

СИЛОВАЯ
ЭЛЕМЕНТНАЯ
БАЗА

ПРИВОДЫ

ИСТОЧНИКИ
ПИТАНИЯ

СИСТЕМЫ
ИНДУКЦИОННОГО
НАГРЕВА

АВТОМОБИЛЬНАЯ
ЭЛЕКТРОНИКА

СОФТ

ТЕМАТИЧЕСКОЕ
ПРИЛОЖЕНИЕ
К ЖУРНАЛУ
КОМПОНЕНТЫ
И ТЕХНОЛОГИИ

12+

WWW.POWER-E.RU

№ 3'2024
ДЕКАБРЬ

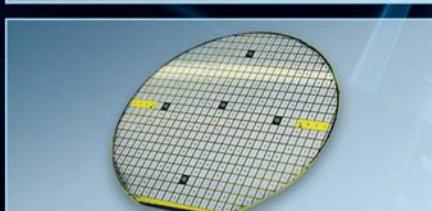
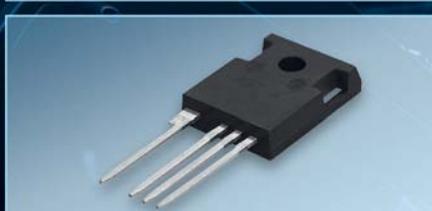
СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

ISSN 2079-9322

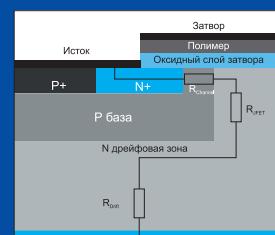
SiC MOSFET

IGBT

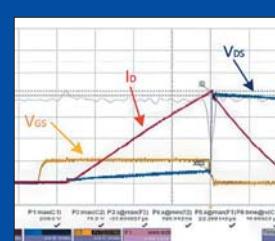
AMG
POWER



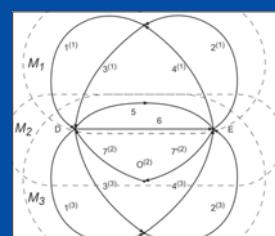
Мощные сварочные диоды
АО «Протон-Электротекс»



Переосмысление режима
плавного переключения
при использовании
карбида кремния



Надежность импульсных
источников питания:
перенапряжение и энергия
лавинного пробоя в MOSFET



Математическое
моделирование
сетевого интерфейса
на базе AC/DC/AC-
преобразователя
электрической энергии



МАКРО
ГРУПП

www.macrogroup.ru power@macrogroup.ru



IGBT МОДУЛИ

ТРАНСПОРТНОЕ И ПРОМЫШЛЕННОЕ ИСПОЛНЕНИЕ

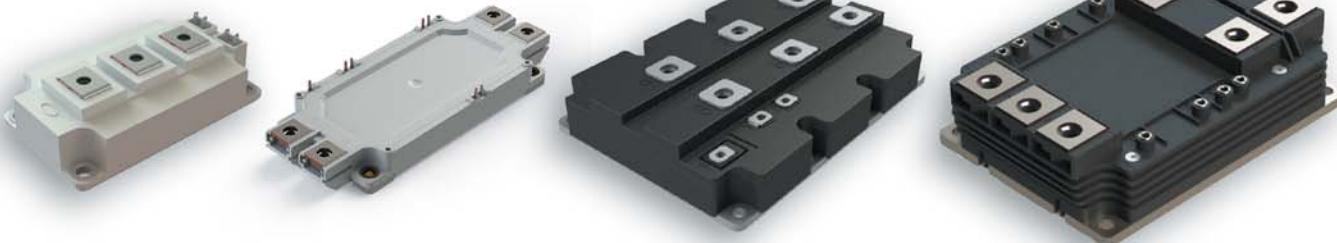
ОСОБЕННОСТИ:

- ▷ Российское производство
- ▷ Отечественный аналог продукции зарубежных производителей
- ▷ Подбор полупроводниковых приборов для режимов эксплуатации клиента
- ▷ Возможность разработки по индивидуальным требованиям потребителя
- ▷ Наличие страхового запаса продукции под клиента
- ▷ Поставка с драйвером управления*

*по запросу

ХАРАКТЕРИСТИКИ:

- ▷ НАПРЯЖЕНИЕ: 1200В, 1700В, 3300В
- ▷ НОМИНАЛЬНЫЙ ТОК: ОТ 450А ДО 3600А



+7 (4862) 44-04-56
www.proton-electrotex.com



ПРОТОН-ЭЛЕКТРОТЕКС

реклама



BEIJING ELECTRONIC SOLUTIONS TECHNOLOGY

ЭКБ для ответственного применения

Гарантированная поставка в течении всего срока жизни проекта

Качество продукции подтверждено широким применением в

производстве высоконадёжной электроники в КНР

Уровни качества B, N, G, YB, CAST H

ОТКРЫТИЕ ПРЕДСТАВИТЕЛЬСТВА В РОССИИ

Радиационно-стойкие дискретные компоненты

DC/DC-

Преобразователи

Суперконденсаторы

ПЛИС

АЦП/ЦАП

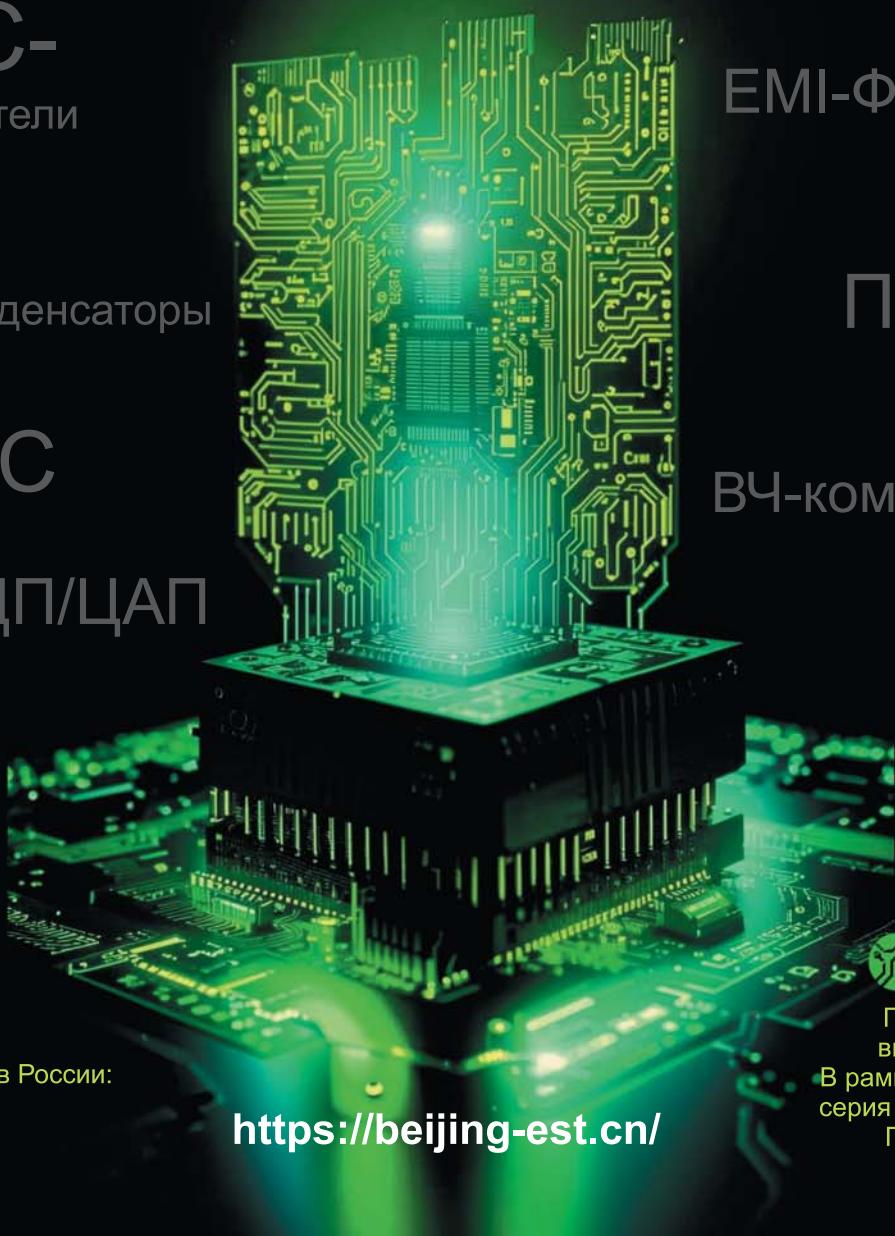
Микросхемы
управления
питанием

EMI-Фильтры

Память

ВЧ-компоненты

Кварцевые
резонаторы
генераторы



sales@beijing-est.cn

Представительство в России:

russia@beijing-est.cn

+7-977-366-72-43

<https://beijing-est.cn/>

 EXPO
ELECTRONICA

Посетите наш стен на
выставке 15-17 апреля
В рамках выставки пройдет
серия семинаров на стенде
Подробности на сайте

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

Дата выхода в свет 25.12.24
Тираж 3000 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 Белый ветер
115054, Москва, ул. Щипок, д. 28,
тел.(495) 651-84-56

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

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

Журнал включен в Российский индекс научного
цитирования (РИНЦ).

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

В номере:

Силовая элементная база

Владимир Балин

Твердотельные реле:
инновационный подход к управлению электрическими цепями.....4

Сергей Антонов, Дмитрий Титушкин

Мощные сварочные диоды
АО «Протон-Электротекс» в новом исполнении.
Расширение линейки силовых тиристоров и диодов.....8

Роберт Шульга

Развитие технологий IGBT-модулей.
Часть 3. Интеллектуальные силовые модули.....16

Майк Чжу

Перевод: Иван Сергеев

Переосмысление режима плавного переключения
при использовании карбида кремния26

Источники питания

Владимир Осиенко, Владимир Строков, Антон Шершнев

Источник питания от ПАО «НПО «Алмаз» для СВЧ-электроники ..30

Виктор Зыков, Андрей Руцкой, Михаил Моисеев

Силовые модули ООО «ПАРАМЕРУС»
для применения в фотонике34

Editor-in-chief

Pavel Pravosudov pavel@fsmedia.ru

Managing editor

Natalia Novikova natalia.novikova@fsmedia.ru

Technical editor

Andrey Kolpakov

Design and layout

Dmitry Nikanorov dmitry.nikanorov@fsmedia.ru

Advertising department

Olga Zaytseva olga_z@fsmedia.ru

Subscription department

podpiska@fsmedia.ru

Editorial office

115088, Russia,
Moscow, Juzhnoportovaja, str. D, building 7
Tel./Fax: +7 (495) 414-2132

197101, Russia, St. Petersburg,
Petrogradskaya Emb., b. 34 "B"
Tel. +7 (812) 467-4585
E-mail: compitech@fsmedia.ru
www.power-e.ru/eng.php

Representative office in Belarus

Minsk, Premier Electric
Tel.: (10-37517) 297-3350, 297-3362
E-mail: murom@premier-electric.com

**Бенджамин Сахан, Кристиан Штаубах, Кевин Качмарек, Штефан Реддиг,
Конрад Домс, Филипп Беркемайер, Феликс Шенлебе**
Перевод: Евгений Карташев

Модульный импульсный генератор dv/dt для оценки
долговременной надежности изоляции. Часть 2. 37

Маркус Рем, Шон Карти
Перевод: Иван Сергеев

Надежность импульсных источников питания:
перенапряжение и энергия лавинного пробоя в MOSFET 40

Анатолий Коршунов, Валерий Скорина

Пассивная параметрическая компенсация влияния нагрузки
на величину выходного напряжения однофазного
силового трансформатора 44

Владимир Белов, Олег Аристкин, Алексей Паршихин

Математическое моделирование сетевого интерфейса
на базе AC/DC/AC-преобразователя электрической энергии 47

Софт

Сергей Герман-Галкин

ШКОЛА MATLAB.

Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники
и электромеханики в среде Matlab + Simulink. Урок 42.
Электромагнитные и энергетические свойства параллельного
активного фильтра в электроэнергетических системах
(аналитическое и модельное исследование). 50

Твердотельные реле: инновационный подход к управлению электрическими цепями

Современная промышленность и бытовая электроника требуют все более эффективных и надежных способов управления электрическими нагрузками. Твердотельные реле являются одним из таких решений, которые предлагают ряд преимуществ по сравнению с традиционными механическими реле и контакторами.

Владимир Балин

v_balin@proton-impuls.ru

В статье мы подробно разберем, что такое твердотельные реле, принципы их работы, существующие типы и особенности, а также области их применения. Кроме того, обсудим преимущества использования твердотельных реле в промышленности, энергетике, железнодорожной и автомобильной электронике и других областях.

Твердотельное реле (ТТР) — это электронное устройство, которое используется для включения и выключения цепи высокой мощности с помощью низких напряжений, подаваемых на клеммы управления. ТТР не содержит движущихся частей и работает на основе полупроводниковых технологий,

таких как тиристоры и транзисторы. Устройства являются современной альтернативой традиционным пускателям и контакторам, бывают одно-, двух-, трех- и многоканальные. Типовая схема ТТР показана на рис. 1.

Твердотельное реле состоит из нескольких основных компонентов

Входная цепь: принимает сигнал управления от управляющего устройства и преобразует его в форму, необходимую для управления полупроводниковым элементом через гальваническую развязку. Это может быть стабилизатор тока или напряжения, импульсный преобразователь.

Гальваническая развязка: обеспечивает изоляцию между управляющей и силовой цепями. Обычно используются оптические изолаторы или трансформаторы для передачи сигнала управления от управляющей цепи к силовой. Это обеспечивает надежную изоляцию между двумя цепями и защищает управляющую электронику от возможных проблем, связанных с безопасностью, помехами, высоким напряжением или током в силовой цепи.

Полупроводниковый элемент: основной компонент реле, который осуществляет коммутацию нагрузки. Это может быть одиночный/сдвоенный транзистор, симистор или пара встречно-параллельных тиристоров. В зависимости от типа применяемого полупроводникового элемента ТТР могут выполнять функцию коммутации AC-, DC-, и AC/DC-нагрузки.

Цепь защиты: обеспечивает защиту полупроводникового элемента от перегрева, перегрузки по току, перенапряжения и других факторов, которые могут привести к его выходу из строя.

Основные функциональные блоки ТТР показаны на рис. 2.

Принцип работы ТТР заключается в следующем:

- при подаче управляющего сигнала на входную цепь, она через гальваническую развязку преобразует этот сигнал в сигналы управления силовым элементом, которые затем подаются на полупроводниковый элемент;
- полупроводниковый элемент открывается, пропуская ток через себя и замыкая (или размыкая) цепь нагрузки;

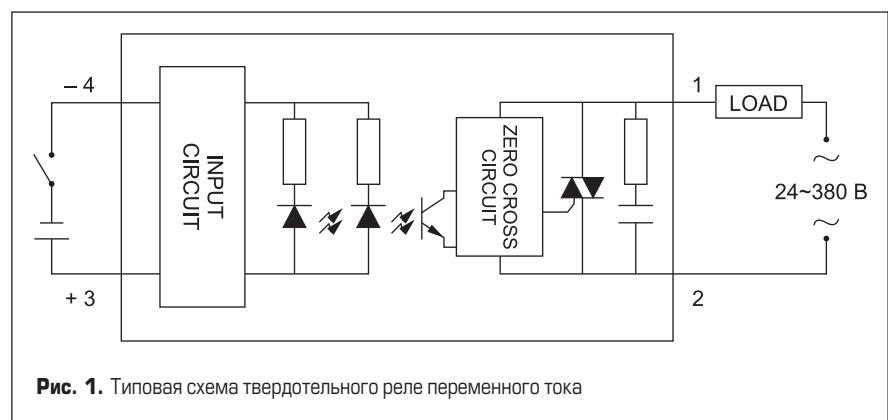


Рис. 1. Типовая схема твердотельного реле переменного тока

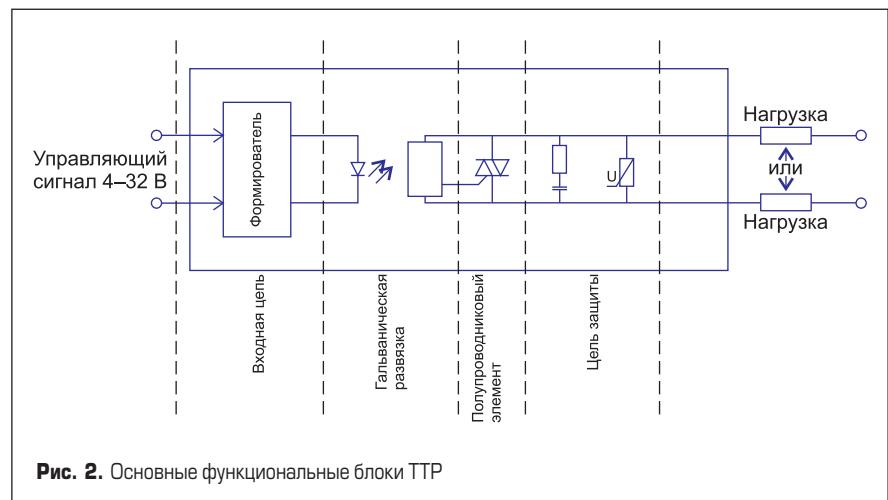


Рис. 2. Основные функциональные блоки ТТР

- в результате этого процесса нагрузка включается (или выключается), в зависимости от типа реле;
- когда управляющий сигнал исчезает, цепь питания нагрузки разрывается и нагрузка отключается;
- таким образом, ТТР позволяет управлять мощными нагрузками без использования механических контактов, что обеспечивает высокую надежность, длительный срок службы и бесшумную работу устройства.

Важно отметить, что гальваническая развязка не гарантирует полную изоляцию между цепями: всегда существует риск пробоя или других проблем, которые могут вызвать электрический контакт. Поэтому важно проводить тестирование и проверку систем на соответствие стандартам безопасности.

Преимущества ТТР перед электромеханическими реле и контакторами

- Долговечность: ТТР не имеют движущихся частей, отсутствует электрический износ, что делает их более надежными и долговечными по сравнению с механическими реле. Это особенно важно в условиях интенсивной эксплуатации, когда требуется высокая надежность оборудования.
- Бесшумность: ТТР работают бесшумно, что важно в условиях, где шум может быть проблемой, — например, в медицинских учреждениях, на транспорте или в офисных помещениях.
- Быстродействие: ТТР обладают высокой скоростью переключения, что позволяет им быстро реагировать на изменения в системе. Это особенно важно для процессов, требующих быстрого управления.
- Энергоэффективность: ТТР потребляют меньше энергии, чем механические реле и контакторы, что снижает энергозатраты и повышает общую энергоэффективность системы.
- Компактность: ТТР имеют небольшие размеры, что позволяет интегрировать их в компактные устройства и системы.
- Простота монтажа и обслуживания: ТТР легко монтируются и не требуют сложной настройки и проведения периодического техобслуживания, что упрощает процесс установки и обслуживания.
- Широкий диапазон рабочих температур: ТТР могут работать при высоких и низких температурах, что расширяет область их применения и делает их оптимальным вариантом для использования в экстремальных условиях.
- Экологичность: ТТР не содержат вредных веществ, таких как ртуть, что делает их более экологически чистыми по сравнению с некоторыми другими типами реле.
- Выходное сопротивление не меняется во время всего срока службы (контакты не окисляются).
- Возможность переключения при переходе коммутируемого напряжения через «0».

