструкция модуля была усовершенствована. Прежде всего, анализировались основные причины возникновения паразитных осцилляций, что дало возможность найти средства решения проблемы. Оптимизация позволила свести к минимуму необходимость использования R_{Gint} и снизить общую сложность конструкции. Процесс доработки, состоящий из нескольких циклов итерации, включал следующие шаги:

- Определение и минимизация распределенных индуктивностей L_s с помощью программы Ansys Q3D Extractor (рис. 3). Цель состояла в получении сбалансированных паразитных индуктивностей, индуктивностей затвора и отрицательных связей затворов параллельных MOSFET. Улучшение характеристик, достигнутое за счет оптимизации конструкции, показано на рис. 4.
- Полученные значения паразитных элементов использовались для оценки динамических характеристик модуля с использованием ПО SIMetrix. Чтобы обеспечить высокую скорость коммутации без возникновения критических осцилляций, а также добиться сбалансированного распределения статических и динамических токов между чипами в реальном модуле, было проведено моделирование двухимпульсного теста модуля SiC LinPak, содержащего 20 и 40 MOSFET-кристаллов на ключ. В процессе анализа контролировалось напряжение и ток стока, а также сигналы управления каждого чипа, входящего в верхнее и нижнее плечо полумоста.

Вновь разработанная SPICE-модель с несколькими регулируемыми параметрами позволила изучить влияние отклонений (допусков) параметров MOSFET на динамические характеристики модуля.

Для сборки и тестирования модуля SiC LinPak 1,7 кВ использовалось четыре варианта разработанной и оптимизированной конструкции, продемонстрировавшие наилучший баланс паразитных индуктивностей (в силовых и сигнальных цепях), взаимных связей затворов, а также

коммутацию без возникновения критических осцилляций. В прототипах были установлены такие же кристаллы SiC MOSFET, что и в предыдущем поколении модулей. Анализ переходных процессов и измерение потерь переключения проводились с помощью двухимпульсного теста с использованием испытательного стенда, оптимизированного с учетом высокой скорости переключения SiC LinPak.

На рис. 5 показаны эпюры включения и выключения, полученные для четырех протестированных конструкций модулей с использованием внешнего резистора затвора 1,5 Ом. На рисунке также указаны потери переключения E_{on}/E_{off} .

На рис. 6 приведено сравнение динамических потерь, измеренных при +150 °C без внешнего сопротивления R_{Gext} . Во всех четырех случаях благодаря улучшенной конструкции требовалось меньшее количество внутренних (устанавливаемых на подложке) резисторов затвора $R_{G,int}$ или они вообще отсутствовали, поэтому потери переключения ниже, чем у SiC LinPak первого поколения. В одном случае их величина даже сопоставима с показателем E_{sw} дискретного SiC MOSFET.

Моделирование выходных параметров

Для оценки новой конструкции SiC LinPak было проведено несколько циклов моделирования с учетом применения этого силово-

Таблица. Условия моделирования

Топология	Двухуровневый VSI
Частота выходного сигнала F_{out}	10 Гц
Частота коммутации F_{sw}	2 кГц
Способ управления	Введение третьей гармоники
Фазный ток	$I_{ph} f(F_{sw}) @ T_{vmax}$ или 600 А
Коэффициент мощности PF	1,0
Напряжение DC-шины	1180 В
Линейное напряжение LL	690 В (rms)
Температура окружающей среды	+45 °C
R_{th} системы охлаждения	11 К/кВт

го ключа в ветроэнергетической установке. Два модуля (20 MOSFET-чипов на ключ 5SFG 0900X170100, 40 MOSFET-чипов на ключ 5SFG 1800X170100) сравнивались с существующим Si IGBT LinPak (5SNG 1000X170300). Условия моделирования показаны в таблице.

Значительное снижение потерь переключения модуля 900 А SiC демонстрирует практически плоская кривая зависимости выходного тока от частоты (рис. 7). Также видно, что, когда большое количество чипов MOSFET включено в параллель (например, 40 шт./ключ), скорость коммутации должна быть снижена, что влияет на уровень динамических потерь. Даже в этом случае модуль SiC на 1800 А имеет меньшую зависимость выходного тока от частоты, то есть при заданной нагрузке, например 800 А, модуль LinPak с кристаллами SiC

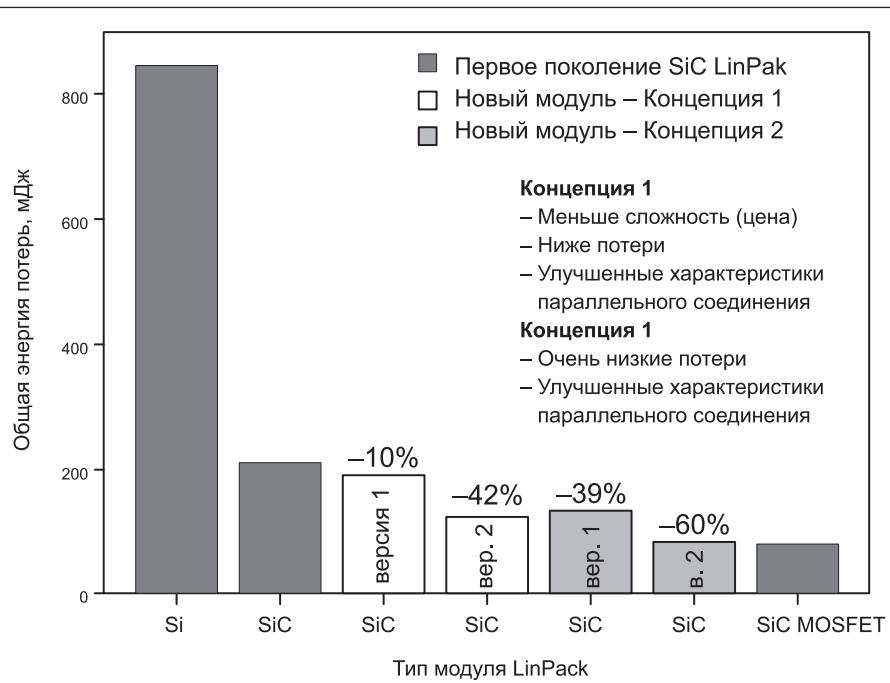


Рис. 6. Сравнение общих потерь переключения, определенных при +150 °C при внешнем резисторе затвора 0 Ом ($V_{DS} = 900$ В, $I_D = 840$ А)

Слева направо:

- Потери модуля Si IGBT
- Первое поколение SiC LinPak
- Концепция 1 (версия 1)
- Концепция 1 (версия 2)
- Концепция 2 (версия 1)
- Концепция 2 (версия 2)

Цифры над столбиками указывают на снижение потерь переключения по сравнению с предыдущей версией SiC LinPak.

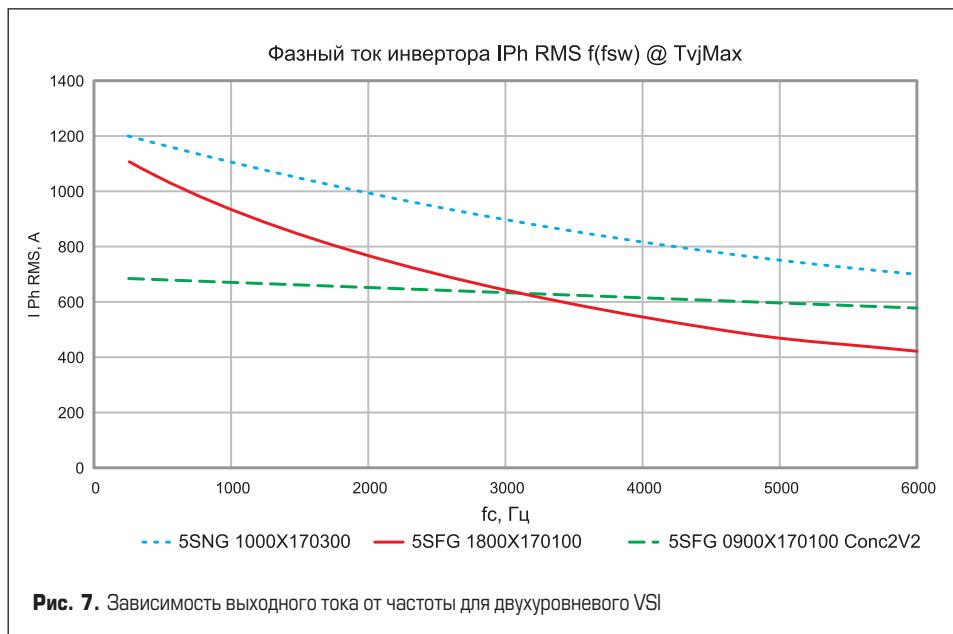


Рис. 7. Зависимость выходного тока от частоты для двухуровневого VSI

MOSFET может коммутироваться в два раза быстрее, чем аналогичный Si IGBT. Это является очевидным преимуществом с точки зрения требований к фильтрации выходного сигнала.

Одной из основных проблем ветроэнергетических систем является низкая частота основного сигнала (порядка 10 Гц), поскольку в зависимости от нагрузки это создает пульсацию температуры IGBT-чипов, достигающую 20–40 К. Расчеты для непрерывной работы с предельной нагрузкой показывают, что в течение срока службы преобразователя он может испытывать более 10 млрд таких циклов. При использовании тельного диода для работы в третьем квадранте SiC MOSFET имеет одинаковую активную площадь полупроводника для обоих направлений тока, что снижает пульсации температуры по сравнению с классическим случаем применения внешнего антипараллельного диода (FWD) IGBT. Это существенно влияет на ресурс силовых модулей.

С 2018 года Hitachi Energy Semiconductors предлагает инженерные образцы модулей SiC LinPak. В последнее время была проделана большая работа по увеличению производительности и надежности SiC MOSFET, а также конструкция LinPak, который должен соответствовать новым, улучшенным чипам. Использование диэлектрика HK в затворе MOSFET улучшает ключевую характеристику R_{DSon} и значительно повышает надежность изоляции затвора в условиях больших перепадов напряжения.

Электромагнитное моделирование и проверка электрических характеристик позволили оптимизировать конструктив LinPak для достижения оптимального компромисса между динамическими потерями, технологичностью и надежностью. На последнем этапе разработки было проведено моделирование нового прибора в составе двухуровневого преобразователя ветроэнергетической установки и последующее сравнение результатов

со стандартным IGBT/FWD. Проведенные исследования подтвердили, что применение SiC LinPak способно повысить производительность и надежность широкого спектра современных приложений, таких как конвертеры для ветряных и солнечных энергетических систем, тяговые приводы, твердотельные трансформаторы и многое другое.

Литература

- Wirths S. et al. Vertical 1.2kV SiC Power MOSFETs with High-k Metal Gate Stack. 31st International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD). Shanghai, China, 2019.
- Wirths S. et al. Vertical Power SiC MOSFETs with High-k Gate Dielectrics and Superior Threshold Voltage Stability. 32nd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD). Vienna, Austria, 2020.
- Wirths S. et al. Threshold Voltage Stability Study on Power SiC MOSFETs Using High-k Dielectrics. PCIM Europe digital days 2020. International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management. Germany, 2020.
- Knoll L. et al. Robust 3.3kV silicon carbide MOSFETs with surge and short circuit capability. 29th International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's (ISPSD). Sapporo, Japan, 2017.
- Wirths S. et al. Study of 1.2kV High-k SiC Power MOSFETs Under Harsh Repetitive Switching Conditions. 33rd International Symposium on Power Semiconductor Device and ICs (ISPSD), 2021.
- Romano G. et al. A Comprehensive Study of Short-Circuit Ruggedness of Silicon Carbide Power MOSFETs// IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. 2016. Vol. 4. No. 3.
- Kicin S. et al. Ultra-Fast Switching 3.3kV SiC High-Power Module. PCIM Europe digital days 2020. International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management. Germany, 2020.

Электролитические конденсаторы для силовой электроники от CapXon



Параметрические данные для сравнения:

Параметр	RU-серия	RH-серия	B43704/B43724 (TDK /Epcos)
Напряжение, В	200–500	16–450	350–550
Доступные емкости, мкФ	1000–33000	220–47000	820–22000
Рабочий температурный диапазон, °С	−40...+85	−40...+105	−40...+85
Срок службы при +85/+105°C, V_{ном}, I_{ном}, ч	12000	8000	12000
tan δ	20	15	20

Компания CapXon представила новые модели в сериях электролитических конденсаторов RU и RH, призванных конкурировать с High Ripple Current (высокий ток пульсаций) моделями TDK/Epcos. Области применения конденсаторов:

- силовая электроника;
- частотные преобразователи;
- солнечная и иная электроэнергетика;
- профессиональные источники питания.

www.macrogroup.ru

Адаптивный токовый драйвер SiC MOSFET

С двойным импульсом тока затвора

В статье представлена конструкция и принцип работы инновационного токового драйвера с адаптивными функциями, предназначенного для управления карбидокремниевыми транзисторами. Цель разработки состояла в улучшении контролируемости параметров di/dt и dv/dt по сравнению с обычными схемами управления затвором, выполненными по схеме пушпульного источника напряжения. Предлагаемый драйвер способен обеспечивать подачу двойного импульса тока затвора. Это достигается за счет использования мостовой схемы с индукторами, аккумулирующими энергию, а также дополнительного ключа для генерации вторичного импульса. Ток затвора регулируется с помощью алгоритма управления ключами драйвера. Эффективность предлагаемого устройства проверена путем моделирования и испытаний. Эксперименты подтвердили принцип работы драйвера, а моделирование показало его способность контролировать время задержки включения/выключения, а также скорость коммутации di/dt и dv/dt .

**Гард Люнг Редал
(Gard Lyng Rødal)**

**Димостенис Пефтицис
(Dimosthenis Peftitsis)**

**Автор-корреспондент:
Гард Люнг Редал
(Gard Lyng Rødal)**

gard.l.rodal@ntnu.no

Перевод:
Евгений Карташев

Введение

По сравнению с кремниевыми аналогами SiC MOSFET-транзисторы обладают рядом преимуществ в высоковольтных мощных приложениях благодаря расширенному температурному диапазону, повышенной блокирующей способности, низким динамическим потерям и большой скорости переключения. Современные тенденции силовой электроники требуют снижения времени нарастания/спада тока при коммутации силовых ключей для уменьшения потерь в режиме жесткого переключения.

Стандартные драйверы — источники напряжения (VSGD — Voltage Source Gate Driver), имеющие пушпульный выходной каскад, используют резисторы для контроля тока затвора I_G . Однако это ограничивает скорость коммутации, поскольку величина I_G падает с уменьшением разности потенциалов между выходом драйвера и цепью «затвор-исток».

Драйверы — источники тока (CSGD — Current Source Gate Driver) считаются более перспективными. В частности, они обеспечивают стабильный ток затвора при переключении, что сокращает длительность этого процесса [1, 2]. Схема CSGD с полумостовым и мостовым выходным каскадом и накопительными индукторами предложена для управления Si MOSFET, SiC MOSFET и Si IGBT [1–7].

В отличие от VSGD с пушпульным выходом драйвер CSGD обеспечивает постоянный ток затвора I_G , что увеличивает скорость коммутации и снижает динамические потери. Кроме того, подобная схема позволяет регулировать величину I_G таким образом, что значения di/dt и dv/dt можно адаптировать к конкрет-

ным условиям применения, что невозможно в схеме VSGD с фиксированными резисторами затвора.

Производители силовых модулей обычно рекомендуют использовать отрицательное напряжение для отключения SiC MOSFET (например, от -5 до -8 В), следовательно, для достижения порога включения драйвер должен преодолеть большую разность потенциалов, что увеличивает время задержки включения t_{d_on} . Однако в существующих схемах CSGD отсутствует возможность генерации дополнительных импульсов тока для настройки траектории переключения. Например, когда сигнал управления MOSFET достигает плато Миллера, ток затвора фиксируется на некотором уровне, что почти не позволяет влиять на дальнейшее поведение прибора.

В статье предлагается драйвер — источник тока, применение которого дает возможность увеличить скорость переключения и улучшить контролируемость параметров di/dt и dv/dt SiC MOSFET путем подачи двух импульсов тока затвора через определенные промежутки времени при включении и выключении. Первый импульс направлен на сокращение времени задержки включения и поддержание тока до тех пор, пока напряжение «затвор-исток» не достигнет определенного значения (например, плато Миллера). Второй импульс предназначен для регулировки длительности плато Миллера путем подачи либо снижения дополнительного тока I_G . Таким образом, предлагаемое решение использует нелинейную зависимость емкостей затвора SiC MOSFET от напряжения для регулировки и настройки параметров t_{d_on}/t_{d_off} , di/dt и dv/dt .

Концепция адаптивного токового драйвера затвора

На рис. 1 показана принципиальная схема предлагаемого адаптивного драйвера CSGD. В его состав входит мостовой каскад (T_1-T_4) с тремя зарядными индуктивностями L_M , L_H и L_L , а также дополнительный ключ T_{aux} , подсоединененный параллельно источникам питания V_H и V_L . Конденсаторы смещения C_{bH} и C_{bL} обеспечивают перезаряд затвора во время коммутации. Процесс включения (аналогичный выключению) описан ниже.

Предзаряд

Включение инициируется в момент времени t_0 путем предварительного заряда индуктора L_M до заданного тока Δi_m (рис. 2). Для этого транзисторы T_1 и T_4 удерживаются во включенном состоянии.

$$\Delta i_m = t_{pre} \frac{(V_H + V_L)}{(L_M + K_M)}, \quad (1)$$

где t_{pre} — время включения T_1 и T_4 .

Наличие дросселя L_M в токовой диагонали T_2 и T_4 создает импеданс Z_L между цепями 0 и S_K через индуктивности L_L и L_V . Таким образом, формируется делитель тока между Z_L и Z_{SK} — импедансом цепи от выхода драйвера 0 к кельвиновскому подключению источника S_K через затвор MOSFET.

Это позволяет напряжению «затвор-исток» v_{gs} вырасти до величины $V_{g(pre)}$ перед включением MOSFET, что сокращает время, необходимое для достижения порога открывания V_{th} . Таким образом существенно снижается задержка включения t_{d_on} (время нарастания сигнала управления v_{gs} от $-V_L$ до V_{th}). Следует тщательно выбирать номинал L_L , чтобы избежать преждевременного включения из-за слишком большого тока $i_{(pre)}$. Эпюры сигналов на этапе предзаряда показаны на рис. 3.

Включение

Эквивалентная схема на этапе включения показана на рис. 4. После окончания фазы

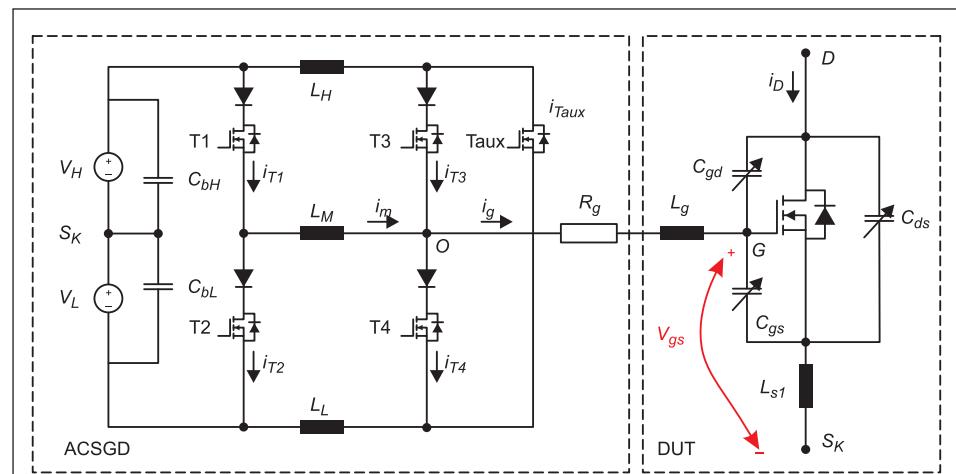


Рис. 1. Схема адаптивного драйвера CSGD (ACSGD) с тестируемым SiC MOSFET (DUT)

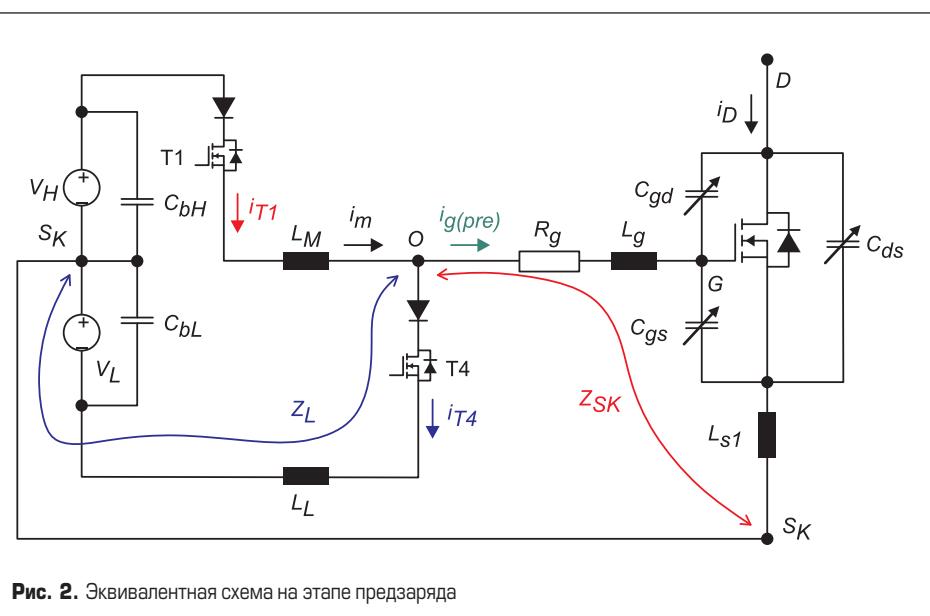


Рис. 2. Эквивалентная схема на этапе предзаряда

предзаряда индуктора L_M MOSFET включается в момент времени t_1 за счет подачи тока управления i_m . При запирании T_4 (T_1 остается включенным) i_m коммутируется в затвор, как показано на рис. 3 и 5. Ток предварительного заряда с амплитудой Δi_m теперь поступает в цепь затвора, увеличивая напряжение v_{gs} через R_g и L_g (L_g отсутствует на рис. 3).

L_H и L_L (рис. 6, 7), в этом периоде нарастает до значения Δi_{aux} определяемого в соответствии с выражением:

$$\Delta i_{aux} = t_{aux} \frac{(V_H + V_L)}{(L_H + L_L)}. \quad (2)$$

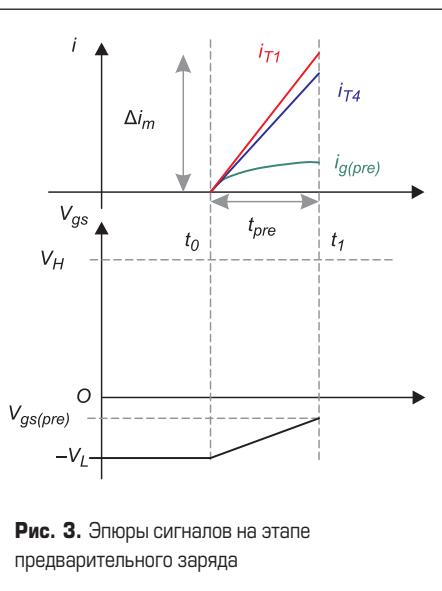


Рис. 3. Эпюры сигналов на этапе предварительного заряда

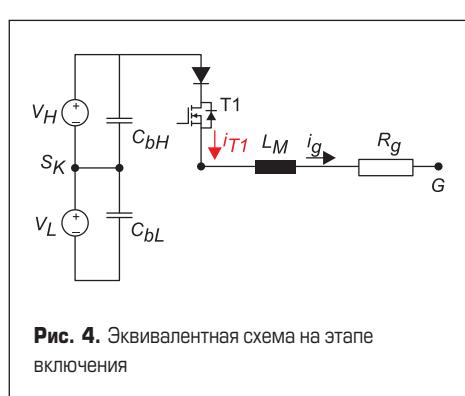


Рис. 4. Эквивалентная схема на этапе включения

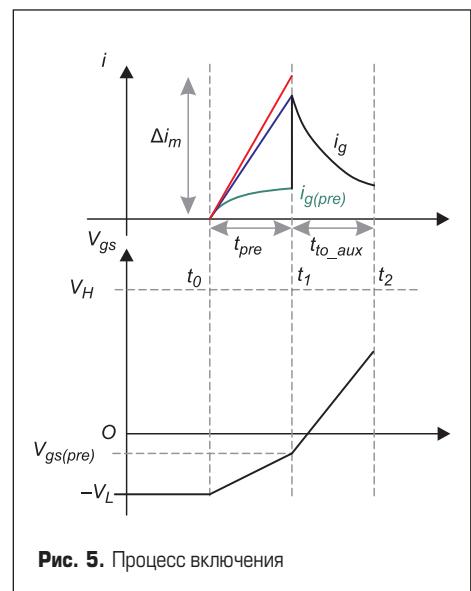


Рис. 5. Процесс включения

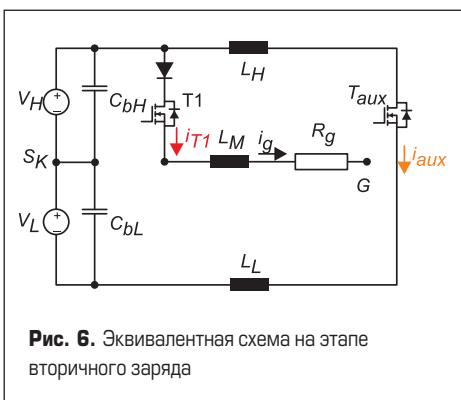


Рис. 6. Эквивалентная схема на этапе вторичного заряда

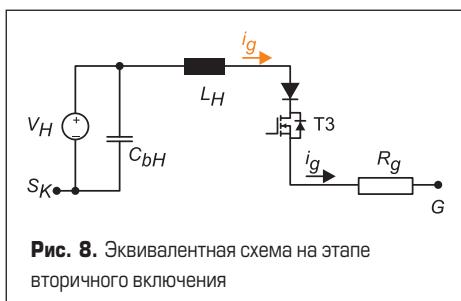


Рис. 8. Эквивалентная схема на этапе вторичного включения

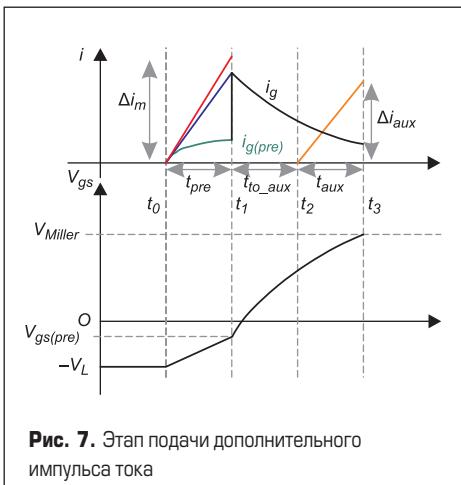


Рис. 7. Этап подачи дополнительного импульса тока

Вторичное включение

После нарастания тока i_{aux} он коммутируется в затвор путем запирания T_1 и T_{aux} (T_3 открыт), как показано на рис. 8. Величина i_{aux} так же, как и время подачи тока, определяется длительностью включения T_{aux} и моментами включения/выключения T_1 , T_3 и T_{aux} . Таким образом, регулируя t_{aux} , можно настраивать значение i_{aux} и момент его подачи. Дополнительный импульс тока позволяет повторно регулировать напряжение затвора и, следовательно, более точно контролировать время нарастания и спада напряжения «сток–исток» DUT и скорость перехода через плато Миллера. Вспомогательное включение за-

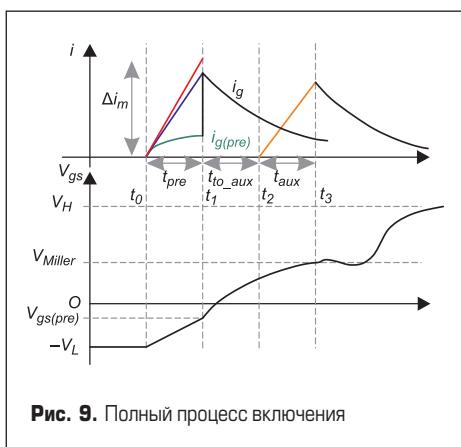


Рис. 9. Полный процесс включения

вершает процесс открывания транзистора, при этом напряжение на затворе должно поддерживаться постоянным на уровне V_H за счет удержания T_3 в открытом состоянии. Этапы сигналов в процессе включения показаны на рис. 9.

Результаты моделирования

Моделирование схемы ACSGD в режиме жесткой коммутации с индуктивной нагрузкой в ходе двухимпульсного теста выполняется в MATLAB-Simulink с компонентами Simscape. Динамическое поведение SiC MOSFET имитируется с помощью уравнений Шихмана и Ходжеса [8] с использованием нелинейных емкостей, зависящих от напряжения, и переходных характеристик, полученных из спецификации транзистора. Тестируемое устройство (DUT) пред-

Таблица 1. Параметры моделирования

Прибор DUT	i_{DS}	v_{DS}	$R_{g(ext)}$
FMF750DC-66A	100 A	800 В	5,6 Ом

Таблица 2. Параметры тестирования ACSGD

C_L , нФ	200
V_H/V_L , В	20/5
$R_{g(ext)}$, Ом	5,6
$L_m/L_h/L_b$, мкГн	1,25/1/0,25

ставляет собой силовой модуль SiC MOSFET с номинальным напряжением 3,3 кВ, параметры моделирования приведены в таблице 1.

На рис. 10 показаны результаты моделирования, с их помощью можно сравнить предлагаемый ACSGD (синие кривые) и VSGD с пушпульным каскадом (красные кривые). Очевидно, что концепция ACSGD позволяет повысить скорость коммутации прибора, уменьшить потери и время задержки включения/выключения в режиме жесткой коммутации, а также увеличить di/dt и dv/dt . Кроме того, на рис. 11 показаны результаты моделирования, иллюстрирующие способность ACSGD контролировать параметр dv/dt . Два режима работы ACSGD, а именно увеличение dv/dt (красные кривые) и уменьшение dv/dt (синие кривые), сравниваются с возможностями VSGD (зеленые кривые). Подъем или спад i_{aux} при вторичной подаче тока позволяет соответственно увеличить или уменьшить dv/dt . Это доказывает способность ACSGD независимо контролировать время задержки включения/выключения, а также скорость коммутации di/dt и dv/dt .

Предварительные экспериментальные результаты

Для проверки функциональных возможностей ACSGD был разработан, изготовлен и экспериментально протестирован на емкостную нагрузку прототип предлагаемого драйвера затвора. Силовой модуль SiC MOSFET FMF750 имеет входную емкость порядка 200 нФ, поэтому для предварительной проверки устрой-

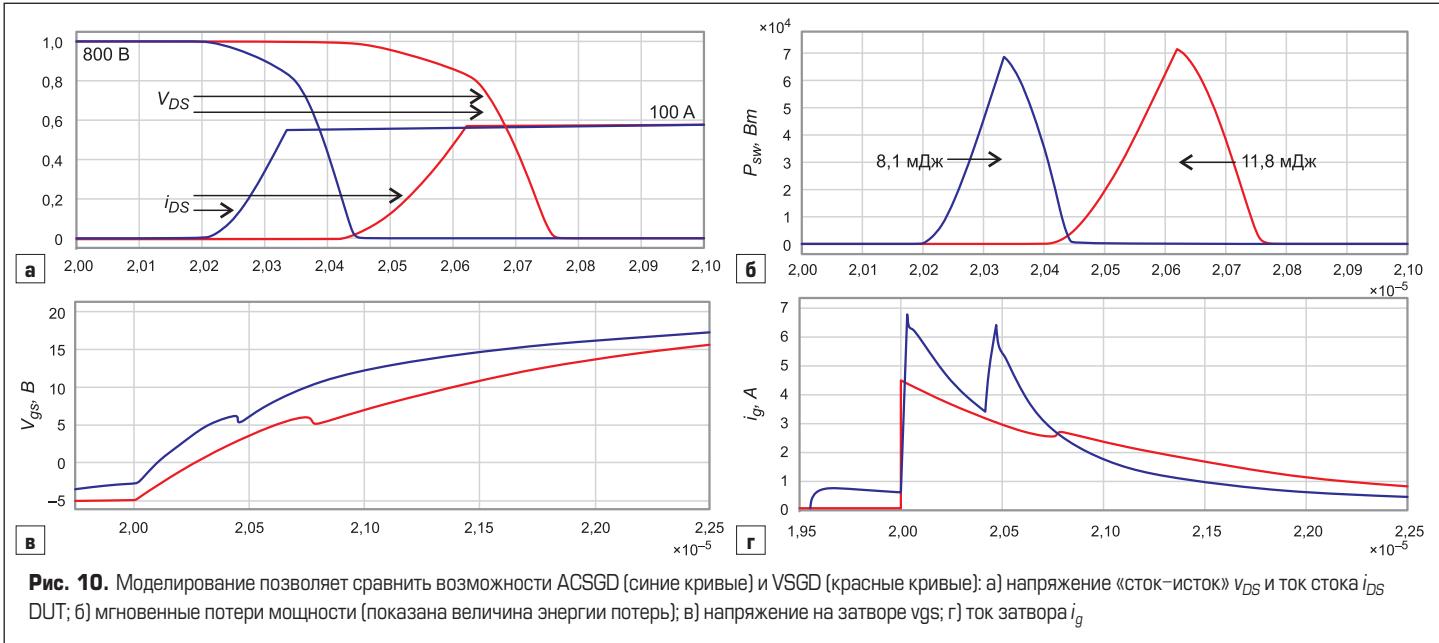


Рис. 10. Моделирование позволяет сравнить возможности ACSGD (синие кривые) и VSGD (красные кривые): а) напряжение «сток–исток» V_{DS} и ток стока i_{DS} DUT; б) мгновенные потери мощности (показана величина энергии потерь); в) напряжение на затворе V_{gs} ; г) ток затвора i_g

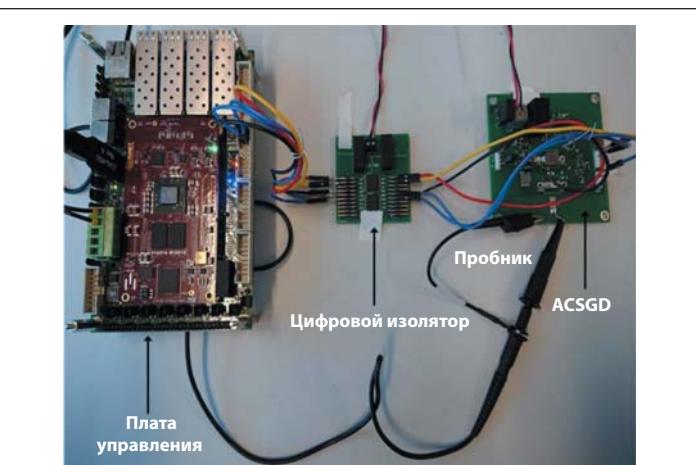
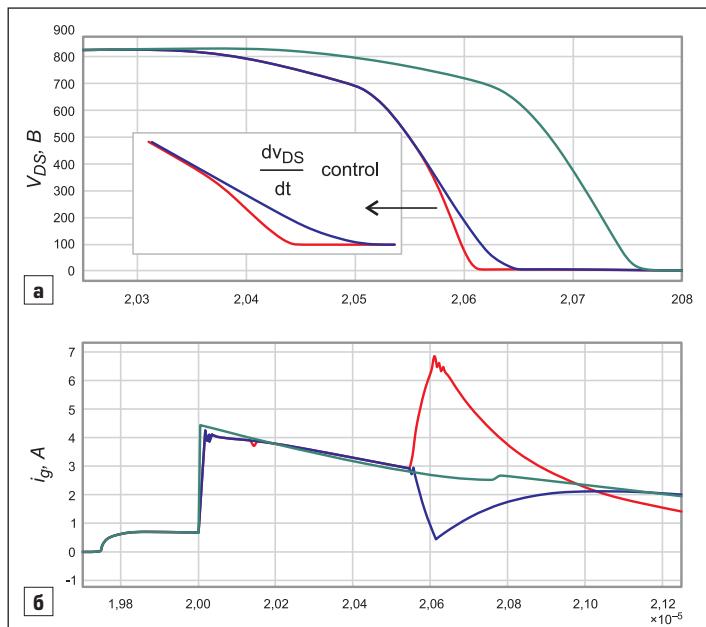


Рис. 12. Вид экспериментальной установки

Таблица 3. Временные установки испытаний ACSGD

№ теста	$t_{pre, \text{HC}}$	$t_{to_aux, \text{HC}}$	$t_{aux, \text{HC}}$
1	400	200	250
2	400	200	350
3	400	400	350

ства была выбрана емкостная нагрузка 200 нФ. Параметры тестирования приведены в таблице 2.