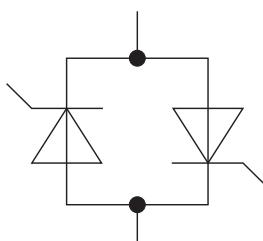
- Отсутствие искры, что позволяет использовать устройство на взрыво- и пожароопасных объектах.
- Отсутствие дуги и электрических помех (дребезга) при коммутации.
- Меньшая чувствительность к внешним условиям, например, вибрациям, магнитным полям, влажности и запыленности воздуха.
- Совместимость с большинством компонентов логических интегральных схем без использования усилителей сигнала, буферов, драйверов и промежуточных реле.

Недостатки ТТР

- Более высокая стоимость по сравнению с электромеханическими реле и контакторами;
- ограничения по мощности и напряжению;
- сложность диагностики и ремонта;
- чувствительность к электромагнитным помехам;
- в замкнутом состоянии нагревается за счет сопротивления $p-n$ -перехода; достаточно мощные реле требуют дополнительного охлаждения;
- в разомкнутом состоянии имеет большое, но не бесконечное сопротивление, а также обратный ток утечки (микроамперы);
- ТТР для коммутации постоянного тока требуют соблюдения полярности выходных цепей;
- при выходе из строя имеют тенденцию закорачивать выходные контакты вследствие пробоя силового ключа, тогда как обычные реле чаще всего остаются разомкнутыми;
- низкая перегрузочная способность и высокую чувствительность электронных ключей к повышенному току (зависит от типа коммутирующего элемента и его запаса);
- требуют принятия мер против ложных срабатываний из-за скачков напряжения (из-за очень высокой скорости срабатывания);
- из-за наличия полупроводников в схеме не сразу способны пропустить ток в обратном направлении;
- необходимость использования быстродействующих предохранителей для защиты от КЗ.

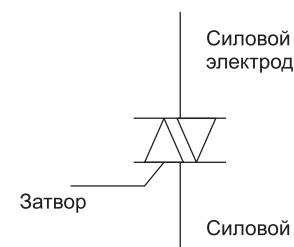
Типы полупроводниковых коммутирующих элементов

Два встречно направленных тиристора



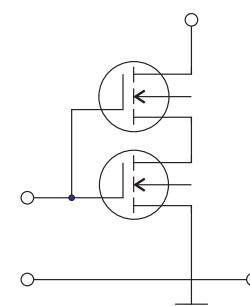
- возможна коммутация только AC;
- отключение всегда в «0» коммутируемого напряжения;
- отличная перегрузочная способность;
- просто реализовать включение в «0».

Симистор



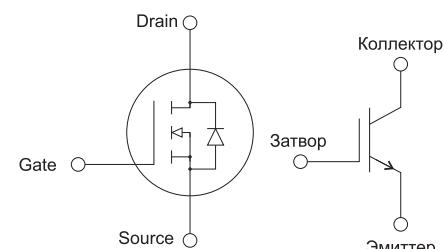
- возможна коммутация только AC;
- отключение всегда в «0» коммутируемого напряжения;
- хорошая перегрузочная способность;
- просто реализовать включение в «0» коммутируемого напряжения.

Два встречно направленных транзистора



- возможность коммутации AC или DC;
- переключение в произвольный момент времени;
- перегрузочная способность зависит от типа элемента;
- для реализации включение/выключение в «нуле» требуется сложная синхронизация с сетью.

Один транзистор (любого типа, обычно MOSFET или IGBT)



- возможность коммутации только DC;
 - перегрузочная способность зависит от типа элемента;
 - требуется защита от перенапряжения и обратного выброса при коммутации индуктивной нагрузки.
- Для всех типов коммутирующих элементов:
- отсутствие дуги и дребезга контактов при переключении;
 - неограничено количество циклов коммутации.

Особенности коммутации различных типов нагрузки

1. Активная (или слабо индуктивная) нагрузка — в основном ТЭН, оптимальная нагрузка для всех типов ТТР, отсутствие пусковых токов и выбросов при выключении.

2. Индуктивная — двигатели, трансформаторы, катушки управления контакторов, для коммутации такой нагрузки обычно используется коэффициент запаса 0,4–0,6 от максимального коммутируемого ТТР тока, дополнительно необходимо наличие на выходе или в составе ТТР схемы подавления импульса при отключении нагрузки (защитные диоды, варисторы, RC-цепь). Для снижения пусковых токов оптимально использовать изделия с включением в пике коммутируемого напряжения.
3. Лампы накаливания — для коммутации такой нагрузки обычно используется коэффициент запаса 0,1–0,2 от максимального коммутируемого ТТР тока, что обусловлено низким сопротивлением нити накаливания в холодном состоянии (при включении).
4. Емкостная нагрузка — редко бывает в цепях переменного тока, чаще всего это мощные источники питания в цепях постоянного тока. При коммутации такого типа нагрузки появляются значительные пусковые токи, коэффициент запаса выбирается исходя из пусковых токов, но обычно не менее 0,7. Для снижения среднего пускового тока в цепях постоянного тока предпочтительно использовать токоограничивающие элементы (NTC-терморезисторы) ил устройства плавного пуска.

Примеры использования твердотельных реле

Твердотельные реле представляют собой инновационное решение для управления электрическими нагрузками, которое становится все более популярным в различных отраслях промышленности, на транспорте, бытовой электронике и являются ключевым элементом в современной электронике, обеспечивая высокую надежность, долговечность и эффективность работы. Они используются в различных устройствах и системах, где требуется быстрое и точное управление электрическими нагрузками. Замена электромагнитных контакторов на твердотельные реле является



Рис. 3. Пример установки твердотельных реле

одним из наиболее эффективных способов модернизации и повышения эффективности работы электрооборудования подвижного состава и транспорта (рис. 3).

ТТР могут быть использованы в различных системах транспорта

Автомобильная электроника: ТТР могут использоваться для управления различными системами автомобиля, такими как освещение, вентиляция, кондиционирование воздуха, обогрев стекол и зеркал, а также для управления двигателем и трансмиссией.

Железнодорожный транспорт: ТТР могут использоваться для управления системами сигнализации, освещения, вентиляции и кондиционирования воздуха в поездах, а также для управления двигателями и тормозами. ТТР широко применяются в системах железнодорожной автоматики и телемеханики для коммутации различных цепей и нагрузок.

Авиационная электроника: ТТР могут использоваться для управления различными системами самолета, такими как освещение, вентиляция, кондиционирование воздуха, обогрев стекол и зеркал, а также для управления двигателями и системами навигации.

Морской транспорт: ТТР могут использоваться для управления системами освещения, вентиляции и кондиционирования воздуха на кораблях, а также для управления двигателями и системами навигации.

Общественный транспорт: ТТР могут использоваться для управления системами освещения, вентиляции и кондиционирования воздуха в автобусах, трамваях и метро, а также для управления двигателями и системами безопасности.

Электромобили и гибридные автомобили: ТТР могут использоваться для управления системами зарядки аккумуляторов, а также для управления системами рекуперативного торможения.

Системы автоматизации и контроля: ТТР могут быть использованы в системах автоматизации и контроля, таких как автоматические ворота, шлагбаумы, системы безопасности и контроля доступа.

В промышленности ТТР могут быть использованы в различных системах и процессах

Управление производственными линиями — для управления различными машинами и оборудованием на производственных линиях, такими как конвейеры, роботы, прессы и станки.

Управление освещением — для включения и выключения освещения в производственных помещениях, складах и других промышленных объектах.

Управление вентиляцией и кондиционированием воздуха — для регулирования температуры и влажности в производственных помещениях.

Управление насосами и компрессорами — для контроля работы насосов и компрессоров, используемых в системах водоснабжения, отопления и охлаждения.

Управление электроприводами — для контроля скорости и направления вращения электродвигателей, используемых в различных промышленных процессах.

Управление электротермическим оборудованием — для регулирования мощности и температуры в печах, сушилках и другом электротермическом оборудовании.

Управление технологическими процессами — для контроля и регулирования различных параметров в технологических процессах, таких как давление, температура, уровень жидкости и т. д.

Таким образом, ТТР широко применяются в различных системах транспорта и в промышленности, обеспечивая быстрое и точное управление электрическими нагрузками.

ИННОВАЦИИ В КОММУТАЦИИ

ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ РЕЛЕ И СИЛОВЫЕ МОДУЛИ



ЗАО «Протон-Импульс» | Разработано и произведено в России
protlon-impuls.com

Рис. 4. Твердотельные реле от ЗАО «Протон-Импульс»

Будущее развития ТТР обещает дальнейшее расширение их применения и улучшение технических характеристик, что сделает их незаменимым инструментом в современном мире.

В России одним из ведущих производителей твердотельных реле является ЗАО «Протон-Импульс» — предприятие полного цикла (разработка — производство — испытания) расположено в г. Орле и представляет собой уникальное сочетание инновационных технологий и опыта в области производства твердотельных реле, модулей и изделий на их основе.

Предприятие предлагает широкий спектр решений для различных отраслей промышленности, включая железнодорожный транспорт, энергетику, системы АСУТП, автомобильную промышленность и другие (рис. 4). ЗАО «Протон-Импульс» может предложить

комплексное решение, начиная от идеи до готового продукта, что значительно упрощает процесс внедрения и использования твердотельных реле в различных отраслях.

ЗАО «Протон-Импульс» оснащен современным оборудованием, позволяющим выпускать продукцию высокого качества в больших объемах, регулярно закупается и модернизируется новое оборудование. Серийные изделия предприятия успешно эксплуатируются на железнодорожном транспорте, в системах железнодорожной автоматизации и телемеханики, в энергетике, в промышленном оборудовании и системах автоматического управления технологическим процессом.

В течение последних нескольких лет предприятие существенно обновило номенклатуру выпускаемых твердотельных реле общепромышленного назначения: как

прямые аналоги наиболее распространенных образцов импортного производства, так и изделия с защитой от КЗ, функциями самодиагностики и обратной связи о срабатывании защиты.

Конструкторские отделы ЗАО «Протон-Импульс» обладают всеми необходимыми ресурсами и компетенциями для разработки новых моделей твердотельных реле и модулей, отвечающих самым высоким стандартам качества и безопасности, большинство изделий проходят сертификацию на соответствие ТР ТС 001/2011 и ТР ТС 004/2011. В настоящее время разрабатываются новые линейки продукции: устройства плавного пуска (AC и DC), DC/AC-преобразователи, блоки переключения и автоматического ввода резервного питания (1/3-фазные AC и DC), устройства конфигурируемые и управляемые по RS485 (реле, формирователи, таймеры).

«Систэм Электрик» расширила линейку ИБП локализованным модульным Excelente VS

Российская компания «Систэм Электрик» (Systeme Electric) представляет локализованные модульные источники бесперебойного питания (ИБП) Excelente VS.

Линейка ИБП Excelente представляет собой современное решение для защиты критически важных нагрузок. Excelente VS производится на площадке «Систэм Электрик» в особой экономической зоне «Технополис Москва».

ИБП построен по принципу модульной архитектуры, что позволяет осуществлять горячую замену силовых модулей, а также модулей управления и байпаса без остановки работы (среднее время обслуживания 5–10 мин). Единичный коэффициент мощности по выходу (PF = 1) позволяет рассчитывать необходимый уровень защиты для текущей инфраструктуры без лишних затрат.

Устройство готово к работе при высоких температурах. Все решения серии Excelente поддерживают резервирование не только силовых модулей, но и модулей управления, поэтому в случае выхода из строя одной платы управления ИБП продолжит штатную работу.

Широкий диапазон входных параметров (135–485 В) и высокая перегрузочная способность позволяют адаптировать продукт для сложных проектов в средних и крупных центрах обработки данных, а также в критически важной коммерческой и промышленной инфраструктуре.

Мощность Excelente VS со встроенными модульными батареями составляет 30–60 кВ·А/кВт, с внешними батареями — 30–150 кВ·А/кВт.

В семействе ИБП модульной архитектуры Excelente доступны четыре серии устройств:

- Excelente VS — компактные ИБП в диапазоне мощности 30–150 кВ·А, с силовыми модулями 30 кВ·А и возможностью установки внутренних модульных батарей (конфигурация мощностью 30–60 кВ·А);
- Excelente VM — средние ИБП в диапазоне мощности 50–300 кВ·А и с силовыми модулями 50 кВ·А и форм-фактором в одну ИТ-стойку (600 мм);
- Excelente VL — средние ИБП в диапазоне мощности 350–600 кВ·А и с силовыми модулями 50 кВ·А и форм-фактором в две ИТ-стойки (1200 мм);



- Excelente VX — мощные ИБП в диапазоне 100–1200 кВ·А и с силовыми модулями 100 кВ·А и форм-фактором в одну телекоммуникационную стойку (800 мм).

<https://systeme.ru/>

Москва, 105275
ул. Уткина Дом 40

ООО ТЕХНО

Тел.: (495) 673-06-73
<http://www.techno.ru>



Interflux Electronics®

Паяльные материалы

DP 5600 — это не требующая очистки, не содержащая галогены паяльная паста SnBi(Ag) с низкой температурой плавления. Паяльная паста обычно используется для пайки компонентов и материалов, чувствительных к высоким температурам, таких как светодиоды, компоненты с пластиковыми корпусами и т. д. DP 5600 обеспечивает хорошее смачивание и чистые результаты пайки. Паста сочетает в себе свойства низкого образования пустот.

Флюс-гели для BGA микросхем IF8300 и IF7500НВ.
Сервисный флюс на водной основе SELECTIF 2040.
Припой с флюсом для ремонтных работ IF1000M

ПЛАТЫ ПЕЧАТНЫЕ
опытное и серийное производство,
проектирование, монтаж

КОНТРАКТНАЯ РАЗРАБОТКА
И ПРОИЗВОДСТВО ЭЛЕКТРОНИКИ

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

Мощные сварочные диоды АО «Протон-Электротекс» в новом исполнении.

Расширение линейки силовых тиристоров и диодов

В статье приведен обзор номенклатуры силовых полупроводниковых приборов, выпускаемых АО «Протон-Электротекс». Показано развитие силовых тиристоров и диодов в таблеточном и модульном исполнении, обусловленное растущими потребностями мирового рынка полупроводников.

Сергей Антонов¹

santonov@proton-electrotex.com

Дмитрий Титушкин¹

d.titushkin@proton-electrotex.com

Введение

Расширение областей применения силовых преобразовательных устройств обуславливает необходимость постоянного совершенствования полупроводниковых приборов, чтобы снизить электрические и тепловые потери. Современное производство силовых приборов нацелено на изготовление устройств с уникальным набором характеристик, необходимых заказчику. Для выполнения таких задач ведущий разработчик и поставщик силовых полупроводниковых приборов в России компания «Протон-Электротекс» имеет развитую инфраструктуру, включающую современные технологические производственные линии, измерительное

и испытательное оборудование, а также площади для «чистых технологий».

Для приборов прижимной конструкции в компании организован полный цикл производства — от с изготовления диффузионных структур кремниевых тиристоров и диодов, их корпусированием с последующей реализацией или сборкой в силовые коммутационные устройства и техническим сопровождением клиентов.

Собственное производство полупроводниковых элементов (далее ППЭ) дает возможность создавать разные типы приборов, в том числе низкочастотные, лавинные, быстродействующие, быстроворосстановливающиеся (рис. 1). Изготовление быстродействующих приборов стало возможным благодаря освоению технологии протонного облучения. Данная технология позволяет оптимизировать отношение статических потерь к динамическим характеристикам (значение Q_{rr} может быть сокращено в 1,5–2 раза с учетом сохранения значений среднего тока на том же уровне).

Наряду с протонным облучением в компании реализована технология электронного облучения, которая позволяет прецизционно регулировать значения параметров приборов, что актуально при дальнейшей группировке приборов в сборки. Например, при параллельном подключении часто востребована высокая идентичность параметров UFM/UTM , а при последовательном подключении важным фактором становится достижение высокой идентичности параметров обратного восстановления (Q_{rr}, Irr, trr).

Приоритетной задачей на текущий момент для предприятия является модернизация и частичная автоматизация технологического процесса протонного облучения, что позволит улучшить параметры и характеристики полупроводников, а также повысить производительность и безопасность работ.

¹АО «Протон-Электротекс».

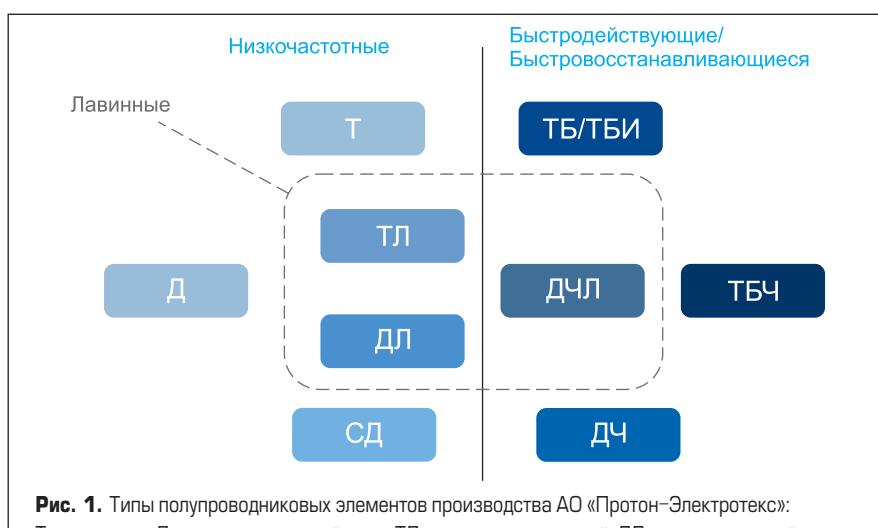


Рис. 1. Типы полупроводниковых элементов производства АО «Протон-Электротекс»:
Т – тиристор; Д – выпрямительный диод; ТЛ – тиристор лавинный; ДЛ – диод лавинный;
СД – сварочный диод; ТБ – тиристор быстродействующий; ТБИ – тиристор быстродействующий импульсный; ТБЧ – тиристор быстродействующий высокочастотный;
ДЧ – быстроворосстановливающийся диод; ДЧЛ – быстроворосстановливающийся лавинный диод

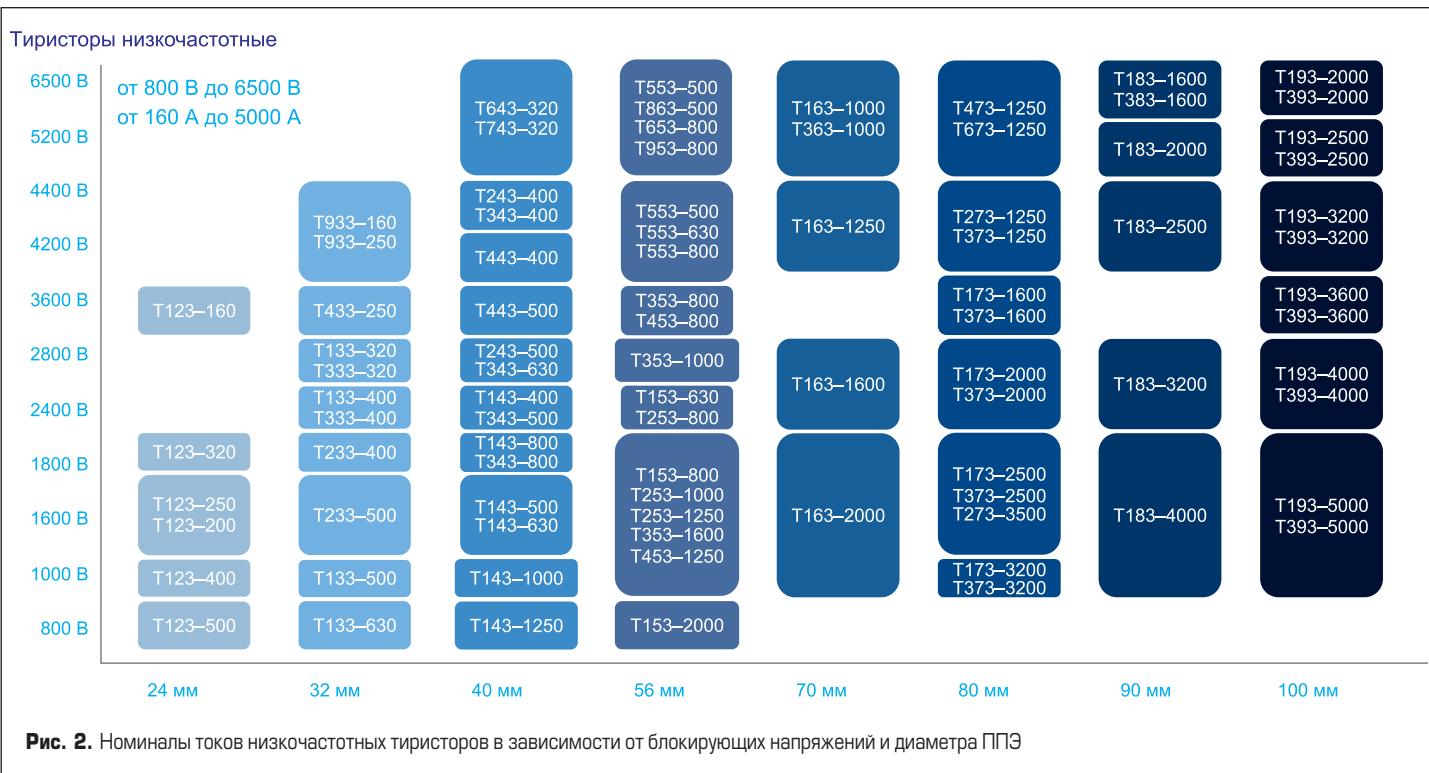


Рис. 2. Номиналы токов низкочастотных тиристоров в зависимости от блокирующих напряжений и диаметра ППЭ

Таблеточные приборы

Номенклатура АО «Протон-Электротекс» включает четыре конструктивных исполнения силовых приборов в зависимости от типа корпуса: штыревое, модульное, таблеточное и бескорпусное. Наиболее распространенными силовыми приборами являются таблеточные приборы. Это обусловлено, прежде всего, простотой и герметичностью конструкции, что говорит о надежности изделия и высокой стойкости к внешним факторам. Диапазон рабочей температуры составляет $-60\dots+190$ °C.

В зависимости от требований клиентов таблеточные приборы могут выпускаться в корпусах разных геометрических размеров.

На рис. 2 представлено распределение номиналов средних токов приборов в зависимости от диаметра прибора и блокирующего напряжения. Такое распределение хорошо отображает уровень охвата возможной выпускаемой продукции. В данном случае для низкочастотных тиристоров: по диаметру — 24–100 мм, по блокирующему напряжению — 800 В — 6,5 кВ, по среднему току — 200 А — 2,5 кА (рис. 3).

Для быстродействующих и импульсных тиристоров по диаметру 24–100 мм аналогично низкочастотным тиристорам, по блокирующему напряжению — 800 В — 4 кВ, по среднему току — 200 А — 2,5 кА.

Для низкочастотных и импульсных диодов: 24–80 мм по диаметру, по блокирующему напряжению — 800 В — 6,5 кВ, по среднему току — 200 А — 6,3 кА.

Для быстровосстанавливающихся диодов: 24–80 мм по диаметру, по блокирующему напряжению — 800 В — 4,4 кВ, по среднему току — 250 А — 2 кА.

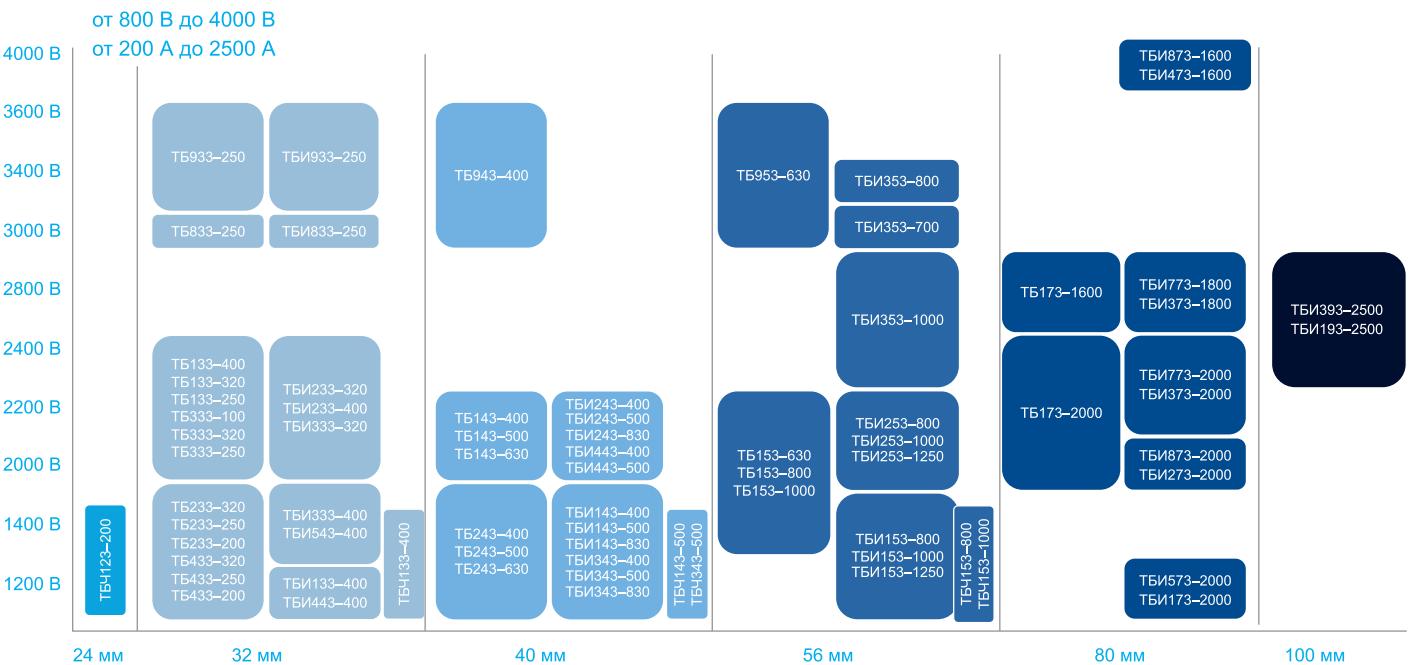
Тиристоры быстродействующие/импульс/частотные

Рис. 3. Номиналы токов быстродействующих и импульсных тиристоров в зависимости от блокирующих напряжений и диаметра ППЭ

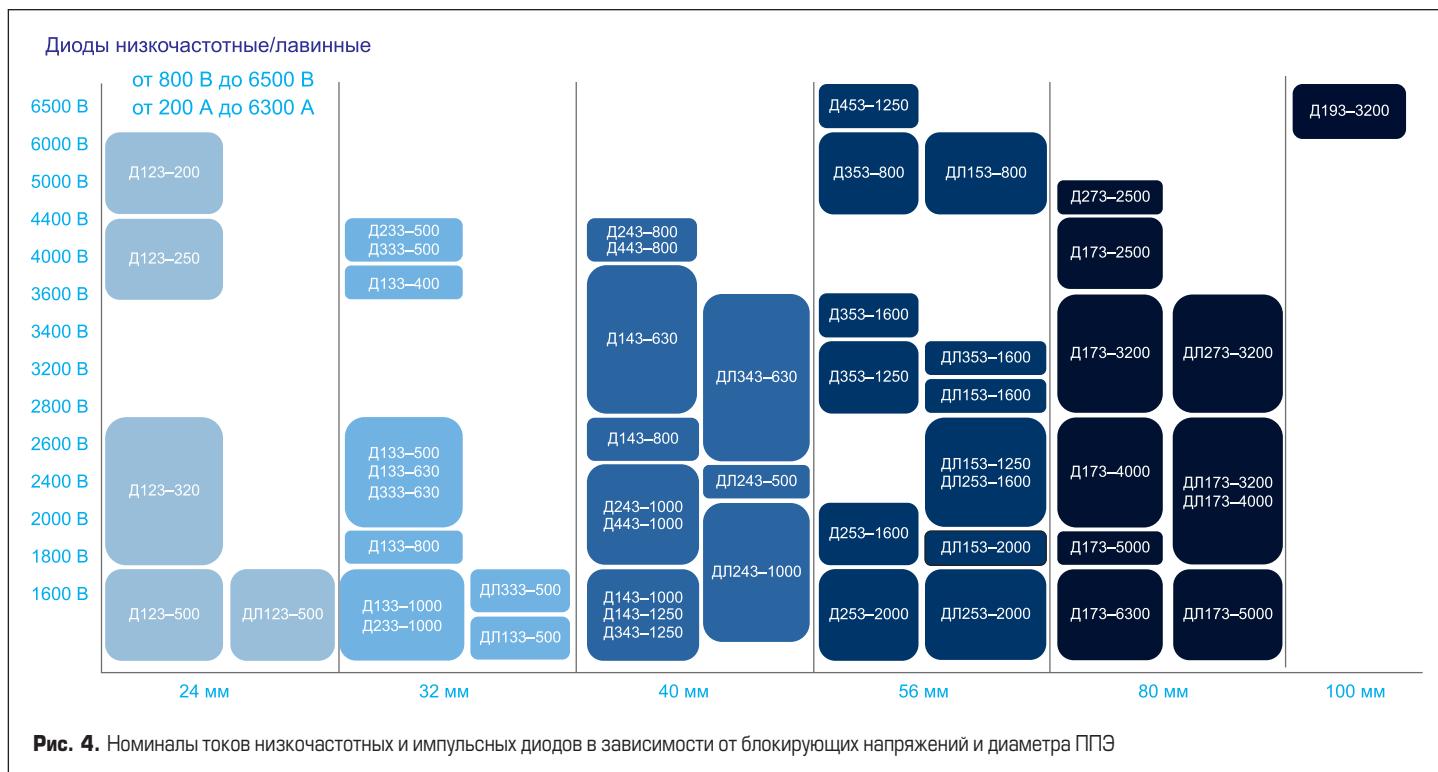


Рис. 4. Номиналы токов низкочастотных и импульсных диодов в зависимости от блокирующих напряжений и диаметра ППЭ

Следует отметить, что наличие пробелов в рядах (столбцах) не говорит о невозможности изготовления приборов отдельного класса, а указывает только на низкую востребованность данного номинала. При необходимости у компании «Протон-Электротекс» есть все необходимые ресурсы для организации выпуска приборов с параметрами, отличными от представленных изделий по индивидуальному заказу.

Сварочные диоды

Наиболее ярким представителем бескорпусных приборов (рис. 6) является сварочный

диод. К его основным преимуществам можно отнести еще более простую конструкцию по сравнению с таблеточными приборами и, как следствие, низкие статические потери, а также простоту интеграции в конечное оборудование. Из ключевых особенностей можно отметить устойчивость к большим перегрузкам и увеличенный ресурс работы. Сварочные диоды доступны к заказу и в таблеточном (корпусном) исполнении (рис. 7). Параметры бескорпусных диодов и диодов в таблеточных корпусах представлены в таблицах 1 и 2 соответственно.

Приборы в штыревом исполнении

Наряду с приборами в таблеточном исполнении, штыревая конструкция применяется в силовой электронике достаточно давно. Ее главные преимущества — герметичность и наличие гибкого вывода, который обеспечивает легкую трассировку при монтаже. К особенностям исполнения можно отнести возможность использования корпусов с фланцевым или резьбовым креплением, для последнего предусмотрено изготовления с метрической или дюймовой резьбой. Также реализована возможность сборки разных полярностей.

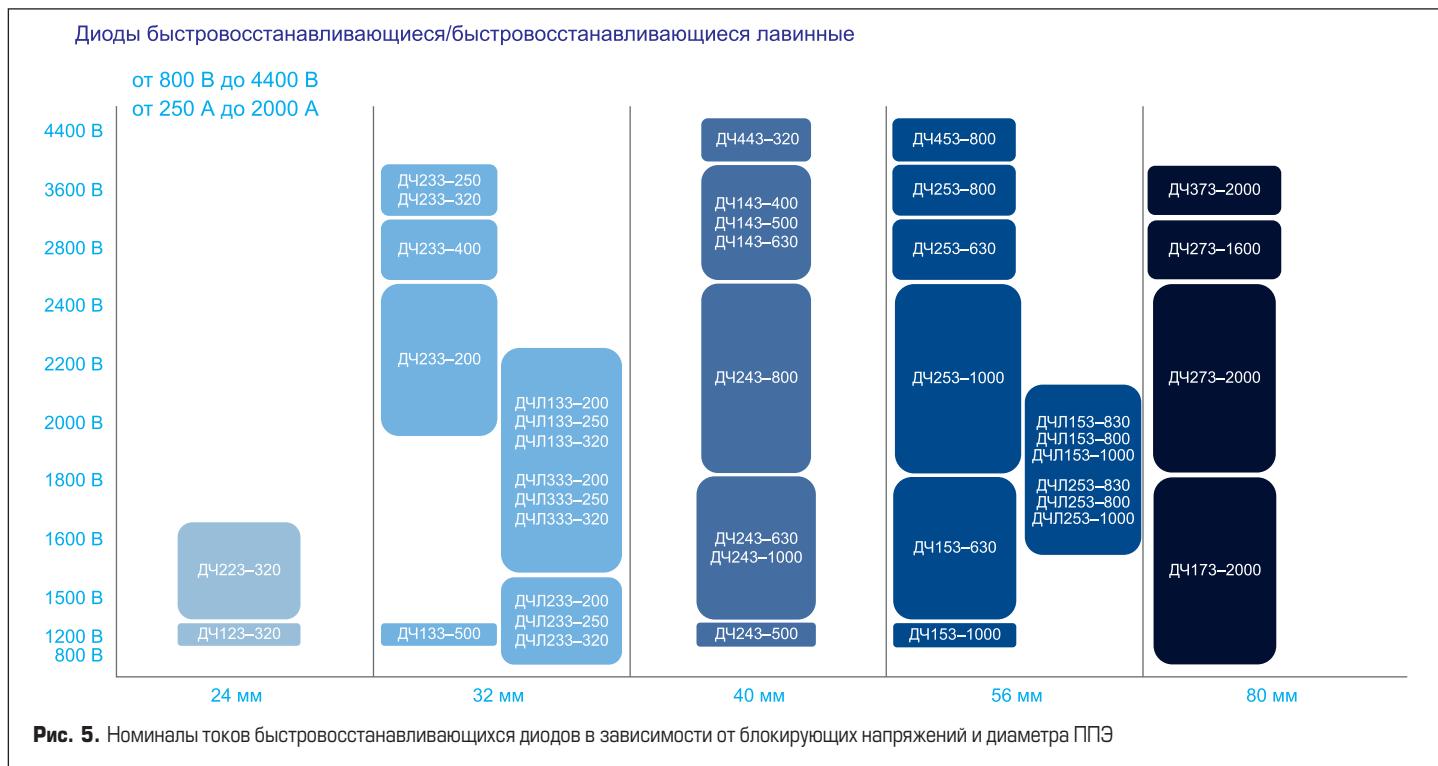


Рис. 5. Номиналы токов быстрорассыпающихся диодов в зависимости от блокирующих напряжений и диаметра ППЭ



Рис. 6. Бескорпусные сварочные диоды



Рис. 7. Сварочные диоды в таблеточном корпусе

Таблица 1. Параметры бескорпусных сварочных диодов

Параметр	Д056-9500 (D _{max} = 56 мм)	Д166-12500 (D _{max} = 63,5 мм)	Д066-12500 (D _{max} = 65 мм)
Повторяющееся импульсное обратное напряжение (U _{RRM}), В	200–400	200–400	200–400
Средний прямой ток диода (I _{FAV}), кА (T _c = +112 °C)	9,5	12,5	12,5
Ударный ток в открытом состоянии (I _{FMS}), кА (T _c = +180 °C, t _p = 10 мс)	70	95	85
Тепловое сопротивление переход-корпус (R _{thjc}), °C/Вт	0,005	0,0039	0,0039
Усилие сжатия (F), кГц	30–50	25–45	25–45

Таблица 2. Параметры сварочных диодов в таблеточном корпусе

Параметр	Д063-11500 (D _{max} = 76 мм)	Д053-7100 (D _{max} = 61 мм)
Повторяющееся импульсное обратное напряжение (U _{RRM}), В	200–400	200–400
Средний прямой ток диода (I _{FAV}), кА	11,5 (T _c = +82 °C)	7,1 (T _c = +89,8 °C)
Ударный ток в открытом состоянии (I _{FMS}), кА (T _c = +180 °C, t _p = 10 мс)	85	63
Тепловое сопротивление переход-корпус (R _{thjc}), °C/Вт	0,0058	0,009
Усилие сжатия (F), кГц	60–70	30–38

Диаграмма распределения номиналов средних токов штыревых приборов представлена на рис. 8. Копания производят тиристоры, рассчитанные на напряжения 100–1600 В и токи 125–320 А, диоды — на напряжение 100–1800 В и токи 200–500 А.