Экспериментальная установка показана на рис. 12. Стенд состоит из драйвера ACSGD, цифрового изолятора и платы управления SoC Zynq-7030. Контрольные сигналы формируются FPGA (ПЛИС) SoC с тактовой частотой 250 МГц, что обеспечивает разрешение по ширине импульса 4 нс. Производительность предлагаемого ACSGD оцени-

валась в ходе трех тестов с различными временными параметрами (табл. 3), параметры тестирования показаны в таблице 2.

Результаты тестов 1 и 2 показаны на рис. 13 и 14. На рис. 14 (тест 2) в затвор подается больший дополнительный ток $i_{aux} \approx 7$ А, чем в тесте 1 ($i_{aux} \approx 5$ А). Это приводит к ускорению нарастания напряжения v_{gs} в тесте 2, где время изменения сигнала от $v_{gs} = -5$ В до $v_{gs} = 10$ В сокращается примерно на 40% по сравнению с тестом 1.

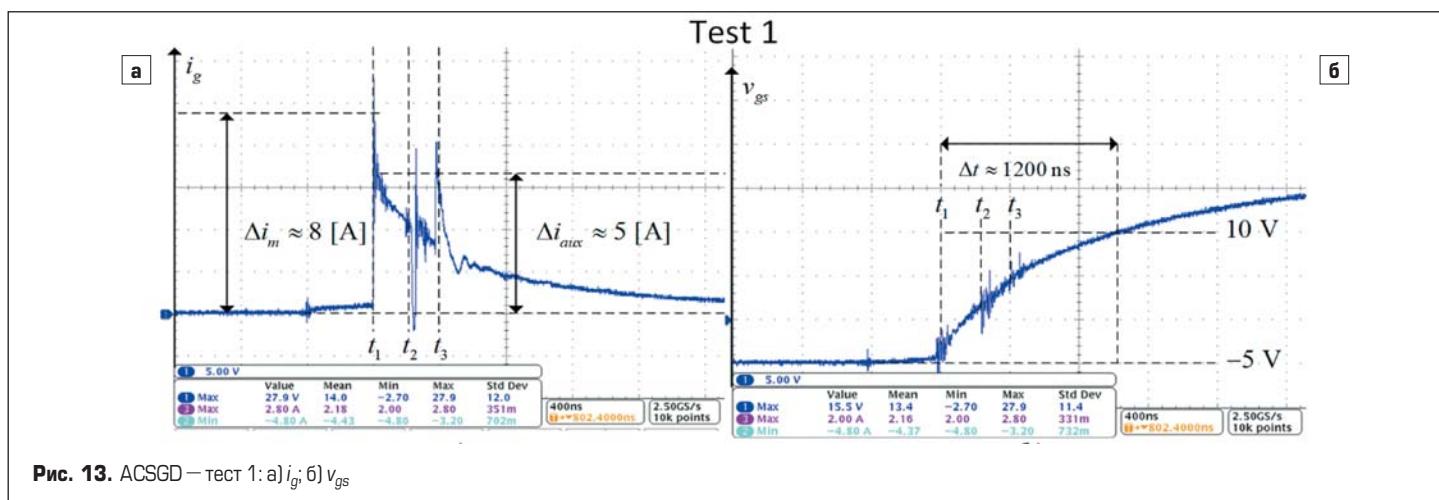


Рис. 13. ACSGD – тест 1: а) i_g ; б) v_{gs}

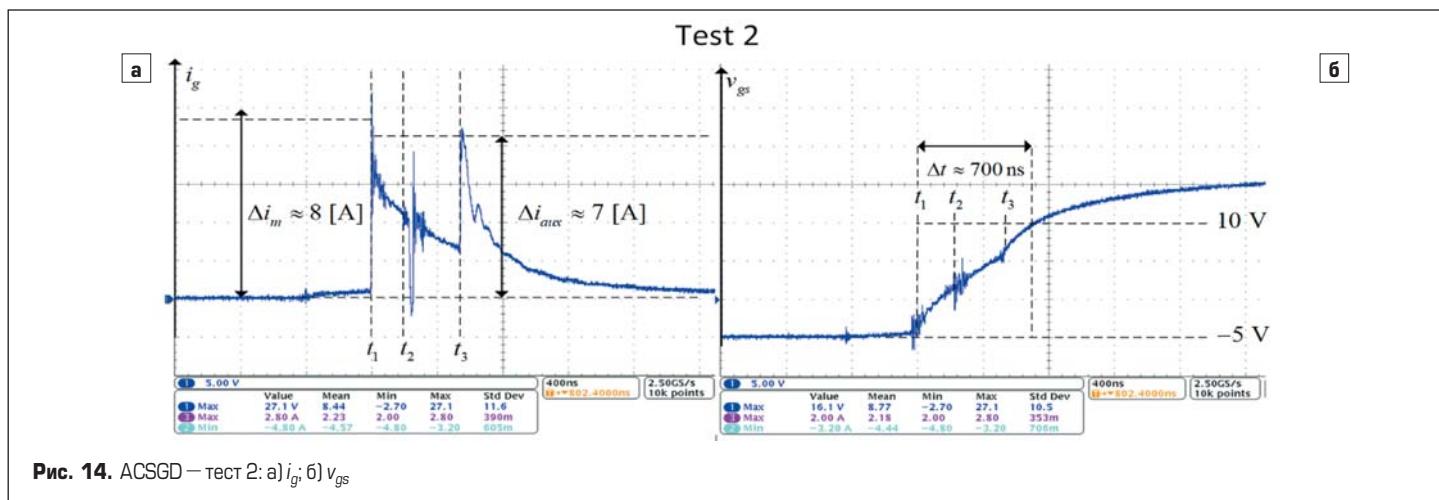


Рис. 14. ACSGD – тест 2: а) i_g ; б) v_{gs}

На рис. 15 дано сравнение режимов 2 и 3, где время t_{to_aux} в тесте 3 установлено в 2 раза больше, чем в teste 2, что эффективно изменяет момент подачи вспомогательного тока. Экспериментальные результаты показывают, как время нарастания v_{gs} может быть точно задано путем изменения временных параметров ACSGD.

В момент времени t_2 (рис. 13 и 14, после t_{to_aux} на рис. 15) наблюдается скачок тока. По всей видимости, это связано с недостаточной емкостью C_{bH}/C_{bL} источника питания драйвера. В настоящее время разрабатывается новая версия с увеличенной емкостью и оптимизированной компоновкой, что, скорее всего, улучшит характеристики устройства. Несмотря на то что всплеск i_g виден достаточно четко, результатирующее влияние на v_{gs} не столь значительно.

Заключение

В статье описан инновационный адаптивный токовый драйвер затвора ACSGD, позволяющий с высокой точностью управлять напряжением «затвор-исток» v_{gs} и током затвора i_g высоковольтных SiC MOSFET. Концепция предлагаемого ACSGD позволяет независимо контролировать время задержки включения/выключения и скорость коммутации di/dt и dv/dt , а также снизить динамические потери. Функциональность драйвера — источника тока — экспериментально проверена с использованием пассивной емкостной нагрузки, имитирующей входную емкость C_{iss} силового транзистора. Тесты подтвердили, что напряжение управления v_{gs} можно регулировать, изменяя временную последовательность открывания ключей драйвера. Подача вторичного импульса тока позволяет снизить время нарастания v_{gs} на 40%.

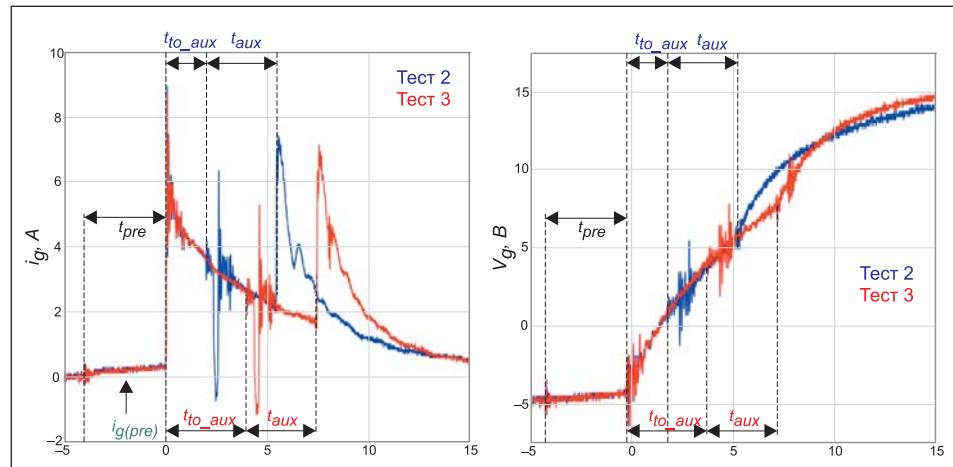


Рис. 15. ACSGD — сравнение результатов тестов 2 (синий) и 3 (красный): i_g (слева) и v_{gs} (справа).

Литература

- Eberle W., Zhang Z., Liu Y.-F., Sen P. C. A Current Source Gate Driver Achieving Switching Loss Savings and Gate Energy Recovery at 1-MHz // IEEE Trans. Power Electron. 2012. Vol. 27. No. 2.
- Gui H. et al. Current Source Gate Drive to Reduce Switching Loss for SiC MOSFETs. 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Mar. 2019.
- Mashhadi I. A., Soleymani B., Adib E., Farzanehfard H. A Dual-Switch Discontinuous Current-Source Gate Driver for a Narrow On-Time Buck Converter // IEEE Trans. Power Electron. 2018. Vol. 33. No. 5.
- Zhang Z., Fu J., Liu Y., Sen P. C. A new discontinuous Current Source Driver for high frequency power MOSFETs. 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Sep. 2009.
- Fu J., Zhang Z., Liu Y., Sen P. C., Ge L. A New High Efficiency Current Source Driver With Bipolar Gate Voltage // IEEE Trans. Power Electron. 2012. Vol. 27. No. 2.
- Stamer F., Lisk A., Hiller M. New Gate Driver for online adjustable switching behavior of Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs). <https://ieeexplore.ieee.org/document/8915494>.
- Zhang Z., Eberle W., Liu Y.-F., Sen P. C. A New Current-Source Gate Driver for a Buck Voltage Regulator. 2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Feb. 2008.
- Shichman H., Hodges D. A. Modeling and simulation of insulated-gate field-effect transistor switching circuits // IEEE J. Solid-State Circuits. 1968. Vol. 3. No. 3.

IGBT и диодные модули совместимы с продукцией Fuji и Infineon

- ◆ IGBT модули 1,2 кВ
- ◆ диодные и диодно-тиристорные модули 0,8-6,5 кВ
- ◆ силовые тиристоры 1,8-6,5 кВ
- ◆ силовые (выпрямительные, быстрые, сварочные) диоды 0,2-8,5 кВ

Yangzhou Yangjie Electronic Technology Co – китайский производитель полного цикла полупроводниковых компонентов и силовых модулей из материкового Китая.

В номенклатуре компании также представлены:

- ◆ SiC диоды и транзисторы 0,6-1,2 кВ
- ◆ дискретные полупроводники автомобильного применения
- ◆ дискретные MOSFET и IGBT



Магнитный электродвигатель-генератор

В статье представлено запатентованное устройство — выполненный в едином корпусе магнитный электродвигатель-генератор, ротор электродвигателя одновременно является якорем генератора, а в статоре размещены обмотки электродвигателя и генератора.

Юрий Таланин

tyv1357@mail.ru

Представленный в статье магнитный электродвигатель-генератор относится одновременно и к электродвигателям, и к генераторам.

Задача, решаемая при данной разработке, заключается в увеличении мощности магнитного электродвигателя и повышении его КПД, а также в обеспечении работы магнитного электродвигателя при минимальных затратах. Магнитное поле — это особый вид материи, плотность которого может достигать 280 кДж/м³. Именно это значение и является потенциальной энергией, которую можно использовать в магнитном электродвигателе. Вторая задача магнитного электродвигателя — возможность его работы в качестве генератора.

Устройство магнитного электродвигателя-генератора

Устройство магнитного электродвигателя-генератора поясняется с помощью чертежей, где на рис. 1а представлен разрез двигателя (вид спереди), на рис. 1б — разрез по плоскости А–А (разрез статора и ротора).

Магнитный электродвигатель-генератор состоит из закрепленного на валу ротора, вал которого установлен в подшипниках и имеет с одной стороны шкив для отбора мощности электродвигателя. Шкив также может быть использован для вращения якоря генератора. С другой стороны вала находится крыльчатка для охлаждения магнитного электродвигателя-генератора.

Ротор имеет n постоянных магнитов, выполненных в виде клиньев, расширяющихся к статору и расположенных относительно оси ротора под углом 65–75°. Пространство между клиньями заливается нейтральным по отношению к магнитным полям материалом. Статор выполнен с n или $n \pm 1$ постоянных магнитов сужающихся к ротору и обращенных S-одноименными полюсами к постоянным магнитам ротора и залитых нейтральным по отношению к магнитным полям материалом. По всей длине статора, между постоянными магнитами выполнены пазы, расположенные относительно оси ротора под углом 65–75°, в которых установлены n или $n \pm 1$ статорные обмотки [1].

Постоянные магниты ротора и статора обращены друг к другу S-одноименными полюсами, которые отталкиваются и заставляют ротор магнитного электродвигателя вращаться вокруг своей оси, обеспечивая высокую удельную мощность двигателя

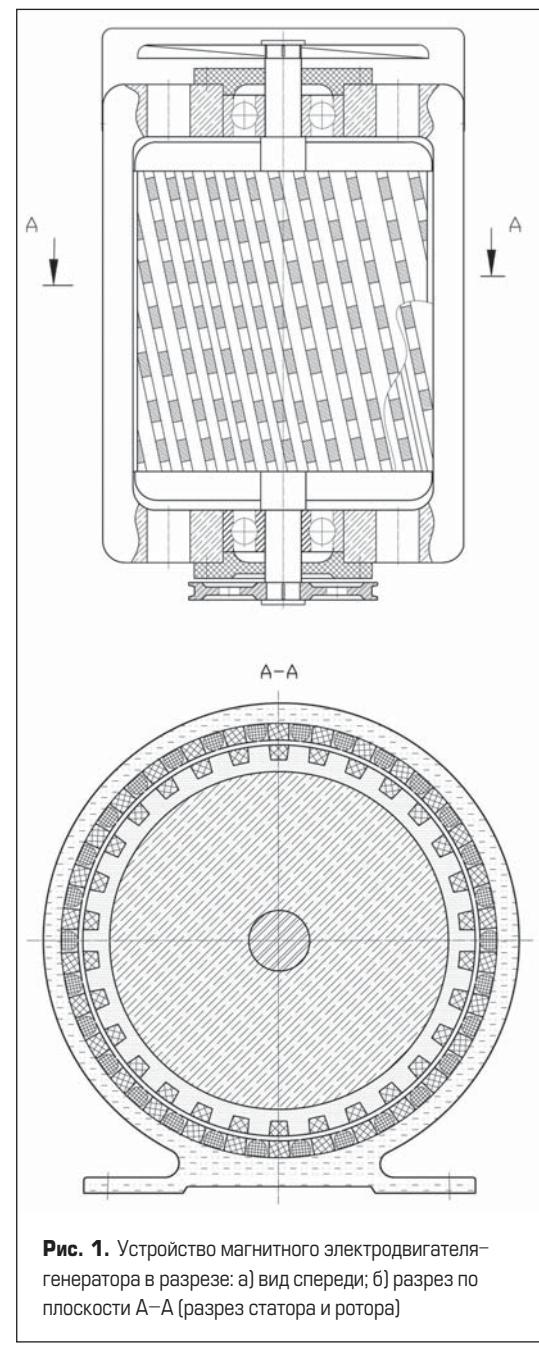


Рис. 1. Устройство магнитного электродвигателя-генератора в разрезе: а) вид спереди; б) разрез по плоскости А–А (разрез статора и ротора)

за счет сильной отталкивающей силы нескольких пар магнитов и повышенный КПД за счет энергии высокоэнергетических постоянных магнитов, создающих сильные магнитные поля несколькими парами постоянных магнитов. Вектор силы при этом приложен к торцам магнитов и направлен по касательной к ротору, что увеличивает крутящий момент магнитного электродвигателя.

Увеличение количества взаимодействующих пар постоянных магнитов как на роторе, так и на статоре, обращенных друг к другу S-одноименными полюсами, позволит получить дальнейшее увеличение мощности магнитного электродвигателя, то есть при увеличении диаметра и длины статора и ротора.

Заливка постоянных магнитов нейтральным материалом максимально сохраняет работу магнитных полей магнитов, а также обеспечивает высокую мощность электродвигателя.

Принцип работы магнитного электродвигателя-генератора

Принцип действия магнитного электродвигателя-генератора основан на взаимодействии вращающегося магнитного поля статора и постоянного магнитного поля ротора. Оптимальный режим работы магнитного электродвигателя можно получить при воздействии реактивной энергии, что возможно при автоматической регулировке тока. Эта особенность обуславливает возможность работы магнитного электродвигателя с минимальным потреблением и отдачей реактивной энергии в сеть.

При выключенном магнитном электродвигателе-генераторе ротор неподвижен, постоянные магниты ротора и постоянные магниты статора находятся в состоянии покоя.

В статоре магнитного электродвигателя-генератора установлены статорные обмотки. Если три равноудаленные друг относительно друга статорные обмотки подключить, например, к частотному преобразователю или сервоприводу, то по этим статорным обмоткам пойдет синхронный переменный ток, создавая крутящий момент и заставляя ротор вращаться.

На обмотки статора (n или $(n \pm 1) - 3$) действуют магнитные поля постоянных магнитов, установленных в статоре. При вращении ротора поток энергии постоянных магнитов, установленных в роторе, пересекает проводники статорных обмоток и индуцирует в обмотках переменную электродвигущую силу (ЭДС) E , при подключении статорных обмоток

к нагрузке, проходящий по этим обмоткам ток I создает изменяющееся магнитное поле, результирующий магнитный поток Φ создается совместными действиями магнитодействующих сил: энергией вращающихся постоянных магнитов, установленных в роторе, изменяющимися магнитными полями статорных обмоток, а также энергией постоянных магнитов, установленных в статоре.

Статорные обмотки, в зависимости от назначения, можно соединять различными способами: последовательно, параллельно, группами, звездой с общей точкой, треугольником, образовывать различное число фаз и т. д.

Заключение

Магнитный электродвигатель-генератор — это экологически чистый прибор, требующий минимального потребления энергии. Он не загрязняет воздух и может быть использован как магнитный электродвигатель, а также в качестве генератора для питания синхронных, асинхронных и тяговых электродвигателей. С помощью такого устройства можно питать тяговый электродвигатель электромобиля, через зарядные устройства заряжать высоковольтную аккумуляторную батарею, а также аккумулятор, работающий на бортовую систему электромобиля. Разработка может быть востребована в таких областях, как автомобилестроение, авиаация, в космическом оборудовании, машиностроении и во многих других отраслях народного хозяйства.

Литература

- Таланин Ю. В. Магнитный электродвигатель-генератор. Патент RU 2 772 864, МПК H02K 21/14 // Бюл. № 15. 2022.
- Электрическая машина «Магнет Мотор Гезельшафт фюр Магнетмоторише Техник мбх» (DE). Патент RU 2 141 716 МПК H02K 21/12. Публикация PCT:WO 89/08346. 1989.
- Цофффа В. В. Электромагнитный двигатель (Варианты). Патент RU 2 176 845, МПК H02K 21/14 // Бюл. № 34. 2001.
- Луговой Н. А. Магнитный двигатель (Варианты). Патент полной модели RU 41 212, МПК H02N 11/00 // Бюл. № 28. 2004.
- Бердыков В. П., Гусев Ю.В. Электрическая машина (Варианты). Патент RU 2 650 879, МПК H02K 21/00 // Бюл. 2017. № 12. 2018. № 11.



**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

Энергетические и динамические показатели модульного DC/DC-конвертера

В статье рассмотрены энергетические показатели автономного преобразователя, критерии оценивания качества потребляемой электроэнергии и распределенные системы электропитания. Для связи между разными уровнями и шинами вышеуказанных систем электропитания используются DC/DC-конвертеры в виде модульных преобразователей DAB. Исследуются установившиеся и переходные режимы DAB. Формируются упрощенные динамические модели DAB и отдельных его модулей для анализа систем управления по усредненной (линеаризованной) составляющей постоянного тока.

Роберт Шульга, к. т. н.

Илья Добкин, к. т. н.

Бурный рост преобразовательной техники на основе использования MOSFET- и IGBT-транзисторов, применение вместо кремния приборов на основе карбida кремния и нитрида галлия повысили рабочие частоты преобразования до 100 кГц, что позволило существенно увеличить качество и надежность работы преобразователей при значительном снижении их массогабаритных показателей. Повышение качества работы стало возможным благодаря совершенствованию топологии и схемотехники, что привело к созданию сетей постоянного тока, связанных с помощью DC/DC-конвертеров типа DAB (Dual Active Bridge).

Цель статьи — проанализировать энергетические показатели мостовых преобразователей DAB, а также их модели применительно к установившимся и переходным режимам. В литературе [1–5] приведены данные по приборам, преобразователям и их энергетические показатели. В [6] дана ссылка на схемы модульных DAB, последующая многочисленная литература используется для анализа топологии и моделей преобразователей в установившихся

и переходных режимах и подтверждает актуальность изучения энергетики и динамики DAB.

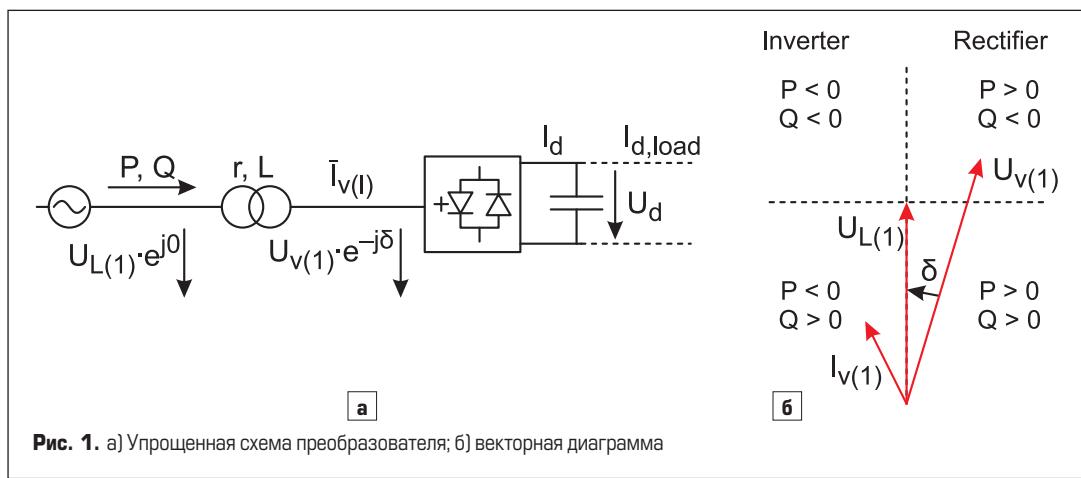
Энергетические показатели автономного преобразователя

Преобразователь с принудительной коммутацией ПН может быть представлен как источник переменного напряжения, где амплитуда, фаза и частота могут управляться независимо друг от друга. В установившемся режиме векторы напряжений и токов могут быть представлены в виде векторной диаграммы (рис. 1) [15].

Напряжение на входе ПН равно:

$$U_{v(1)} = m_{\text{шум}} \times \frac{U_d}{2 \sin(\omega t + \theta)}, \quad (1)$$

где $m_{\text{шум}}$ — коэффициент модуляции; U_d — напряжение выхода ПН; ω — круговая частота; θ — фаза напряжения.



Полная мощность ПН в точке связи с сетью может быть определена как:

$$\bar{S} = P + jQ = \bar{U}_{L(1)}\bar{I}_{v(1)}^*. \quad (2)$$

Энергетические показатели преобразователей напряжения (ПН) достаточно освещены в [1, 2]. Применение ПН и преобразователей тока (ПТ) рассмотрено в [3–5], а их реализация приведена в [6–8].

Пренебрегая потерями в трансформаторе (реакторе), запишем выражения для вычисления активной и реактивной мощности преобразователя:

$$P = \frac{U_{L(1)}U_{v(1)}}{\omega L} \sin \delta,$$

$$Q = \frac{U_{L(1)}(U_{L(1)} - U_{v(1)} \cos \delta)}{\omega L}. \quad (3)$$

где δ — угол между напряжением системы U_L и напряжением преобразователя U_v .

При $\delta > 0$ ПН потребляет активную мощность, при $\delta < 0$ — выдает. Векторная диаграмма, приведенная на рис. 1б, показывает, как активная и реактивная мощность зависят от угла и амплитуды напряжения преобразователя, если принять, что напряжение сети неизменно.

Активную мощность преобразователя регулируют главным образом изменением угла δ . Реактивная мощность в основном определяется разницей амплитуд напряжения системы U_L и напряжения преобразователя U_v .

Полная мощность зависит от напряжения сети и тока преобразователя:

$$P^2 + Q^2 = (U_{L(1)}I_{v(1)})^2. \quad (4)$$

Объединение уравнений (3) и (4) дает также следующие P - Q -соотношения:

$$P^2 + \left(Q - \frac{U_{L(1)}^2}{\omega L}\right)^2 = \left(\frac{U_{L(1)}U_{v(1)}}{\omega L}\right)^2. \quad (5)$$

Уравнение (5) определяет рабочую область преобразователя с принудительной коммутацией, которая приведена на рис. 2. При снижении напряжения системы рабочая область уменьшается.

Ограничение по реактивной мощности вытекает из (5). Если напряжение системы уменьшается, то предел по реактивной мощности увеличивается. Диапазон изменения реактивной мощности зависит от величины активной мощности преобразователя и относится только к основной сетевой гармонике. Наряду с вышеуказанными составляющими мощности преобразователь характеризуется мощностью искажений T от воздействия высших гармоник.

Критерии оценки качества потребляемой электроэнергии

Количественными характеристиками формы потребляемого тока являются: коэффициент мощности, коэффициент гармоник, коэффициент искажения, коэффициент фор-

мы, коэффициент амплитуды. Коэффициент мощности — это отношение активной мощности при несинусоидальных токах к полной мощности и обозначается как K_m .

Коэффициент мощности определяется по формуле (6), где K_m — коэффициент мощности; U — действующее значение напряжения; I — действующее значение тока; i — мгновенное значение тока; u — мгновенное значение напряжения; P — активная (полезная) мощность. При идеальной синусоиде $K_m = 1$.

$$K_m = \frac{P}{UI} = \frac{\int_0^T uidt}{\sqrt{\int_0^T u^2 dt} \sqrt{\int_0^T i^2 dt}}. \quad (6)$$

Коэффициент гармоник — это отношение среднеквадратичной суммы токов высших гармоник, кроме первой, к току первой гармоники и обозначается K_r . Коэффициент гармоник потребляемого тока определяется по формуле (7), где K_r — коэффициент гармоник; I_n — значение тока n -й гармоники. При идеальной синусоиде $K_r = 0\%$.

$$K_r = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} = \sqrt{\frac{I^2}{I_1^2} - 1}. \quad (7)$$

Коэффициент искажения — это отношение тока первой гармоники к действующему значению тока и в данной статье обозначается K_u . Коэффициент искажения определяется по формуле (8), где K_u — коэффициент искажения; I — действующее значение тока; I_1 — значение тока первой гармоники. При идеальной синусоиде $K_u = 1$.

$$K_u = \frac{I_1}{I}. \quad (8)$$

Коэффициент формы — это отношение действующего значения функции к среднему взя-

тому по абсолютному значению и обозначается K_ϕ . При идеальной синусоиде $K_\phi = 1,11$.

$$K_\phi = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt}}{\frac{1}{T} \int_0^T |f(t)| dt}. \quad (9)$$

Коэффициент амплитуды — это отношение максимального значения функции к действующему значению и обозначается K_a . При идеальной синусоиде $K_a = 1,41$.

$$K_a = \frac{f_m}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt}}. \quad (10)$$

Распределенные системы электропитания

Системы электропитания постоянного тока (СЭП) делятся на централизованные и распределенные. Развитие промышленных и компьютерных сетей привело к эволюции распределенных СЭП [7].

Появились низковольтные нагрузки с напряжением на выходе 0,5–3,3 В при входных напряжениях источников питания 5–14 В. Эти источники питания размещаются непосредственно у нагрузок, не имеют гальванической развязки и имеют наибольший коэффициент мощности. Такие источники образуют низковольтную шину и в зарубежной литературе называются POL (Point Of Load).

Следующий уровень напряжения образуется на промежуточной шине, которая называется IBC (Intermediate Bus Converter). Эта шина питается от выпрямителя AC/DC с трансформатором, имеет гальваническую развязку. Входное напряжение шины IBC составляет 24–60 В, а выходное напряжение поступает на шину POL с напряжением 5–14 В.

Следующий уровень напряжения на шине IBA (Intermediate Bus Architecture) получает напряжение от корректора коэффициента мощности (KKM) на уровне 400–420 В. ККМ,

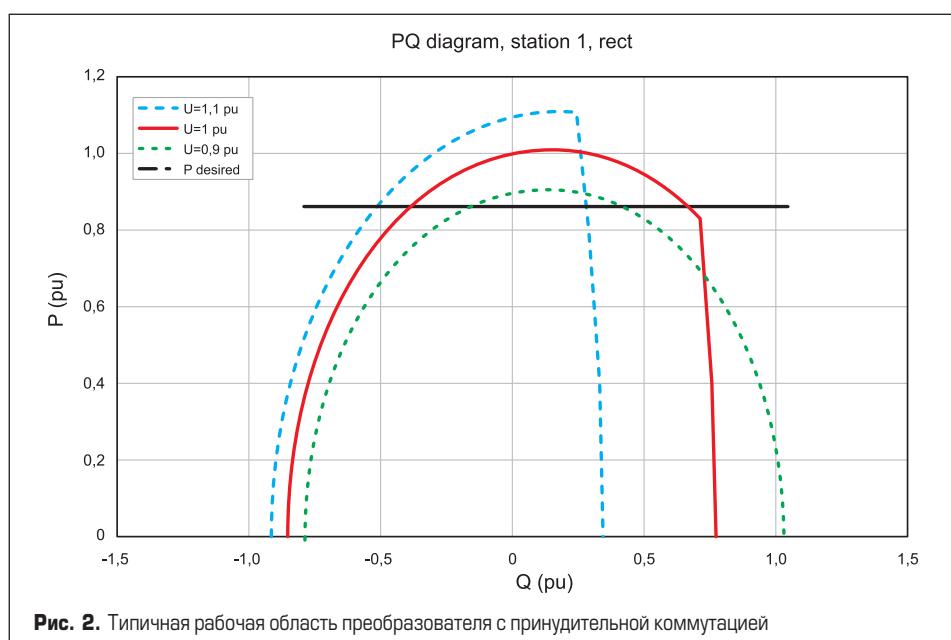


Рис. 2. Типичная рабочая область преобразователя с принудительной коммутацией

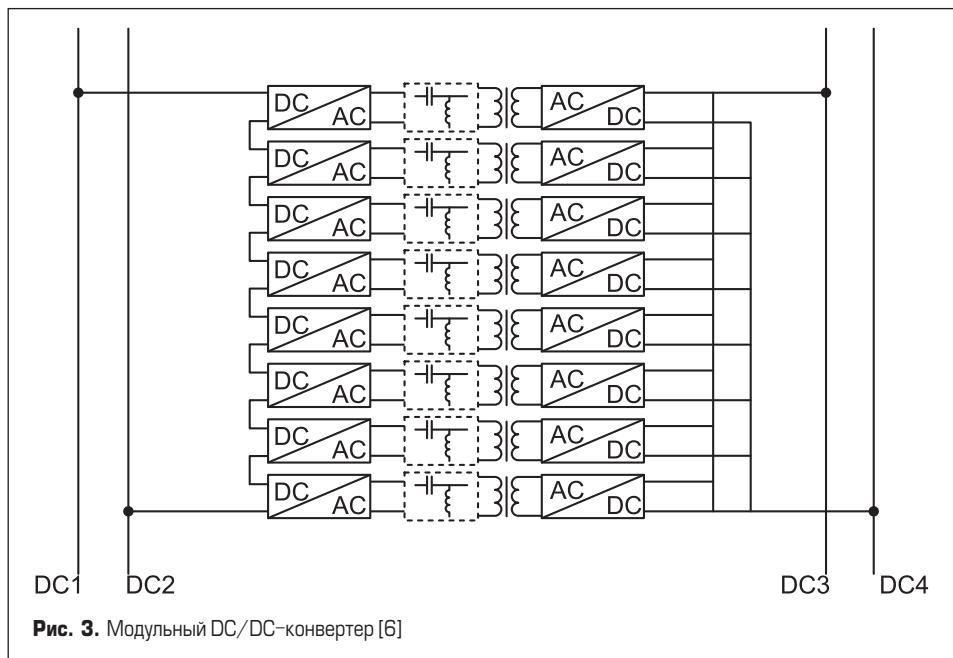


Рис. 3. Модульный DC/DC-конвертер [6]

который в зарубежной литературе обозначается как PFC (Power Factor Correction) в соответствии со стандартом IEC 555, должен приближать фазовый сдвиг между током и напряжением на входе преобразователя к нулю для формирования синусоидального потребляемого из сети тока.