Приборы в модульном исполнении

Приборы в модульном исполнении отличаются прежде всего изолированным осно-

ванием и, следовательно, безпотенциальной системой охлаждения. Для двухпозиционных приборов возможно изготовление различных схем сборок на базе тиристорных, диодных или и тех, и других ППЭ. В зависимости от ширины основания АО «Протон-Электротекс» выпускает четыре типа двухпозиционных приборов и два типа однопозиционных приборов. Модификации приборов и диапазоны блокирующих напряжений и средних токов представлены на рис. 9.

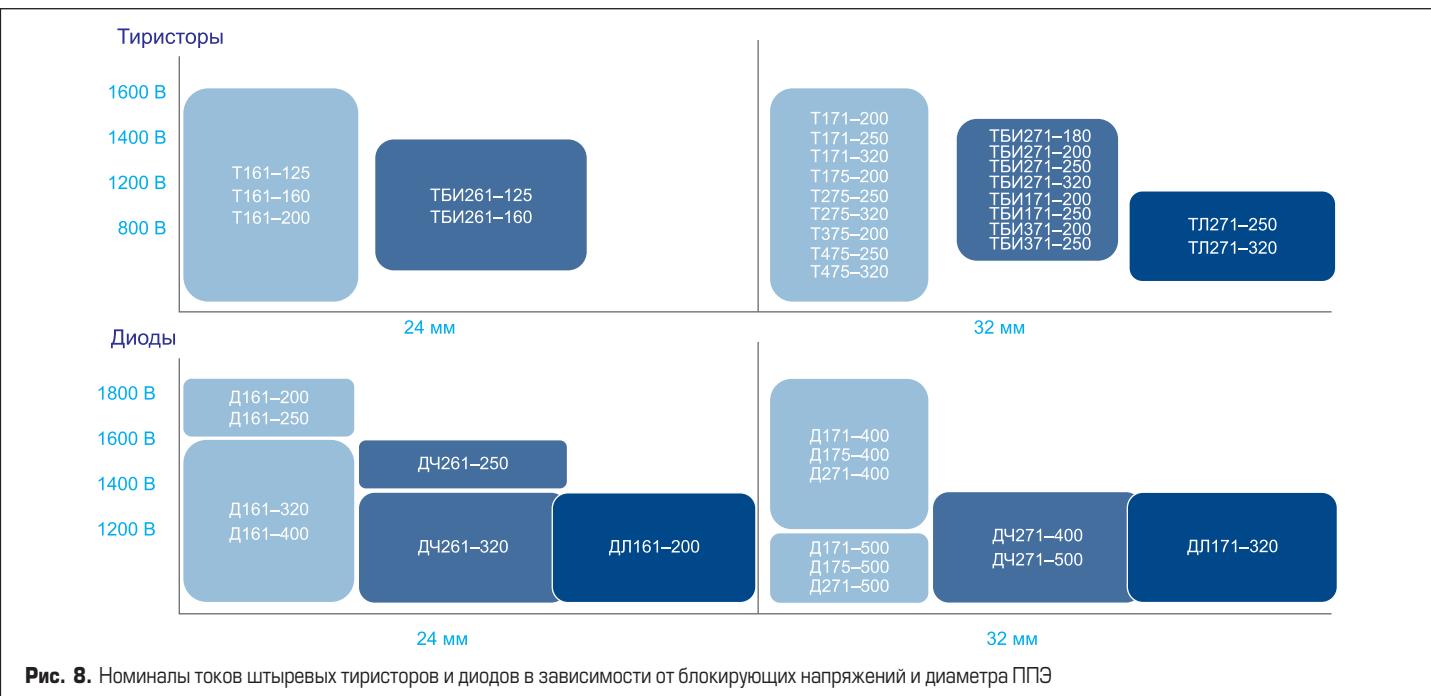
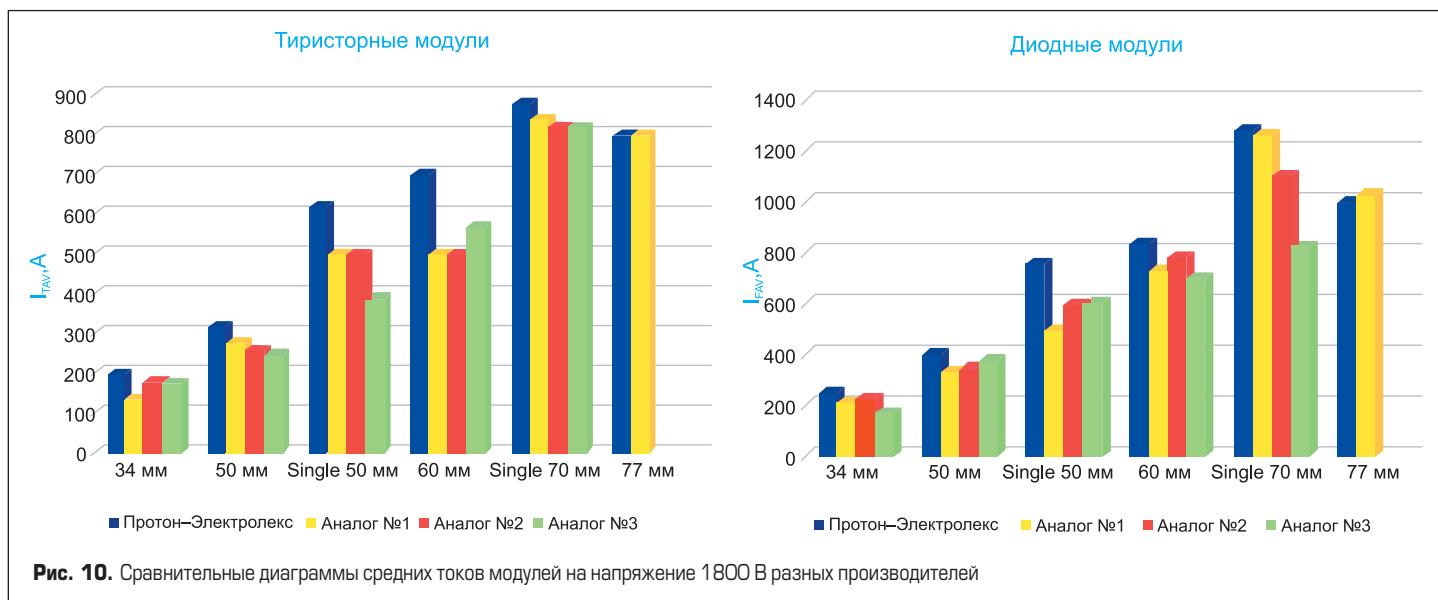


Рис. 8. Номиналы токов штыревых тиристоров и диодов в зависимости от блокирующих напряжений и диаметра ППЭ



Рис. 9. Модификации приборов АО «Протон-Электротекс» в модульном исполнении

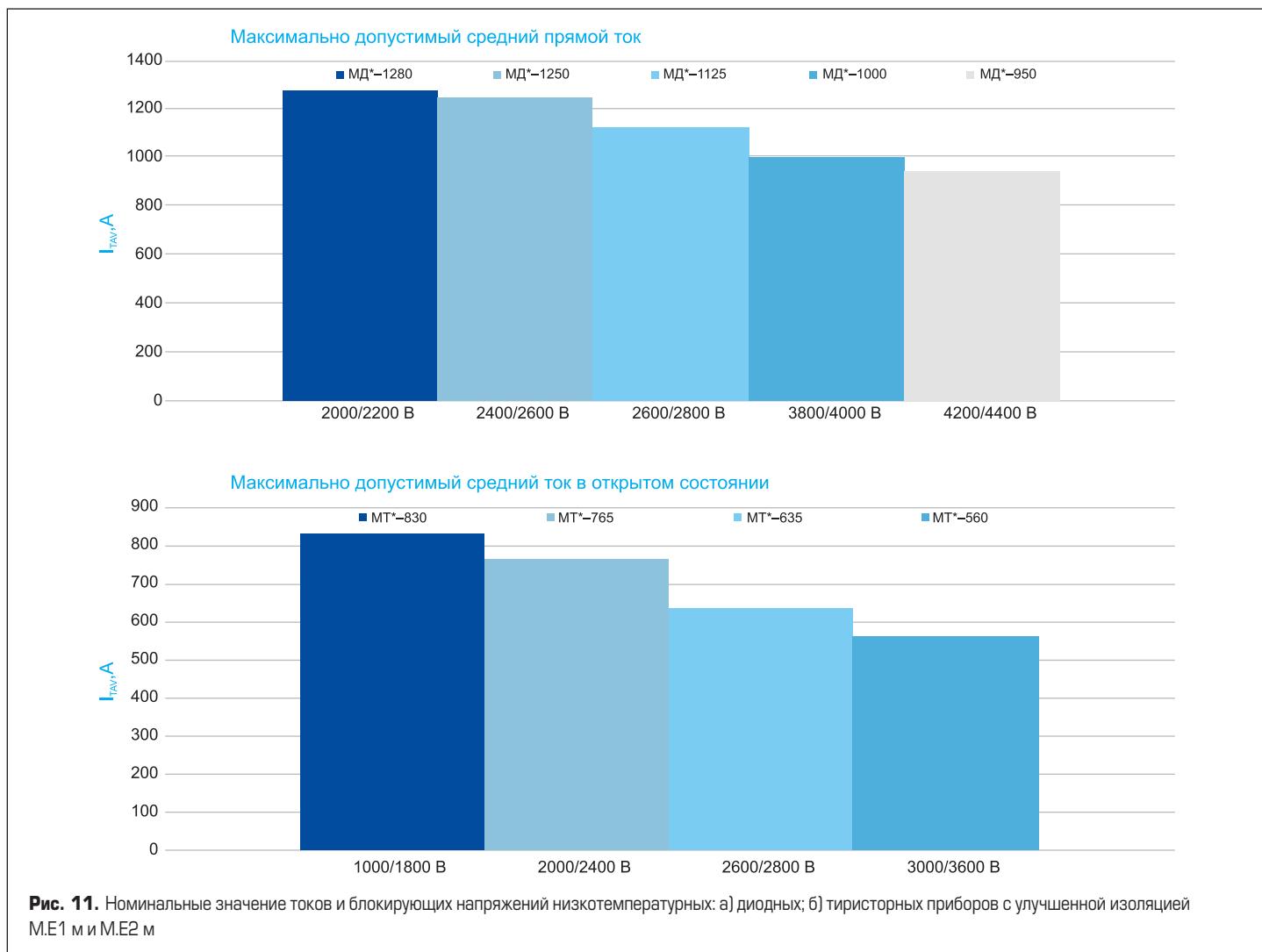


По рабочим диапазонам реализовано: для тиристорных модулей по напряжению 800–6500 В и токов 118–1250 А, для диодных 800 В–6500 В по напряжению и 155–1280 А по среднему току.

Для данных типов приборов высокий уровень конкурентоспособности на рынке обеспечивается за счет наиболее приемлемых соотношений средних токов и блокирующих напряжений.

К примеру, на изображенных сравнительных диаграммах по номиналам средних токов (I_{FAV}/I_{TAV}) модулей на напряжение в 1800 В производства «Протон-Элктротекс» и популярных приборов-аналогов (рис. 10) видно, что приборы АО «Протон-Элктротекс» при равном повторяющемся импульсном обратном напряжении (U_{RRM}) и повторяющемся импульсном напряжении в закрытом состоянии (U_{DRM}) имеют

значение максимально допустимого среднего прямого тока (I_{FAV}), среднего тока в открытом состоянии (I_{TAV}) не ниже, а в большинстве случаях выше, чем у аналогов. Данная диаграмма построена на основе анализа информационных материалов о приборах-аналогах, имеющихся в открытом доступе, при условии использования соизмеримых параметров системы охлаждения.



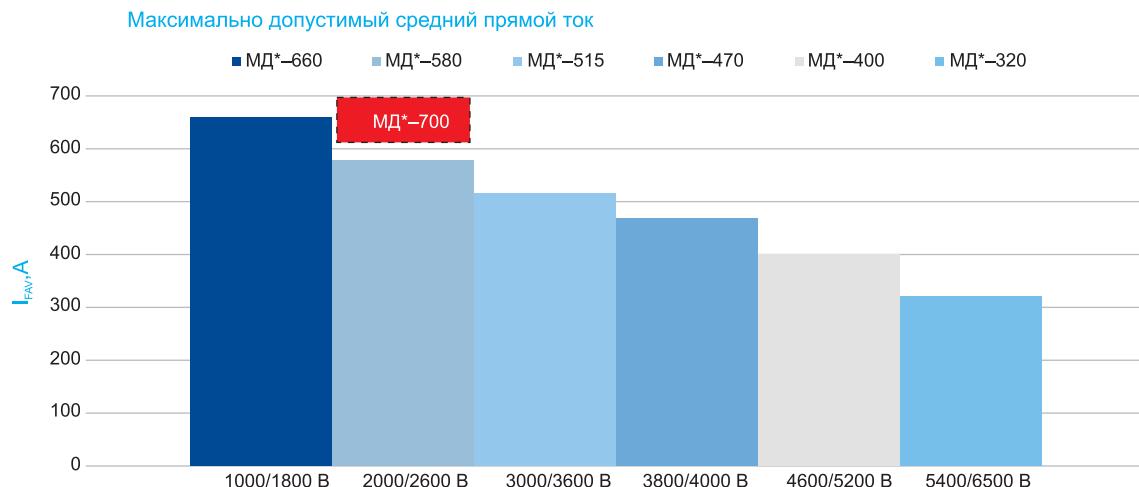


Рис. 12. Сравнение по номиналу среднего прямого тока прибором модуля модификации А2 на ток 700 А и напряжение 2200 В с ближайшим прибором из номенклатуры АО «Протон-Электротекс»

Линейка низкотемпературных приборов с улучшенной изоляцией М.Е1М и М.Е2М

В настоящее время в компании ведется несколько проектов по выпуску изделий прижимной конструкции, среди которых разработка однопозиционных модулей с шириной основания 70 мм (в номенклатуре компании это модификация Е). Приборы линейки имеют улучшенную систему внутренней изоляции, а нормируемое значение установлено на уровне 7 кВ. Однако по отдельному запросу можно увеличить изоляции и до больших значений. Также прибор проектируется на нижнюю рабочую температуру -50°C . Конструктивно возможно изготовление выводов в разных конфигурациях. Основное назначение таких модулей — использование в преобразователях железнодорожных подвижных составов. По блокирующим характеристикам и другим параметрам приборы находятся в тех же нормах, что и текущие приборы М.Е. (рис. 11).

Расширение линейки двухпозиционных диодных модулей модификации А2 на ток 700 А и напряжение 2200 В

Следующий проект, над которым в текущий момент ведутся работы, — это расширение линейки диодных двухпозиционных модулей с шириной основания 60 мм (А2) прибором на средний ток в 700 А и напряжение 2200 В (рис. 12). Планируется повысить рабочую температуру до $+160^{\circ}\text{C}$, а также увеличить ударный ток на 38%, что сделает данный прибор более надежным и устойчивым в критических режимах при перегрузке. Кроме этого, планируется улучшить пороговое напряжение и дифференциальное прямое сопротивление.

На рис. 13 представлены сравнительные диаграммы теплового сопротивления (R_{thje}), среднего (I_{FAV}) и ударного токов (I_{FSM}), по ним ясно, что проектируемые приборы улучшают собственные показатели и превосходят аналоги.



Рис. 13. Сравнение улучшаемых параметров модуля модификации А2 на ток 700 А и напряжение 2200 В с параметрами прибора-аналога

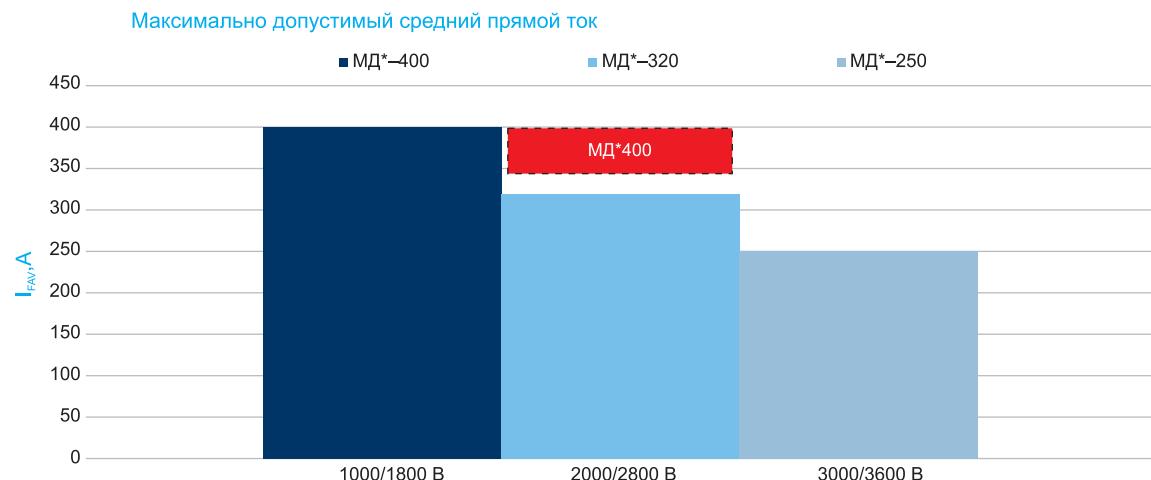


Рис. 14. Положение модуля модификации С1 на ток 400 А и напряжение 2200 В на диаграмме номинальных значений средних прямых токов серийных диодных модулей модификации С1

Расширение линейки двухпозиционных диодных модулей модификации С1 на ток 400 А и напряжение 2200 В

Проект по расширению линейки диодных двухпозиционных модулей с шириной основания 50 мм (модификация С1) приборов на средний ток в 400 А и напряжение 2200 В. В данном приборе планируется повысить средний ток на 25% и ударный ток на 29%, а также улучшить пороговое прямое сопротивление.

На рис. 15 представлены сравнительные диаграммы теплового сопротивления (R_{thje}), среднего (I_{FAV}) и ударного токов (I_{FSM}), по которым видно, что проектируемые приборы также улучшают собственные показатели и превосходят аналоги.

Заключение

Несмотря на то что приборы прижимной конструкции появились еще в XX веке, спрос на данные изделия достаточно велик и в настоящее время. Это обусловлено высокой надежностью и стойкостью к циклическим нагрузкам. Интенсивное развитие в области энергетики приводит к повышению требований как к преобразовательному оборудованию, так и к силовым полупроводниковым приборам, например по блокирующему напряжению. Это привело к расширению линеек до 6,5 кВ. Кроме этого, компания регулярно получает запросы на изготовления приборов с дополнительными требованиями, начиная от конфигурации силовых и гибких выводов и заканчивая повышенной изоляцией вплоть до 10 кВ АС. Таким образом, без регулярной модернизации конструкций не обойтись. Работа в этом направлении идет непрерывно, практически все типы приборов прошли не через один процесс улучшения и модернизации, что в свою очередь сделало устройства компании «Протон-Электротек» конкурентоспособными не только по техническим, но и по коммерческим характеристикам как на внутреннем, так и на международном рынке.



Рис. 15. Сравнение улучшаемых параметров модуля модификации С1 на ток 400 А и напряжение 2200 В с параметрами прибора-аналога

• 22
31
декада
науки и технологий

22–25 апреля 2025

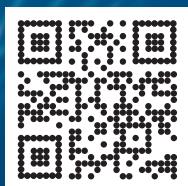
СВЯЗЬ

37-я международная
выставка «Информационные
и коммуникационные технологии»



Экспозиция «Навитех» —
«Навигационные системы, технологии и услуги»

www.sviaz-expo.ru



Россия, Москва,
ЦВК «ЭКСПОЦЕНТР»



12+
Реклама

Организатор

Под патронатом

В рамках

 ЭКСПОЦЕНТР



Развитие технологий IGBT-модулей.

Часть 3. Интеллектуальные силовые модули

В статье проведен сравнительный анализ основных технологических решений сборки интеллектуальных силовых IGBT-модулей, описаны способы снижения эффективного теплового сопротивления и повышения циклостойкости. Рассмотрены соединения «кристалл — керамическая плата», «плата — основание модуля». Выбраны материалы основания, а также решения, совмещающие основание и изолирующую плату.

Роберт Шульга¹, к. т. н.

IGBT-модули прошли большой путь совершенствования технологий производства, повышения надежности и энергоэффективности. В работах [1, 2] описаны технологии изготовления приборов IGBT и IGCT, а в работах [3, 4] — IGBT-модуль различной конструкции. В публикациях [5–8] использованы каталоги ведущих фирм, в [9, 10] приведены работы по замещению материалов на основе кремния на альтернативные с улучшенными характеристиками. Данные [11–14] представляют применение IGBT-модулей в различных устройствах энергетики и автоматики, в [15–22] приведены данные по оптимизации конструкций и стойкости к термоциклированию и перегреву модулей.

Целью статьи является систематизация разработок по технологии изготовления интеллектуальных силовых IGBT-модулей с целью повышения их надежности и энергоэффективности.

¹ВЭИ — филиал ФГУП «РФЯЦ-ВНИИТФ им. академика Е. И. Забабахина», Москва.

Интеллектуальные модули

Интеллектуальные модули (IPM) различают по уровню интеграции с блоками управления, системами контроля состояния, защиты. Существуют стандартные модули, интеллектуальные силовые модули (IPM) и интегрированные субсистемы, которые представлены на рис. 1. На рисунке показан рост интеллектуализации IGBT-модулей от стандартного силового модуля (вверху) к IPM и интегрированной субсистеме с системой охлаждения.

IPM представляет собой модуль с драйверами силовых ключей, а также встроенными датчиками температуры, иногда датчиками тока ключей, а также защитные цепи с ограничением перенапряжений на затворе, в цепи коллектор-эмиттер (для ответственных применений).

Различают две концепции в построении IPM:

- Вся интеллектуальная начинка размещается внутри корпуса модуля. Таким образом построено большинство типов малогабаритных слаботочных IPM (технологии Lead Frame, либо в малогабаритных металлокерамических корпсах). Японские фирмы (Mitsubishi, Fuji) принимают такую концепцию и для сильнотоковых IPM.
- В корпусе модуля размещают только силовые ключи, датчики, защиты. Интеллектуальные элементы (драйверы, схемы отработки датчиков) располагаются на отдельной плате или блоке управления. Конструкции силового и интеллектуального блоков позволяют плотно объединить эти два блока в единый агрегат, обладающий всеми признаками IPM. Такая концепция развивается всеми европейскими фирмами: Infineon — для своих малогабаритных и средних токов под названием MIPAQ, Semikron — для малогабаритных модулей MiniSKiiP, модулей на средние токи SKiM, сильно-токовых модулей SKiiP.

Обе концепции имеют достоинства и недостатки, поэтому часть своих малогабаритных модулей Infineon и Semikron выпускают также в едином корпусе.

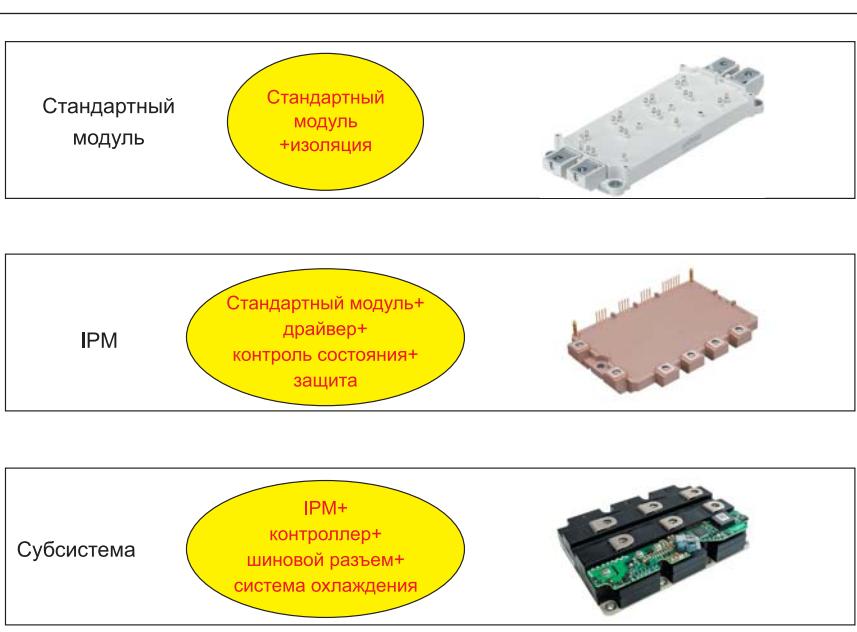


Рис. 1. Рост интеллектуализации модулей IGBT от стандартного силового модуля (вверху) к IPM (в средине) и интегрированной субсистеме (внизу)

Интегрированная субсистема (рис. 1, внизу) предполагает дальнейшую интеграцию — в частности, контроллера, системы охлаждения, шинового разъема с демпфирующими и фильтровыми элементами. Такая субсистема представляет собой комплектное устройство в виде управляемого источника питания или блока управления электродвигателем и т. п.

Интеллектуальные силовые модули (IPM)

Интеллектуальные силовые модули (IPM) наряду с датчиками контроля температуры подложки или чипов и датчиков тока могут иметь дополнительные функции. Например, часто в схемы модуля вводят функции защиты и контроля: защита от перегрузки и КЗ путем наблюдения за напряжением насыщения IGBT, контроль напряжения питания драйвера и контроль напряжения на шине постоянного тока.

Подавление коротких импульсных помех на входе драйвера и схема предотвращения одновременного включения верхнего и нижнего ключей повышает помехоустойчивость

В конфигурации инвертора могут иметься защитные и сенсорные функции для всех силовых полупроводников или только для части ключей. В некоторых сериях IPM предусмотрена встроенная оптическая гальваническая развязка по цепи управления.

Технологии сборки IPM малой мощности предполагают использование Lead Frame либо специальных герметичных корпусов. С увеличением тока осуществляется переход на малогабаритные и среднетоковые корпуса разных фирм-изготовителей: EASY — для Infineon, MiniSKiiP — для Semikron, собственный ряд корпусов для IPM средних токов Mitsubishi и т. д.

Для IPM средней и большой мощности в едином корпусе часто используют двухуровневую концепцию построения, приведенную на рис. 2. Нижний корпус содержит полупроводниковые чипы, напаянные и разваренные на DBC, верхний корпус — схемы драйверов и защиты. Наиболее мощные IPM выпускаются фирмой Semikron в виде серии SKiiP и построены по многоблочной концепции. В эти IPM напряжением до 1700 В и током до 3600 А, кроме драйверов и защиты, интегрированы токовые сенсоры, гальваническая изоляция и схемы электропитания драйверов, показанные на рис. 2.

Интегрированные субсистемы

В качестве примера интегрированной субсистемы высокой мощности можно привести систему SKAI производства Semikron, которая используется в преобразовательной аппаратуре мощностью до 250 кВт. В состав SKAI входит IPM, представляющий трехфазный мост инвертора напряжения (с интегрированной системой водяного охлаждения, драйверами, блоками питания драйверов, датчиками

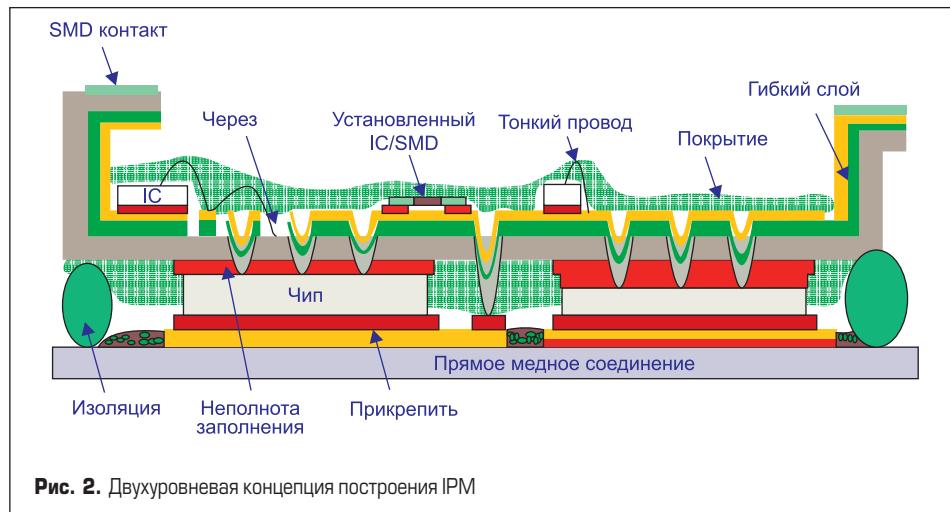


Рис. 2. Двухуровневая концепция построения IPM

токов). Кроме этого, система снабжена интегрированными DSP-контроллерами (которые помимо широтно-импульсной модуляции могут выполнять ряд коммуникационных задач), а также интегрированным промежуточным емкостным фильтром на шине постоянного тока. На рис. 3 показан внешний вид интегрированной субсистемы SKAI от фирмы Semikron.

Сравнительный анализ основных технологических решений сборки модулей

Резюме основных проблем

Основные требования, которые потребитель предъявляет к IGBT-модулям, состоят в следующем:

- Коммутация требуемых токов и напряжений при минимальных габаритных размерах и минимальной мощности потерь, включая статические и коммутационные потери.

- Максимально высокая допустимая коммутационная частота при условии выполнения предыдущего условия.
- Минимальное тепловое сопротивление.
- Максимальные показатели надежности: термоциклостойкость (температурное воздействие от внешнего источника);
- энергоциклостойкость (нагрев за счет мощности потерь самого модуля);
- отсутствие деградации характеристик в условиях долговременной эксплуатации, в том числе при воздействии длительно протекающих токов, длительном приложении постоянного и переменного (пульсирующего) блокирующего напряжения, при воздействии факторов внешней среды;
- максимальная стойкость в аварийных режимах, минимальные последствия аварии модуля для комплектуемой аппаратуры.
- Минимальная внутренняя индуктивность.
- Минимальное количество внешних элементов демпфирующих и согласующих цепей.
- Минимальная мощность питания драйвера, возможность наблюдения за состоянием модуля с быстрой защитой при возникновении нештатной ситуации и режима.
- Простота и удобство монтажных/демонтажных работ, надежность внешних электрических, тепловых контактов, крепежных соединений.

Специальные требования для модулей с изолированным основанием:

- Надежность изоляции токоведущих частей от основания (чтобы обеспечить отсутствие деградации характеристик).
- Возможность реализации сложных многочиповых схемотехнических решений в одном модуле.

Специальные требования для модулей, которые комплектуют устройства электроэнергетики:

- При выходе из строя — гарантированный пробой на КЗ без возникновения электрической дуги.
- Возможность долговременной работы высоковольтного вентиля с последовательным соединением нескольких приборов с пробитым прибором в составе вентиля.
- Удобство монтажа/демонтажа в последовательных соединениях столбов.



Рис. 3. Внешний вид интегрированной субсистемы SKAI производства фирмы Semikron

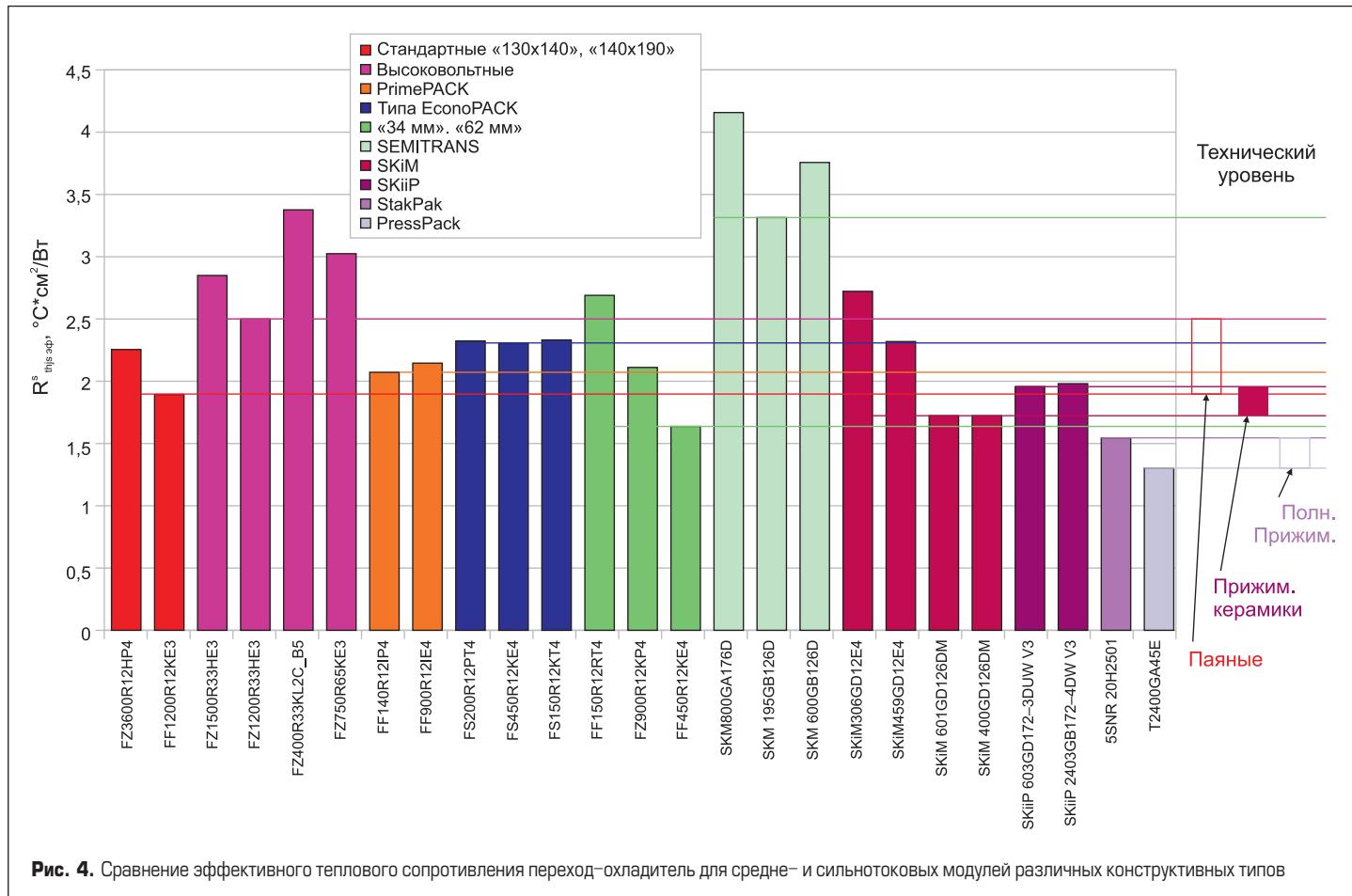


Рис. 4. Сравнение эффективного теплового сопротивления переход–охладитель для средне– и сильнотоковых модулей различных конструктивных типов

Анализ материалов [3, 4] показывает, что для выполнения вышеперечисленных требований должны быть решены наиболее важные проблемы:

1. Оптимизация характеристик комплектующих модуля IGBT-кристаллов и диодов.
 2. Оптимизация конструкций модуля для выполнения требований приведенного выше списка.
 3. Уменьшение эффективного теплового сопротивления модуля, приведенного к единице площади охлаждаемой поверхности основания.
 4. Увеличения циклостойкости в части соединения кристаллов с подложкой, изолирующей керамики с основанием, внутренних выводов к контактным площадкам кристаллов и подложки, внешних выводов.
- Проблемы основных и специальных требований, а также способы их решения рассмотрены в [1–4]. В данной статье рассмотрим решения проблем, связанных со специальными требованиями для модулей, используемых в устройствах электроэнергетики.

Эффективное тепловое сопротивление и циклостойкость

Электрические характеристики модулей во многом определяются типом и характеристиками применяемых кристаллов. Тепловое сопротивление и циклостойкость определяются конструктивно-технологическими решениями корпуса модуля и в данном случае анализируются применительно к средне- и сильнотоковым модулям.

токовым модулям повышенной надежности и циклостойкости [3].

Тепловое сопротивление

Для оценки качества модуля в части малого теплового сопротивления $R_{th\phi}$ (удельного, приведенного к единице площади охлаждаемой поверхности основания) используется формула тепловой модели модуля с параллельно соединенными активными элементами:

$$R_{th\phi} = S / (\Sigma 1/R_{thIGBT} + \Sigma 1/R_{thDIODE}),$$

где S — площадь охлаждаемой поверхности основания модуля; R_{thIGBT} и $R_{thDIODE}$ соответственно тепловые сопротивления отдельного ключа IGBT и диода в составе модуля.

Сопротивление $R_{th\phi}$ характеризует эффективность теплоотвода всего модуля и зависит не только от конструкции и технологии, но и от плотности упаковки кристаллов в модуле, которая обусловлена количеством кристаллов, определяемым номинальным током.