Коэффициент мощности выражается в виде десятичной дроби, значение которой лежит в пределах 0–1 в соответствии с (6). Его идеальное значение — единица (для сравнения: типичный импульсный источник питания

без коррекции имеет значение коэффициента мощности около 0,65), 0,95 — хорошее значение; 0,9 — удовлетворительное; 0,8 — неудовлетворительное. Применение коррекции с помощью ККМ может увеличить коэффициент мощности устройства с 0,65 до 0,95. Вполне реальны и значения в пределах 0,97–0,99. В идеальном случае, когда коэффициент мощности равен единице, устройство потребляет из сети синусоидальный ток с нулевым фазовым сдвигом относительно напряжения (что соответствует полностью активной на-

грузке с линейной вольт-амперной характеристикой).

Наряду со сравнительно низкими распределительными напряжениями (ниже 1000 В), существуют сети средних и высоких напряжений, которые обеспечивают объединение традиционных и возобновляемых источников и нагрузок с учетом накопителей электроэнергии НЭЭ в виде аккумуляторных батарей (АБ) и водородных топливных элементов.

Связь между разными уровнями и шинами указанных сетей осуществляется с помощью DC/DC-конвертеров. Наряду с соединительными и распределительными функциями такие преобразователи начинают широко применяться в электроэнергетике, приводе транспортных устройств, бытовой технике и других схемах, особенно содержащих АБ. Для мощных преобразователей наиболее актуален модульный DC/DC-конвертер.

Модульный DC/DC-конвертер

Схема модульного DC/DC-конвертера на рис. 3 представляет аналог трансформатора, только на постоянном токе. Каждый модуль представляет последовательное соединение однофазного или трехфазного инвертора (DC/AC) и выпрямителя (AC/DC), соединенных через ВЧ-трансформатор. Работа на ВЧ вплоть до 100 кГц позволяет существенно сократить массогабаритные показатели преобразователей, особенно при использовании транзисторов на основе карбида кремния или нитрида галлия. Такой модуль в составе двух мостов называется двухмостовым преобразователем постоянного тока, или в зарубежной литературе DAB (Dual Active Bridge). Далее для таких преобразователей используем термин DUB, причем этот преобразователь может быть однофазным и трехфазным, двухуровневым или трехуровневым. В отличие от преобразователя DAB для преобразователей DC/AC малой мощности широкое распространение получила схема двухтрансформаторного мостового DC/DC-преобразователя, приведенная на рис. 5. При этом, меняя число и состав модулей, можно создать полный аналог силового трансформатора с меньшими габаритами за счет использования ВЧ, а не сетевой частоты. Стоимость такого модульного трансформатора, конечно, неизмеримо выше, чем традиционного силового трансформатора, однако он находит применение в ряде особо ответственных и специальных устройств. Модульный конвертер позволяет реализовать как повышающий, так и понижающий трансформатор с использованием разных однофазных и трехфазных, а также двух- и трехуровневых преобразователей.

На рис. 4 в виде примера показана реализация модульного конвертера с использованием однофазных двухуровневых инверторов и выпрямителей на диодах [6], что заметно удешевляет устройство, однако не защищает его от КЗ в цепях нагрузки. Наличие резонансного фильтра не обязательно при ВЧ-преобразовании.

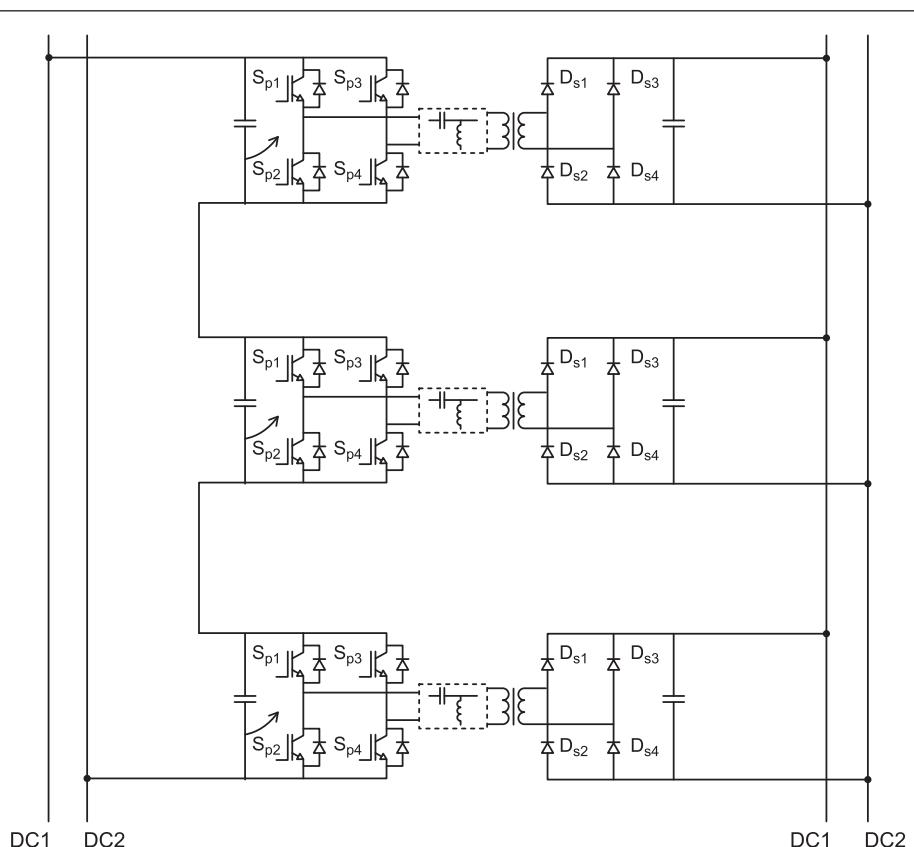


Рис. 4. Пример реализации модульного конвертера с использованием однофазных двухуровневых инверторов и выпрямителей на диодах [6]

Двухтрансформаторный мостовой преобразователь

Двухтрансформаторный мостовой DC/DC-преобразователь напряжения, выполненный на основе MOSFET-транзисторов, показан на рис. 5 и применяется для малых мощностей преобразования. Двухтрансформаторные мостовые схемы известны достаточно давно: в 1993 году был описан резонансный преобразователь напряжения с частотным управлением; в 1990-м предложен ШИМ-преобразователь, не имеющий мягкого переключения, так как в интервале паузы запреты все силовые транзисторы моста. В 2001 году впервые показан двухтрансформаторный мостовой преобразователь напряжения с «мягким» переключением. Рассмотрению двухтрансформаторного мостового преобразователя напряжения посвящена еще одна статья, где кроме обычного симметричного управления ключами (алгоритм 1), предложено несимметричное управление (алгоритм 2), при котором диагонально расположенные силовые транзисторы моста проводят ток практически сразу друг за другом, после небольшой паузы.

Особенностями симметричной работы двухтрансформаторного мостового DC/DC-преобразователя при «мягкой» коммутации транзисторов по методу фазового сдвига [8] являются:

- состояния схемы за период работы, влияние порядка коммутации транзисторов на режим их переключения;
- особенности работы и расчета трансформаторов;
- пульсации напряжения на выходе, влияние паразитных параметров компонентов;
- влияние индуктивности рассеяния обмоток трансформатора на характеристики устройства.

При анализе предполагается, что трансформаторы выполнены одинаково, их обмотки не имеют индуктивности рассеяния, транзисторы и диоды ведут себя как идеальные ключи, индуктивности намагничивания силовых трансформаторов линейны и приведены к первичным обмоткам, выходной конденсатор имеет неограниченно большую емкость. Временные диаграммы в соответствии с [8] показаны на рис. 6.

Анализ показал, что двухтрансформаторный мостовой DC/DC-преобразователь отличается от других возможных вариантов мостовых схем минимальным количеством электромагнитных компонентов, улучшенной технологичностью и пониженной стоимостью.

Пульсации выходного напряжения определяются индуктивностью намагничивания трансформатора, приведенной к вторичной обмотке ($n^2 L_\mu$), и активным сопротивлением схемы замещения выходного конденсатора. Выходная пульсация растет при снижении уровня выходного напряжения.

На регулировочную характеристику преобразователя напряжения оказывают влияние падения напряжений на элементах схемы

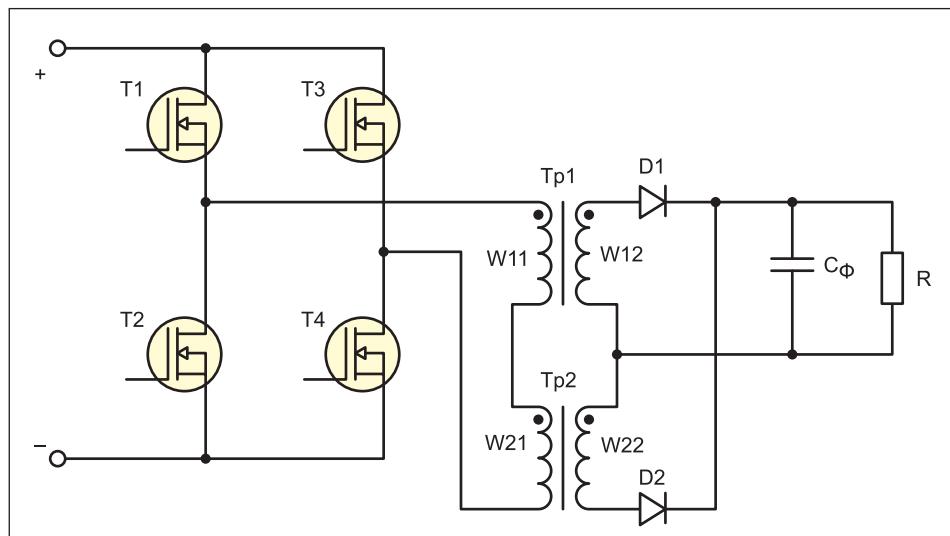


Рис. 5. Схема двухтрансформаторного мостового преобразователя

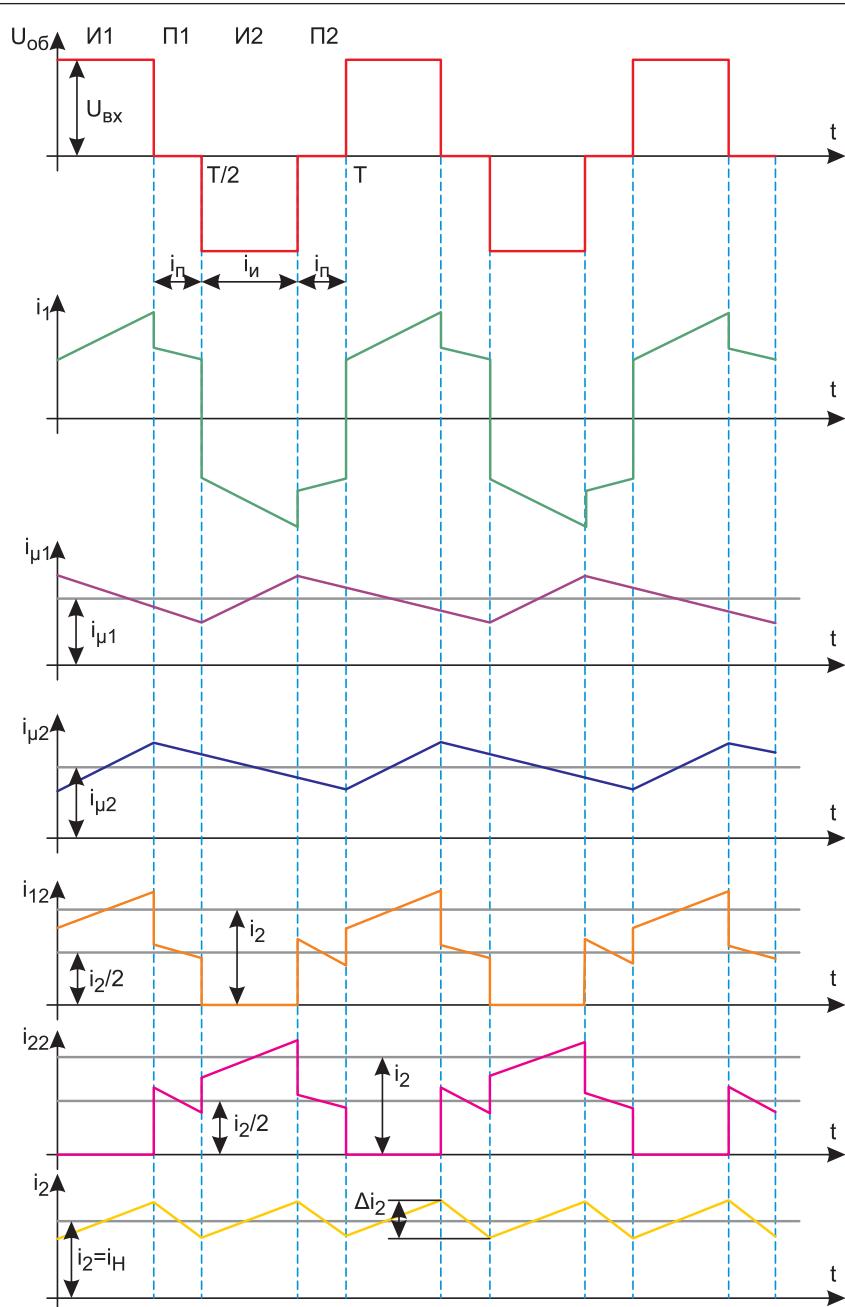


Рис. 6. Временные диаграммы токов и напряжений в схеме рис. 5 [8]

и проводниках печатной платы, индуктивность рассеяния обмоток и частота переключения, что следует учитывать при проектировании.

Расчет силового трансформатора нужно проводить с учетом постоянной и переменной составляющих индукции в сердечнике.

Топологии преобразователя и установившийся режим DAB

Передача мощности в преобразователе DAB (далее — DAB) осуществляется аналогично передаче мощности в линии передачи. Отличие заключается в форме переменного напряжения. В случае DAB напряжение не синусоидальное, а имеет форму прямоугольника.

Рассмотрим однолинейное представление процесса в схеме замещения однофазного преобразователя DAB, приведенной на рис. 7, с использованием IGBT-транзисторов.

DAB состоит из двух однофазных H-мостов, соединенных линией переменного тока. Линия переменного тока содержит разделительный/масштабирующий трансформатор и дополнительную индуктивность L . Наличие отдельной индуктивности позволяет рассматривать трансформатор идеальным, который используется только для согласования напряжений двух мостов. Управление транзисторами каждого из мостов с транзисторами S_x и \bar{S}_x — комплементарное.

Ток, текущий в линии (в рассматриваемом случае — в трансформаторе), можно записать в следующем виде:

$$I = \frac{V_{fi} - V_{f0}}{X_L}, \quad (11)$$

где принимаются обозначения: V_{fi} — напряжение на первичной стороне, $V_{fi} = |V_{fi}| < 0$, V_{f0} — напряжение на вторичной стороне, $V_{f0} = |V_{f0}| < -\varphi$, X_L — импеданс линии (трансформатора).

Действующее значение прямоугольного напряжения на первичной стороне трансформатора с амплитудой V_i будет равно:

$$V_{fi} = \frac{2\sqrt{2}V_i}{\pi}. \quad (12)$$

Для вторичной стороны трансформатора:

$$V_{f0} = \frac{2\sqrt{2}V_0}{\pi}. \quad (13)$$

Выходная мощность трансформатора:

$$P_0 = \operatorname{Re} [V_{f0} I^*] \frac{V_{fi} V_{f0}}{\omega L} \sin \varphi = \frac{V_{fi}^2}{\omega L} d \sin \varphi, \quad (14)$$

где d — отношение напряжений или коэффициент трансформации, который равен:

$$d = \frac{V_{f0}}{V_{fi}}. \quad (15)$$

Представленную выше методику можно применить не только к однофазному, но и к трехфазному варианту исполнения преобразователя. Трехфазный вариант обладает тем преимуществом, что трансформатор,

предусмотренный для согласования первичной и вторичной стороны преобразователя, используется более эффективно.

Модель преобразователя и установившийся режим DAB

Динамические процессы, определяющие потоки мощностей, протекающие в трехфазной системе, мало отличаются от процессов, протекающих в однофазной системе, поэтому запись уравнений можно вести для однофазного варианта, представленного ниже в соответствии с обозначениями рис. 7. Методика моделирования динамических процессов в указанных преобразователях приведена в [9–18].

Можно показать, что выходное напряжение первичного моста:

$$V_{PRI}(t) = V_{IN}(t) \{S_1(t) - S_2(t)\}. \quad (16)$$

Для вторичного моста выходное напряжение равно:

$$V_{SEC}(t) = V_{OUT}(t) \{S_3(t) - S_4(t)\}, \quad (17)$$

где $S_i(t)$ — переключающие функции транзисторов.

Уравнения, описывающие динамические процессы, приведены ниже.

Напряжение V_{OUT} на выходной емкости C соответствует:

$$\frac{dV_{OUT}(t)}{dt} = \frac{i_C(t)}{C}, \quad (18)$$

$$i_C(t) = i_{DC}(t) - i_{LOAD}(t), \quad (19)$$

где $i_{DC}(t)$ — ток, поступающий от преобразовательного моста; $i_{LOAD}(t)$ — ток, отбираемый от емкости в нагрузку (для инверторного модуля — в инвертор напряжения, для выпрямительного — в звено постоянного тока).

Если значение тока нагрузки может быть легко измерено прямым или косвенным методом, то инжекторный ток $i_{DC}(t)$ зависит от состояния ключей S_3, S_4 и значения тока в индуктивности L , так что этот ток равен:

$$i_{DC}(t) = i_L(t) \{S_3(t) - S_4(t)\}. \quad (20)$$

Уравнение для напряжений трансформатора по закону Кирхгофа определяется уравнением:

$$V_{PRI}(t) - \frac{N_p}{N_s} V_{SEC}(t) - R_L i_L(t) - L \frac{di_L(t)}{dt} = 0, \quad (21)$$

где N_p, N_s — число витков в первичной и вторичной обмотках трансформатора.

Входящий в уравнение ток i_L выражается в свою очередь через переключающие функции, которые являются кусочно-линейными и затрудняют анализ.

Дальнейший анализ выполняется разложением кусочно-линейных функций в ряд Фурье с конечным числом гармоник в разложении для того, чтобы обеспечить необходимую точность.

Для кусочно-линейных функций аппроксимация рядами Фурье хорошо известна [18] и может быть записана в виде:

$$S_i(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin([2n+1]\{\omega_s t - \alpha_i\})}{[2n+1]}, \quad i = 1, 2, 3, \dots, \quad (22)$$

где ω_s — круговая частота первой гармоники сигнала функции коммутации; α_i — фаза сигнала коммутации i -го ключа.

Оба моста DAB содержат по четыре плеча, поэтому необходимо определить функции коммутации для этих плеч.

Упрощение анализа выполняется с учетом допущений:

- поскольку в передаче мощности важна разность фаз, а не абсолютная фаза, положим значение фазы для S_1 равной нулю, задавая угол $\alpha_i = 0$;
- DAB использует модуляцию типа PSSW (Phase Shifted Square Wave), для которой характерен сдвиг фаз между парами S_1-S_2 и S_3-S_4 равный π . Сдвиг фаз между первичным и вторичным мостами обозначен как угол δ .

Тогда выражения для функций коммутации имеют вид:

$$S_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin([2n+1]\{\omega_s t\})}{[2n+1]},$$

$$S_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin([2n+1]\{\omega_s t - \pi\})}{[2n+1]},$$

$$S_3(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin([2n+1]\{\omega_s t - \delta\})}{[2n+1]},$$

$$S_4(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin([2n+1]\{\omega_s t - \pi - \delta\})}{[2n+1]}. \quad (23)$$

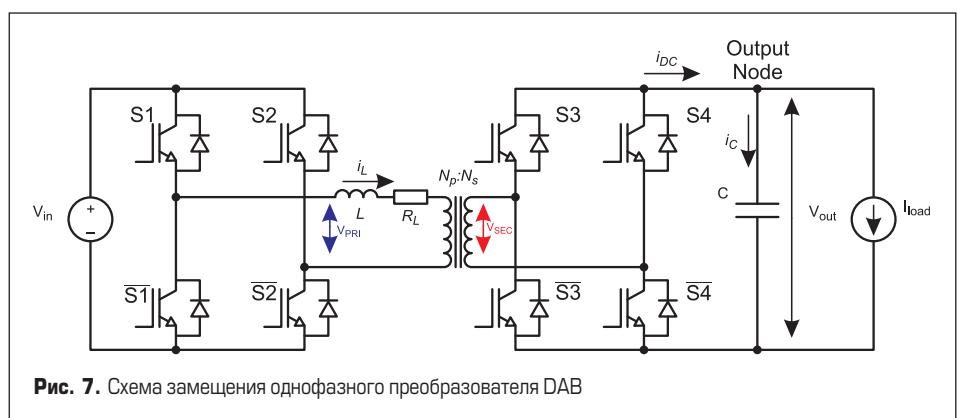


Рис. 7. Схема замещения однофазного преобразователя DAB

С одной стороны, большое количество членов разложения увеличивает точность, но, с другой стороны, заметно усложняет вычисления, что заставляет ограничить число членов разложения с обеспечением допустимой точности вычисления.

Количество членов разложения можно вычислить на основе сравнения вычислений мощности, передаваемой через DAB. В [21] было получено выражение для мощности, передаваемой в преобразователе:

$$P = \frac{N_p V_{IN} V_{OUT} \delta (\pi - |\delta|)}{N_s \omega_s L \pi}. \quad (24)$$

С другой стороны, хорошо известно выражение для передачи мощности в линии с гармоническими источниками напряжений:

$$P_h = \frac{V_2 \sin \delta}{\omega L}. \quad (25)$$

Из (25) с учетом (23) в виде суммы мощностей по N гармоническим составляющим получают:

$$P_{SEC} = \frac{8}{\pi^2} V_{IN} V_{OUT} \frac{N_p}{N_s} \times \sum_{n=0}^N \left\{ \frac{1}{[2n+1]^3} \frac{\sin([2n+1]\delta)}{\omega_s L} \right\}. \quad (26)$$

При вариации значения N и вычисляя ошибку как разность P_h (25) и P_{SEC} в (26), отнесенную к P_h , можно определить необходимое число гармоник, нужных для обеспечения заданной точности.

В таблице приведены результаты расчета ошибки в зависимости от числа гармоник, участвующих в разложении.

Задаваясь максимальным значением ошибки не более 0,1%, находят необходимое число высших гармонических составляющих N равным 3.

Опуская промежуточные формулы, с учетом (22) можно получить выражение для тока индуктивности в виде:

$$i_L(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{1}{[2n+1]} \times \left\{ \frac{V_{IN}}{Z[n]} \sin([2n+1]\omega_s t - \varphi_z[n]) - \frac{V_{OUT}}{Z[n] N_s} \sin([2n+1](\omega_s t - \delta) - \varphi_z[n]) \right\}, \quad (27)$$

где комплексное сопротивление трансформатора определяется составляющими:

$|Z[n]| = \sqrt{R_L^2 + ([2n+1]\omega_s L)^2}$ — модуль импеданса для n -гармоники,

$\varphi_z[n] = \arctg \left(\frac{[2n+1]\omega_s L}{R_L} \right)$ — фаза тока для n -гармоники.

Соответственно, ток $i_{DC}(t)$, исходя из (19), равен:

$$i_{DC}(t) = -i_{LOAD}(t) + i_{DC}(t) = -i_{LOAD}(t) + i_L \frac{N_p}{N_s} \{S_3(t) - S_4(t)\}. \quad (28)$$

Ток емкости, исходя из (19), равен:

$$i_C(t) = -i_{LOAD}(t) + \left\{ \frac{4 N_p}{\pi N_s} \sum_{m=0}^N \frac{1}{[2m+1]} \times \left[\begin{array}{l} \frac{V_{IN}}{Z[n]} \sin([2m+1]\omega_s t - \varphi_z[m]) - \\ - \frac{V_{OUT}}{Z[m] N_s} \sin([2m+1](\omega_s t - \delta) - \varphi_z[m]) \end{array} \right] \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{\sin([2n+1](\omega_s t - \delta))}{[2n+1]} \right] \right\}. \quad (29)$$

Опуская промежуточные вычисления, можно получить формулу для тока $i_C(t)$ в виде:

$$i_C(t) = -i_{LOAD}(t) + \left\{ \begin{array}{l} + \frac{8 N_p}{\pi^2 N_s} \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N \frac{1}{[2n+1][2m+1]} \times \\ \times \left[\begin{array}{l} \frac{V_{IN}}{Z[m]} (\cos[2n+1](\omega_s t - \delta) - \\ - [2m+1]\omega_s t + \varphi_z[m]) - \\ - \cos([2n+1](\omega_s t - \delta) - [2m+1]\omega_s t - \varphi_z[m]) - \\ - \frac{N_p V_{OUT}}{N_s |Z[m]|} (\cos([2n+1](\omega_s t - \delta) - \\ - [2m+1](\omega_s t - \delta) + \varphi_z[m])) - \\ - \cos([2n+1](\omega_s t - \delta) + \\ + [2m+1](\omega_s t - \delta) - \varphi_z[m]) \end{array} \right] = \\ = -i_{LOAD}(t) + \Lambda(m, n...) \end{array} \right\}. \quad (30)$$

Выходное напряжение V_{OUT} имеет вид:

$$\frac{dV_{OUT}(t)}{dt} = \frac{i_C(t)}{C} = \frac{1}{C} \{ -i_{LOAD}(t) + \Lambda(m, n...) \}. \quad (31)$$

Таблица. Результаты расчета ошибки в зависимости от числа высших гармоник

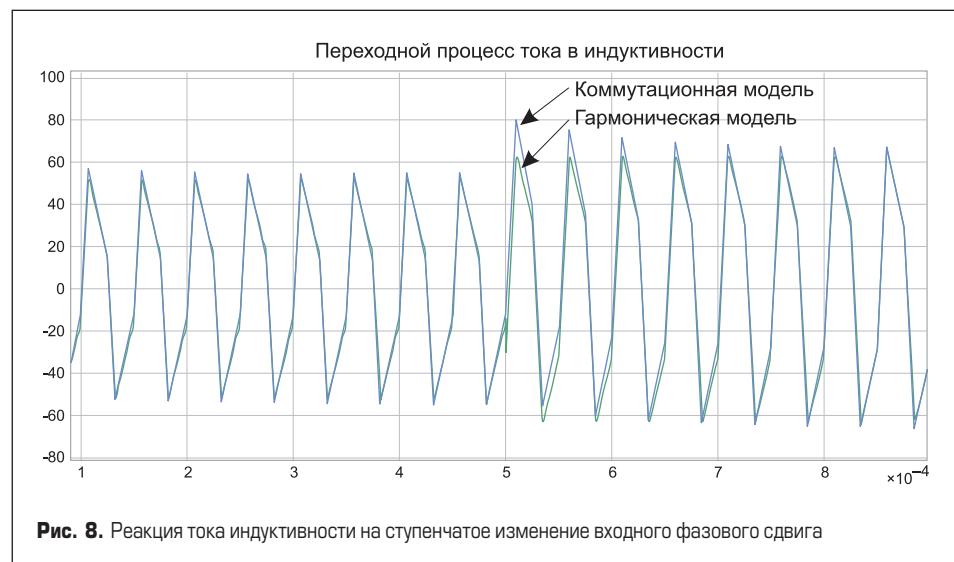
Количество высших гармоник	Ошибка, %
0 (только 1-я гармоника)	3,131
1	-0,573
2	0,178
3	-0,070
4	0,031
5	-0,014
6	0,006

Полученное выражение для выходного напряжения в установившемся режиме было проверено сравнением его результата с результатом моделирования схемы. Ошибка между этими двумя сигналами минимальна, что подтверждает правомочность гармонической модели.

Переходный режим DAB

Стационарный режим преобразователя DAB подтвердил возможность применения гармонического анализа, что позволяет расширить эту модель для прогнозирования переходного режима преобразователя. В переходных процессах стационарное значение тока индуктивности применить невозможно. Однако с использованием классической теории цепей можно значение тока индуктивности представить суперпозицией откликов, полученных при нулевом начальном значении тока и при нулевом входном сигнале [22, 23].

Отклик тока индуктивности преобразователя DAB при нулевом входном сигнале представляет собой экспоненциальное затухание с постоянной времени, определяемой резистивно-индуктивным звеном переменного тока. Отклик при нулевом состоянии представляет собой установившийся отклик на конкретное значение на входе DAB. Таким образом, стационарный характер гармонической модели позволяет ей предсказывать реакцию при нулевом состоянии, но не реакцию при нулевом входном сигнале.



На рис. 8 показана реакция тока индуктивности на ступенчатое изменение входного фазового сдвига (изменение отставания фазы с 50 до 70° эл.). Гармоническая модель немедленно переходит к новому устойчивому решению, в то время как характеристика экспоненциального затухания отклика при нулевом входе не моделируется.

Важной особенностью процесса, показанного на рис. 8, является величина экспоненциального затухания, вызванного переходной ступенькой. Как видно на рис. 8, ступенчатое изменение фазы вызывает относительно незначительное изменение величины тока сравнительно с его амплитудой.

Поскольку отклик тока индуктивности при нулевом входном сигнале относительно мал по величине, его влияние незначительно и им можно пренебречь. В результате допущение, принятые для циклического установившегося режима, также справедливо и для переходного режима. Принятое допущение позволяет использовать выражение установившегося выходного напряжения для моделирования динамического отклика преобразователя DAB.

Хотя гармоническая модель имеет приемлемую точность, она существенно нелинейна, поскольку содержит произведение параметров V_{OUT} и δ , что делает ее сложной и непригодной для проектирования линейного регулятора с обратной связью.

Для получения приемлемой модели необходимо упростить полученное выражение (31) для выходного напряжения. Упрощение состоит из двух этапов. Первый этап предполагает, что ВЧ-пульсации выходного напряжения не влияют на общую стабильность системы, которая определяется процессом переключения преобразователя, а не вызвана входным сигналом контроллера. В результате компонент пульсаций выходного напряжения можно проигнорировать для анализа систем управления, оставив только среднюю составляющую постоянного тока. Второй этап предполагает, что нелинейность мо-

дели может быть упрощена путем линеаризации. Это приведет к линеаризованной модели динамики выходного напряжения преобразователя DAB со средним значением постоянного тока, что позволит затем применить классические методы проектирования управления [24].

Благодаря подобному упрощению и переходу к «низкочастотному» приближению гармонической модели ВЧ-члены выражения для тока емкости (30) необходимо удалить. Это достигается за счет рассмотрения только гармонических членов, где $n = m$, поскольку это единственное условие, которое исключает первые ВЧ-члены из членов суммирования этого уравнения, а также можно удалить члены двойной частоты для условия $n = m$.

В результате упрощенная модель примет вид:

$$\begin{aligned} \frac{dV_{OUT}(t)}{dt} = & \frac{-i_{LOAD}(t)}{C} + \frac{8}{\pi^2} \frac{N_p}{CN_s} \sum_{n=0}^N \frac{1}{[2n+1]^2} \times \\ & \times \left\{ \frac{V_{IN}}{|Z[n]|} \cos([2n+1]\delta - \varphi_z[n]) - \right. \\ & \left. - \frac{N_p V_{OUT}}{N_s |Z[n]|} \cos(\varphi_z[n]) \right\}. \end{aligned} \quad (32)$$

Следует обратить внимание, что коэффициенты при членах V_{IN} и V_{OUT} являются зависимыми не от времени, а только от параметров схемы и номера гармоники разложения.

Правомочность линеаризации модели также была проверена путем сравнения отклика низкочастотной гармонической модели с откликом полнофункциональной модели, представленным на рис. 9. Исследования подтвердили, что, несмотря на значительное упрощение модели, основные показатели динамики выходного напряжения сохраняются. Сопоставление графиков рис. 9 подтверждает, что низкочастотная составляющая выходного напряжения достаточно точно предсказывает динамику преобразователя DAB.

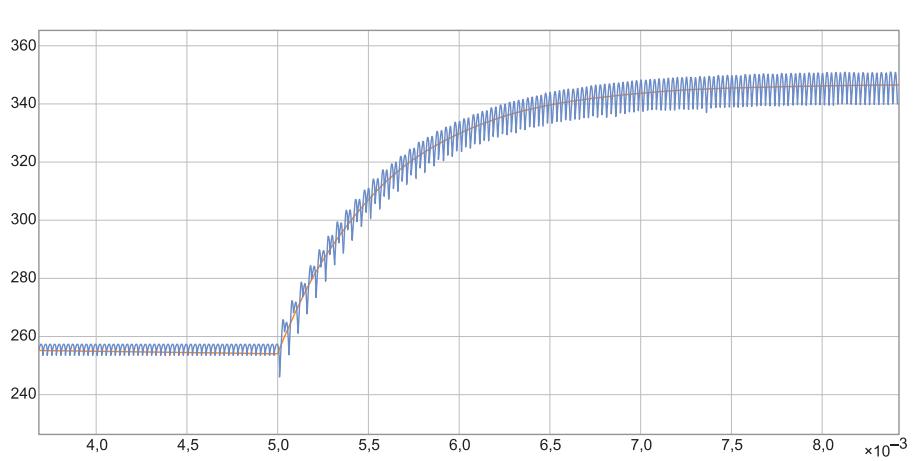


Рис. 9. Переходной процесс изменения выходного напряжения при изменении угла управления с 50 до 70° эл. Синий график — полнофункциональная модель, красный — низкочастотная гармоническая модель

Выводы

Рассмотрены энергетические показатели автономного преобразователя, критерии оценивания качества потребляемой электроэнергии и распределенные системы электропитания.

Для связи между разными уровнями и шинами вышеуказанных систем электропитания используются DC/DC-конвертеры в виде модульных преобразователей DAB. Исследуются установившиеся и переходные режимы DAB.

Формируются упрощенные динамические модели DAB и отдельных его модулей для анализа систем управления по усредненной (линеаризованной) составляющей постоянного тока.

Литература

- Шульга Р. Н. Силовые полупроводниковые приборы для электроэнергетики // Оперативное управление в электроэнергетике. 2022. № 1.
- Шульга Р. Н. Преобразователи частоты // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2022. № 1.
- Шульга Р. Н. Преобразователи напряжения малой и большой мощности // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2022. № 7.
- Шульга Р. Н. Энергетические показатели преобразователей напряжения // Вестник в электроэнергетике. 2022. № 1.
- Шульга Р. Н. Контроллеры DC/DC-конвертеров // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2022. № 6.
- Система передачи и распределения электроэнергии. Патент RU2543516 C2, МПК H02j 3/36. Бюл. №29, 20.10.2013.
- Мелешин В. И., Овчинников Д. А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. Пер с англ. Под ред. Свинцова Е. Х. М.: Техносфера, 2011.
- Гусев Б., Овчинников Д. Транзисторный двухфазный трансформаторный мостовой преобразователь напряжения // Силовая электроника. 2005. № 2.
- Deng H., Oruganti R., Srinivasan D. A Simple Control Method for High-Performance UPS Inverters Through Output-Impedance Reduction // IEEE Trans. Ind. Electr. 2008. Vol. 55, Iss. 2.
- Rongjun H., Mazumder S. K. A soft-switching scheme for an isolated dc/dc converter with pulsating dc output for a three-phase high-frequency-link pwm converter // IEEE Trans. Power Electron. 2009. Vol. 24. No. 10.
- McGrath B. P., Holmes D. G. Analytical modelling of voltage balance dynamics for a flying capacitor multilevel converter // IEEE Trans. Power Electron. 2008. Vol. 23. No. 2.
- Segaran D., Holmes D. G., McGrath B. P. Enhanced load step response for a bi-directional dc-dc converter. Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011.