В качестве массива для выбора сравнивательных образцов выбрана продукция передовых европейских фирм: Infineon, Semikron, ABB Semiconductors, Westcode с примерно одинаковыми методиками и стандартами измерения применительно к лучшим образцам. На рис. 4 приведено сравнение эффективного теплового сопротивления R_{thjs} переход–охладитель для средне- и сильнотоковых модулей различных конструктивных типов. Паяные модули образуют плотную группу со значениями $R_{thjs, 3dF}$ в диапазоне 1,9–2,5 °C·cm²/Bt, что опреде-

ляет технически обоснованный уровень для паяных конструкций. Сравнение паяных модулей с модулями с непосредственным прижимом керамики охладителю показывает, что последние имеют $R_{thjs, 3dF}$ на уровне 1,7–1,9 °C·cm²/Bt, то есть на 15–20% ниже, чем у паяных модулей. Полностью прижимные модули дают большее уменьшение до уровня 1,3–1,5 °C·cm²/Bt, или в 1,5–2 раза по сравнению с паяными модулями и на 20–30% ниже, чем у модулей с прижимом керамики. Это объясняется отсутствием изолированного основания у модулей с прижимом и усилением сжатия прижимных контактов Press-Pack.

На рис. 5 приведена зависимость теплового сопротивления контакта корпус–охладитель $R_{thjs, 3dF}$ от суммарного тока всех ключей для средне- и сильнотоковых паяных модулей напряжением 1200 В. Указанная зависимость объясняется тем, что в более сильнотоковых модулях с большей площадью легче организовать более плотную упаковку кристаллов.

Циклостойкость

Различают два типа испытаний на циклостойкость: термоциклирование и энергоциклирование. Термоциклирование с нагревом от внешнего источника является более жестким испытанием с нагревом деталей по всей площади и объему и максимальными механическими напряжениями в соединениях. При энергоциклировании соединения нагреваются неравномерно и в основном под кристаллами. Меньшие размеры горячих областей позволяют модулю выдержать большее количество

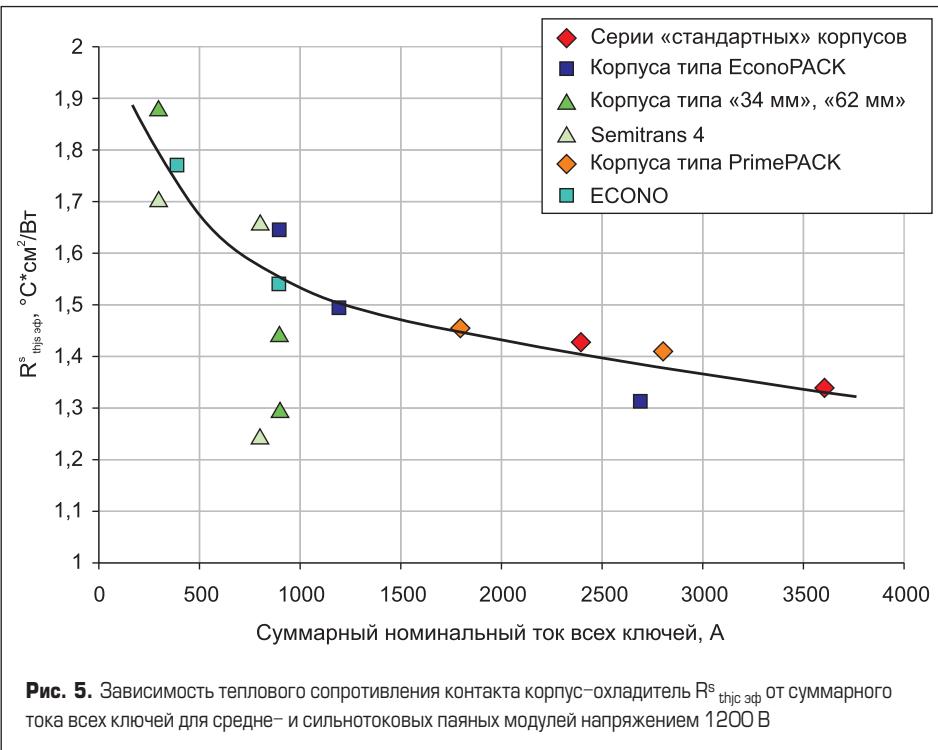


Рис. 5. Зависимость теплового сопротивления контакта корпус–охладитель $R_{thjic, eff}^s$ от суммарного тока всех ключей для средне- и сильнотоковых паяных модулей напряжением 1200 В

энергоциклов, чем термоциклов. Это правило не абсолютно, так как не учитывает негативного влияния боковых градиентов температур, которые направлены перпендикулярно оси кристалл–охладитель, а также негативного влияния температуры и, например, тока высокой плотности при энергоциклировании.

Ресурс IGBT-модулей в энергетике и на транспорте может быть оценен интегральной вероятностью отказа W от количества циклов, меньшего или равного N , и описывается распределением Вейбулла:

$$W = 1 - \exp[-(N/\beta)^\alpha],$$

где β — количество циклов, при котором вероятность отказа составит $1-1/e = 0,63$, α — числовой параметр, характеризующий размытость статистики отказов. Считается, что чем выше α , тем лучше отработанность технологии производства в части одинаковости изделий.

Допустимое количество циклов обычно выбирают по некоторому фиксированному уровню вероятности отказа, используя известные уровни 1% ($W = 0,01$), 10% ($W = 0,1$), 50% ($W = 0,5$). Зависимость количества циклов до фиксированной вероятности отказа (далее — просто циклов) $N_{W=const}$ от разности максимальной и минимальной температур кристалла в верхней и нижней точках цикла ($\Delta T_j = T_{jmax} - T_{jmin}$), имеет степенной характер, а от средней между максимальной и минимальной температуры ($T_{jmed} = T_{jmax} + T_{jmin}/2$) определяется зависимостью Аррениуса. В результате зависимость имеет вид:

$$N_{W=const} = A(\Delta T_j)^{-\gamma} \exp(E_a/kT_{jmed}),$$

где A — константа; γ — показатель степенной зависимости; E_a — энергия активации деградационных процессов, k — постоянная Больцмана. Значение константы A зависит

от принятого уровня вероятности отказа, причем отношение этих констант для разных уровней вероятности рассчитываются по распределению Вейбулла, если известны его параметры.

Значение γ определяет угол наклона зависимости количества циклов от ΔT_j , характерный для определенного механизма отказа. В реальном модуле существует следующий ряд проблемных соединений: основание–керамика, кристалл–керамика, верхний вывод–кристалл, внешние и внутренние навесные выводы с контактными площадками на керамике и т. д. Наклон результирующей зависимости в разных диапазонах ΔT_j может быть разным, если там превалируют различные механизмы отказов.

Так для паяных модулей, подтвержденный всеми ведущими фирмами, являются:

- при относительно малых ΔT_j самыми опасными механизмами отказа являются усталостные явления в соединениях основание–керамика и кристалл–керамика,
- при $\Delta T_j = +80\dots+100^\circ\text{C}$ превалируют явления деградации алюминиевых выводов в навесной разводке кристаллов. Может происходить также деградация соединений основание–керамика и кристалл–керамика, которая вносит вклад в разрушение приваренного алюминиевого проводника раньше, чем происходит разрушение паяных слоев указанных соединений.

Для учета допустимого количества энергоциклов для модулей различных типов ниже приведены данные по двум значениям $\Delta T_j = +50^\circ\text{C}$ и $\Delta T_j = +100^\circ\text{C}$. Первое значение $\Delta T_j = +50^\circ\text{C}$ позволяет оценить степень оптимальности технических решений в части соединения основание–керамика и кристалл–керамика. Второе значение $\Delta T_j = +100^\circ\text{C}$ оценивает технологию навесной разводки кристалла с учетом ее наличия в модуле. В таблице 1 приведены данные по энергоциклостойкости модулей различных конструктивно–технологических типов по уровню вероятности отказов 1%. Данные получены в рамках программы LESIT (LeistungsElektronik, Systemtechnik und Information Technologie), которая проводилась в 1990-х годах для масштабных исследований показателей надежности силовых модулей большинства ведущих фирм.

Анализ данных таблицы 1 показывает следующее:

- При $\Delta T_j = +50^\circ\text{C}$ оптимизация конструкции и технологии соединений «керамическая плата — основание» и «кристалл — керамическая плата» (замена меди на AlSiC для основания, замена Al_2O_3 керамики на AlN, оптимизация технологии пайки) позволяют уве-

Таблица 1. Энергоциклостойкость модулей различных конструктивно–технологических типов

Фирма–изготовитель, тип модуля, основные конструктивно–технологические особенности	Энергоциклостойкость, тыс. циклов	
	$\Delta T_j = +50^\circ\text{C}$	$\Delta T_j = +100^\circ\text{C}$
Паяные модули		
По результатам исследований в рамках LESIT Паяный модуль, базовая конструкция: основание — медь, изолятор Al_2O_3	200–500	10–20
Infinion, серия IHM standart Стандартные паяные модули: основание — медь, изолятор Al_2O_3	350	10
Infinion, серия IHV Высоковольтные паяные модули: основание — AlSiC, керамика — AlN	1500	30
Infinion, серия EconoPack standart	350	30
Infinion, серия EconoPack 4 Оптимизированы технологии пайки и разварки алюминиевой проволокой.	600	55
Mitsubishi, серия H Паяный модуль, базовая конструкция: основание — медь, изолятор Al_2O_3 .	200	15
Mitsubishi, серия NF, A, MPD Паяный модуль оптимизированной конструкции: паяные модули: основание — AlSiC, керамика — AlN. Оптимизированы технологии пайки и разварки алюминиевой проволокой.	3500	30
Модули Fuji Паяный модуль оптимизированной конструкции: паяные модули: основание — AlSiC, керамика — AlN. Оптимизированы технологии пайки и разварки алюминиевой проволокой.	4000	25
Модули с прижимом керамики к охладителю		
Semikron, Skim3, с керамикой Al_2O_3	500	30
Semikron Skim5, с керамикой AlN	2500	60
Semikron SkiiP, с керамикой AlN	2500	45
Полностью прижимные модули		
Westcode, Press-pack	2000	100

личить энергопротивоустойчивость с 200–500 тыс. циклов до 2–4 млн циклов, то есть примерно на порядок (по данным Mitsubishi и Fuji).

- При $\Delta T_j = +100^\circ\text{C}$ комплекс мер по модернизации конструкции и технологии позволяет увеличить энергопротивоустойчивость с 10–20 тыс. до 30–60 тыс. циклов, или в 2–5 раз. Основной причиной отказов являются разрушение контактов разваренных алюминиевых проволок, а самый большой вклад в повышение циклостойкости вносит замена Al_2O_3 керамики на AlN. Последнее скорее объясняется лучшей согласованностью кремния и AlN по ТКР, что обуславливает меньшую деградацию соединения кристалл-керамика.
- Для модулей с прижимом керамики непосредственно к охладителю повышение циклостойкости достигается замена Al_2O_3 керамики на AlN, введение которой позволяет поднять циклостойкость в 5 раз при $\Delta T_j = +50^\circ\text{C}$ благодаря лучшей согласованности AlN с кремнием по ТКР.
- При $\Delta T_j = +50^\circ\text{C}$ замена керамики позволяет поднять циклостойкость модулей с прижимом керамики непосредственно к охладителю примерно с 30 тыс. до 40–60 тыс. циклов
- Модули с прижимом керамики непосредственно к охладителю не показывают преимуществ по циклостойкости по сравнению с модернизированным поколением паянных модулей, и чуть лучше циклостойкость при больших ΔT_j из-за несколько меньшего теплового сопротивления.
- Полностью прижимные модули вне конкуренции для $\Delta T_j = +100^\circ\text{C}$ и более, что обусловлено радикальным решением проблемы верхних и нижних контактов. При малых ΔT_j особых преимуществ таких модулей сравнимо с другими типами не выявлено.

Соединение кристалл — керамическая плата, плата-основание

Соединение кристалл-керамическая плата, плата- основание в части теплового сопротивления и циклостойкости определяется как материалом соединяемых деталей, так и технологией соединения, которые рассматриваются ниже.

Пайка

Пайка и в настоящее время остается самой распространенной технологией посадки кристаллов и керамических плат в силовых модулях. Качественное паяное соединение — это соединение без пустот, непропаев и пузырьков, что необходимо для обеспечения однородного по всей площади теплового сопротивления, а для кристаллов и равномерного электрического сопротивления. По требованиям большинства фирм паяное соединение должно содержать менее 1% пустот на площади, а размер одного пузырька не должен превышать 100 мкм (ранее 1 мм).

Кроме того, слой припоя должен быть оптимальным по толщине и равномерным (без

клина), что необходимо для повышения циклостойкости. Материал припоя должен обеспечивать циклостойкий паяный шов.

Применяются технологии: конвейерной пайки в инертной или восстановливающей среде, пайки в паровой или жидкостной среде.

Конвейерная пайка с конвекционным нагревом, которая ранее применялась для микроЭлектроники не подходит для силовых модулей из-за недопустимого количества пустот, непропаев, пузырьков.

Вакуумная пайка

Вакуумная пайка является радикальным способом удаления пузырей из припойного слоя. Недостатком процесса является сложность обеспечения оптимального паяного соединения временного профиля температуры, а также равномерного теплового поля. Указанные недостатки могут быть устранены, например, известной схемой процесса вакуумной пайки, предложенной фирмой Pink. Схема реализована в одной печи с несколькими вакуумными камерами, сообщаемыми через шлюзы.

На первом этапе в первой камере откачивают воздух и продувают камеру с изделиями инертным газом, после чего следует прогрев изделий и активация флюса.

На втором этапе в камере пайки осуществляется циклический нагрев изделий до температуры близкой к температуре плавления припоя. По достижении температуры плавления припоя осуществляется периодическое изменение вакуума в пределах 10 бар, не прерывая нагрева. В результате осуществляется процесс вытягивания пузырей и минимизируется разбрзгивание припоя без перемещения кристаллов.

На третьем этапе в камере охлаждения с инертной средой в виде азота осуществляется кондукционное охлаждение с контролируемой скоростью. После охлаждения до заданной температуры изделия подаются в зону выгрузки на выходной конвейер.

Применение подобной технологии позволяет получить тепловое поле хорошей равномерности и высококонтролируемый профиль пайки.

Пайка насыщенным паром

Пайка насыщенным паром использует передачу тепла к сборке от сконденсированной на ней жидкости. Типичная последовательность операций пайки следующая.

- Сборка перемещается в резервуар и располагается над зоной пара от нагретой до точки кипения рабочей жидкостью. Осуществляется предварительный нагрев сборки.
 - Сборка погружается в паровую среду и нагревается. Воздух вытесняется инертным паром, который образует паровой защитный покров, полностью накрывающий сборку.
 - Пар конденсируется на поверхности сборки и передает ей свою энергию с образованием слоя конденсата с инертными или восстанавливающими свойствами.
 - Сборка нагревается до температуры насыщенного пара, после чего нагрев прекращается. Время достижения температуры пайки обычно от 5–6 до 50 с для больших сборок. Происходит непосредственный процесс пайки.
 - После выхода сборки из паровой области на ней еще остается сконденсированная жидкость, которая испаряется под действием остающейся внутренней теплоты сборки, и сухая сборка покидает рабочую зону.
- Достоинства пайки насыщенным паром:
- Невозможен перегрев сборки свыше заранее заданной температуры конденсации пара.
 - Относительно простой процесс термопрофилирования. Метод особенно пригоден для многономенклатурного мелкосерийного производства, так как не требуется трудоемкий подбор профилей в зависимости от конструкции сборки.

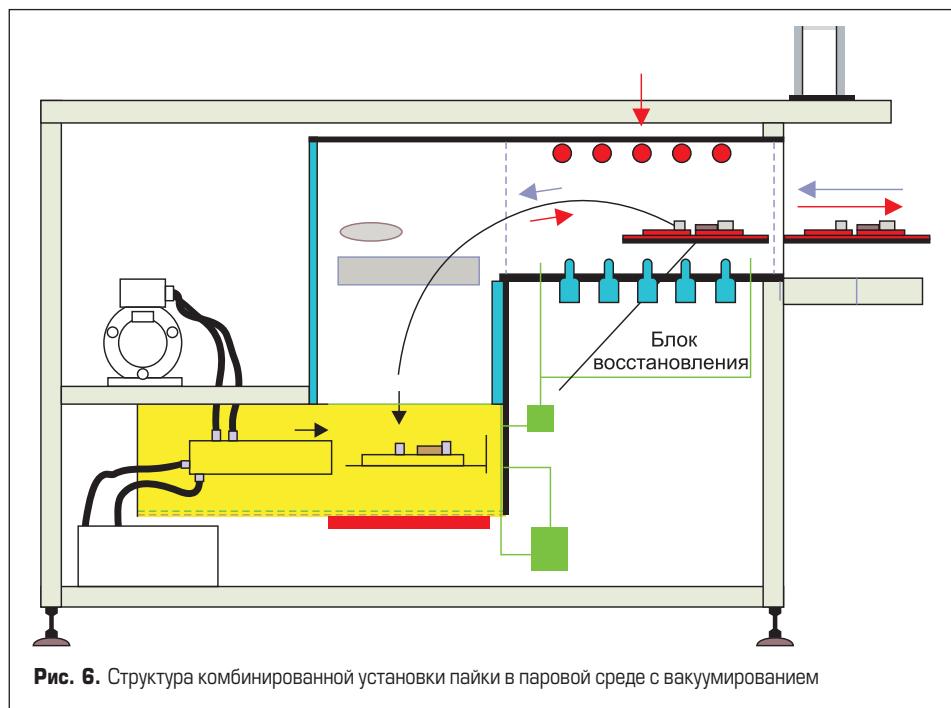


Рис. 6. Структура комбинированной установки пайки в паровой среде с вакуумированием

- Равномерное распределение температур по поверхности сборки и быстрый нагрев даже при большой разнице в теплоемкости различных компонентов и областей структур. Нет необходимости в выдержке для обеспечения равномерного нагрева. Отсутствует эффект затенения и зависимости нагрева от цвета и характера поверхности компонентов. Особенно подходит для больших и массивных сборок, а также для изделий с компонентами сложной формы.
- Химические процессы обеспечивают 100% инертную или восстанавливающую атмосферу при пайке. Отсутствие окисления при предварительном нагреве средствами паровой фазы и при пайке. Применяемый флюс может обладать умеренной активностью.
- Дружественность процесса по отношению к окружающей среде за счет использования менее агрессивных паров флюса, чем в других техпроцессах.
- Низкие затраты на операцию и с меньшим энергопотреблением (обычно 5–12 кВт).
- Упрощенный контроль процесса за счет того, что переданная сборке тепловая энергия процесса линейно зависит от подведенной энергии нагрева.

Основным недостатком процесса является проблема выгонки пузырей из шва, которая ранее считалась некурентоспособной для изделий силовой электроники сравнительно с вакуумной пайкой.

Однако появление комбинированных установок пайки в паровой среде с вакуумированием позволяет осуществить выгонку пузырей из шва. На рис. 6 показана структура комбинированной установки пайки в паровой среде с вакуумированием, на которой вакуумная камера расположена внутри паровой каме-

ры, поэтому фазу вакуумирования проводят без промежуточного снижения температуры.

Сорта припоев

Пайку кристалла на керамику и керамики на основание обычно проводят, применяя мягкие припои. Это обусловлено требованием не допускать проплавления алюминиевой металлизации кристаллов, исходя из температуры эвтектики алюминий–кремний равной +577 °C. Обычно процессы напайки кристаллов на керамику и пайки керамической платы на основание разделены, причем пайку кристаллов проводят первой и более высокотемпературным припоем.

Требования к припою обоснованы следующими соображениями.

Для увеличения циклостойкости необходимо снижение тангенциальных напряжений, генерируемых в паяном соединении. Считается, что обогащенный свинцом припой имеет больший срок службы в диапазоне высоких напряжений, а обогащенный оловом припой имеет больший срок службы в диапазоне малых напряжений. Отсюда следует, что для паяного соединения между чипом и DCB с малыми напряжениями из-за малого размера чипа сравнительно с размером керамической платы, эффективен припой, обогащенный оловом. Обогащенный оловом припой более эффективен для реализации большего срока службы при тех же ΔT_j , вследствие его большей сопротивляемости текучести.

Условия защиты окружающей среды требуют применения бессвинцовых припоев и интерес к ним в последнее время сильно возрастает.

Например, фирма Fujī разработала и использует в качестве базовой композицию

на основе Sn/Ag из-за лучшего баланса свойств среди бессвинцовых припоев. Большинство бессвинцовых припоев обладают меньшей смачиваемостью сравнительно с припоями на основе свинца. Однако бессвинцовый Ag/Sn-припой разработки Fujī обладает хорошими механическими свойствами и смачиваемостью, аналогичными припою на основе свинца за счет оптимизации ряда дополнительных элементов и их количества.

Результаты натурных испытаний модулей с новым припоем приведены на рис. 7 сравнительно с модулями традиционным свинцовыми припоеем в виде зависимости N циклов энегроциклостойкости от разницы температур кристалла ($T_{\max} - T_{\min}$), °C. Видно, что новый припой обеспечивает циклостойкость паяного шва при $\Delta T_j = +100$ °C на уровне 50 тыс. циклов, а при $\Delta T_j = +50$ °C — на уровне 3,5 млн циклов, тогда как традиционный свинцовый припой — не более 23 тыс. циклов при $\Delta T_j = +100$ °C и не более 270 тыс. циклов при $\Delta T_j = +50$ °C.

Пайка кристаллов на эвтектику кремний–золото

Пайка кристаллов на эвтектику кремний–золото с очень хорошей циклостойкостью в силовых модулях применяется редко и в основном в модулях повышенной надежности специального назначения. Факторы, которые сдерживают применение указанного метода:

- Технологическая сложность получения без пустот и непропаев, особенно кристаллов большого размера. Для получения качественного соединения требуется применение специального оборудования для притирки в процессе пайки. Такое оборудование малопроизводительно и дорого, к тому же, существуют проблемы притирки кристаллов большой площади и малой толщины.
- Технология пайки на эвтектику, обычно, допускает частичное проплавление тонкого слоя подложки с непланарной стороны. Это неприемлемо для большей части кристаллов силовых IGBT. Наиболее продвинутые среди них — это SPT+ (ABB), trench-field-stop (Infineon), XPT (IXYS) и др., которые имеют на непланарной стороне субмикронные полупрозрачные *p*-слои, толщина и профиль легирования которых во многом определяет весь комплекс характеристик прибора. Для таких кристаллов слой эвтектического припоя должен быть отделен от подложки дополнительным непроницаемым, слоем металлизации, что и так усложняет и без того капризный технологический процесс.

Применяемые для пайки мягкие припои в силовых модулях, как было показано, позволяют достичь настолько высокой циклостойкости паяных соединений, что слабым звеном являются сварные соединения «кристалл — алюминиевая проволока» навесной разводки. При повышении циклостойкости сварного соединения пайка станет снова слабым звеном, и эвтектическая пайка снова станет актуальной.

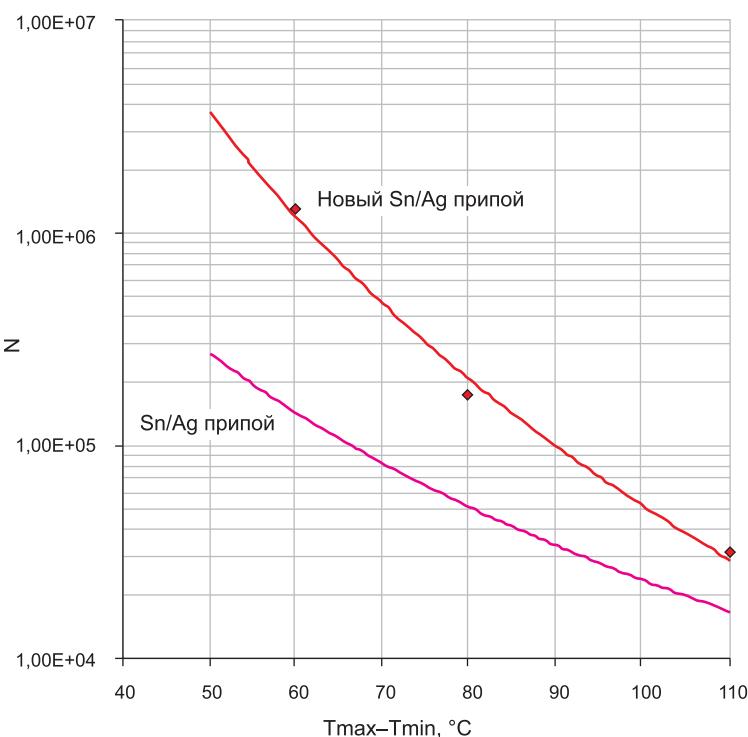


Рис. 7. Сравнение модулей с новым припоеем и модулей с традиционным свинцовым припоеем в виде зависимости N циклов энегроциклостойкости от разницы температур кристалла ($T_{\max} - T_{\min}$), °C

Требования к слою припоя и металлизации керамики

Требования к слою припоя включают, наряду с отсутствием пустот, также требования по толщине и отсутствию клина. С увеличением толщины припоя снижаются механические напряжения, но, одновременно, растет тепловое сопротивление из-за сниженной теплопроводности припоя.

Исследования специалистов Mitsubishi показали, что увеличение толщины припоя свыше 200 мкм практически не приводит к изменению механического напряжения, в то время, как тепловое сопротивление заметно растет. При уменьшении толщины менее 200 мкм резко возрастает механическое напряжение, поэтому оптимальной выбрана толщина припоя 200 мкм (конкретное значение толщины зависит от материала припоя).

При пайке плат и кристаллов важно не допустить возникновения клина. Гарантированная посадка без клина может быть обеспечена по предложению специалистов Mitsubishi использованием рамки из проволоки калиброванной толщины.

Надежностные характеристики модулей зависят от адгезионной прочности и циклической стойкости металлизации керамических плат. Вопрос обеспечения этих свойств в соединении медь-керамика DBC плат требует отдельного рассмотрения. В данном разделе отмечается оригинальное решение Mitsubishi по снижению механических напряжений на краях металлизированных контактных площадок и разводочных дорожек. Край является самым напряженным местом металлизации, и на нем начинается отслоение металла от керамической подложки, которое является основным типом деградации DCB при циклировании.

Предложенное специалистами Mitsubishi техническое решение по ступенчатому утонению слоя металла на краю позволяет примерно в 1,5 раза уменьшить величину механического напряжения, в результате чего после 1000 термоциклов (не энергоциклов с меньшим тепловым воздействием) ширина отслоившегося материала не превышает 100 мкм. Для керамики с обычным резким профилем края металлизации ширина отслоения гораздо больше и достигает 0,7 мм.

Диффузионная сварка

Диффузионная сварка представляет технологический процесс создания неразъемного соединения, когда при относительно низкой температуре меньшей температуры плавления за счет давления в области соединения материалов, происходит пластическая деформация, по крайней мере, одного из соединяемых материалов. Расстояние между соединяемыми материалами сокращается до межатомного во всей области соединения. Одновременно происходит диффузионное проникновение атомов соединяемых материалов в соседний слой, что создает механически прочное неразъемное соединение.

Ранее в 1980-х годах в нашей стране на ТЭЗ им. Калинина была внедрена диффузионная

Таблица 2. Характеристики реально получаемых слоев по сравнению с монолитным серебром и традиционным припоеем SnAg (3%)

Характеристика	Монолитное серебро	Серебряный слой после диффузной сварки	Слой припоя Sn/Ag(3)
Температура, °C	961	961	221
Удельная электрическая проводимость, (мОм·см) ⁻¹	0,68	0,41	0,078
Удельная теплопроводность, Вт/°C·см	4,29	2,5	0,7
Плотность, г/см ³	10,5	8,5	8,4
TKP, мкм/м·°C	19,3	19	28
Предел прочности, МПа	139	55	30
Толщина слоя при посадке кристалла, мкм		~20	~90

сварка кремниевых структур с термокомпенсаторами через промежуточный пластичный слой алюминия. Успешно применялась диффузионная сварка для верхней алюминиевой металлизации силовых диодов, а также для создания кремниевых высоковольтных ограничителей перенапряжения также с применением алюминия.

Применительно к модулям IGBT диффузионная сварка в производстве была использована фирмой Semikron в 2005 году.

Процесс предназначен для создания соединения кристалл — металлизированная керамическая плата, в качестве пластиичного материала использовано серебро. Исходный соединительный слой представляет пасту на основе мелкодисперсного серебра с субмикронным размером зерен. При обработке давлением 3–30 МПа при температуре +200...+275 °C слой пасты уплотняется почти до состояния монолитного серебра (пористость до 15%, размер пор менее 1 мкм). Одновременно возникает прочное соединение с металлизациями чипа и керамики. Разъединение сваренных деталей возможно лишь при расплавлении серебряного слоя при температуре +961 °C.

Толщина серебряного слоя после окончания процесса около 20 мкм. Эффективная теплопроводность слоя с учетом пор составляет около 0,85 от теплопроводности серебра. Характеристики реально получаемых слоев по сравнению с монолитным серебром и традиционным припоеем SnAg (3%) приведены в таблице 2.

Характеристики получаемых слоев по электро- и теплопроводности хуже монолитного серебра примерно на 40%. Исходя из их пористости, можно было бы ожидать снижения на 15%, возможно из-за наличия тонких пленок окислов и остатков термообработки связующего на границах спеченных зерен серебра. При этом спеченный слой все-таки значительно превосходит слой традиционного припоя, и по сведениям Semikron позволяет на 5% уменьшить тепловое сопротивление модуля.

Высокий предел прочности, меньшая, чем у припоея TKP, высокая температура плавления, являются физическими предпосылками для высокой циклостойкости таких соединений. По данным Semikron соединение выдерживает более 90 тыс. энергоциклов при $\Delta T_j = +88$ °C без признаков деградации теплового сопротивления, тогда как, паяное соединение на основе SnAg (3%) переходит допустимый предел деградации уже после 35 тыс. циклов. На рис. 8 приведено сравнение теплового сопротивления кристаллов $R_{th,jc}$ (К/Вт) от числа энергоциклов (тыс.) при соединении пайкой (soldered) и низкотемпературной диффузионной сваркой (sintered) на серебряную композицию.

На рис. 10 даётся сравнение энергоциклической стойкости паяных соединений и соединений, полученных диффузионной сваркой на серебряную композицию. Приняты обозначения: синий квадрат — диффузионная сварка на серебряную композицию Semikron; синие кружки — аналогичные соединения

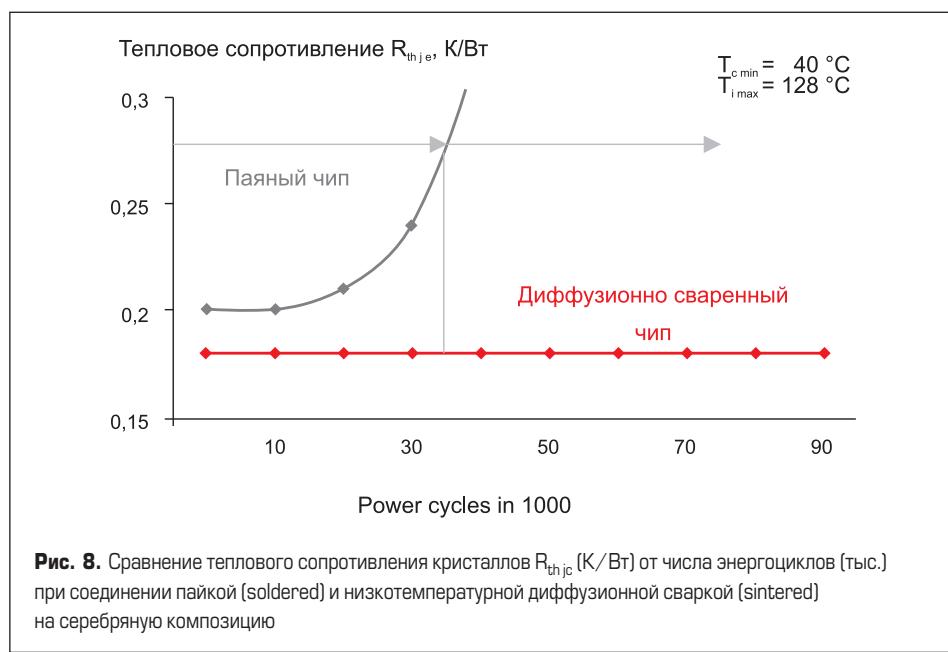


Рис. 8. Сравнение теплового сопротивления кристаллов $R_{th,jc}$ (К/Вт) от числа энергоциклов (тыс.) при соединении пайкой (soldered) и низкотемпературной диффузионной сваркой (sintered) на серебряную композицию

Таблица 3. Материалы основания с их характеристиками

Материал	Теплопроводность, Вт/см·К	ТКР 10^{-6} 1/К	Плотность, г/см ³	Вклад 600 мкм платы в $R_{thj\text{ эф}}^{\text{сум}} \text{ °C}\cdot\text{см}^2/\text{Вт}$ (% по отношению к расчетному $R_{thj\text{ эф}}$ для модуля базовой конструкции)
Кремний	1,6	3,5	2,35	
Применяющиеся сегодня материалы для оснований модулей				
Медь	4	16,5	8,9	0,075 (23%)
Алюминий	2,4	23	2,6	0,125 (38%)
AISiC	1,8	7	2,8	0,167 (52%)
CuMo	1,8	7	10	0,167 (52%)
CuW	2	6,5	17	0,15 (46%)
Перспективные композитные материалы с алмазным наполнителем				
Алюминий–алмаз	4,0–6,2	8–12		0,048–0,075 (15–23%)
Медь–алмаз	3,0–6,8	6–12		0,044–0,1 (13,6–31%)
Серебро–алмаз	3,0–6,5	8–10		0,046–0,1 (14,2–31%)

Кильского университета и Danfoss; красный квадрат и красные кружки — паяные соединения Semikron и Кильского университета и Danfoss. Красными линиями показаны данные фирмой Fuji. Анализ рис. 9 показывает, что энергоциклостойкость соединений, полученных диффузионной сваркой на серебряную композицию вне конкуренции с паяными соединениями и при $\Delta T_j = +100^\circ\text{C}$ не менее 200 тыс. циклов. Высока также и термоциклостойкость, которая по данным Semikron составляет 10 тыс. термоциклов при $\Delta T_j = +100^\circ\text{C}$ для поколения модулей с прижимом керамики к охладителю и соединением кристаллов с керамикой по этой технологии.

Полностью прижимной монтаж

Полностью прижимной монтаж кристаллов лишен проблем, связанных с созданием неразъемных соединений контактов, поэтому обладают очень высокой циклостойкостью, особенно в диапазоне высоких ΔT .

Факторы, которые ограничивают циклостойкость, близки к действующим для тиристоров таблеточной конструкции:

- эрозия поверхности термокомпенсаторов;
- поверхностные ожоги на термокомпенсаторах и металлизации кристаллов;
- истирание алюминиевой металлизации, закоротка дорожек разводки металлизации на кристалле;
- истирание контактной площадки затвора под воздействием прижимного контакта управляющего электрода.

Прижимная конструкция может обеспечить энергоциклостойкость выше 100 тыс. циклов при $\Delta T_j = +100\dots+135^\circ\text{C}$, при условии модификации разводки затвора кристаллов, а также желательной замены единого коллекторного диска термокомпенсатора на группу индивидуальных, подобно эмиттерным. Модули Westcode, собранные по субмодульной концепции, уже имеют индивидуальные коллекторный и эмиттерный термокомпенсаторы на каждый кристалл. Кристаллы с при-

жимной сборкой производства ABB имеют внешнюю разводку затвора только на периферии кристалла и удобное угловое расположение контактной площадки затвора.

Подбор материалов основания, решения, совмещающие основание и изолирующую плату

Подбор материалов пакета слоев основания — керамическая плата — кристалл во многом определяет, как циклостойкость, так и тепловое сопротивление модуля. Для кристаллов с материалом из кремния ТКР всех материалов в пакете должны подбираться по возможности ближе к ТКР кремния.

Материалы основания

Материалы основания с их характеристиками приведены в таблице 3. Материалом основания для базовой конструкции модуля является медь, которая сильно не согласована по ТКР с кремнием, зато с высокой теплопроводностью. Более согласованными материалами по ТКР являются композиты алюминия и карбида кремния. Однако, эти материалы обладают более низкой теплопроводностью чем медь. Из таблицы 3 следует, что вклад в тепловое сопротивление модуля этих материалов может превышать 50% типичного значения теплового сопротивления базовой конструкции модуля. В качестве базовой выбрана конструкция пакета: 3 мм меди, 200 мкм припоя SnAg (3%), 600 мкм алюмооксидной керамики, 100 мкм припоя, 100 мкм кремния. Расчетная оценка $R_{thj\text{ эф}}^{\text{сум}} = 0,324 \text{ °C}\cdot\text{см}^2/\text{Вт}$.

Применение алюминия для основания исправляет ситуацию лишь отчасти и требует изменения всей технологии модуля. Более радикальным улучшением теплового сопротивления является применение перспективных композитных материалов с наполнителем на основе микропорошка из синтетических алмазов. Перспективными наполнителями для композитов также считается углеродное волокно (теплопроводность около 11 Вт/(см·К) вдоль волокон, при ТКР вдоль волокон около нуля), углеродные нанотрубки с теплопроводностью вдоль волокон 20–60 Вт/(см·К) и также нулевым ТКР.

Материалы керамической платы

Материалы керамической платы с их характеристиками приведены в таблице 4. Основным материалом для DBC плат конца XX века являлась алюмооксидная керамика с дешевым и доступным материалом, но с невысокой теплопроводностью, которая достигала 50% теплового сопротивления модуля. Более тонкая керамика толщиной 0,38 мм вместо стандартной 0,63 мм не решает проблему.