13. Segaran D., Holmes D. G., McGrath B. P. High-performance bi-directional ac-dc converters for phev with minimised dc bus capacitance.¹ Proc. 37th IEEE Annual Conference on Industrial Electronics (IECON), 2011.
14. Segaran D., McGrath B. P., Holmes D. G. Adaptive dynamic control of a bi-directional dc-dc converter. Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010.
15. Segaran D., Holmes D. G., McGrath B. P. Comparative analysis of single and three-phase dual active bridge bidirectional dc-dc converters. Proc. Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC), 2008.
16. Segaran D., Holmes D., McGrath B. Comparative analysis of single- and three-phase dual active bridge bidirectional dc-dc converters // Aust. J. Electr. Electron. Eng. 2009. Vol. 6. No. 3.
17. Segaran D., Holmes D., McGrath B. Enhanced load step response for a bi-directional dc-dc converter // IEEE Trans. Power Electron. 2013. Vol. 28. No. 1.
18. Kunrong W., Lee F. C., Lai J. Operation principles of bi-directional full-bridge dc/dc converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability. Proc. 15th IEEE Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). 2000. Vol. 1.
19. Liping S., Dehong X., Min C. Dynamic modeling of a pwm plus phase-shift (pps) controlled active clamping boost to full bridge bi-directional dc/dc converter. Proc. 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2006.
20. James G., Burley D., Clements D., Dyke P., Searl J. Modern Engineering Mathematics. Pearson Prentice Hall, 2007.
21. De Doncker R. W. A. A., Divan D. M., Kheraluwala M. H. A three-phase soft-switched high-power-density dc-dc converter for high-power applications // IEEE Trans. Ind. Appl. 1991. Vol. 27. No. 1.
22. Shepherd J., Morton A., Spence L. Higher Electrical Engineering, 2nd ed. Essex: Longman Scientific and Technical, 1977.
23. Sedra A. S. K.C. Microelectronic Circuits. 6th ed. New York, Oxford University Press, 2011.
24. Goodwin G., Graebe S., Salgado M. Control System Design. Prentice Hall, 2001.

**Лиевые
ольчатые
диаторы**

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

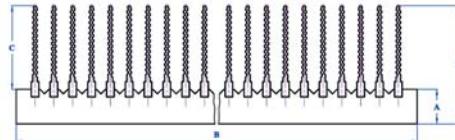
Новинка — сварные радиаторы

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



Новинка — охладители О57

по вашим размерам



ИСТОЧНИК БЕСПЕРЕБОЙНОГО ПИТАНИЯ ММП-ИРБИС - СР1110Л 1 кВт

ИБП СР1110Л предназначен для осуществления бесперебойного электропитания широкого класса приборов переменным напряжением ~220 В 50 Гц

Обеспечивает:

- круглосуточный непрерывный режим работы;
- автоматический переход на режим работы от аккумуляторной батареи при пропадании сетевого напряжения;
- автоматический переход на режим работы от сети при восстановлении сетевого напряжения;
- защиту нагрузки от короткого замыкания;
- автоматический заряд/подзаряд аккумуляторной батареи в буферном режиме;
- отключение аккумуляторной батареи при ее разряде на 80–85% (защита от «глубокого» разряда).



ООО «ММП-ИРБИС»
111033, г. Москва, Золоторожский Вал, д. 11,
стр. 26, офис 514

ММП-ИРБИС

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

Гибридный медь-алюминиевый жидкостный охладитель

Петр Васильев¹

Алексей Калинин¹

Денис Михадаров¹

Елена Зиновьева¹

Растущая практика применения изделий силовой электроники в разных отраслях встречается с новыми технологическими и конструктивными требованиями, ориентированными на среду применения, габарит и свойства импортозамещенных ключей. При этом утилизация выделяемой при работе силовых электронных устройств тепловой энергии остается важнейшим фактором надежности функционирования изделий и фактором габаритного исполнения комплектного изделия. Классически данная задача решается применением охладителей с воздушным охлаждением. Условие работы такого охладителя — значительное превышение температуры охладителя $T_{\text{охл}}$ относительно температуры окружающей среды $T_{\text{ср}}$ для обеспечения эффективного теплообмена, что значительно ограничивает величину теплового потока Q со стороны тепловыделяющих элементов. Следующим шагом в развитии конструктивных решений становится применение жидкостных охладителей с постоянной циркуляцией охлаждающей жидкости. Интенсивный теплообмен рабочей поверхности охладителя с проточной охлаждающей жидкостью с низкой температурой $T_{\text{ж}}$ позволяет обеспечить работу силовых устройств при существенно больших значениях Q .

Классическая конструкция жидкостного закрытого охладителя предполагает его изготовление двумя способами: сверление сквозных отверстий в основании либо сборка из основания с фрезерованными пазами и крышки, при этом неразъемное герметичное соединение осуществляется сваркой исходных заготовок. Очевидно, что второй способ более технологичен. Возможность выполнения каналов охлаждения с помощью фрезерования открытой поверхности основания позволяет реализовать их различную геометрию, чтобы получить максимальное значение коэффициента теплоотдачи на границе металл-стенка. Обеспечить требуемое качество сварного соединения при отсутствии сопутствующих факторов вредного производства (световое излучение и выделение аэрозолей) позволяет технология сварки трением с перемешиванием (далее — СТП), успешно применяемая в отечественном машиностроении [1]. Сущность технологии и варианты ее использования описаны в литературе [2–4]. На рис. 1 показан макет алюминиевого жидкостного охладителя, изготовленный по технологии СТП.

Принципиальным преимуществом технологии СТП является возможность сварки разнородных материалов, в том числе стыкового соединения медь-алюминий. На рис. 2 в качестве примера показано изготовленное таким способом гибридное тавровое соединение медь-алюминий. Применение меди в качестве рабочей поверхности охладителя улучшает его тепловые характеристики в части распределения температуры в плоскости рабочей поверхности, при этом его основание может изготавливаться из алюминиевого сплава, что обеспечивает приемлемую себестоимость.

Нами изготовлен прототип медь-алюминиевого жидкостного охладителя, продольное сечение которого условно показано на рис. 3. Основанием (1)



Рис. 1. Макет алюминиевого жидкостного охладителя, изготовленного по технологии сварки трением с перемешиванием

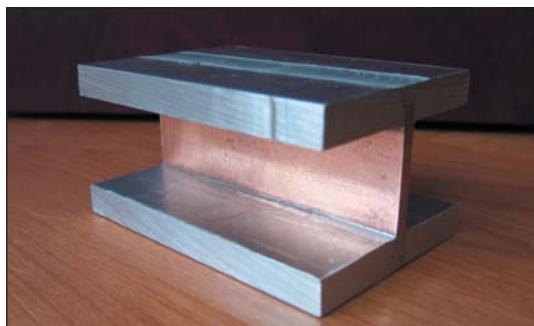


Рис. 2. Образец гибридного медь-алюминиевого двухтавра

¹ФГБОУ ВО «Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова».

служит типовой воздушный охладитель из алюминиевого сплава АД31. В нем фрезерованием выполнены показанные на рисунке поперечные пазы, обеспечивающие циркуляцию охлаждающей жидкости в непосредственном контакте с медной пластиной (2), являющейся рабочей поверхностью охладителя. Подача жидкости происходит по продольным пазам, не показанным на рисунке. На рис. 4 представлена общий вид охладителя непосредственно после сварки, на рис. 5 — после финишного фрезерования. На рис. 6 приведены габаритные размеры.

Сплав АД31 широко применяется при изготовлении различного рода профилей методом экструзии ввиду его технологичности. Его физические характеристики мало отличаются от таковых для чистого алюминия. В таблице 1 приведен химический состав сплава согласно ГОСТ 4784, в таблице 2 — физические характеристики в сравнении с характеристиками сплава АД1, содержащего не менее 99,3% Al.

Для проведения оценочных испытаний описываемой конструкции охладителя был изготовлен лабораторный стенд, содержащий, помимо охладителя, водную магистраль, емкость с водой, центробежный насос и теплообменник с принудительной подачей охлаждающего воздуха. Температура воды на выходе охладителя контролировалась ртутным термометром, температура медного основания — тепловизором. В качестве источника нагрева использовался тэн специальной формы, механически закрепленный на медном основании.

Были проведены тепловые замеры в режиме охлаждения проточной водой с температурой на входе охладителя +14,5 °C и расходом 0,07 л/с и при работе в режиме замкнутого контура с принудительным охлаждением воды. В первом случае температура медного основания через 40 мин нагрева достигала +53 °C. Во втором случае температура воды на выходе охладителя достигала +42,6 °C через 145 мин работы при расходе 0,185 л/с, температура медного основания — +86 °C. Выделяемая тэном мощность в первом случае ориентировочно составляла 700 Вт, во втором — 900 Вт. Коэффициент теплоотдачи, вычисленный по результатам эксперимента, соответствовал минимальному значению из области справочных значений согласно [6], что и следовало ожидать для прототипа изделия. Существенное улучшение его достигается выбором геометрии охлаждающих каналов, рельефом поверхности металлической стенки и режимом течения охлаждающей жидкости.

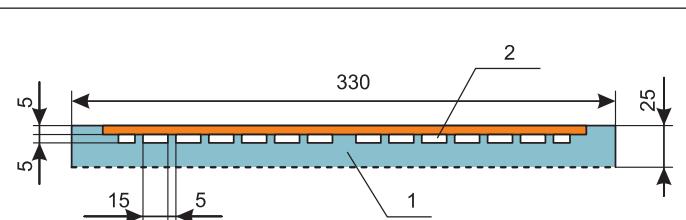


Рис. 3. Продольное сечение гибридного медь-алюминиевого охладителя: 1 — медная пластина; 2 — алюминиевый корпус

Таблица 1. Химический состав алюминиевого сплава АД31, масс. %, ГОСТ 4784

Si	Fe	Cu	Mn	Mg	Cr	Zn	Ti	Прочие	Al
0,2–0,6	0,35	0,1	0,1	0,45–0,9	0,1	0,1	0,1	0,15	Ост.

Таблица 2. Физические свойства алюминиевого сплава АД31 [5]

Сплав	λ , Вт/м·К (+20 °C)	ρ , мкОм·см	d , г/см ³	$\alpha \times 10^6$ (+20...+100 °C)	c , Дж/кг·К (+100 °C)
АД1	230	2,9	2,71	24	921
АД31Т	193	3,4	2,7	23,4	
АД31Т1	209	3,1			

Предлагаемая конструкция жидкостного охладителя, выполненная на основе оребренного профиля, предполагает возможность его применения при работе силовых устройств в повторно-кратковременном режиме с импульсным выделением больших величин Q. В активном режиме выделяемое тепло аккумулируется охлаждающей жидкостью, теплоемкость которой может на порядок превосходить теплоемкость металла охладителя при сохранении приемлемой величины $T_{ж}$. При переходе силового устройства в ждущий режим отвод накопленной тепловой энергии происходит за счет воздушного охлаждения ребер охладителя. Данная ситуация реализуема при упрощенной схеме охлаждения без применения кулера для охлаждения проточной жидкости.

При разработке изделий силовой электроники с жидкостными охладителями необходимо уделять внимание свойствам жидкого теплоносителя. В качестве охлаждающей жидкости, помимо воды можно применять также составы на основе водно-органических концентратов, представляющих собой смеси гликолов (моно-, ди- и триэтиленгликоля, пропиленгликоля, глицерина и др.) с пакетом антикоррозионных и противовспенивающих присадок. Особенность водно-органических охлаждающих жидкостей состоит в высокой стабильности в широком диапазоне температур эксплуатации -50...+170 °C. Оптимальная теплопроводность и вязкость обеспечивают эффективный перенос тепла и быструю транспортировку по жидкостному охладителю. В условиях отрицательных температур такая система охлаждения будет работать стабильно без риска повреждения целостности металлоконструкции. Кроме того, подобные охлаждающие жидкости не оказывают разрушительного воздействия на системы из металлов (стали, чугуна, алюминия, меди, латуни) и обладают длительным сроком эксплуатации, который в зависимости от типа присадок может достигать 10 лет.

Критическим фактором при эксплуатации жидкостных охладителей является коррозия металла. Данное обстоятельство усугубляется наличием гальванопары медь-алюминий в описываемой конструкции охладителя. Нами проведены предварительные исследования по коррозионной устойчивости элементов конструкции прототипа охладителя применительно к двум составам теплоносителя. Результаты испытаний представлены в таблице 3. Внешний вид образцов до испытаний



Рис. 4. Лицевая сторона охладителя непосредственно после процесса сварки



Рис. 5. Общий вид охладителя после финишного фрезерования

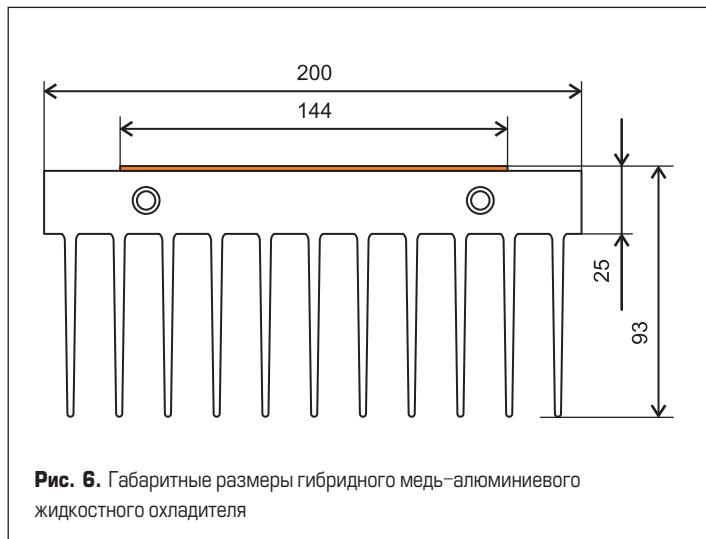


Рис. 6. Габаритные размеры гибридного медь–алюминиевого жидкостного охладителя

Таблица 3. Результаты коррозионных испытаний

	Образец	m_0 , г	m_{70} , г	Δm_{70} , %	m_{120} , г	Δm_{120} , %
Теплоноситель 1	Cu-Al	29,9429	29,9679	0,0835	29,9764	0,1119
	Cu	30,1818	30,2042	0,0742	30,2103	0,0938
	Al	19,4243	19,4401	0,0813	19,4469	0,1163
Теплоноситель 2	Cu-Al	32,9203	32,9460	0,0780	32,9545	0,1039
	Cu	32,8149	32,8403	0,0774	32,8416	0,0813
	Al	19,3826	19,3826	0,0847	19,3855	0,0997

Примечания. Теплоноситель 1 — вода/глицерин/присадки, теплоноситель 2 — вода/этilenгликоль/присадки; m_0 — первоначальная масса образца; m_{70} — масса образца после 70-ч экспозиции в теплоносителе при $T = +80 \dots +90^\circ\text{C}$; m_{120} — масса образца после 120-ч экспозиции в теплоносителе при $T = +80 \dots +90^\circ\text{C}$.

Таблица 4. Физические характеристики теплоносителей

	Состав — основа	ρ , $\text{г}/\text{см}^3$	$T_{зам.}$, $^\circ\text{C}$	$T_{кип.}$, $^\circ\text{C}$	pH	v , $\text{мм}^2/\text{с}$	c , $\text{Дж}/\text{кг}\cdot\text{К}$
1	Вода — глицерин	1,068	< -24	102	7,7	1,353	4327
2	Вода — этиленгликоль	1,076	< -24	109	8,36	1,735	3938

в теплоносителе 1 и после приведен на рис. 7. Физические характеристики теплоносителей приведены в таблице 4.

Представленный материал следует понимать как предварительное сообщение, показывающее возможности реализации принципиально новых конструктивных решений с применением разнородных материалов благодаря технологии сварки трением с перемешиванием. Следующим шагом будет поиск оптимальной геометрии охлаждающих каналов, рельефа их стенок, режимов течения охлаждающей жидкости с целью максимального увеличения коэффициента теплопередачи на границе металл–жидкость. Также предполагается продолжить исследование коррозионной устойчивости элементов конструкции охладителя при использовании других, в том числе органических теплоносителей.

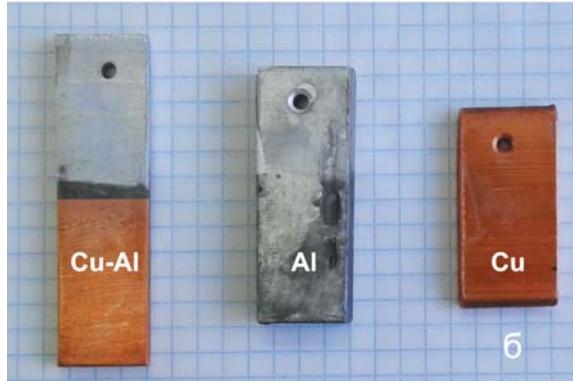
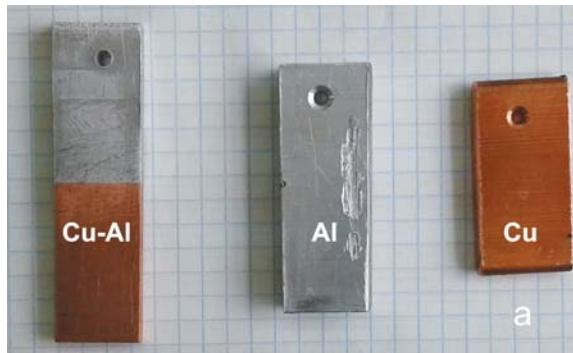


Рис. 7. Внешний вид образцов элементов конструкции охладителя, подвергнутых испытанию на коррозию в теплоносителе 1 (табл. 4): а) до проведения испытаний; б) после испытаний

Литература

- Бакшаев В. А., Васильев П. А. Сварка трением с перемешиванием в производстве крупногабаритных изделий из алюминиевых сплавов // Цветные металлы. 2014. № 1.
- Котлыев Р. Р. Сварка трением с перемешиванием. Ростов н/Д, Издательский центр ДГТУ, 2012.
- Васильев П. А., Васильев И. П., Шведов М. А., Григорьев В. С. Сварка трением с перемешиванием в производстве изделий силовой электроники // Силовая электроника. 2019. № 5.
- Васильев П. А., Шведов М. А., Христофоров О. В., Калинин А. Г., Григорьев В. С. Технология сварки трением с перемешиванием в Чувашском государственном университете им. И. Н. Ульянова // Сварочное производство. 2021. № 9.
- Дриц А. М., Овчинников В. В. Сварка алюминиевых сплавов. М.: Руда и Металлы, 2017.
- Дьяконов В. Г., Лонщаков О. А. Основы теплопередачи и массообмена. Учебн. пос. Казань, Изд-во КНИТУ, 2015.

SiC MOSFET-транзисторы 1200 В 80 мОм от Yangjie

Компания Yangjie анонсировала выпуск SiC МОП-транзисторов собственной разработки с напряжением пробоя 1200 В и сопротивлением открытого канала 80 мОм.

В последние годы рынок силовых инверторов вступил в период интенсивного роста, и спрос на MOSFET SiC быстро увеличился. При совместном применении SiC-диодов и SiC MOSFET рабочая частота системы может быть увеличена для повышения КПД и уменьшения размера преобразователя, снижения тепловых потерь и улучшения надежности и долговечности.

Особенности продукта:

- высокая термостойкость, рабочая температура: +175 °C;

- унипольярное устройство, высокая скорость переключения, низкие потери, подходит для высоковольтных и высокочастотных приложений;
- благодаря использованию передового процесса утончения SiC MOSFET имеет превосходные характеристики электрического сопротивления, снижая потери энергии устройства работе;
- тип корпуса изделия: TO-247-3L, TO-247-4L и другие;
- прошли строгие отраслевые сертификаты надежности, включая испытания HTRB, HTGB и HV-H3TRB.

www.macrogroup.ru

Термоциклирование в условиях тепловой перегрузки: ускоренные испытания надежности соединений чипов

В статье представлены результаты оценки надежности соединений чипов IGBT, проводимой с помощью активного термоциклирования. Для ускорения процесса были превышены номинальные рабочие режимы полупроводниковых приборов. Такой подход позволяет сократить время тестирования с нескольких месяцев до одного дня без изменения основного механизма отказа, что подтверждается результатами экспериментов и анализом повреждений. Кроме того, была создана ресурсная модель, сравнение которой с опубликованными ранее моделями показало, что применение передовых технологий подключения чипов, таких как спекание серебра, позволяет снизить зависимость срока службы силовых модулей от температуры. В статье также обсуждаются физические ограничения и примеры применения.

**Карстен Кемпиак
(Carsten Kempia)**

**Александр Шиффмачер
(Alexander Schiffmacher)**

**Антон Чуприн
(Anton Chupryns)**

**Андреас Линдеманн
(Andreas Lindemann)**

**Юрген Уайльд
(Jürgen Wilde)**

**Яцек Рудзки
(Jacek Rudzki)**

**Фрэнк Остервальд
(Frank Osterwald)**

**Автор-корреспондент:
Карстен Кемпиак
(Carsten Kempia)**

carsten.kempia@ovgu.de

**Перевод:
Евгений Карташев**

Введение

Современные технологии монтажа кристаллов, такие как спекание серебра, диффузионная пайка и медные соединительные проводники, все чаще используются в силовых полупроводниковых приборах [1–4]. Их применение позволяет повысить надежность работы модулей в номинальных условиях или эксплуатировать их при повышенной температуре. Это приводит либо к увеличению плотности мощности, либо дает возможность использовать компоненты в более жестких тепловых режимах. Однако в реальных условиях описанные преимущества создают новые проблемы для квалификации силовых электронных модулей: повышение срока службы требует значительного увеличения длительности и стоимости испытаний, а также времени вывода на рынок новых продуктов, поскольку тестирование является неотъемлемой частью процесса разработки новой продукции [5]. Кроме того, если модуль эксплуатируется при повышенных рабочих температурах, то коэффициент ускорения испытаний на термоциклирование будет снижаться при соблюдении обычных температурных ограничений. Поэтому для ускорения процесса квалификации прибора приходится ужесточать условия тестирования.

Новый подход

Новый подход к ускоренным испытаниям в процессе разработки продукта проиллюстрирован на рис. 1: сначала проводятся обычные ускоренные

тесты 1, в ходе которых основной механизм отказа исследуется и документируется стандартным образом. Далее процедура тестирования расширяется за счет коэффициента ускорения 2', 3', 4' и 5', затем происходит оптимизация конструкции и производственного процесса. Таким образом, каждый цикл разработки проходит намного быстрее, что значительно сокращает время вывода на рынок оптимизированного продукта 6. Однако следует позаботиться о том, чтобы базовый механизм отказа не изменялся и отвечал реальным условиям работы [6]. Поэтому необходимо тщательно изучить возможность адаптации условий ускоренных испытаний, например параметров термоциклирования сверх заданных тепловых ограничений.

Термоциклирование в условиях тепловой перегрузки

Ресурсные модели показывают, что срок службы силовых электронных модулей зависит от многих параметров [3, 7], причем наибольшее влияние оказывает градиент температуры ΔT_{vj} . Поэтому испытания на термоциклирование при увеличенном значении ΔT_{vj} и в условиях тепловой перегрузки, то есть за пределами номинальных параметров, являются многообещающим подходом к сокращению времени квалификации компонента. Возможности данных исследований ограничены соединениями чипа, в частности его верхнего слоя: при подаче коротких импульсов тока можно ожидать, что повреждаться в первую очередь будут элементы структуры, подверженные большему перепаду температуры. Таким

образом, тест с повышенным коэффициентом ускорения возможен без активации механизма отказа, например, в слое припоя, который испытывает умеренные колебания температуры из-за тепловой инерции.

Тестируемый прибор

Для исследований были изготовлены специальные инженерные образцы Si IGBT 650 В/200 А в стандартном корпусе (рис. 2) с максимально допустимой температурой кристаллов +175 °C. Нижняя сторона IGBT спечена с DCB-подложкой, верхняя сторона таким же образом соединена с буфером, содержащим восемь толстых медных проводников для подключения эмиттера. Также были дополнительно протестированы коммерческие модули с аналогичной номинальной мощностью (FS200R07N3E4R) и стандартными технологиями подключения (толстые алюминиевые проводники, паяные чипы). Для применения передовых методов оптических измерений, таких как мониторинг термомеханических деформаций с цифровой коррекцией изображения (DIC) [8, 9] и термография [10], половина инженерных образцов не имеет заливки силиконовым гелем.

Поскольку предлагаемый подход предназначен для непосредственного обнаружения деградации соединения верхнего слоя чипа на начальной стадии разработки, его можно использовать в качестве индикатора раннего отказа, позволяющего ускорить тест на термоциклирование без проверки окончания срока службы (EOL — End Of Life), критериями которого являются +5% V_{CEsat} или +20% R_{th} [6]. Такой ранний отказ, зафиксированный при термоциклировании, может быть экстраполирован на EOL с использованием физических моделей. Однако для этого необходимо точное понимание основного механизма выхода из строя, что особенно сложно при использовании новых технологий. Хотя данный альтернативный подход опубликован в [9, 10], в настоящей статье основное внимание уделяется вышеупомянутому ускорению EOL-тестов, как описано ранее.

Экспериментальная установка и результаты тестов

Как показывает опыт предыдущих испытаний (см. выше), сценарий разрушения верхнего соединительного слоя представляет собой постоянно растущую трещину в Al-металлизации между кристаллом и буферным слоем сварки. Такой же механизм должен запускаться при испытаниях на термоциклирование в условиях тепловой перегрузки. В общей сложности в ходе этих исследований был проведен 41 тест, в том числе на восьми эталонных модулях со стандартным способом подключения кристаллов. Все испытания проводились при номинальном токе нагрузки (I_{nom} ; для снижения ΔT_{vj} необходимо его небольшое уменьшение), а также при фиксированном времени включения и выключения, скорректированном один раз в начале теста.

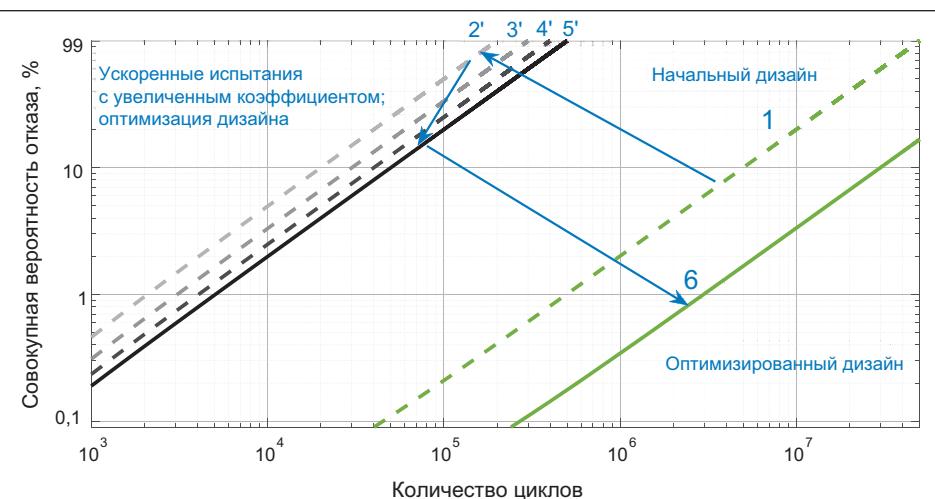


Рис. 1. Ускоренная процедура квалификации

Для повышения уровня потерь и достижения состояния тепловой перегрузки напряжение затвора V_{GE} каждого DUT настраивалось один раз перед началом испытаний на термоциклирование. Прогрессирующая деградация будет вести к дальнейшему росту потерь и, соответственно, градиента температуры. Согласно стандартной процедуре, увеличение напряжения насыщения V_{CEsat} на +5% используется в качестве индикатора отказа электрической цепи, а увеличение теплового сопротивления R_{th} на +20% указывает на повреждение тепловой цепи [6].

Сбор данных, как отмечено в [6], производился путем мониторинга перепада температуры чипа (от T_{vj_min} до T_{vj_max}) с помощью известного $V_{CE(T)}$ -метода в сочетании с \sqrt{t} -методом [11] для оценки T_{vj_max} на каждом цикле. Напряжение насыщения V_{CE_sat} измерялось в конце импульса тока нагрузки, тепловое сопротивление R_{th} на каждом цикле определялось относительно температуры корпуса T_c установкой термопары в радиаторе под центром чипа. Поскольку импульсы нагрузки были очень короткими, величина R_{thj_c} в большей степени представляет собой переходный тепловой импеданс.

Для того чтобы определить увеличение статического значения R_{th} всего теплового тракта, включая слой термопасты (TIM: 100 мкм

DC340), тепловой импеданс измерялся один раз до и один раз после испытания на термоциклирование по отношению к температуре охлаждающей жидкости. Референтная температура T_a рассчитывалась в соответствии с [6] для модуля без базовой платы как средняя величина для жидкости на входе и выходе (определялись с помощью термопар). Во всех тестах использовался критерий отказа +5% V_{CE_sat} , тест на термоциклирование продолжался до тех пор, пока градиент ΔT_{vj} не увеличился на +20%.

Результаты теста на термоциклирование

Результаты теста на термоциклирование в условиях тепловой перегрузки при $\Delta T_{vj} = 170$ K и обычном ускорении $\Delta T_{vj} = 90$ K показаны на рис. 3а для инженерных образцов и на рис. 3б для эталонных модулей. Все испытания проводились при средней температуре кристаллов $T_{vj_m} = +120$ °C с использованием коротких импульсов тока нагрузки $t_{on} = 0,5$ с / $t_{off} = 1,5$ с. Чтобы увидеть, насколько изменился основной процесс деградации из-за тепловой перегрузки, нормализованные параметры цикла мощности каждого DUT отображаются вместе:

- у инженерных образцов (рис. 3а) критерий отказа +5% V_{CE_sat} всегда выполняется первым из-за непрерывного увеличения

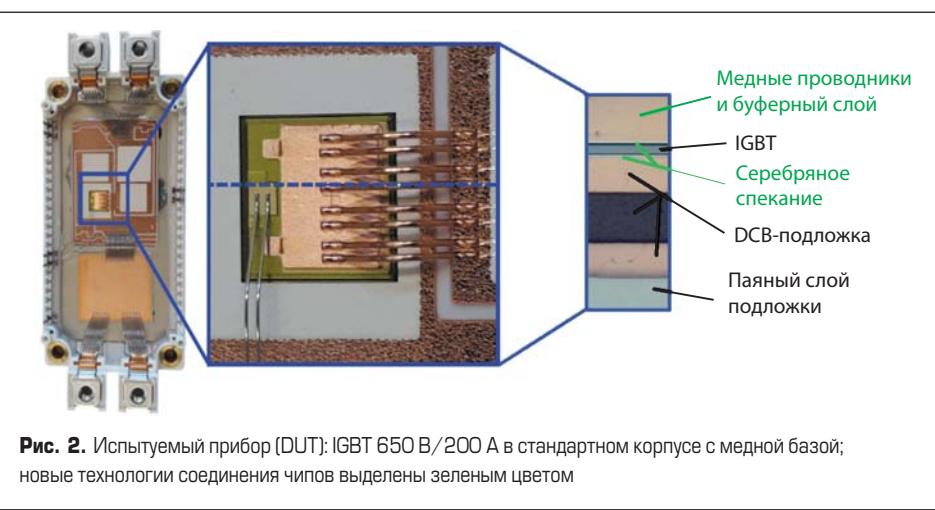
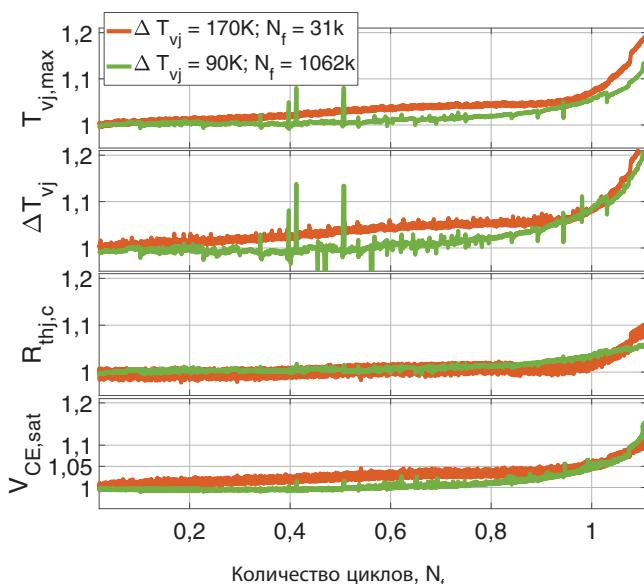
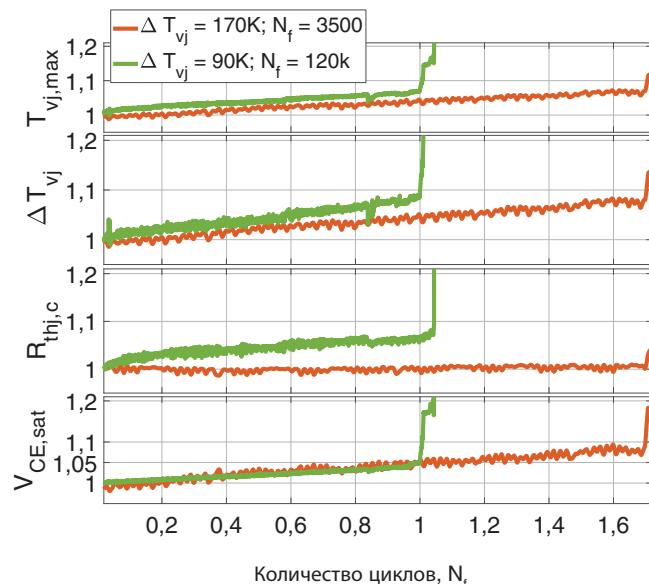


Рис. 2. Испытуемый прибор (DUT): IGBT 650 В/200 А в стандартном корпусе с медной базой; новые технологии соединения чипов выделены зеленым цветом



а) Инженерные образцы, оба с изолирующим слоем



б) Эталонные модули

Рис. 3. Сравнение нормализованных параметров термоциклов, полученных при тепловой перегрузке при $\Delta T_{vj} = 170\text{ K}$ и обычном ускоренном тесте при $\Delta T_{vj} = 90\text{ K}$ для инженерных образцов с новыми технологиями соединений чипов и эталонных модулей; $T_{vj,m} = +120\text{ }^{\circ}\text{C}$; $t_{on} = 0,5\text{ s}$; $t_{off} = 1,5\text{ s}$; $I_{load} \approx 200\text{ A}$

напряжения насыщения, подтверждающего рост трещины в Al-металлизации верхнего слоя. Как и предполагалось, этот процесс инициирует отказ во всех тестах. Кроме того, значения $R_{thj,c}$ выглядят довольно близкими, даже указывая большую разницу в количестве циклов до отказа N_f : $R_{thj,c}$ не меняется до достижения порогового критерия отказа, затем тепловое сопротивление начинает увеличиваться, что указывает на дополнительные разрушения теплового пути, более выраженные при повышенных градиентах ΔT_{vj} .

- Эталонные модули (рис. 3б) демонстрируют иное поведение: при обычных ускоренных тестах наблюдаются перекрывающиеся механизмы деградации на верхней и нижней стороне чипа, выражаются в увеличении $R_{thj,c}$, $V_{CE,sat}$ а также ΔT_{vj} . Пороговое значение $+5\%$ $V_{CE,sat}$ достигается скачком,

что говорит об отрыве соединительных проводников. Напротив, в условиях тепловой перегрузки деградация, по-видимому, полностью смещается в сторону электрической цепи, на что указывает постоянное значение теплового сопротивления и увеличение напряжения насыщения. Также, в отличие от теста с меньшим коэффициентом ускорения, критерий $+5\% V_{CE,sat}$ достигается без скачка при плавном увеличении прямого напряжения, что говорит о смещении проблемных зон от слоя припоя и сварных соединений чипа к Al-металлизации на верхней стороне. Механизм образования больших зерен и пустот между ними в слое металлизации при высоком ΔT_{vj} хорошо изучен в IGBT-модулях со стандартными технологиями соединений [12]. Процесс реконструкции алюминия вызывает заметное увеличение сопротивления металлизации,

но непосредственно не приводит к отрыву проводников, поскольку эффект реконструкции в зонах сварки обычно менее выражен [12].

Тепловой импеданс по отношению к температуре охлаждающей жидкости (рис. 3а), определенный в условиях тепловой перегрузки, показан на рис. 4. Сравнение переходного значения R_{thj} измеренного до и после термоциклирования, указывает на то, что чип близок к деградации в тепловой цепи, поскольку кривые расходятся. Статическое увеличение $R_{thj,W}$ примерно на 11% больше измеренного переходного увеличения $R_{thj,c}$ ($+10\%$, рис. 3а), что также указывает на нарушение тепловой цепи вблизи чипа и исключает решающее влияние слоя ТМ.

Испытания при меньшем градиенте ΔT_{vj} выявили аналогичный, но несколько меньший рост $R_{thj,W}$ (7–10%). Очевидно, что проведение ускоренных тестов на термоциклирование в условиях тепловой перегрузки значительно сокращает их время. В случае инженерных образцов результаты, полученные для различных градиентов температуры, выглядят аналогично показанным на рис. 3а. Следовательно, можно ожидать, что доминирующий механизм отказа остается таким же. Микрографический анализ подтверждает, что предполагаемый сценарий был инициирован в процессе термоциклирования (см. далее). Однако для эталонных модулей механизм отказа в условиях тепловой перегрузки меняется, таким образом, предлагаемый подход справедлив только для компонентов с новыми технологиями соединения чипов.

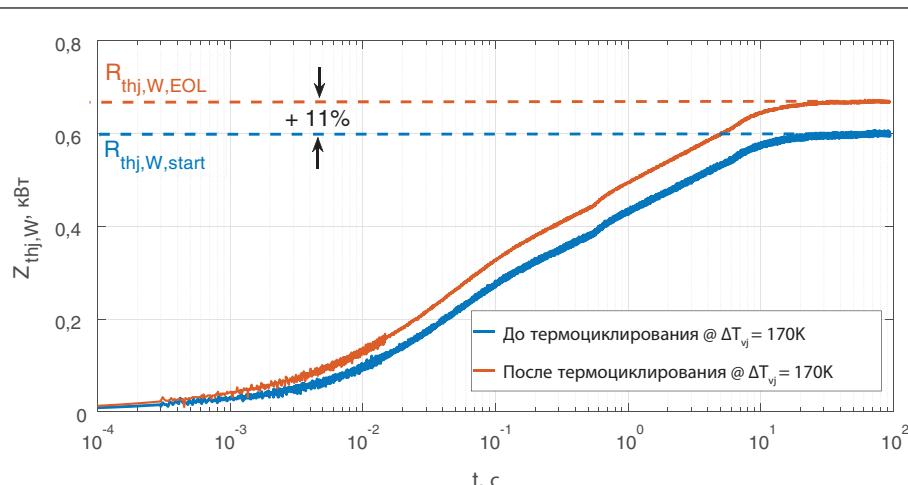


Рис. 4. Сравнение теплового импеданса одного инженерного образца до и после термоциклирования при тепловой перегрузке $\Delta T_{vj} = 170\text{ K}$

Анализ

Микрофотографический анализ является наилучшим способом визуализации процесса деградации структуры чипов при термо-

циклировании. Ранние проявления деградации можно выявить с помощью сканирующего электронного микроскопа (SAM), они подтверждаются измерением теплового импеданса (рис. 4). Помимо необходимых исследований причин отказов, сделан примерный статистический анализ для одной рабочей точки, позволяющий документировать основные процедуры, обязательные для квалификационных испытаний.

Анализ отказа

На рис. 5 показано микрографическое изображение инженерного образца, испытанного в условиях тепловой перегрузки (рис. 3а): на кромке чипа IGBT (рис. 5а) явно видна деградация Al-металлизации, что ожидаемо, в то время как соединительный слой спекания под кристаллом не поврежден. В центральной зоне (рис. 5б) наблюдается разрушение как металлизации, так и спеченного слоя. Второй эффект, тем не менее, был инициирован после достижения критерия EOL $+5\%V_{CE,sat}$ (рис. 3а). Таким образом, доминирующим механизмом отказа, очевидно, является деградация Al-металлизации на верхней стороне чипа, которая более выражена на его кромке. Однако небольшой рост теплового сопротивления R_{th} с увеличением ΔT_{vj} указывает на то, что существует некоторый предел градиента температуры, поскольку слой спекания может в свою очередь стать узким местом.

На рис. 6 показано сравнение микрографических изображений чипа IGBT в инженерном образце, подвергшемся обычному ускоренному тесту (рис. 3а), с образцом, испытанным при тепловой перегрузке. В обоих случаях четко видна одна и та же картина деградации Al-металлизации чипа с неповрежденным слоем спекания под ним. При этом для достижения порога EOL у прибора, испытанного в условиях тепловой перегрузки, потребовалось в 35 раз меньшее количество термоциклов. Принимая во внимание тот факт, что при квалификационных испытаниях обычно используется большая длительность импульса, чем $t_{on} = 0,5$ с и $t_{off} = 1,5$ с, один тест при обычном режиме ускорения занимает несколько месяцев. С другой стороны, испытания на термоциклирование при тепловой перегрузке в сочетании с короткими импульсами нагрузки проходят в течение одного дня при сохранении основного механизма отказа. Это значительно снижает затраты на квалификацию модулей, в которых применены новейшие технологии соединения кристаллов.

Статистический анализ

Основным преимуществом анализа Вейбулла является способность получать достаточно точную статистику отказов и прогнозировать их при чрезвычайно малых размерах выборки [13], что позволяет эффективно тестировать компоненты и снижать финансовые и временные затраты. Поэтому



а) кромка чипа

б) центр чипа

Рис. 5. Микрографический анализ инженерного образца после термоциклирования при тепловой перегрузке; $\Delta T_{vj} = 170$ К; $T_{vj,m} = +120$ °C

а) Номинальный коэффициент ускорения
 $N_f \approx 1100000$ б) Тепловая перегрузка
 $N_f \approx 30000$

Рис. 6. Сравнение микрографических изображений кромки чипа инженерного образца после термоциклирования при тепловой перегрузке и при нормальных условиях ускорения испытаний; $\Delta T_{vj,m} = +120$ °C

он обычно применяется для статистических исследований результатов испытаний на термоциклирование [14], а также для испытаний на надежность в других технических сферах [13].

Математически статистическое распределение Вейбулла может быть рассчитано при размере выборки от одной до трех [13], но на практике предпочтителен больший размер. В соответствии с [6] для статистического анализа одной рабочей точки требуется по меньшей мере шесть выборок поврежденных элементов, имеющих одинаковый механизм отказа. В процессе разработки продукта в промышленной среде больший размер выборки благоприятен для получения достоверных статистических данных. Ускоренные испытания помогают сократить время тестирования и связанные с этим затраты.

Распределение Вейбулла описывается плотностью вероятности $f(N_f, \beta)$ и совокупной вероятностью $F(N_f, \beta)$ в соответствии с выражением, приведенным в [14]:

$$F(N_f, \alpha, \beta) = 1 - e^{-\left(\frac{N_f}{\beta}\right)^{\alpha}}. \quad (1)$$

Совокупная вероятность соответствует количеству компонентов, которые уже вышли из строя. Масштабный коэффициент β , определяемый как характеристический срок службы, описывает количество циклов, после которых $1 - (1/e) = 63,2\%$ испытуемых приборов (DUT) выйдет из строя (при $F = 1$ отказывают все DUT). Параметр β характеризует разброс распределения и тип отказа: для ранних отказов $\beta < 1$, для случайных отказов $\beta = 1$, для отказов EOL $\beta > 1$ в соответствии

с [13]. Таким образом, при термоциклировании ожидаемое значение $\beta > 1$. Производная dF/dN_f дает функцию плотности вероятности:

$$F(N_f, \alpha, \beta) = \frac{\alpha}{\beta^{\alpha}} N_f^{\alpha-1} e^{-\left(\frac{N_f}{\beta}\right)^{\alpha}}. \quad (2)$$

На рис. 7 в качестве примера показано распределение Вейбулла для одной рабочей точки в условиях тепловой перегрузки с $\Delta T_{vj} = 170$ К, $T_{vj,m} = +120$ °C, $t_{on} = 0,5$ с и $t_{off} = 1,5$ с. Шесть инженерных образцов, протестированных в данных условиях вплоть до EOL, вышли из строя с одинаковым механизмом отказа (см. выше). Хотя величина N_f определяется в результате испытаний на термоциклирование, для вычисления масштабного коэффициента β и параметра формы β распределения Вейбулла необходим особый подход к оценке параметров. В данном случае с этой целью была использована оценка максимального правдоподобия. Во всех тестовых пусках не было обнаружено никаких выбросов, ни один прибор не был исключен из статистики.

Относительно широкий разброс ($\beta = 7:6$) связан с тем, что исследовалась совокупность инженерных образцов, залитых гелем и без заливки, как описано выше. Модули без геля показали лучшие результаты при всех испытаниях на термоциклирование, чем модули с гелем. Хотя причина этого все еще находится в стадии расследования, такое наблюдение дает хороший пример применения нового подхода к ресурсным «сверхускоренным» испытаниям, которые можно использовать для оптимизации свойств гелевого наполнителя.

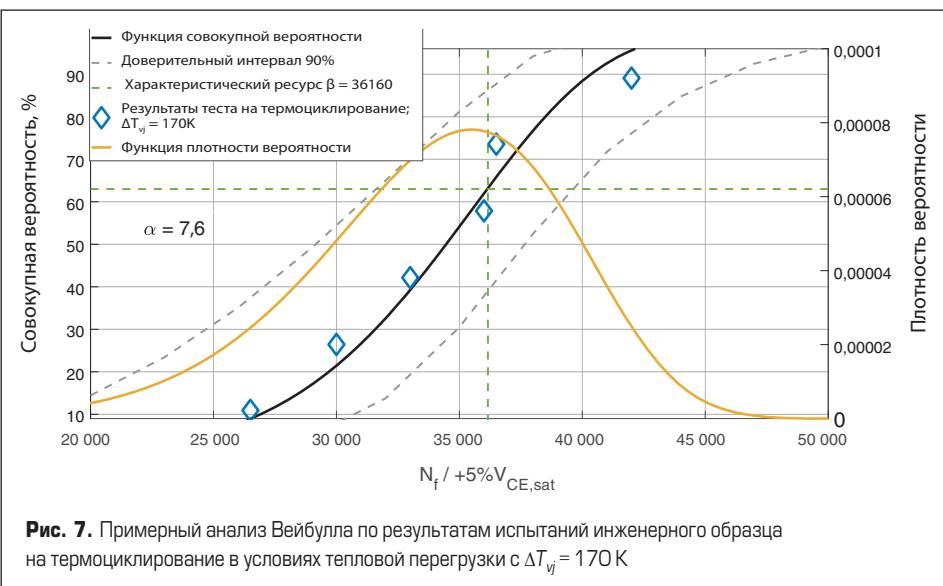


Рис. 7. Примерный анализ Вейбулла по результатам испытаний инженерного образца на термоциклирование в условиях тепловой перегрузки с $\Delta T_{vj} = 170\text{ K}$

Ресурсная модель

На рис. 8 показаны результатирующие данные по количеству циклов до отказа для инженерных образцов и эталонных модулей при средней температуре кристаллов $T_{vj,m} = +120^\circ\text{C}$ и времени включения/выключения

тока нагрузки $t_{on} = 0,5 / t_{off} = 1,5\text{ с}$. На основе полученных данных выводится модель Коффина — Мэнсона, которая, в свою очередь, сравнивается с опубликованными ресурсными моделями — LESIT [15], CIPS 08 [7] и SKiM63 [3]. Очень важно учитывать условия

тестирования, при которых были получены эти модели, поскольку математические экстраполяции могут быть физически некорректными [16]. Например, для модели SKiM 63 тесты на термоциклирование были проведены только с градиентами температуры в диапазоне 64–113 K (рис. 8).

Влияние t_{on}

Можно ли значительно сократить количество циклов до отказа, используя более длинные импульсы тока нагрузки? Для ответа на этот вопрос были проведены испытания на термоциклирование в условиях тепловой перегрузки при $t_{on} = 1,5\text{ с}$, результаты которых сравнивались с предыдущими; итог показан на рис. 9.

Очевидно, что снижение длительности импульса нагрузки является эффективным средством сокращения времени квалификации соединений чипов — в особенности когда они обладают очень высокой теплопроводностью, что имеет место для кристаллов с двухсторонним серебряным спеканием (см. выше). Удивительно, но использование более длинных импульсов, по-видимому, немножко увеличивает количество циклов до отказа. Это наблюдение может быть чисто статистическим, поскольку влияние такого небольшого изменения t_{on} на N_f относительно невелико, и исследовалось малое количество образцов.

Более вероятно, что этот эффект вызван изменением способов определения виртуальной температуры чипа: значение T_{vj} полученной с использованием метода $V_{CE(T)}$, приблизительно равно средней температуре по активной поверхности кристалла, связанной с его площадью, и в условиях теплового равновесия [17]. Однако для коротких импульсов ($\leq 1\text{ с}$) боковые градиенты T_j могут развиваться не так сильно, как для длинных [7]. Поэтому результаты физического определения T_{vj} на основе $V_{CE(T)}$ -метода будут разными при очень коротких и длинных импульсах нагрузки, что влияет на сопоставимость результатов ресурсных тестов.

Влияние $T_{vj,m}$

Влияние средней температуры чипов $T_{vj,m}$ на срок службы может быть учтено в ресурсной модели путем добавления правила Аррениуса к закону Коффина — Мэнсона, который в отношении инженерных образцов в основном реализует модель LESIT:

$$N_f \approx e^{\left(\frac{E_A}{k_B(T_{vj,m} + 273\text{ K})} \right)}, \quad (3)$$

где E_A — энергия активации в эВ; k_B — постоянная Больцмана в эВ/К; $T_{vj,m}$ — средняя виртуальная температура кристалла в $^\circ\text{C}$. Для подтверждения этого были проведены испытания на термоциклирование в условиях тепловой перегрузки с переменным значением $T_{vj,m}$ и фиксированным градиентом $\Delta T_{vj} = 150\text{ K}$, а также рассчитана энергия активации E_A для расширения надежностной модели

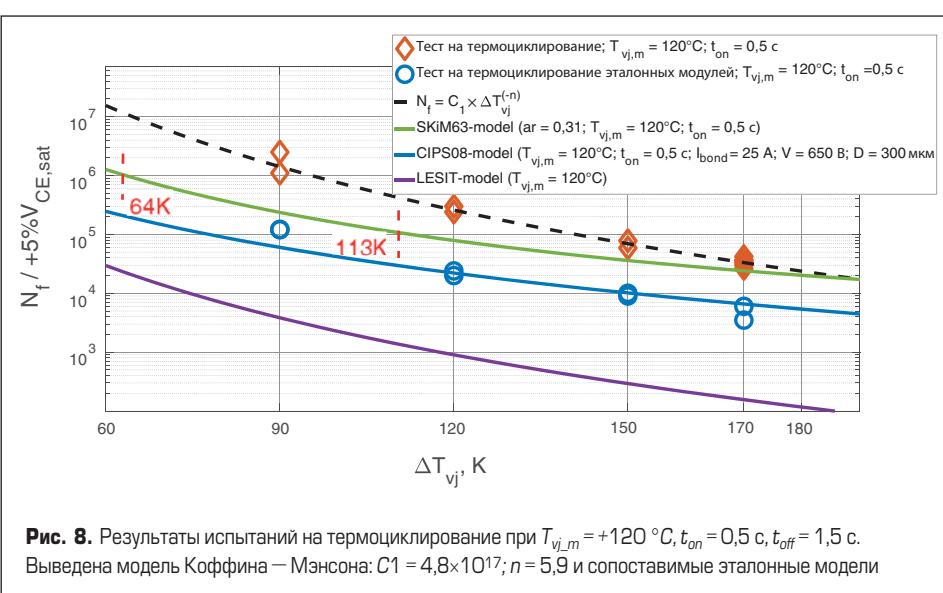


Рис. 8. Результаты испытаний на термоциклирование при $T_{vj,m} = +120^\circ\text{C}$, $t_{on} = 0,5\text{ c}$, $t_{off} = 1,5\text{ с}$. Выведена модель Коффина — Мэнсона: $C1 = 4,8 \times 10^{17}$; $n = 5,9$ и сопоставимые эталонные модели

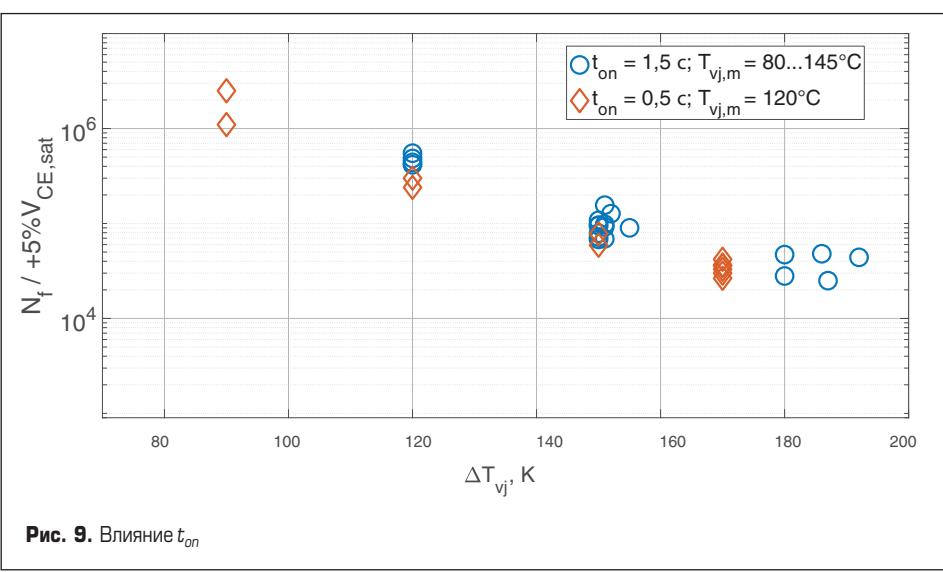


Рис. 9. Влияние t_{on}

(рис. 8). Зависимость T_{vj_m} в свою очередь, сравнивается с опубликованными моделями. Результаты представлены на рис. 10.

Известное в промышленности эмпирическое правило гласит о том, что увеличение средней температуры на 10 К вдвое сокращает срок службы электроники, и это справедливо для старых IGBT 90-х годов, как и описано в модели LESIT (рис. 10б). Деградация используемого в них паяного слоя чипов выявляет гораздо более выраженную зависимость T_{vj_m} чем отказы соединительных проводников [18, 19]. Однако внедрение новых технологий, главным образом в области соединения кристаллов, отменило это эмпирическое правило в отношении современных силовых модулей IGBT 2000-х и более поздних лет выпуска, что отражено в модели CIPS08.

Срок службы новейших полупроводниковых приборов в меньшей степени связан с температурным режимом. Дальнейшие инновации, такие как использование спекания серебра для монтажа чипов, еще больше снижают зависимость ресурса модуля от T_{vj_m} , что описано в модели SKiM63, а также подтверждено данными исследованиями. Объяснение этому дано в [20] — жесткость спеченных Ag-соединений снижается с повышением температуры, что приводит к меньшей пластической деформации. Это свойство, однако, очень сильно зависит от параметров технологического процесса [20], что дает еще один хороший пример применения теста на термоциклирование при тепловой перегрузке для оптимизации технологического процесса.

Заключение

В статье представлены испытания на термоциклирование инженерных образцов силовых ключей с применением новейших технологий монтажа чипов и коммерческих стандартных модулей, используемых в качестве эталона. Полученные результаты подтверждают высокую стойкость образцов к циклическому изменению нагрузки: этот показатель у них оказался примерно в 10 раз выше, чем у эталонных модулей, что побуждает к поиску способов ускорения EOL-испытаний. Предложен подход, предусматривающий испытания на термоциклирование в условиях тепловой перегрузки в сочетании с короткими импульсами нагрузки. Это позволило сократить время тестирования соединений кристаллов с нескольких месяцев до одного дня без изменения основного механизма отказа, что подтверждено анализом отказов.

Предлагаемая методика ускоренных испытаний позволяет значительно сократить затраты на квалификацию и время вывода на рынок новых продуктов и инновационных производственных процессов. Дополнительные исследования показали, что современные силовые модули, созданные с применением новейших технологий, в частности спекания серебра для монтажа кристаллов, в меньшей степени подвержены воздействию высоких температур. Это

имеет важное значение для тех областей применения, где силовые конвертеры работают в жестких тепловых режимах, например в приводах гибридно- и электромобилей.

Проведенные исследования продемонстрировали, что увеличение T_{vj_m} во время ускоренных испытаний современных силовых приборов не приводит к значительному сокращению времени квалификации, как это было для модулей предыдущих поколений. Как следствие, увеличение градиента ΔT_{vj} при использовании коротких импульсов нагрузки является наиболее подходящим методом ускорения EOL-теста в тех случаях, когда нужно квалифицировать новые технологии соединения кристаллов. Кроме того, показано, что закон Коффина — Мэнсона хорошо работает в качестве ресурсной модели на этапе разработки и оптимизации продукта, а также при проведении ускоренных ресурсных испытаний.

При использовании надежностных моделей для оценки срока службы силовых ключей в конкретном применении следует дополнительно учитывать влияние средней

температуры кристаллов T_{vj_m} , а также других факторов. Проведенные исследования выявили некоторые ограничения, связанные с тем, что при испытаниях эталонных модулей в условиях тепловой перегрузки доминирующий механизм деградации изменяется. Таким образом, новый подход к ускоренным испытаниям справедлив в первую очередь для оценки новейших технологий монтажа чипов. В отношении стандартных модулей прежних поколений его применимость должна быть проверена отдельно.

Прогнозы

Вопросы корпусирования становятся еще более важными в отношении широкозонных полупроводников: чтобы максимально использовать их возможности в части высоких скоростей переключения и расширенного температурного диапазона на системном уровне, необходимы низкоиндуктивные и высоконадежные корпуса. Что касается SiC MOSFET, то повышенная жесткость карбидокремниевых чипов еще

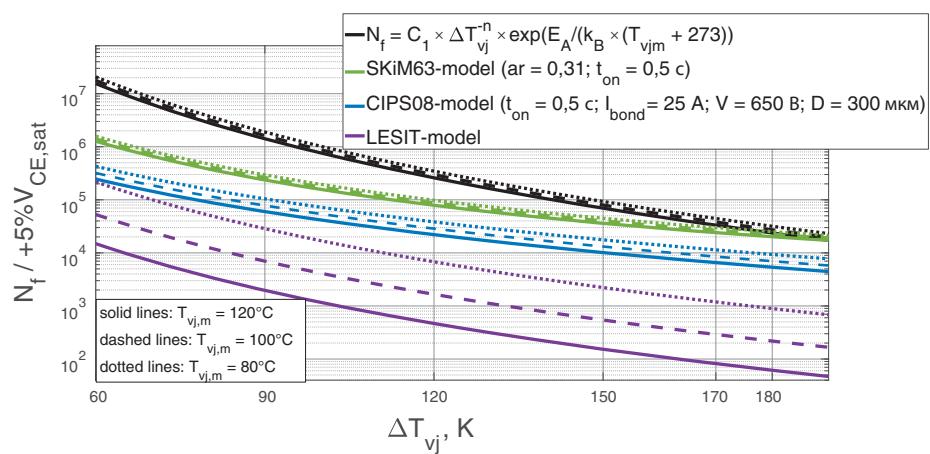
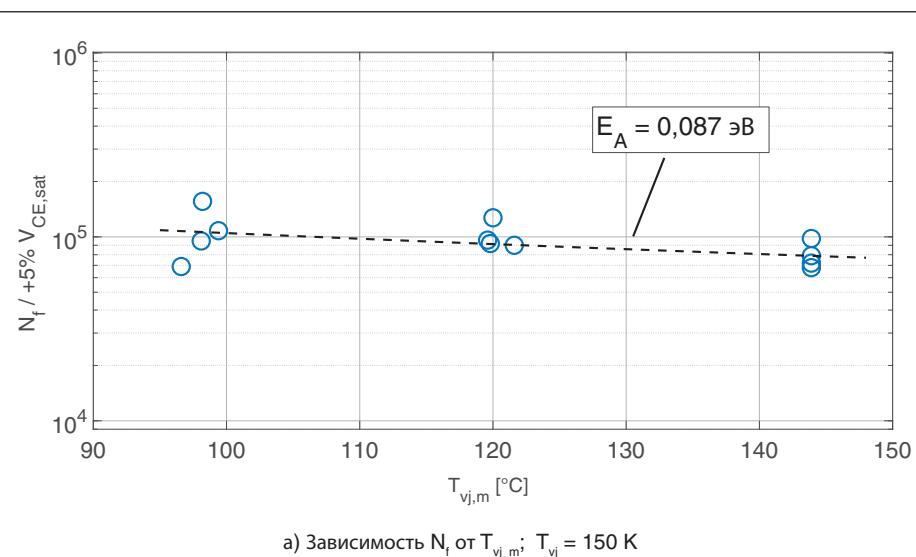


Рис. 10. Влияние T_{vj_m}

больше усложняет их подключение, поскольку при термоциклировании возникает большая пластическая деформация по сравнению с кремнием. Разработка дальнейших усовершенствований и технологий монтажа SiC MOSFET может быть ускорена благодаря появлению новых методик тестирования и квалификации. Таким образом, цель состоит в том, чтобы распространить предлагаемый подход на SiC MOSFET.

Литература

1. Haumann S., Rudzki J., Osterwald F., Becker M., Eisele R. Novel bonding and joining technology for power electronics—Enabler for improved lifetime, reliability, cost and power density. Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013.
2. Guth K., Heuck N., Stahlhut C., Ciliox A., Oeschler N., Boewer L., Tophinke S., Bolowski D., Speckels R., Kersting C., Krasel S., Strotmann G. End-of-life investigation on the XT interconnect technology. Proceedings of PCIM Europe 2015. International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2015.
3. Scheuermann U., Schmidt R. A New Lifetime Model for Advanced Power Modules with Sintered Chips and Optimized Al WireBonds. PCIM Conference, Nürnberg, 2013.
4. Roth R., Schulze H., Schäffer C., Hille F., Umbach F., Mertens G., Rohn N., Bolowski D. Power Cu metallization for future power devices — Process integration concept and reliability. 28th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), 2016.
5. Rimestad L. Test Strategies in Industrial Companies. 10th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS), 2018.
6. Qualification of Power Modules for Use in Power Electronics Converter Units in Motor Vehicles, V02.1/2019 ed., European Center for Power Electronics (ECPE), Guideline AQG 324, May 2019.
7. Bayerer R., Herrmann T., Licht T., Lutz J., Feller M. Model for Power Cycling lifetime of IGBT Modules—various factors influencing lifetime. 5th International Conference on Integrated Power Electronics Systems, March 2008.
8. Schiffmacher A., Qelibari A., Rudzki J., Osterwald F., Wilde J. Deformation Measurements during Active Operation of Power Modules with Novel Assembly and Packaging Technology. 11th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS), 2020.
9. Schiffmacher A., Wilde J., Kempf C., Lindemann A., Rudzki J., Osterwald F. Thermomechanical Deformations of Power Modules with Sintered Metal Buffer Layers under Consideration of the Operating Time and Conditions. IEEE 70th Electronic Components and Technology Conference (ECTC), 2020.
10. Schiffmacher A., Strahringer D., Malasani S., Kempf C., Lindemann A., Wilde J. In situ degradation monitoring methods during lifetime testing of power electronic modules. IEEE 71th Electronic Components and Technology Conference (ECTC), 2021.
11. Blackburn D.L., Oettinger F. F. Transient thermal response measurements of power transistors. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1974.
12. Lutz J., Herrmann T., Feller M., Bayerer R., Licht T., Amro R. Power cycling induced failure mechanisms in the view point of rough temperature environment. 5th International Conference on Integrated Power Electronics Systems, 2008.
13. Abernethy R. The New Weibull handbook: reliability and statistical analysis for predicting life, safety, supportability, risk, cost and warranty claims. www.cds.cern.ch/record/1498399
14. Lutz J., Schlangenotto H., Scheuermann U., DeDoncker R. Semiconductor Power Devices: Physics, Characteristics, Reliability, 2nded. Springer International Publishing, 2018.
15. Held M., Jacob P., Nicoletti G., Scacco P., Poehl M. H. Fast power cycling test of IGBT modules in traction application. Proceedings of Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems. May 1997. Vol. 1.
16. Scheuermann U., Junghaenel M. Limitation of Power Module Lifetime derived from Active Power Cycling Tests. 10th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS), March 2018.
17. Scheuermann U., Schmidt R. Investigations on the VCE(T)-Method to Determine the Junction Temperature by Using the Chip Itself as Sensor. PCIM Conference. Nürnberg, 2009.
18. Schmidt R., Zeyss F., Scheuermann U. Impact of absolute junction temperature on power cycling lifetime. 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2013.
19. Schilling O., Schäfer M., Mainka K., Thoben M., Sauerland F. Power cycling testing and FE modelling focused on Al wirebond fatigue in high power IGBT modules // Microelectronics Reliability. 2012. Vol. 52. No. 9.
20. Letz S., Hutzler A., Waltrich U., Zischler S., Schletz A. Mechanical properties of silver sintered bond lines: Aspects for a reliable material database for numerical simulations. 9th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS), 2016.

Модульные DC/DC-преобразователи с выходной мощностью 100, 200, 300 и 400 Вт для применения в жестких условиях эксплуатации



Для замены популярных DC/DC-преобразователей компании Vicor 43 — институт, входящий в Китайскую корпорацию электронных технологий (China Electronics Technology Group Corporation, CETC), — предлагает преобразователи напряжения серии MV24 с выходной мощностью 100, 200, 300 и 400 Вт.

Данные модули предназначены для работы от сетей постоянного напряжения с номинальным напряжением 24 В с диапазоном изменения 18–36 В. На входе допускаются импульсные напряжения с амплитудой 50 В длительностью 100 мс.

Формируется обширный ряд выходных напряжений 3,3; 5; 6; 9; 12; 15; 24; 28; 36 и 48 В. Преобразование напряжения осуществляется с высоким КПД 80–92% (зависит от модуля) в широком диапазоне рабочей температуры $-55\ldots+100^{\circ}\text{C}$ (на основании корпуса).

Для работы в составе комплексов электронной аппаратуры модули питания снабжены обширным набором сервисных функций:

- защита от повышенного и пониженного входного напряжения;
- защита выходных цепей от перенапряжения и перегрузки по току;
- защита от короткого замыкания перегрева;

- параллельная работа модулей питания обеспечивает повышение выходной мощности и надежности аппаратуры;
- дистанционное включение/выключение используется для включения отдельных модулей в соответствии с необходимым алгоритмом;
- регулировка выходного напряжения в диапазоне 50–110% обеспечивается подключением внешнего регулировочного резистора к положительному или отрицательному выходному контакту модуля.

Габаритные размеры 100-Вт модулей серии M24C — 57,52×36,58×12,20 мм; 300-Вт модулей серии M24B — 58,04×56,11×13,20 мм; 200-Вт модулей серии MV24B — 58,04×56,11×13,20 мм; 400-Вт модулей серии MV24A — 116,97×56,11×13,20 мм.

www.ecrimpower.com

ШКОЛА MATLAB.

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

Урок 39. Классификация и методика исследования электромеханических модулей в мехатронных системах

В статье представлена классификация, методика аналитического и модельного исследования электромеханических модулей (ЭММ) в мехатронных системах (МС), основанная на разделении физических процессов передачи мощности от источника питания к нагрузке и преобразовании энергии в активном полупроводниковом преобразователе (АПП).

Передача мощности в таких системах происходит на частоте модуляции, которая для замкнутых систем зависит как от управляющих сигналов, так и от значений переменных состояния системы, что открывает возможность динамической оптимизации системы.

Преобразование энергии в таких системах происходит на несущей частоте, что открывает возможность энергетической оптимизации ЭММ в установленныхся режимах.

**Сергей Герман-Галкин,
д. т. н., профессор**

s.german-galkin@am.szczecin.pl

Энергетические свойства электромеханических модулей мехатронных систем характеризуются управляемой передачей и управляемым обменом энергией и мощностью между электрическим источником и механическим валом электрической машины.

Управление этими процессами осуществляется активный полупроводниковый преобразователь (АПП) с системой управления (СУАПП) за счет изменения структур электрических цепей (коммутационных интервалов), по которым протекает электрический ток. В МС, как правило, несколько ЭММ объединены в одну энергетическую систему. Управление

Введение

энергетическими потоками между отдельными ЭММ в МС является основной теоретической и практической задачей проектирования таких систем. Поэтому первым шагом исследования МС становится задача классификации, в которой учитываются энергетические свойства отдельных ЭММ.

Классификация мехатронных систем

Электромеханический модуль — это устройство, в котором осуществляется управляемый энергетический взаимообмен между электрическим источником и механическим валом электрической машины.

Таблица. Классификация ЭММ в МС

Основные функциональные элементы ЭММ.	Электрическая машина (ЭМ)	Активный полупроводниковый преобразователь со схемой управления (АПП)	Электрический источник питания (ЭИП)
Конструкция и физические свойства элементов ЭММ	1. Синхронная машина с электромагнитным возбуждением (СМЭ). 2. Магнитоэлектрическая синхронная машина (СММ). 3. Синхронная реактивная машина (СРМ). 4. Синхронная реактивно-индукторная машина (СРИМ). 5. Асинхронная короткозамкнутая машина (АКЗ). 6. Асинхронная машина с фазным ротором (АМФР). 7. Машины постоянного тока (МПТ).	1. Управляемый источник напряжения (УИН). 2. Управляемый источник тока (УИТ).	1. Источник питания постоянного тока (ИП1). 2. Источник питания переменного тока (ИП2).
Энергетические свойства МС	Автономная мехатронная система (АМС). Гибридная мехатронная система (ГМС).		

Мехатронная система (MC) — это устройство, в котором осуществляется управляемый энергетический взаимообмен внутри ЭММ и между отдельными ЭММ.

Основываясь на предложенных определениях, в таблице представлена предлагаемая классификация MC, где в качестве классификационных признаков, лежащих в основе, выбраны следующие:

1. Основные функциональные элементы ЭММ.
2. Конструкция и физические свойства элементов ЭММ.
3. Энергетические свойства MC.

В соответствии с первым классификационным признаком (основные функциональные элементы ЭММ) элементами ЭММ являются:

1. Электрическая машина (ЭМ).
2. Активный полупроводниковый преобразователь (АПП) со схемой управления (СУАПП).
3. Электрический источник питания (ЭИП).

В соответствии со вторым классификационным признаком (конструкция и физические свойства элементов ЭММ) все электрические машины разделены на семь типов, которые широко описаны в литературе [22, 23] и в дополнительных пояснениях не нуждаются. Активные полупроводниковые преобразователи в зависимости от конструкции и построения системы управления разделены на два типа:

1. Управляемый источник напряжения (УИН).
2. Управляемый источник тока (УИТ).

В первом случае осуществляется так называемое независимое управление АПП, которое обычно реализуется за счет широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Во втором случае осуществляется так называемое вынужденное (токовое) управление АПП, которое обычно реализуется за счет векторно-импульсной модуляции (ВИМ)¹.

В соответствии с третьим классификационным признаком (энергетические свойства MC) все системы разделены на две группы:

1. Автономные мехатронные системы (AMC).
2. Гибридные мехатронные системы (ГМС).

В AMC между электрическим источником и механическим валом имеется только один ЭММ, в котором осуществляется процесс передачи и обмена энергией.

В ГМС используется несколько энергетически взаимосвязанных ЭММ. При этом в качестве источников энергии и нагрузок могут выступать электрические (аккумуляторы, солнечные батареи, сети переменного тока), электромеханические (электрические машины, электромагнитные трансмиссии) и механические (двигатели внутреннего горения, водяная, ветровая или газовая турбина и т. д.). В качестве нагрузок могут применяться как пассивные, только потребляющие энергию, так и активные, не только потребляющие, но и запасающие энергию, которая может быть рекуперирована обратно в источник.

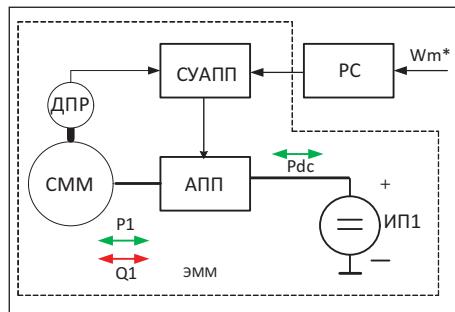


Рис. 1. Электропривод с вентильной электрической машиной

управления АПП1. Это позволяет регулировать реактивную мощность, изменять знак реактивной мощности, а также поддерживать ее равной нулю.

В качестве другого примера, описанного и исследованного в [7], на рис. 2 представлена блок-схема гибридной MC с двумя ЭММ, связанными цепью постоянного тока [27].

В этой MC АПП1 присоединен к сети переменного тока и управляется от системы фазовой автоподстройки (ФАПЧ). АПП2 соединен с магнитоэлектрической синхронной машиной (СММ) и управляет от датчика положения ротора (ДПР). В данной MC обеспечивается двусторонний обмен энергией между сетью переменного тока и СММ, она может выполнять функцию генераторной установки и электропривода.

В общей цепи постоянного тока реализуется передача только активной мощности P_{dc} . В контурах переменного тока происходит передача активных мощностей P_1, P_2 и циркуляция реактивных мощностей Q_1, Q_2 . Активные мощности жестко связаны между собой (равны при пренебрежении потерями в АПП), а реактивные мощности зависят от способа управления АПП1 и АПП2. Эти мощности никак не связаны между собой и могут управляться независимо друг от друга за счет управления коммутационными интервалами в АПП. Это позволяет:

1. Поддерживать в сети переменного тока заданный коэффициент мощности как в электроприводном, так и в генераторном режиме работы ЭММ2.
2. Поддерживать напряжение на конденсаторе в звене постоянного тока на заданном уровне в генераторном режиме работы ЭММ2 при изменении скорости вращения ротора СММ.

Рассматриваемая MC может быть представлена двумя ЭММ со структурами: 1 — «ИП2-УИТ-ГМС»; 2 — «СММ-УИТ-ИП1-ГМС».

Гибридная мехатронная система, в которой две машины связаны одним валом, описана и исследована в [8], ее блок-схема приведена на рис. 3. Эта установка может выполнять функцию электропривода, генератора или нагрузочного устройства.

В первом случае оба ЭММ в MC выполняют функцию электроприводов. Для этого оба ЭММ потребляют энергию от общего источника постоянного тока (ИП1), а MC может

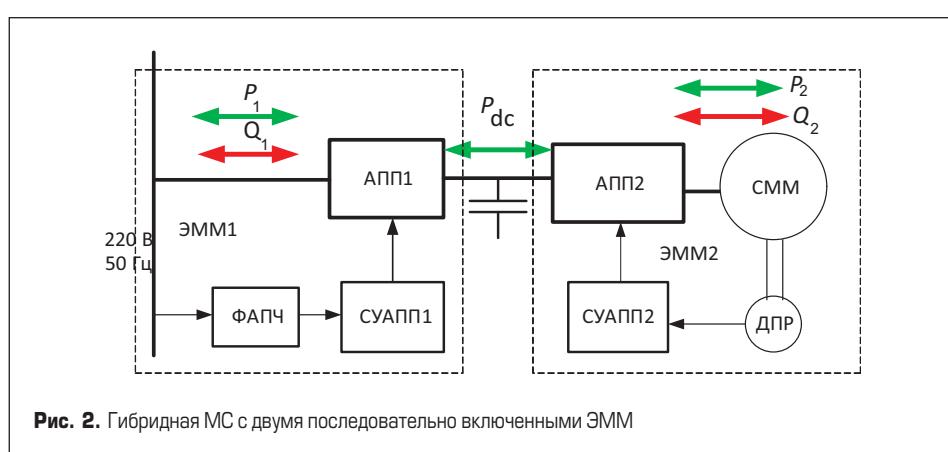
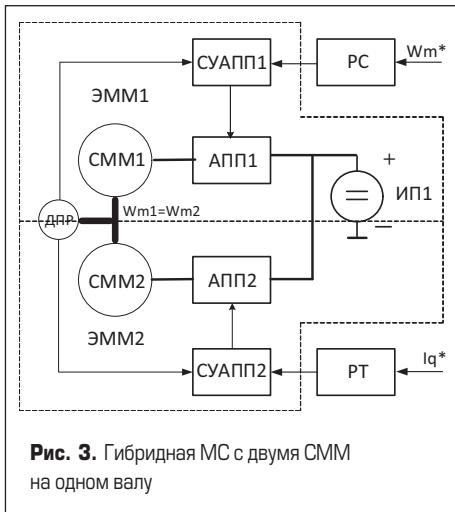


Рис. 2. Гибридная MC с двумя последовательно включенными ЭММ

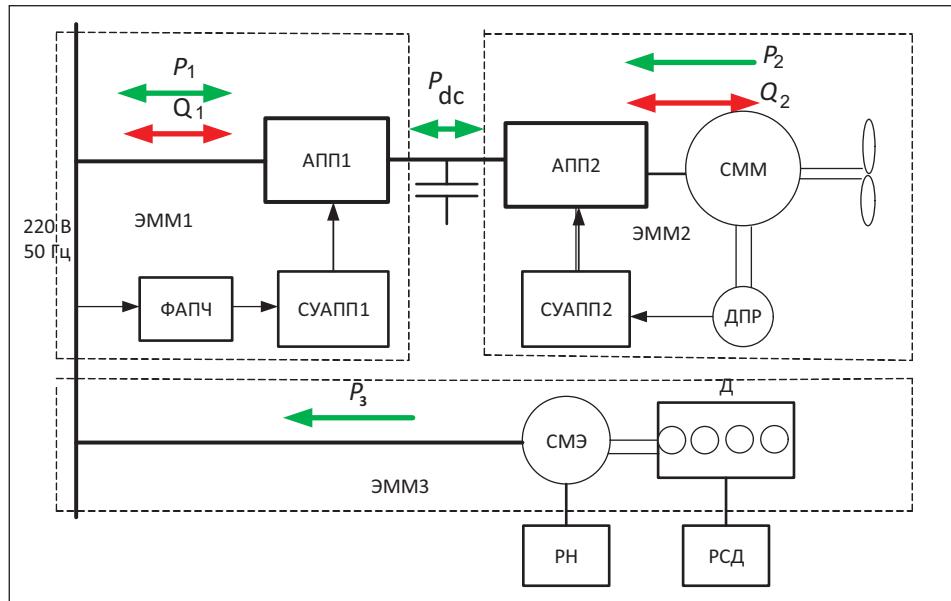
¹Источник тока в АПП может быть реализован за счет схемного построения (параметрический источник тока, инвертор тока).



быть представлена структурами: 1 — «ИП1-УИТ-СММ1-ГМС» и 2 — «ИП1-УИТ-СММ2-ГМС». Во втором случае оба ЭММ в МС выполняют функцию генераторов. Для этого случая каждый ЭММ потребляет энергию от своей СММ, суммируя ее в цепи постоянного тока, а МС может быть представлена структурами: 1 — «СММ1-УИТ-ИП1-ГМС» и 2 — «СММ2-УИТ-ИП1-ГМС».

В последнем случае МС характеризуется двумя принципиальными особенностями [8]:

1. Имеется замкнутый электромеханический контур, состоящий из двух синхронных магнитоэлектрических машин СММ1 и СММ2, расположенных на одном (общем) валу. Такое соединение обеспечивает передачу механической мощности между машинами. При этом в СММ1 обеспечивается прямая передача энергии (машина работает в двигательном режиме), а СММ2 передает энергию в противоположном направлении (машина работает в генераторном режиме). Тем самым осуществляется взаимное нагружение испытуемых систем.
2. Благодаря искусственно организованной энергетической связи между двумя МС мощность от внешнего электрического



источника энергии постоянного тока расходуется только на компенсацию потерь в обоих ЭММ и ее потребление от источника постоянного напряжения минимально. Таким образом, достигается значительная — в 3–5 раз — экономия энергии, что особенно актуально при длительных испытаниях мощных электрических машин и электро-приводов в лабораторных условиях. Для последнего случая МС может быть представлена структурами: 1 — «УИ1-УИН-СММ1-ГМС» и 2 — «СММ2-УИТ-ИП1-ГМС».

На рис. 4 [9] представлена блок-схема МС с тремя ЭММ, включенными в общую электрическую сеть переменного тока. Такое построение типично для систем электрооборудования судов, где в качестве основных источников энергии используются: 1 — дизель-генератор с синхронной электромагнитной машиной (Д-СМЭ); 2 — валогенератор с СММ и активными преобразователями АПП1, АПП2, управляемыми от соответствующих

систем управления (ДПР-СУАПП2 и ФАПЧ-СУАПП1) [26].

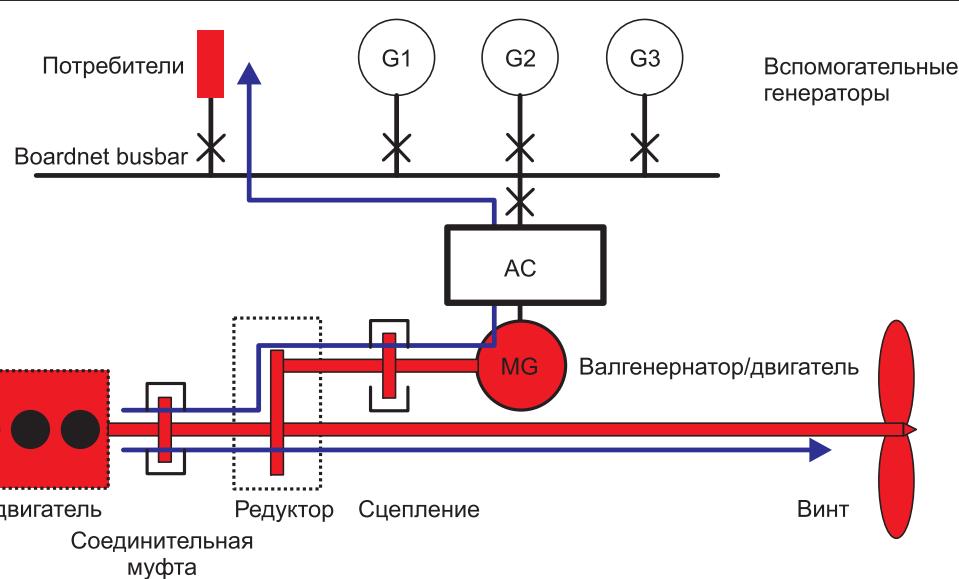
В соответствии с классификацией (табл.) структурами ЭММ такой МС являются:

1. ИП1-УИТ-ИП2-ГМС.
2. СММ-УИТ-ИП1-ГМС.
3. СМЭ-ИП2-ГМС.

Рассматриваемая МС может обеспечить различные режимы работы судовой электромеханической системы, которые получили обозначения [26]:

1. РТО — Power Take Out.
2. РТИ — Power Take Input.
3. РТН — Power Take Home.

В режиме РТО (рис. 5) электрическая машина (MG) работает как валогенератор переменного тока с приводом от главного двигателя, обеспечивая питание электрических систем судна, присоединенных к MG через АПП (AC-active convertor). При этом мощность главного двигателя (Main Diesel) делится между валом и электрической сетью судна.



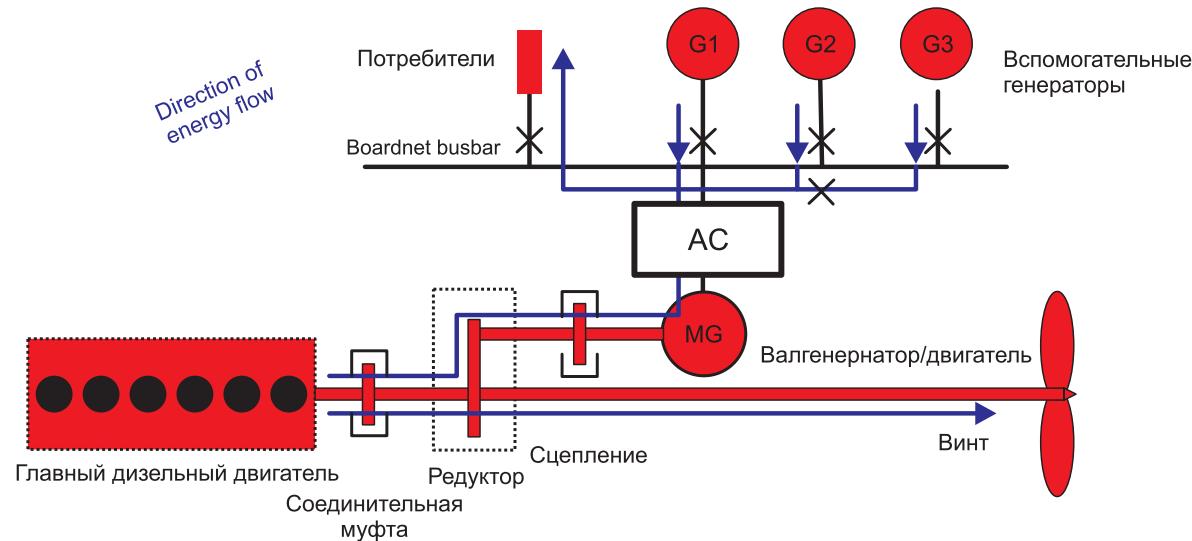


Рис. 6. Режим работы PTI – Power Take In. Источник: [26]

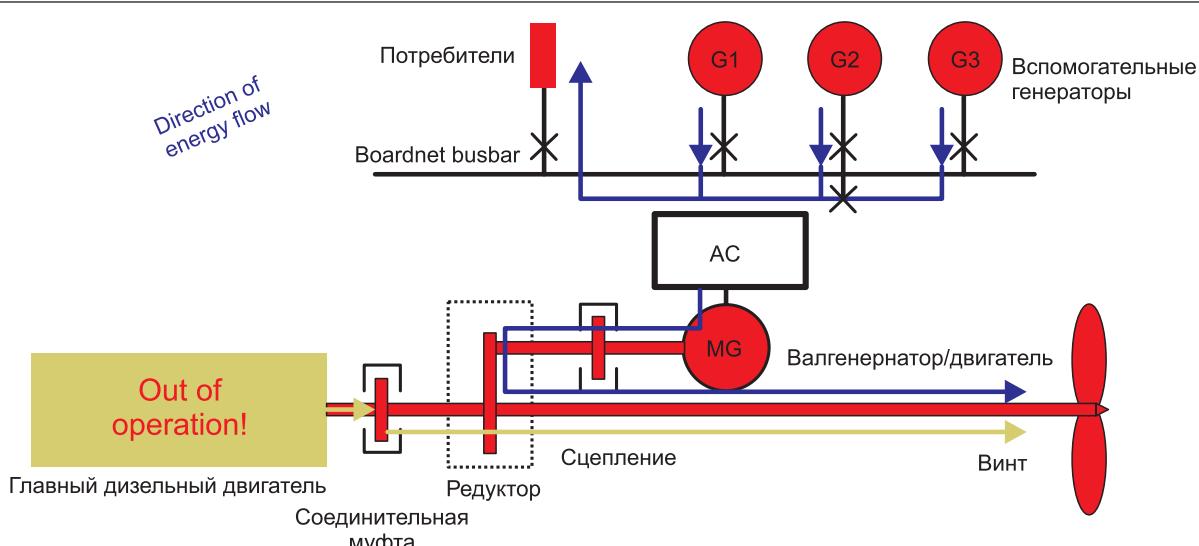


Рис. 7. Режим работы PTH – Power Take Home. Источник: [26]

В режиме PTI СММ (MG) работает как синхронный двигатель, преобразуя электрическую мощность от вспомогательных дизель-генераторных установок судна в механическую мощность на валу, что позволяет обеспечивать увеличение мощности на валу главного двигателя.

В режиме PTH — Power Take Home (рис. 7) MG работает как синхронный двигатель. Однако на этот раз он обеспечивает 100% мощности на валу судна.

Необходимость работы в этом режиме может быть вызвана отказом главного двигателя или тем, что главный двигатель нуждается в критическом, незапланированном техническом обслуживании, либо когда судно заходит в порт и главный двигатель в связи с экологическими требованиями останавливается.

Пример реального использования универсальной системы, обеспечивающей все три рассмотренных режима работы, показан на рис. 8.

Установка, которая нашла широкое распространение в гибридном автотранспорте [25],

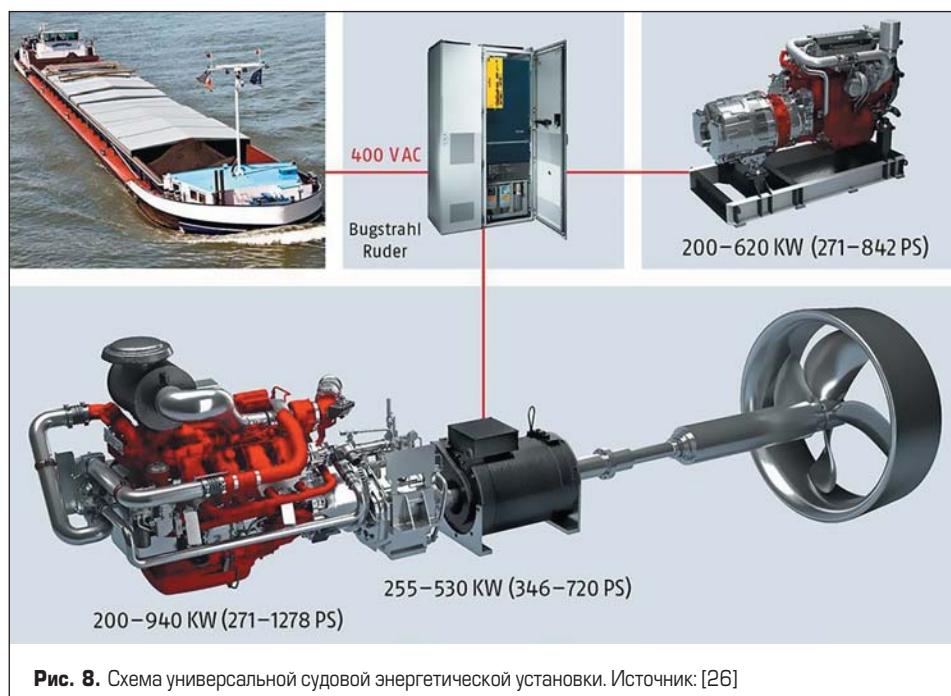


Рис. 8. Схема универсальной судовой энергетической установки. Источник: [26]

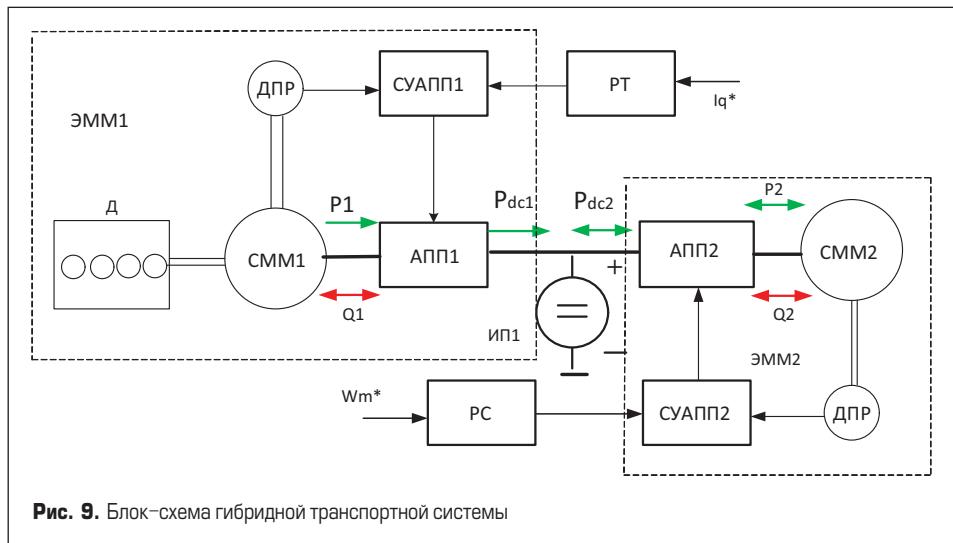


Рис. 9. Блок-схема гибридной транспортной системы

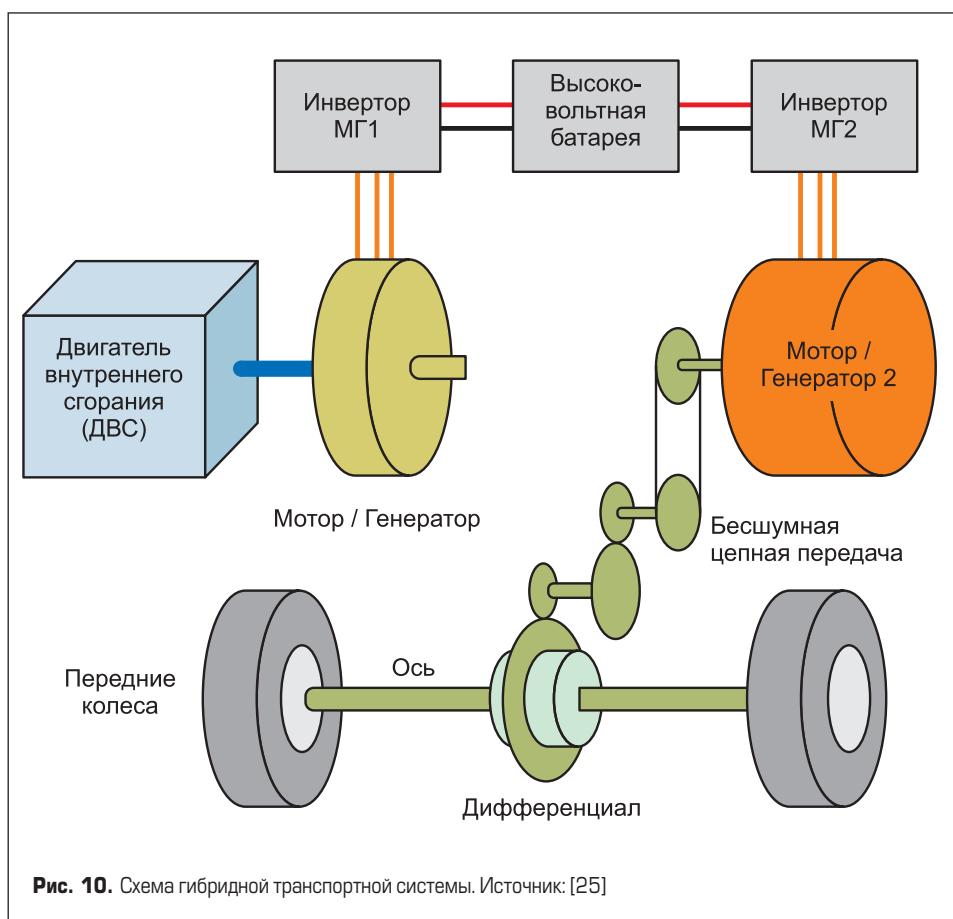


Рис. 10. Схема гибридной транспортной системы. Источник: [25]

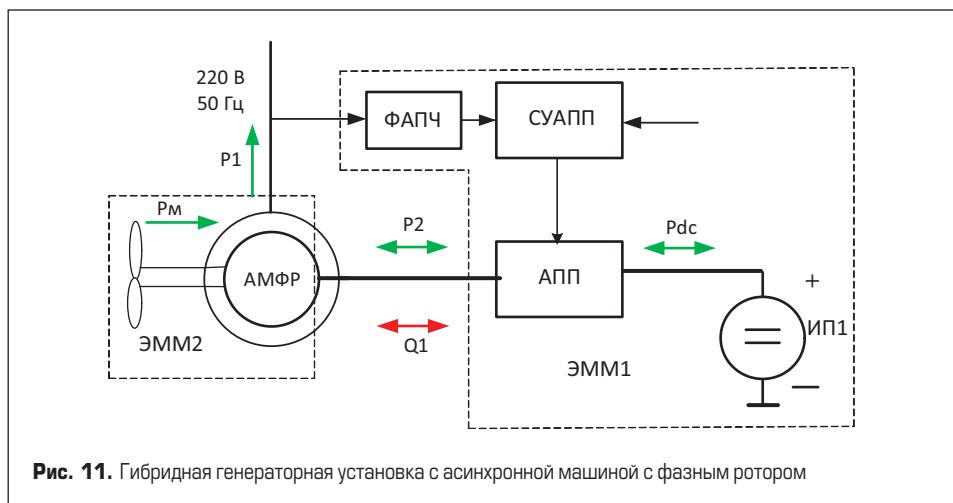


Рис. 11. Гибридная генераторная установка с асинхронной машиной с фазным ротором

исследована в [10], ее блок-схема приведена на рис. 9.

Это гибридная мехатронная система, в которой генераторная часть содержит двигатель внутреннего сгорания (Д), синхронную магнитоэлектрическую машину (СММ1) с АПП1 и СУАПП1, выполняющие функцию УИТ. Электроприводная часть содержит СММ2 с АПП2 и СУАПП2, она управляет скоростью вращения выходного вала, связанного с ведущими колесами. Такая система гибридного авто получила название последовательной и широко представлена в Интернете в самых различных вариациях, одна из которых показана на рис. 10. В соответствии с классификацией (табл.) электромеханическими модулями такой МС являются: 1 — «СММ1-УИТ-ИП1-ГМС»; 2 — «СММ2-УИТ-ИП1-ГМС».

Блок-схема гибридной генераторной установки с асинхронной машиной с фазным ротором (Рис. 11), исследованная в [11], приведена на рис. 11. Здесь статорные обмотки трехфазного АМФР подключены к нагрузочной сети переменного тока. Вал ротора машины связан с внешним источником скорости, роторные обмотки АМФР присоединены к АПП, питающемуся от ИП1 с вынужденным (токовым) управлением от СУАПП с ФАПЧ.

В последнее время такая система находит применение в генераторных установках, скорость вращения вала которых изменяется в широких пределах (ветрогенераторы).

Блок-схема гибридной генераторной установки с асинхронной короткозамкнутой машиной (АКЗ), исследованная в [12], приведена на рис. 12. Здесь статорные обмотки трехфазной АКЗ, вал которой вращается двигателем внутреннего сгорания (Д) с регулятором скорости (РСД), подключены к нагрузочной сети переменного тока. Параллельно к той же сети подключен активный преобразователь АПП1, на стороне постоянного тока которого используется аккумулятор (ИП1). В системе управления преобразователем (СУАПП) реализован алгоритм, обеспечивающий заданное разделение мощности в нагрузочной сети между АКЗ и ИП1. При этом реактивную мощность нагрузки и машины обеспечивает активный полупроводниковый преобразователь.

Методика анализа мехатронных систем

Базой аналитических методов исследования рассматриваемого класса систем служит теоретическое положение, разработанное А. А. Булгаковым [3], заключающееся в том, что электромагнитные, электромеханические и энергетические характеристики системы определяются передачей и обменом мощности между источником и нагрузкой на основной частоте. Обмен энергией на несущей частоте переключения транзисторов в АПП сопровождается пульсациями напряжения и тока в системе и вызывает дополнительные (обычно незначительные) потери. Основываясь на этом положении, можно аналитически описать и исследовать характеристные

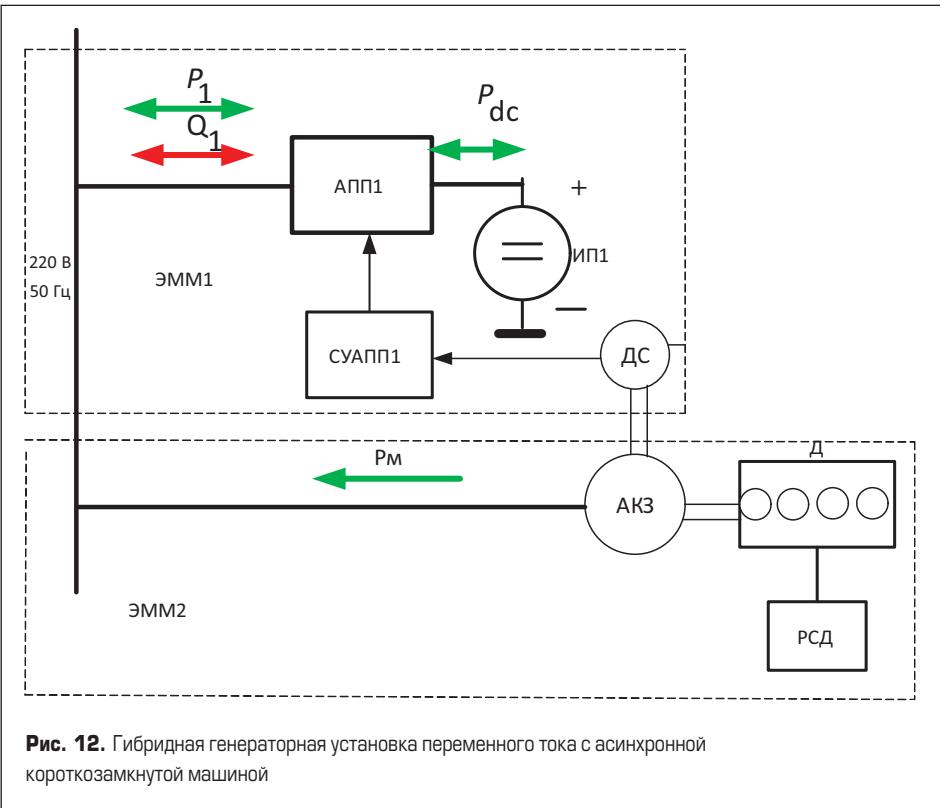


Рис. 12. Гибридная генераторная установка переменного тока с асинхронной короткозамкнутой машиной

режимы работы системы на основной частоте (основной гармонике)².

В соответствии с теорией А. А. Булгакова, электромагнитные, электромеханические и энергетические свойства рассматриваемых систем определяются в основном передачей мощности и зависят от частоты модуляции. Эту частоту принято называть основной, а электромагнитные и электромеханические процессы в ней — «гладкими».

Электромагнитные, электромеханические и энергетические процессы на частоте модуляции описываются дифференциальными уравнениями, обычно нелинейными, для которых может быть построена структурная схема и разработана для нее соответствующая структурная модель, с помощью которой можно исследовать динамические режимы работы. Эти режимы принято называть динамическими, а характеристики — динамическими характеристиками на основной частоте модуляции (на основной гармонике).

Составленные дифференциальные уравнения преобразуются в алгебраические для установившегося режима работы системы, решая их удается рассчитать электромагнитные, электромеханические и энергетические характеристики системы. Эти режимы принято называть установившимися, а характеристики — статическими. Следует подчеркнуть, что характеристики в установившемся режиме могут быть рассчитаны аналитически и получены на структурной модели. Результат их совпадения служит косвенным подтверждением адекватности проведенных исследований.

Электромагнитные и электромеханические процессы, связанные с передачей и преобразованием энергии на несущей частоте, вызывают в системе пульсации напряжений, токов, момента, скорости и на этом этапе анализа

не учитываются. Несущая частота в современных замкнутых системах, как правило, изменяется в зависимости от значений переменных состояния. Электромагнитные, электромеханические и энергетические процессы в системе на несущей частоте не поддаются математическому описанию. Для исследования влияния процессов на несущей частоте на всю систему приходится создавать виртуальную (имитационную) модель, в которой рекуррентная математика «спрятана» в библиотечных имитационных блоках. С использованием виртуальной модели могут быть исследованы динамические характеристики, приближенные к реальным. Эти характеристики принято называть квазидинамическими.

В установившемся режиме работы системы электромагнитные, электромеханические и энергетические характеристики системы, полученные на виртуальной модели, по аналогии с предыдущим, называют квазистационарными (квазистатическими).

Совпадение динамических характеристик на основной частоте модуляции (на основной гармонике), определенных с помощью структурных моделей, с квазидинамическими характеристиками, полученными с применением виртуальных моделей, а также совпадение характеристик установившихся процессов, выполненных аналитически и на структурной модели, с характеристиками квазиустановившихся процессов, полученных на виртуальной

модели, дает полную гарантию адекватности проведенных исследований.

Таким образом, полное исследование МС включает следующие четыре этапа:

1. Математическое описание МС на основной частоте.
 2. Составление системы алгебраических уравнений для МС из полученных на предыдущем шаге дифференциальных уравнений. Анализ электромагнитных, электромеханических и энергетических процессов системы в установившемся режиме, расчет и построение статических характеристик.
 3. Построение структурной модели МС на основании полученного на первом этапе матописания, синтез параметров регуляторов и исследование статических и динамических характеристик на основной частоте в замкнутой МС³.
 4. Построение виртуальной (имитационной) модели МС. Исследование квазидинамических и квазистатических процессов. Сравнение полученных результатов с предыдущими и принятие решений об окончании или продолжении исследований.

Последние годы в связи с бурным развитием специализированных компьютерных программ среди инженеров наблюдается некоторый откат от традиционных аналитических методов исследования. Однако следует помнить, что аналитика, позволяющая получить математическую интерпретацию физических процессов в системе, помогает глубже понять взаимосвязь этих процессов, оценить, а иногда и посчитать влияние параметров исследуемой системы на ее поведение.

Аналитика дает возможность предусмотреть требуемые ограничения в системе управления и заложить эти ограничения и в модель, и в будущую промышленную или лабораторную установку. На модели, без предварительной аналитической оценки, этого можно достичь, десятки или сотни раз проведя моделирование, что требует значительного времени и средств и до конца не гарантирует от неприятных неожиданностей. Поэтому оптимальным подходом к исследованию и последующему проектированию мехатронной системы следует считать разумное сочетание аналитических и модельных методов.

Анализ и моделирование мехатронных систем

Вентильный электропривод

Алгоритм исследования МС, состоящий из четырех описанных выше этапов, рассмотрен далее на примере анализа вентильного электропривода. Вентильный электропривод (ВЭП) в соответствии с классификацией (табл.) содержит ЭММ, состоящий из⁴:

² Следует заметить, что теория А. А. Булгакова является продолжением и дальнейшим развитием применительно к МС методов анализа нелинейных систем, разработанных в трудах Андronова, Витта, Хайкина [1], Van Der Pol [4], Л. И. Манделштама [17], Папалекса [19] и других. Переисчисленные методы исследования, являясь аналитическими или графо-аналитическими научными шедеврами, широко использовались инженерами и научными работниками при анализе, расчете и проектировании сложных нелинейных ЭММ. Освоение и практическое применение таких методов признавалось, что можно проследить по многочисленным диссертациям, к теоретическим и практическим достижениям.

³ При наличии определенного опыта можно пропустить исследование до п. 3 и сразу перейти к п. 4, позволяющему в дальнейшем осуществлять проектирование.

⁴ Эта структура в отечественной литературе получила название вентильной машины (ВМ) [2, 18]. В настоящее время этот термин применяется до-

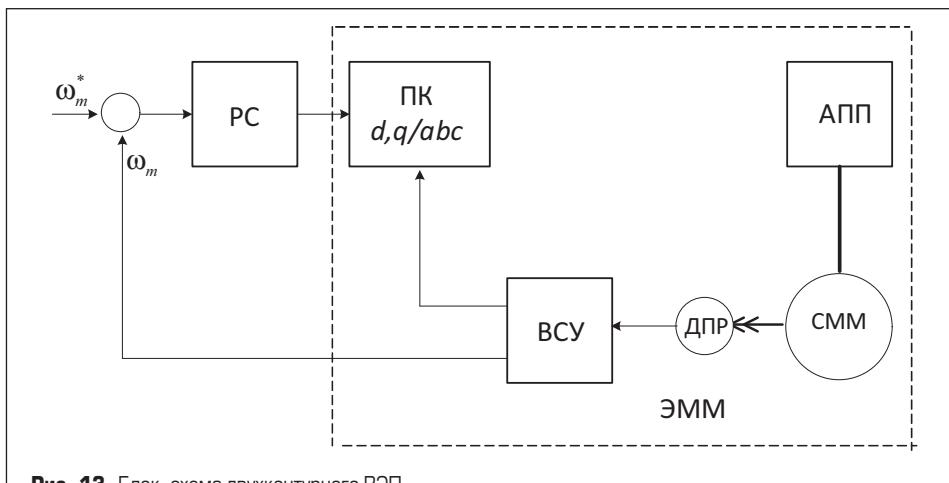


Рис. 13. Блок-схема двухконтурного ВЭП

- синхронной магнитоэлектрической машины с явно выраженным полюсами ротора (СММ);
- электромеханического датчика положения ротора (ДПР);
- вычислительного устройства скорости и угла (ВСУ);
- преобразователя координат (ПК);
- активного полупроводникового преобразователя (АПП).

Вентильные электроприводы структурно можно разделить на два типа:

1. Двухконтурные, со структурой СММ-УИН-ИП1-АМС.
2. Трехконтурные, со структурой СММ-УИТ-ИП1-АМС.

Рассматриваемые структуры вентильных электроприводов (ВЭП) показаны на рис. 13–15. Первая из них (рис. 13) дополнительно к ЭММ

включает регулятор скорости (РС), а две другие (рис. 14, 15), кроме РС, содержат регуляторы тока.

В структуре (рис. 14) обратная связь по току осуществляется в неподвижной системе координат, а регулятор тока является релейным с гистерезисной характеристикой (ГРТ), обеспечивающей скользящий токовый режим работы АПП.

В структуре (рис. 15) управление током осуществляется во вращающейся системе координат, а регулятор тока (РТ) синтезируется в соответствии с классической теорией синтеза непрерывных регуляторов. Управление АПП с обратной связью по току, как это было отмечено выше, называют токовым управлением, иногда — вынужденным управлением, один из основоположников теории ВЭП профессор Ю. И. Конев называл режим работы АПП с релейным регулятором тока токовым коридором [16].

Следует заметить, что на методику анализа и расчета электромагнитных, электромеханических и энергетических характеристик ВЭП различие структур токового контура не оказывает влияния. Это различие проявляется в частоте коммутации транзисторов АПП и может быть исследовано на виртуальной модели. Однако поскольку частота коммутации в современных АПП значительно превышает основную частоту модуляции, ее незначительное изменение в течение полупериода модуляции, которое характерно для структуры (рис. 14), никак не сказывается на электромагнитных, электромеханических и энергетических характеристиках ВЭП.

Аналитическое исследование вентильного электропривода

Реализация описанных выше этапов исследования ЭММ рассматривается на примере трехконтурного ВЭП с СММ с явно выраженным полюсами, параметры которой взяты из примеров пакета Simulink:

- номинальный момент: 126 Нм;
- номинальная скорость вращения: 300 рад/с;
- напряжение в звене постоянного тока: 600 В;
- сопротивление обмотки якоря СММ: 0,05 Ом;
- индуктивность по продольной оси (L_d): 0,000667 Гн;
- индуктивность по поперечной оси (L_q): 0,000603 Гн;

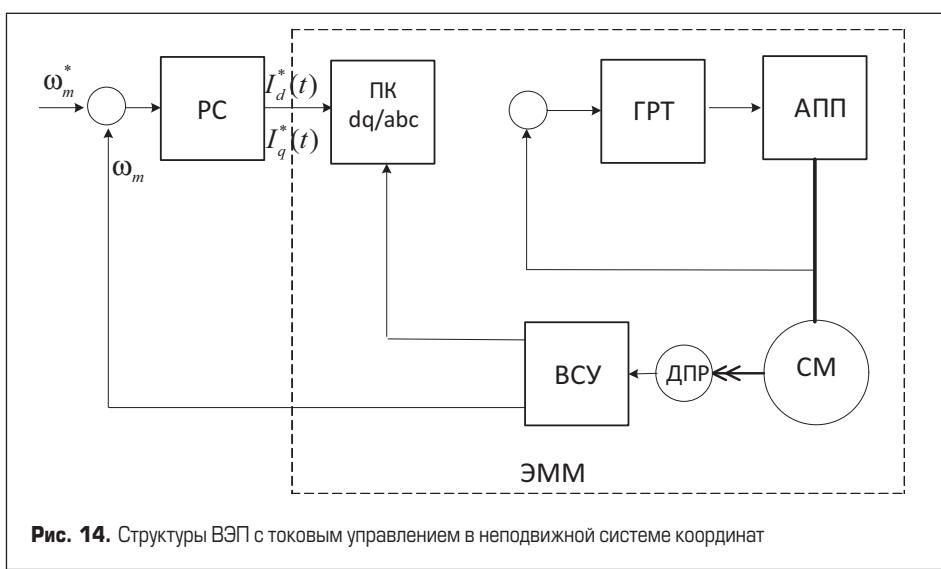


Рис. 14. Структуры ВЭП с токовым управлением в неподвижной системе координат

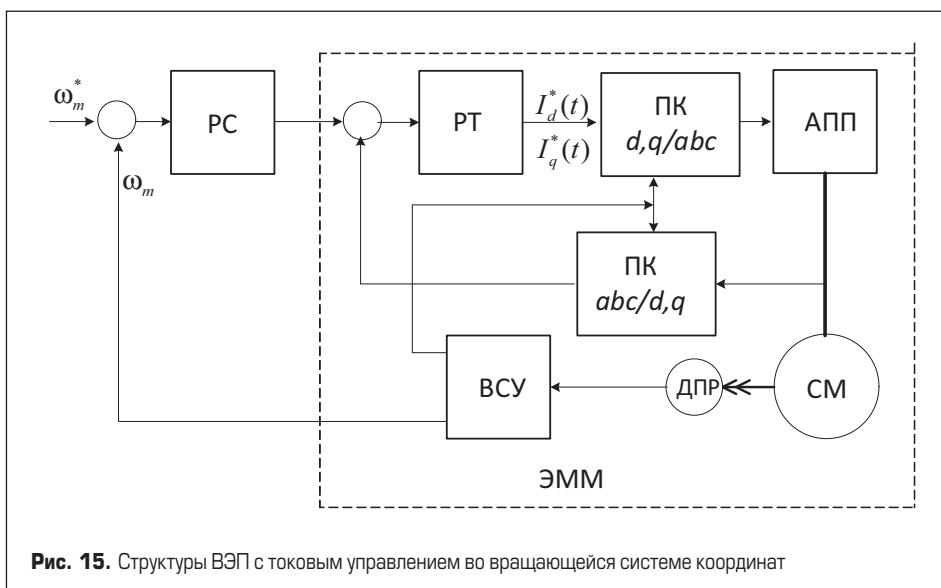


Рис. 15. Структуры ВЭП с токовым управлением во вращающейся системе координат

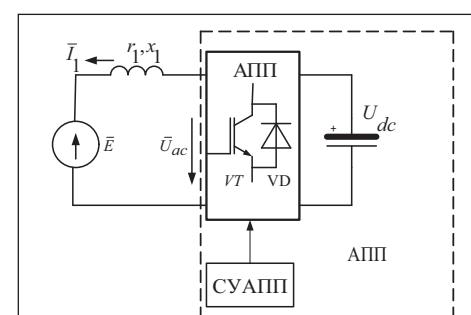


Рис. 16. Эквивалентная электрическая схема ЭММ

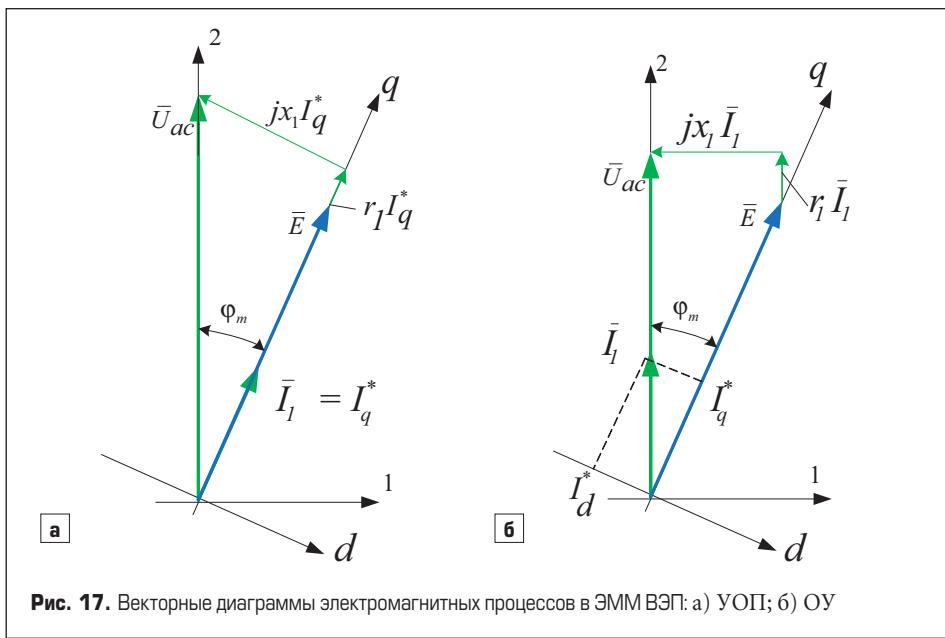


Рис. 17. Векторные диаграммы электромагнитных процессов в ЭММ ВЭП: а) УОП; б) ОУ

- потокосцепление ψ_0 на пару полюсов: 0,192 Вс/рад;
- момент инерции ротора J : 0,011 кгм²;
- число пар полюсов (p): 4.

Эквивалентная электрическая схема ЭММ представлена на рис. 16. В основе математического описания ЭММ в ВЭП на первом этапе лежат:

1. Теория результирующего (обобщенного) вектора [15], на основе которой трехфазные симметричные напряжения и токи на выходе АПП могут быть представлены одним результирующим вращающимся вектором, который в свою очередь может быть представлен проекциями на вращающиеся оси d , совпадающую с полем ротора, и q , сдвинутую на +90° эл. и совпадающую с ЭДС машины.
2. Преобразования Парка — Горева [13, 24], которые связывают переменные во вращающейся системе координат (d, q) с переменными в неподвижной системе координат (a, b, c).

Математическое описание электромагнитных и электромеханических процессов в ЭММ

с явно выраженным полюсами СММ и токовым управлением в системе координат d, q может быть представлено уравнениями [6]:

$$\begin{aligned} \bar{U}_{ac}(t) &= r_l \bar{I}_l(t) + L_1 \frac{d\bar{I}_l(t)}{dt} + jx_1 \bar{I}_l(t) + \bar{E}(t), \\ T_e(t) &= \frac{3}{2} p [\Psi_0 I_q^*(t) + (L_d - L_q) I_d^*(t) I_q^*(t)], \\ J \frac{d\omega_m(t)}{dt} &= T_e(t) - T_L(t), \end{aligned} \quad (1)$$

где:

$\bar{U}_{ac}(t) = U_{acd}(t) + jU_{acq}(t)$, $\bar{E}(t) = E_d(t) + jE_q(t)$ — амплитуда основной гармоники результирующего вектора напряжения на выходе АПП, ЭДС СММ и их составляющие во вращающихся осях d, q ; $\bar{I}_l(t) = I_d^*(t) + jI_q^*(t)$ — заданные на входе ЭММ амплитуда основной гармоники результирующего вектора тока и его составляющие во вращающихся осях d, q ; $T_e(t)$ — электромагнитный момент; $T_L(t)$ — момент нагрузки; $r_l x_1 = p\omega_m L_1 = p\omega_m (L_d + L_q)/2$, Ψ_0 — параметры СММ, ω_m — скорость вращения вала СММ; p — число пар полюсов СММ.

В установившемся режиме система уравнений (1) принимает вид:

1. В векторном представлении:

$$\begin{aligned} \bar{U}_{ac} &= r_l \bar{I}_l + jx_1 \bar{I}_l + \bar{E}, \\ T &= \frac{3}{2} p [\Psi_0 I_q^* + (L_d - L_q) I_d^* I_q^*], \\ T_e &= T_L. \end{aligned} \quad (2)$$

2. В проекциях на оси d, q :

$$\begin{aligned} U_{acd} &= r_l I_d^* + x_1 I_q^*, \\ U_{acq} &= r_l I_q^* + x_1 I_d^* + E_q = r_l I_q^* + x_1 I_d^* + p\omega_m \Psi_0, \\ T_e &= \frac{3}{2} p [\Psi_0 I_q^* + (L_d - L_q) I_d^* I_q^*], \\ T_e &= T_L. \end{aligned} \quad (3)$$

В трехконтурном вентильном электроприводе обычно используется управление с ориентацией по потоку ротора (УОП) [14], в английской терминологии FOC — Field Oriented Control. В этом случае магнитное поле ротора ориентируется по продольной оси d , которая принимается вещественной. Тогда ЭДС якоря, в соответствии с законом Фарадея, опережает поток ротора на 90° эл. и совпадает с по-перечной мнимой осью q . Такое управление обычно реализуется с электромеханическими ДПР (сельсины, вращающиеся трансформаторы, редуктоиды, индукторы, энкодеры и т. д.) [18].

В этом случае, при токовом управлении АПП (УОП), проекции векторных переменных состояния на оси d, q равны: $\bar{U}_{ac} = U_{acd} + jU_{acq}$, $\bar{E} = jE_q = jp\omega_m \Psi_0$, $\bar{I}_l = jI_q^*(t)$. Векторная диаграмма ЭММ в ВЭП с УОП, построенная по первому уравнению системы уравнений (2), приведена на рис. 17.

Электромагнитные и энергетические характеристики ВЭП находятся из математического описания в (2), (3) с использованием геометрических соотношений векторной диаграммы (рис. 17а). Эти характеристики рассчитываются по нижеприведенным уравнениям (4), (5), они представлены на рис. 18, 19:

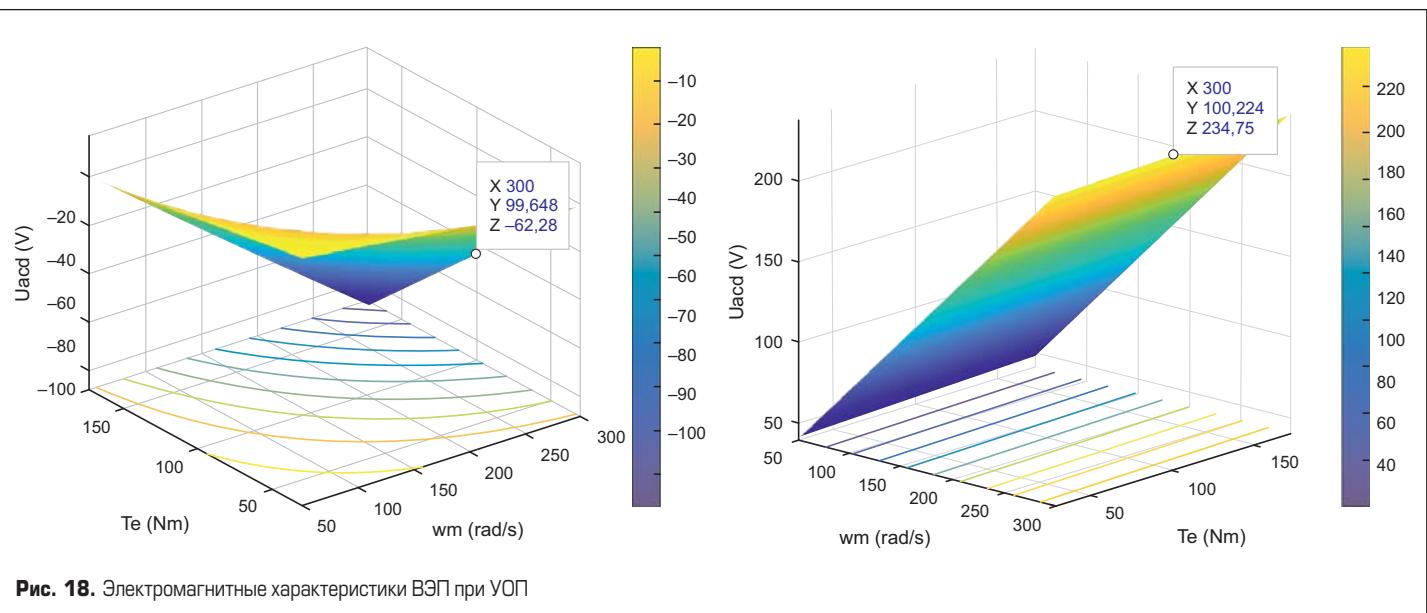
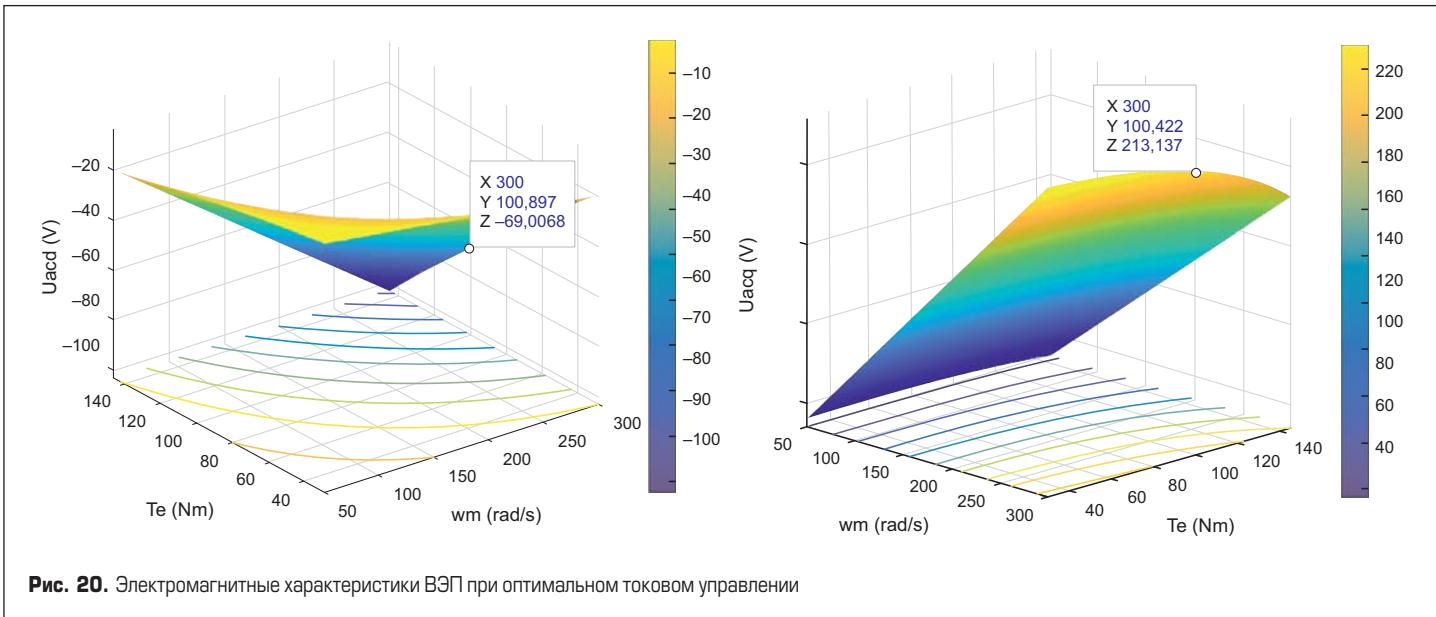
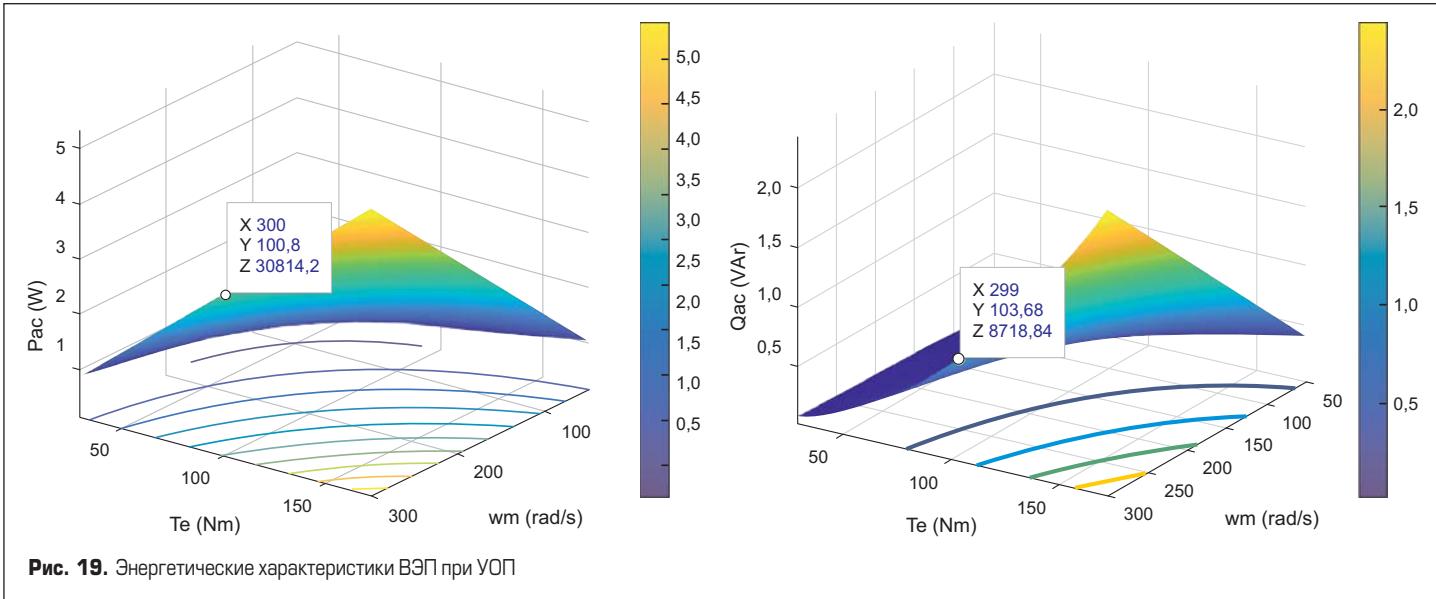


Рис. 18. Электромагнитные характеристики ВЭП при УОП



$$\begin{aligned} U_{acd} &= -U_{ac} \sin \varphi_m = -p \omega_m L_1 I_q^*, \\ U_{acq} &= U_{ac} \cos \varphi_m = r_i I_q^* + E, \\ T_e &= \frac{3}{2} p \Psi_0 I_q^*, \end{aligned} \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} \varphi_m &= \arctg \frac{p \omega_m L_1 I_q^*}{r_i I_q^* + E}, \\ P_{ac} &= 1,5 (U_{acd} I_d^* + U_{acq} I_q^*), \\ Q_{ac} &= 1,5 (U_{acq} I_d^* - U_{acd} I_q^*). \end{aligned} \quad (5)$$

На рассчитанных характеристиках помечены точки, которые используются далее для сравнения результатов аналитического расчета и результатов моделирования.

Другой способ управления, названный в [6] оптимальным (ОУ), обеспечивает такое токовое управление АПП, при котором основные гармоники тока и напряжения на выходе АПП

совпадают по фазе (рис. 17б). Такое управление обычно реализуется при использовании электромагнитных ДПР (фотоимпульсные, индукционные, датчики Холла).

Электромагнитные и энергетические характеристики для оптимального токового управления (ОУ) в ВЭП находятся из математического описания уравнения (3) с использованием геометрических соотношений векторной диаграммы (рис. 17б):

$$\begin{aligned} I_d^* &= -I_1 \sin \varphi_m, I_q^* = I_1 \cos \varphi_m, \\ U_{acd} &= -U_{ac} \sin \varphi_m = r_i I_d^* - p \omega_m L_1 I_q^*, \\ U_{acq} &= U_{ac} \cos \varphi_m = r_i I_q^* + p \omega_m L_1 I_d^* + E, \\ T_e &= \frac{3}{2} p [\Psi_0 I_q^* + (L_d - L_q) I_d^* I_q^*], \end{aligned} \quad (6)$$

где

$$\varphi_m = \arcsin \frac{p \omega_m L_1 I_1}{E} = \arcsin \frac{L_1 I_1}{\Psi_0}.$$

⁵ угол φ_m между векторами напряжения \bar{U}_{ac} и ЭДС якоря \bar{E} в теории синхронных электрических машин называется углом нагрузки [22].

⁶ Следует заметить, что УОП и ОУ могут быть реализованы как с электромеханическими ДПР, синхронизированными с полем ротора, так и с электромагнитными ДПР, синхронизированными с полем воздушного зазора. Для этого в СУАПП используется специальное вычислительное устройство, управляющее углом нагрузки φ_m .

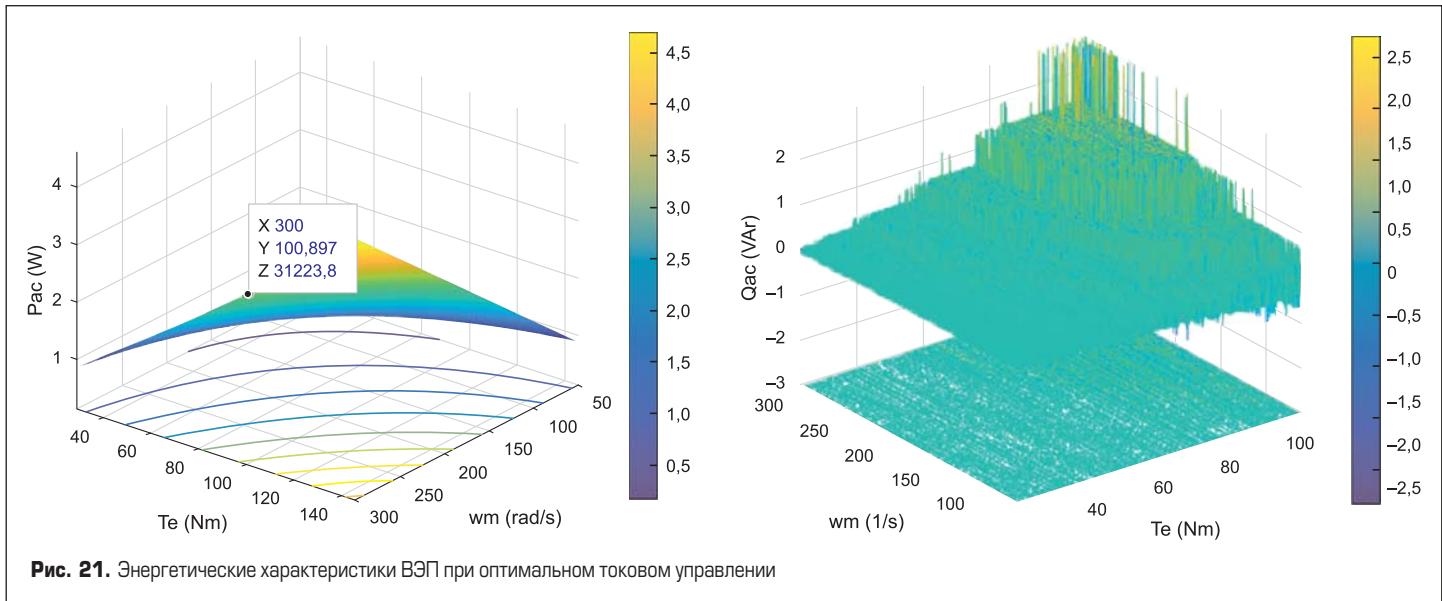
По уравнениям (6) рассчитаны и построены электромагнитные и энергетические характеристики ВЭП. Эти характеристики приведены на рис. 20, 21.

При расчете электромагнитных и энергетических характеристик в ВЭП в качестве переменных режима задаются скорость вращения вала СММ и момент нагрузки, так как эти переменные являются внешними, независимыми, в ВЭП они поддерживаются соответствующими регуляторами.

Исследование трехконтурных ВЭП на структурной модели

Структурная модель ВЭП при токовом управлении АПП в ЭММ приведена на рис. 22. За основу выбрана структура с токовыми контурами во врачающейся системе координат (рис. 15). Проведено сравнение результатов, полученных аналитически и на модели в установившемся режиме работы ВЭП.

Модель позволяет исследовать характеристики ВЭП при УОП и ОУ, во втором случае блок **Fim** подключается на вход модели. Блоки **Fcn_d**, **Fcn_q** обеспечивают оптимизацию



электропривода по энергетическим характеристикам, в них реализуются нелинейные зависимости, определенные первым уравнением системы (6).

Электромагнитные процессы в ВЭП приведены на рис. 23. Электромеханические и энергетические процессы представлены на рис. 24.

В момент $t = 0$ на вход электропривода подавался сигнал скорости, равный 150 рад/с при моменте на валу машины $T_L = 0$. После переходного процесса, который заканчивается в момент 0,02 с, наступает установившийся режим. В момент $t = 0,35$ с возрастает скорость задания до 300 рад/с. В момент $t = 0,7$ с к валу машины прикладывался момент нагрузки, равный $T_L = 100$ Нм.

Принятый алгоритм изменения заданных скорости и момента позволяет определить значения электромагнитных, электромеханических и энергетических величин в установившихся режимах и сравнить их с расчетными. Кроме того, модельные исследования позво-

ляют оценить качество переходных процессов при двух способах управления ВЭП, описанных выше.

Основное различие в электромагнитных установившихся процессах наблюдается в токе продольной составляющей i_d .

При УОП в установившемся режиме работы под нагрузкой реактивная мощность в контуре «АПП-СММ» составляет приблизительно треть от активной мощности.

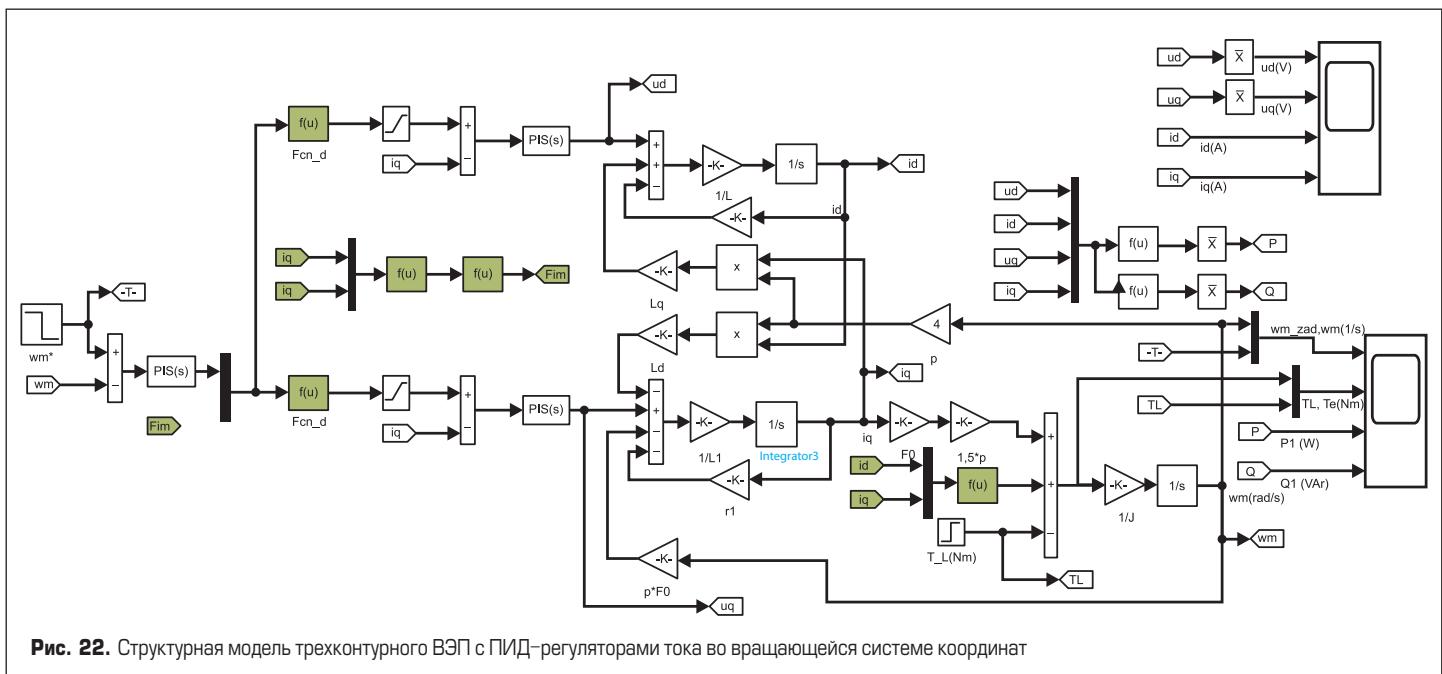
В оптимизированном электроприводе (ОУ) в момент наброса нагрузки наблюдаются кратковременные изменения реактивной мощности. В установившихся режимах эта мощность практически равна нулю и не зависит от момента и скорости. Сравнение результатов моделирования на структурной модели и результатов аналитического расчета показывает их полную идентичность, что позволяет перейти к четвертому этапу исследования — построению и исследованию ВЭП на виртуальной модели.

Исследование трехконтурных ВЭП на виртуальной модели

Виртуальная модель ВЭП представлена на рис. 25. Существенной особенностью виртуальной модели является необходимость преобразования сигналов из врачающихся координат в неподвижные координаты, необходимые для управления АПП. Это осуществляется преобразованием Парка — Горева. Блок (dq0 to abc), реализующий преобразование Парка — Горева, является библиотечным блоком пакета Matlab-Simulink.

Ограничение тока осуществляется на входе гистерезисного регулятора тока (блок Hist_Control). Результаты моделирования в вышеописанных для структурной модели режимах работы ВЭП приведены на рис. 26, 27.

Сравнение электромагнитных, электромеханических и энергетических процессов, полученных на структурной и виртуальной моделях, позволяет судить об адекватности проведенных аналитических и модельных исследований.



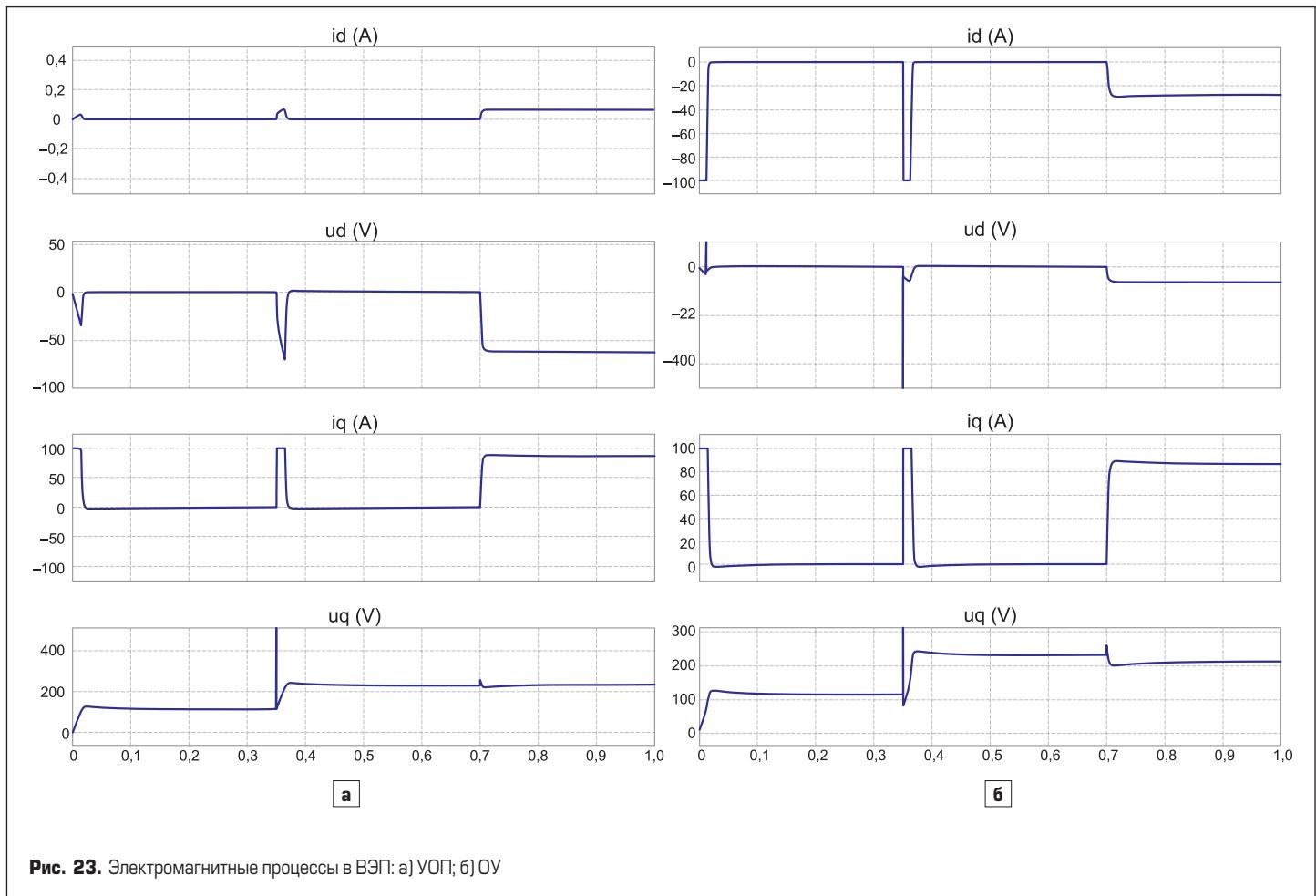


Рис. 23. Электромагнитные процессы в ВЭП: а) УОП; б) ОУ

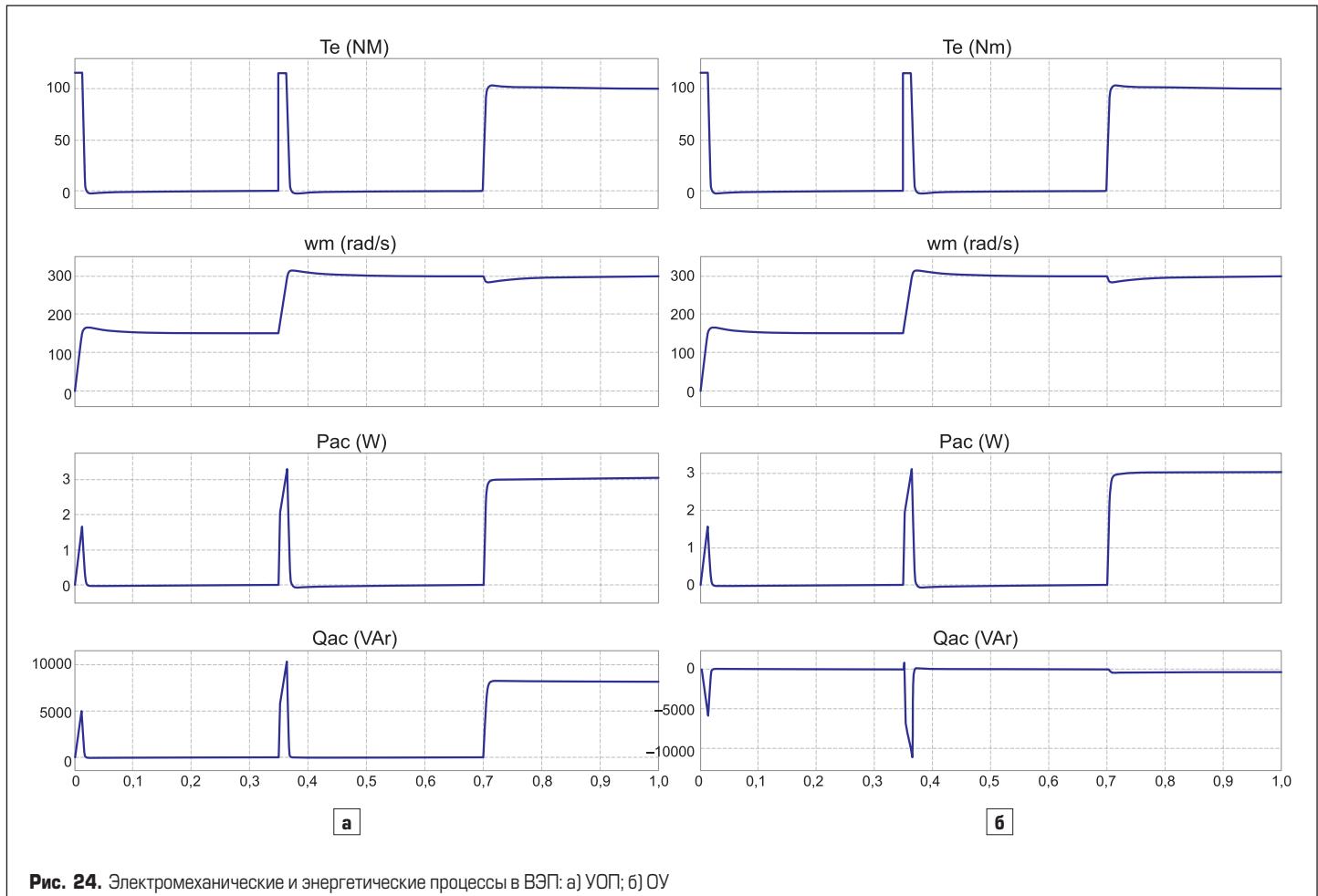


Рис. 24. Электромеханические и энергетические процессы в ВЭП: а) УОП; б) ОУ

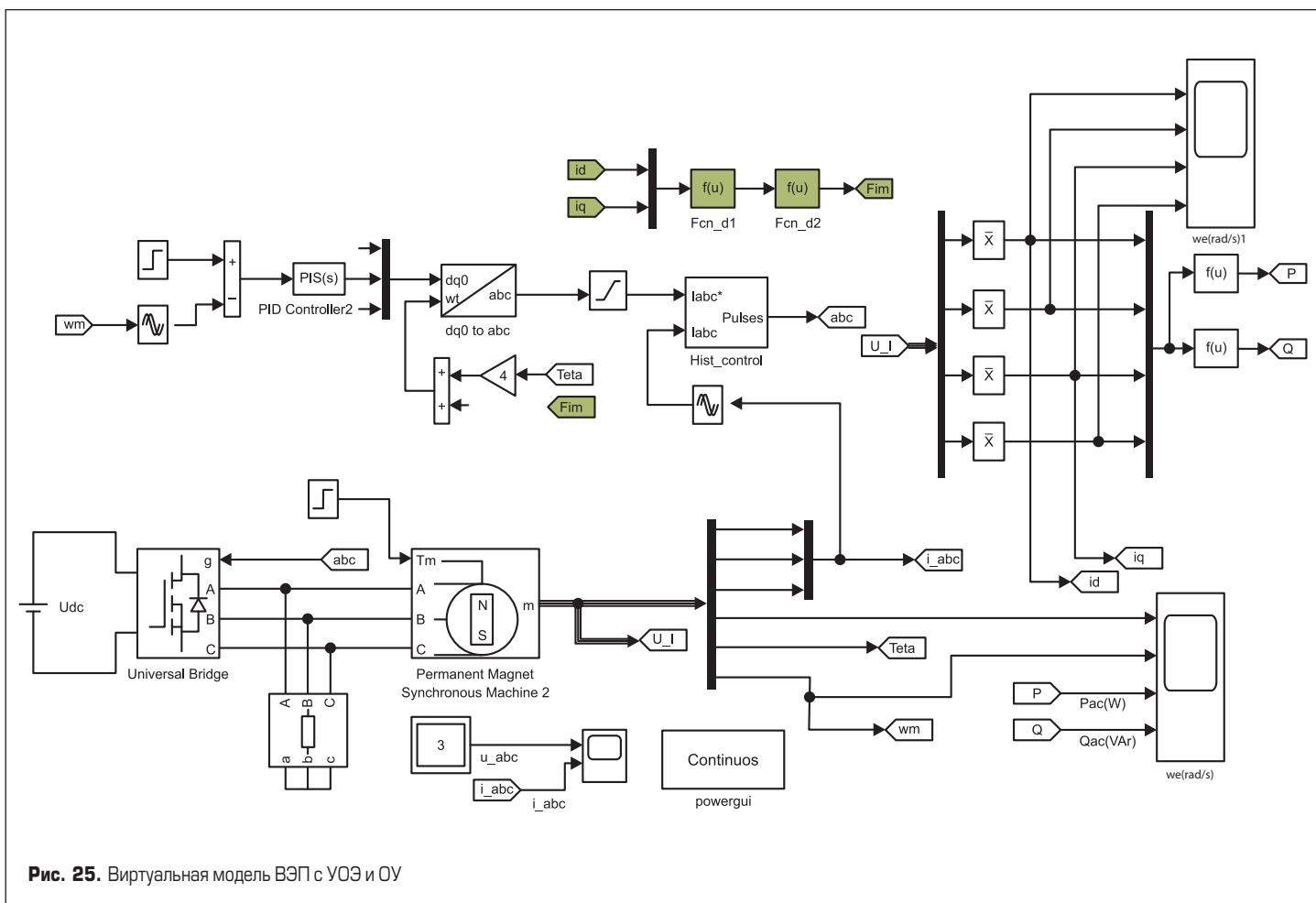


Рис. 25. Виртуальная модель ВЭП с УОЭ и ОУ

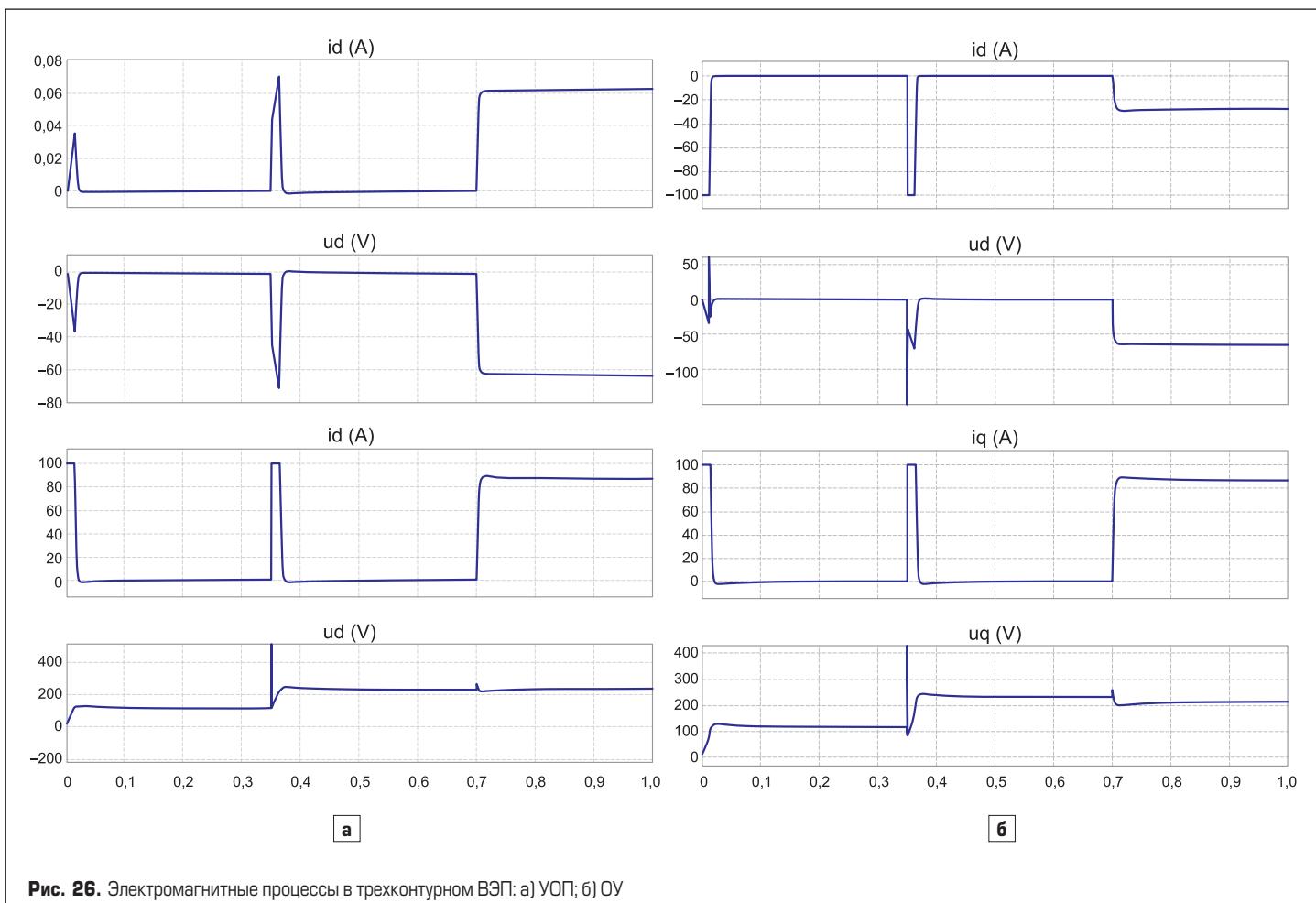
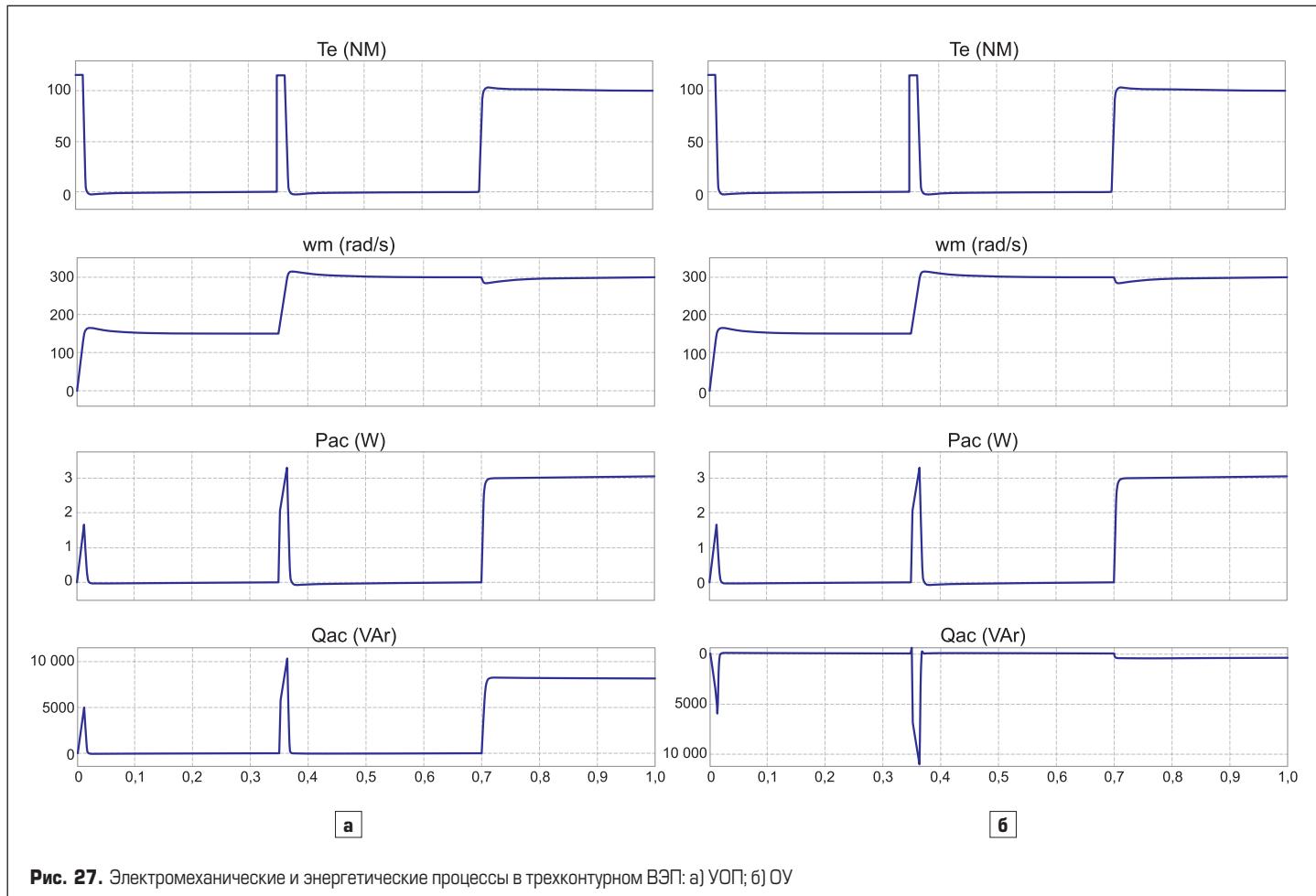


Рис. 26. Электромагнитные процессы в трехконтурном ВЭП: а) УОП; б) ОУ



Электромагнитные процессы в квазистационарных и квазидинамических режимах при скачкообразном изменении скорости и момента представлены на рис. 28.

На рис. 29 приведены мгновенные значения фазного напряжения и тока на выходе АПП и их спектральные составы. Спектры напряжения и тока на выходе АПП свидетельствуют об адекватности их представления основными гармониками, что полностью согласуется с теоретическими положениями А. А. Булгакова [3] и подтверждает возможность

теоретического исследования рассматриваемой МС в установившемся режиме работы.

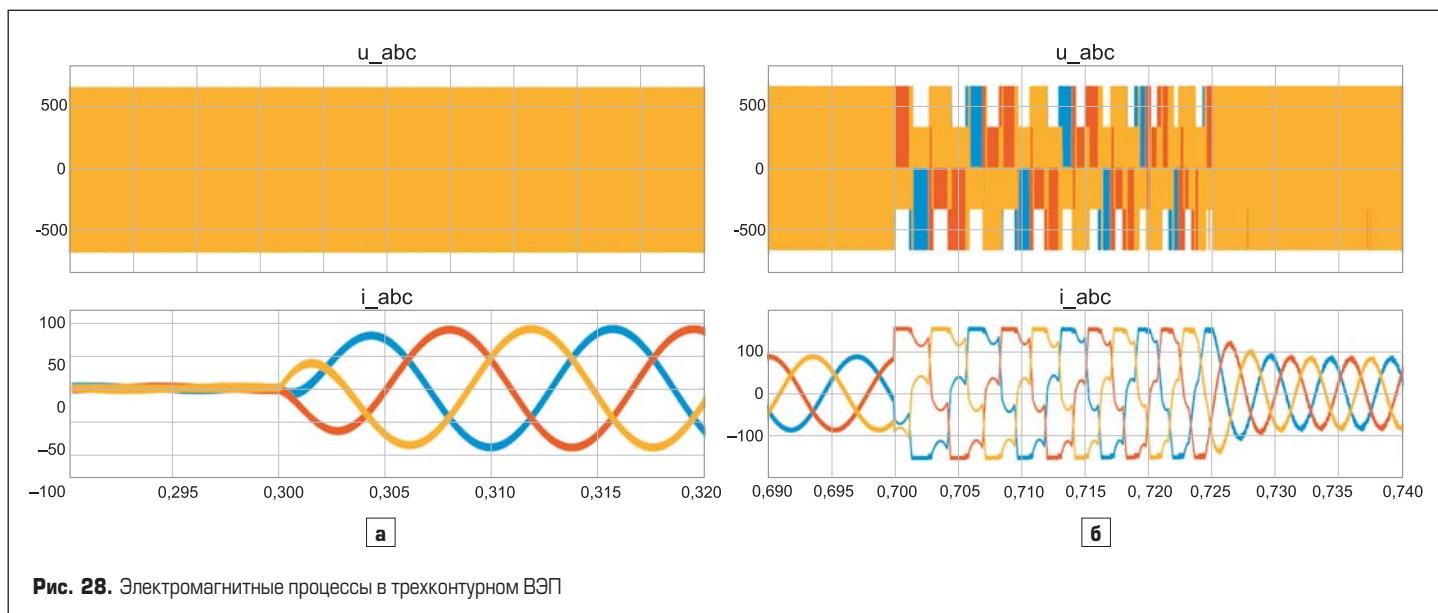
Заключение

Результаты проведенного четырехэтапного исследования ВЭП свидетельствуют об их адекватности, что позволяет перейти к прототипированию с использованием устройств реального времени (hardware), например speedgoat [29]. Это устройство, интегрированное с Simulink, максимально упрощает работу, позволяя полно-

стью сосредоточиться на разработке алгоритмов управления, обеспечивающих заданные свойства ВЭП в динамических режимах работы. Разработка этих алгоритмов управления базируется на трудах упомянутых выше классиков теории управления нелинейных систем.

Литература

- Андронов А. А., Витт А. А., Хайкин С. Э. Теория колебаний. М.: Гос. изд-во физ.-мат. лит., 1959.



2. Бродовский В. Н., Иванов В. С. Приводы с частотно-токовым управлением. М.: Энергия, 1974.
3. Булгаков А. А. Новая теория управляемых выпрямителей. М.: Наука, 1970.
4. Ван дер Поль. Нелинейная теория электрических колебаний. Пер. Копиловича Я. А. М.: Гос. изд-во по технике связи, 1935.
5. Герман-Галкин С. Г. Виртуальные лаборатории полупроводниковых систем в среде Matlab-Simulink. СПб: Лань, 2013.
6. Герман-Галкин С. Г. ШКОЛА MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники и электромеханики в среде Matlab-Simulink. Урок 26. Оптимизация энергетических свойств мехатронной системы с вентильной электрической машиной // Силовая электроника. 2018. № 3.
7. Герман-Галкин С. Г. ШКОЛА MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники и электромеханики в среде Matlab-Simulink. Урок 29. Оптимизация энергетических характеристик активного полупроводникового преобразователя в мехатронной системе // Силовая электроника. 2019. № 2.
8. Герман-Галкин С. Г. ШКОЛА MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники и электромеханики в среде Matlab-Simulink. Урок 31. Энергосберегающая установка для испыта-

ния электрической машины ветрогенератора // Силовая электроника. 2019. № 6.

9. Герман-Галкин С. Г. ШКОЛА MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники и электромеханики в среде Matlab+Simulink. Урок 25. Мехатронная система с двумя генераторами в общей электрической сети переменного тока // Силовая электроника. 2018. № 2.
10. Герман-Галкин С. Г. ШКОЛА MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники и электромеханики в среде Matlab+Simulink. Урок 35. Гибридная мехатронная система электромобиля // Силовая электроника. 2021. № 1.
11. Герман-Галкин С. Г. ШКОЛА MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники и электромеханики в среде Matlab-Simulink. Урок 33. Энергетические характеристики гибридной генераторной установки с асинхронной машиной с фазным ротором // Силовая электроника. 2020. № 2.
12. Герман-Галкин С. Г. ШКОЛА MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники и электромеханики в среде Matlab-Simulink. Урок 38. Гибридная генераторная установка переменного тока с асинхронной короткозамкнутой машиной // Силовая электроника. 2022. № 3.
13. Горев А. А. Переходные процессы синхронной машины. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1950.
14. Доманов В. И., Доманов А. В. Разработка и исследование системы электропривода с вентильными двигателями. Ульяновск, УлГТУ, 2015.
15. Ковач К. П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. Пер. с нем. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1963.
16. Конев Ю. И. Транзисторные импульсные устройства управления механизмами. М., 1968.
17. Мандельштам Л. И. Лекции по теории колебаний. М.: АН СССР, 1955.
18. Овчинников И. Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе. Курс лекций. СПб.: Корона Век, 2006.
19. Папалекси Н. Д. Собрание трудов. Под ред. Рытова С. М. М.: АН СССР, 1948.
20. Розанов Ю. К. Силовая электроника. М.: МЭИ, 2007.
21. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным управлением. М.: Академия, 2006.
22. Токарев Л. Н. Математическое описание, расчет и моделирование физических процессов в судовых электростанциях. Л.: Судостроение, 1980.
23. Ясаков Г. С. Корабельные электроэнергетические системы. Часть 1. СПб.: Военно-морская академия им. Адмирала Флота Советского Союза Н. Г. Кузнецова, 1999.
24. Park R. H. Two-reaction theory of synchronous machines: Generalized method of analysis — part 1. Trans. of AIEE, July, 1929.
25. www.images.drive.ru
26. www.stamford-avk.com
27. www.tadviser.ru
28. www.powersystem.info
29. www.expon

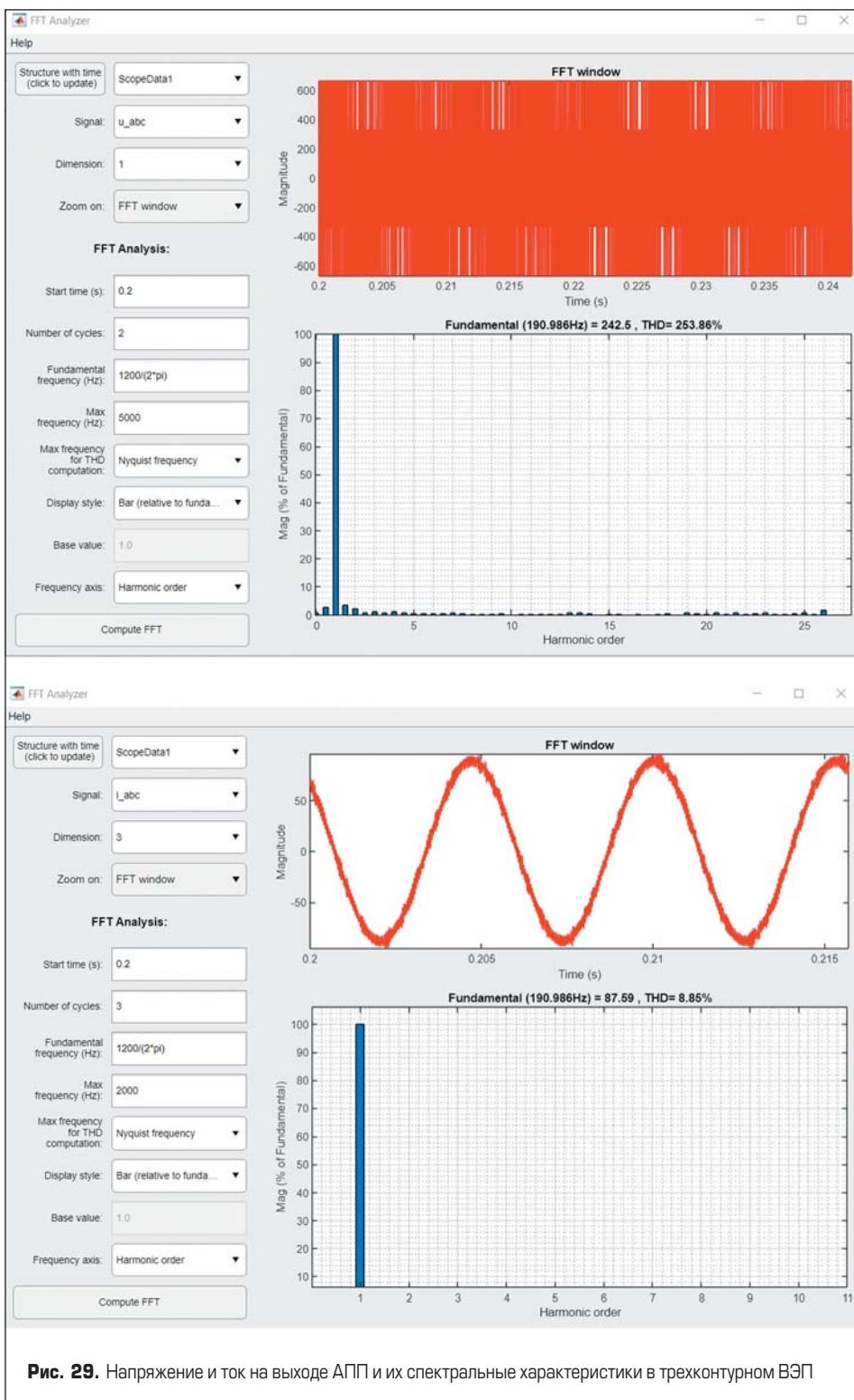


Рис. 29. Напряжение и ток на выходе АПП и их спектральные характеристики в трехконтурном ВЭП

rus-elektronika.ru



ЭЛЕКТРОНИКА РОССИИ

Выставка электронной продукции
российского производства

22|23|24
НОЯБРЯ
2022 МОСКВА
Крокус Экспо



Совместно с Форумом
ИНТЕЛЛЕКТ МАШИН И МЕХАНИЗМОВ

Организатор — компания MVK
Офис в Санкт-Петербурге

MVK Международная
Выставочная
Компания

При поддержке:

**МИНПРОМТОРГ
РОССИИ**

12+



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

реклама



РОССИЙСКИЙ ФОРУМ МИКРОЭЛЕКТРОНИКА 2022



Событие, определяющее будущее отрасли

7 дней

13 научно-технических секций

1200+ участников

500+ компаний

100+ выставочных стендов

2-8 октября, Роза Хutor

- Стратегия научно-технического развития отрасли
- Технологии и компоненты микро- и наноэлектроники
- Специальное технологическое оборудование
- Навигационно-связные СБИС и модули
- Высокопроизводительные вычислительные системы
- Информационно-управляющие и радиотехнические системы
- Доверенные и экстремальные электронные системы
- Квантовые технологии – квантовые сенсоры

- Электронная компонентная база и радиоэлектронные системы
- Системы проектирования и моделирования электронных компонентов и систем
- СВЧ интегральные схемы и модули
- Микросистемы. Сенсоры и актоуаторы
- Нейроморфные вычисления и искусственный интеллект
- Технологии оптоэлектроники и фотоники
- Материалы микро- и наноэлектроники

Аккумуляторные батареи самых популярных типов:

- **Lithium Ion**
- **LiFePo4**
- **Li-Polimer**
- **LiNMC и LTO**



KINGBO 
Power Technology



ЭЛЕКТРОТРАНСПОРТ

ЭЛЕКТРОБУСЫ | АВТОМОБИЛИ



СИСТЕМЫ СКЛАДСКОГО ХРАНЕНИЯ

AGV-ТЕЛЕЖКИ | ЭЛЕКТРОКАРЫ | ПОГРУЗЧИКИ



СИСТЕМЫ ХРАНЕНИЯ ЭНЕРГИИ

ЭЛЕКТРОСТАНЦИИ НА СОЛНЕЧНОЙ
И ВЕТРОВОЙ ЭНЕРГИИ