Радикальным решением является смена материала керамики. Перспективна алюминий-тридная керамика AlN, которая имеет близкий к кремнию ТКР и значительно превосходит Al_2O_3 по теплопроводности. Еще более перспективны изолирующие подложки на основе

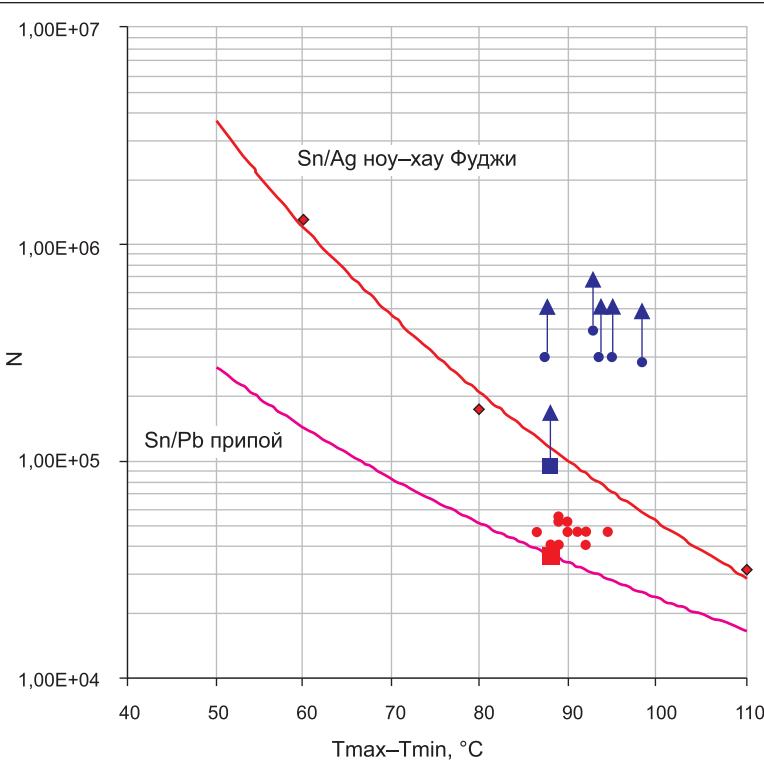


Рис. 9. Сравнение энергоциклостойкости паяных соединений и соединений, полученных диффузионной сваркой на серебряную композицию

Таблица 4. Материалы керамической платы с их характеристиками

Материал	Теплопроводность, Вт/см·К	ТКР $\times 10^{-6}$ 1/К	Вклад 600 мкм платы в $R_{\text{thje, eff}}^{\text{св}} \cdot \text{см}^2/\text{Вт}$ (% по отношению к расчетному $R_{\text{thje, eff}}$ для модуля базовой конструкции)
Керамика Al ₂ O ₃	0,2–0,35	6,5–8,5	0,17–0,3 (53% и более)
Керамика AlN	1,4–1,8	7–8	0,033–0,043 (10–13%)
Поликристаллический алмаз	5–7	~3	0,009–0,012(3–4%)

поликристаллического алмаза, которые имеют близкий к кремнию ТКР и теплопроводность в 1,5 раза выше меди, но имеют высокую цену.

Решения, совмещающие основание и изолирующую плату

Решения, совмещающие основание и изолирующую плату, позволяют для низковольтных применений до 1200 В использовать пластину молибдена, вольфрама или композитов с напылением на нее тонким слоем AlN от единиц до десятков микрон. Перспективно направление выращивания на композитных подложках с алмазным наполнителем сло-

ев AlN или поликристаллического алмаза. Критическая напряженность электрического поля в алмазе достигает 10^7 В/см, и для достижения прочности изоляции на уровне 4 кВ достаточно слоя 10 мкм.

Возможно, применение основания с интегрированной внутренней многослойной разводкой, производимых фирмой Semelab. В теплоотводящее основание таких модулей интегрирована скрытая разводка токопроводящих шин, что позволяет реализовать схемные решения повышенной сложности, минимизировать внутреннюю индуктивность разводки, гарантирует герметичность внешних токовыводов.

Циклостойкость сварного соединения с алюминиевой проволокой

Циклостойкость сварного соединения с алюминиевой проволокой определяется двумя механизмами:

- Разрушение границы контакта проволока — металлизация контактной площадки, сопровождаемая поднятием лапки (bond wire lift off).
- Растрескивание и обламывание проволоки в области пятки соединения (bond wire heel crack).

Дефекты первого типа, по общему мнению, возникают вследствие увеличения максимальной температуры кремниевой структуры в процессе циклирования за счет деградации соединений между теплоотводящими слоями, то есть соединений основание-керамика и керамика-кристалл.

Так, например, на рис. 10 показаны результаты энергоциклирования модулей Semittrans с паяными соединениями между теплопроводящими слоями. За счет деградации соединения основание-керамика максимальная температура структуры выросла в течение 35 тыс. циклов со $+145\dots+150$ до $+250$ °C, а ΔT_j со $+105\dots+110$ до $+210$ °C, что привело к разрушению границы контакта проволока — металлизация контактной площадки. Таким образом, причиной этого типа отказа является не сварной контакт, а нарушение теплоотвода от кристалла, разрушение сварного контакта при этом есть первое проявление окончательного аварийного отказа. Подобные отказы устраняются ликвидацией деградации теплового сопротивления, с применением модернизированного состава припоя или диффузионной сварки. Как показано на рис. 10 вверху, деградация паяного соединения привела к увеличению температуры кристалла и отказу по типу bond wire lift off. На рис. 10 внизу деградация теплового сопротивления отсутствует, и отказ проволочного соединения происходит по механизму bond wire heel crack.

Если деградационные явления в теплоотводе устранены, то отказ проволочного соединения при отказе по этому механизму составляет 60–70 тыс. циклов при $\Delta T_j = +100\dots+110$ °C.

Краткие выводы по основным трендам технологий IGBT-модулей

Краткое резюме по основным трендам технологий IGBT-модулей приведено в таблице 5, где термин «вчера» предполагает интервал времени до 2000 года, термин «сегодня» — 2000–2020 годы, термин «завтра» — после 2020 года. Конструктивно-технологические решения по кристаллам описаны в [1, 2]. Современные технологии изготовления модулей описаны с некоторыми сокращениями в [3, 4] и в настоящем материале. Завтрашние технологии могут претерпеть ряд усовершенствований в условиях интенсивного поиска новых материалов и особенно с учетом перехода на карбид кремния и нитрид галлия взамен кремния.

Рис. 10. Результаты энергоциклирования модулей Semittrans с паяными соединениями между теплопроводящими слоями

Таблица 5. Краткое сравнение основных трендов технологий IGBT-модулей

	«Вчера»	«Сегодня»	«Завтра»
Кристалл	PT, NTP	SPT, SPT+, IEGT, CSTBT, trench-field-stop	BIGT, CSTBT, EST, MCT
Основание	медь	AlSiC, CuMo, Al	композиты с алмазным наполнением, наполнением углеродными нановолокнами и нанотрубками
Скрытая разводка, интегрированная в основание	нет	возможна	возможна
Керамическая плата	Al ₂ O ₃	AlN	AlN, поликристаллический алмаз, пленки изолятора, интегрированные с основанием
Соединения «основание-керамика»	пайка	пайка, диффузионная сварка, прямое соединение, прижимной контакт	диффузионная сварка, прямое соединение, прижимной контакт
Соединение «кристалл-керамика»	пайка	пайка, диффузионная сварка, прижимной контакт	диффузионная сварка, прижимной контакт
Разводка кристаллов	УЗ-сварка проволокой	УЗ-сварка проволокой, УЗ-сварка лентой, прижимной контакт	УЗ-сварка лентой, диффузионная сварка лентой или плетенкой, прижимной контакт
Разводка внешних выводов	пайка	УЗ-сварка проволокой, УЗ-сварка лентой, прижимной контакт	УЗ-сварка лентой (?), диффузионная сварка лентой или плетенкой, прижимной контакт
Функции «интеллекта»	нет	встроенный или блочно-интегрируемый драйвер, встроенные датчики	встроенный или блочно-интегрируемый драйвер+контроллер, встроенные датчики
Интегрированная система охлаждения	нет	возможна	возможна

Литература

- Шульга Р. Н. Конструктивно-технологические особенности приборов IGBT // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2023. № 12.
- Шульга Р. Н. Развитие технологий приборов IGCT // Силовая электроника. 2023. № 5.
- Шульга Р. Н. Развитие технологии модулей IGBT. Часть 1. Конструктивно-технологические особенности паяных модулей традиционной конструкции // Силовая электроника. 2023. № 6.
- Шульга Р. Н. Развитие технологий модулей IGBT. Часть 2. Модули прижимной конструкции в квазигерметичных пластмассовых и герметичных металлокерамических корпусах // Силовая электроника. 2024. № 2.
- www.abb.com
- www.infineon.com
- www.mitsubishi.com
- www.semikron.com
- Шульга Р. Н. Приборы на основе карбида кремния — основа преобразователей для электроэнергетики // Силовая электроника. 2021. № 6.
- Шульга Р. Н. Приборы на основе нитрида галлия — основа для преобразователей напряжения и частоты // Силовая электроника. 2021. № 6.
- Шульга Р. Н. Преобразовательные подстанции на IGBT-транзисторах // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2021. № 12.
- Шульга Р. Н. Преобразователи напряжения малой и большой мощности // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2022. № 7.
- Шульга Р. Н. Контроллеры DC/DC-конвертеров // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2022. № 6.
- Шульга Р. Н. Специальные вопросы электрооборудования. Часть 1. Контроллеры и преобразователи. М.: НТФ «Энергопресс», 2023.
- Wintrich A., Nicolai U., Tursky W., Reimann T. Application Notes for IGBT and MOSFET modules. SEMIKRON International, 2010.
- Lehmann J., Netzel M., Pawel S., Doll Th. Method for Electrical Detection of End-of-Life Failures in Power Semiconductors. Semikron Elektronik GmbH.
- Freyberg M., Scheuermann U. Measuring Thermal Resistance of Power Modules // PCIM Europe Journal. 2003.
- Thermal Considerations in the Application of Silicon Rectifier. IR Designer's Manual. 1991.
- Calculation of the Maximum Virtual Junction Temperature Reached Under Shorttime or Intermittent Duty. IEC 60747-6 by SEMIKRON.
- Силовые модули производства Infineon. Рассяснение информации, приводимой в технических условиях. www.compel.ru/lib/95684
- Rimestad L. Test Strategies in Industrial Companies. 10th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS), 2018.

- Кемпиак К. и др. Термоциклирование в условиях тепловой перегрузки: ускоренные испытания надежности соединения чипов // Силовая электроника. 2022. № 4.
- Ботан В., Кичин С. Модули SiC LinPak второго поколения: улучшенные динамические характеристики и надежность. Силовая электроника. 2022. № 4.
- Kicin S. et al. Ultra-Fast Switching 3,3 kV 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.
- Нисияма Т., Миязаки Ю. Модули Mitsubishi Electric на базе 6-го поколения IGBT. www.power-e.ru/2010_3_16php

ЛИГРА Литые ольчатые радиаторы

Производство

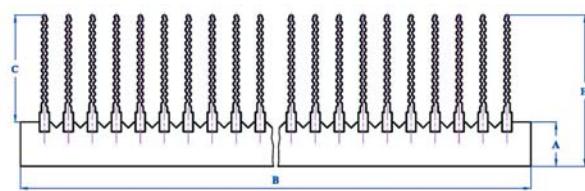
198095, Россия, г. Санкт-Петербург, ул. Швецова, д.23,
Тел./Факс: (812) 600-18-55
www.ligra.ru E-mail: ligra-spb@mail.ru

Новинка — сварные радиаторы

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

**Новинка — охладители О57**

по вашим размерам



реклама

Переосмысление режима плавного переключения при использовании карбида кремния

В силовой электронике технология карбида кремния (SiC) обладает «на бумаге» неоспоримыми преимуществами перед кремнием (Si). Поэтому многим кажется, что все, что нужно — это заменить обычные силовые ключи на SiC MOSFET, что в какой-то степени правда. Однако от карбида кремния можно добиться гораздо большего, если четко понимать, чем эта технология отличается от традиционного кремния и как оптимизировать такие схемотехнические приемы, как плавное переключение. Это позволяет выйти далеко за рамки возможностей практических реализаций схем на основе кремния.

Майк Чжу (Mike Zhu)¹

Перевод: Иван Сергеев

В отличие от кремния, материалы с широкой запрещенной зоной, такие как SiC, имеют более высокое напряжение пробоя и подвижность электронов, что в совокупности снижает сопротивление открытого канала. Это обеспечивает SiC-ключам и более высокую скорость переключения по сравнению с Si-приборами, что повышает эффективность и позволяет уменьшить габариты преобразовательной техники. Кроме того, карбид кремния обладает значительно большей теплопроводностью, а значит, расширяет диапазон рабочих температур изделий силовой электроники без ущерба для производительности или надежности.

В преобразователях на основе обычных кремниевых SJ MOSFET используются только простые схемы плавного переключения, и здесь переход на более вы-

сокую рабочую частоту за счет применения SiC будет давать выигрыш только при тщательном анализе источников и причин генерации потерь. В свою очередь, этот анализ может привести к появлению новых решений, позволяющих избежать потерь, присущих традиционным схемам на основе MOSFET.

Одним из ключевых преимуществ широкозонной SiC-технологии является более высокое напряжение пробоя при определенном сопротивлении открытого канала. Соответственно, можно использовать более тонкий дрейфовый слой, который обеспечивает меньшее сопротивление канала по сравнению с кремниевыми приборами. В то же время структура кристаллической решетки SiC гарантирует высокую подвижность носителей заряда. Конечным результатом становится значительно более высокая электропроводность.

Полевой транзистор JFET имеет наименьшее сопротивление сток-исток. В MOSFET-ключаах носители должны проходить по поверхности зоны *p*-базы через резистивный инверсионный канал MOS, прежде чем попасть в дрейфовую зону *n*-типа. В JFET-структуратах такого канала инверсии нет, а благодаря высокой подвижности основных носителей JFET приближается к теоретическому пределу соотношения сопротивления открытого канала $R_{DS(ON)}$ и напряжения пробоя BV . Карбидокремниевые приборы на базе JFET Qorvo отличаются большим запасом по напряжению пробоя по сравнению с MOSFET-структурами, а сопротивление $R_{DS(ON)}$ у них почти вдвое меньше, чем у аналогичных транзисторов других производителей.

Обычно использование обедненных структур JFET само по себе создает проблемы при проектировании схемы. Для полного отключения прибора, имеющего нормально открытый канал, требуется отрицательное напряжение. Однако SiC MOSFET обладают низким пороговым напряжением V_{Gth} , поэтому выключение отрицательным сигналом является стандартным решением в реальных схемах. Это предотвращает риск ложного открывания транзисторов при экстремальных температурах, когда величина V_{Gth} может упасть ниже номинального уровня.

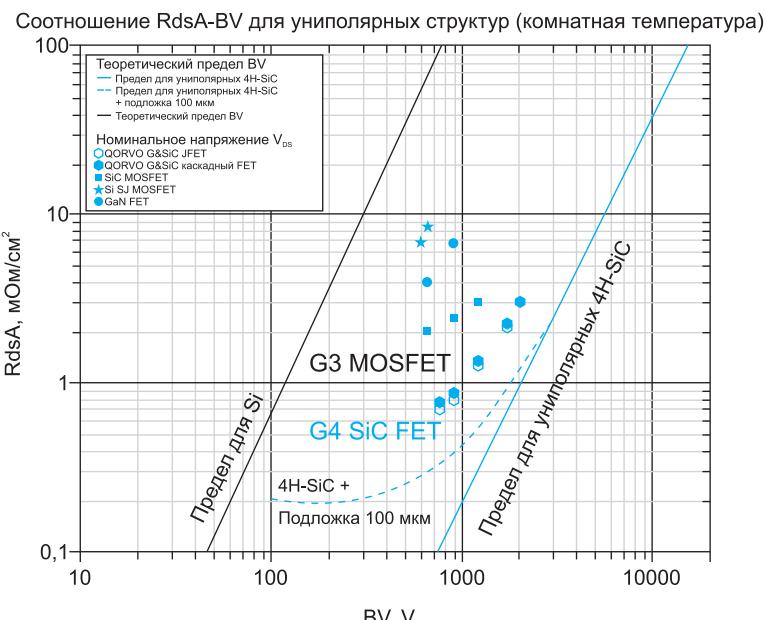


Рис. 1. Транзисторы Gen4 SiC FET Qorvo демонстрируют примерно в 2 раза меньшее значение R_{ds} по сравнению с традиционными SiC MOSFET

Решение Qorvo сочетает SiC JFET и низковольтный кремниевый MOSFET в каскодной структуре, где напряжение затвор-исток SiC JFET обратно пропорционально напряжению сток-исток V_{DS} Si MOSFET. Эта топология показана на рис. 2: в каскодной конфигурации «внешний» затвор управляет низковольтным напряжением V_{DS} Si MOSFET, которое в свою очередь косвенно контролирует высоковольтный SiC JFET. Управление такой структурой знакомо инженерам, привыкшим работать с кремниевыми SJ MOSFET. За счет низкого падения напряжения, MOSFET вносит не более 10% в общее сопротивление открытого канала пары приборов.

Контроль коммутации каскодных структур происходит через низковольтный Si MOSFET, разделяющий управляющую логику и высоковольтный JFET. Такая развязка дает возможность оптимизировать диапазон напряжений и заряд затвора низковольтного Si MOSFET без ущерба для преимуществ SiC JFET. В отличие от обычных SiC MOSFET, которым требуется сигнал на затворе до 18 В для полного включения прибора и получения минимального сопротивления $R_{DS(ON)}$, каскодная архитектура позволяет снизить уровень напряжения управления и устраниет необходимость в отрицательных сигналах для выключения прибора. Такое сужение диапазона контрольных сигналов уменьшает заряд затвора на 50% (при изменении $V_{G_{ON}}/V_{G_{OFF}}$ с 18 В/-4 В до 10 В/0 В), что потенциально снижает потери переключения, особенно в режиме мягкой коммутации при небольших нагрузках.

Переход на структуру SiC JFET значительно сокращает размер кристаллов, которые у Qorvo почти в 10 раз меньше при той же мощности, чем у кремниевых приборов с суперпереходом (S_J). Высокая теплопроводность и эффективность карбида кремния компенсируют рост теплового сопротивления R_{th} , связанный с уменьшением размера чипа. Кроме того, для дальнейшего снижения R_{th} монтаж чипов производится с использованием технологии спекания серебра, обеспечивая 6-кратное улучшение теплопроводности по сравнению с обычными приложениями.

Применение каскодной структуры к SiC JFET дополнительно повышает эффективность за счет подавления паразитных емкостей, которые негативно влияют на параметры кремниевых транзисторов с суперпереходом и SiC MOSFET. Уменьшение паразитных емкостей также позволяет повысить частоту переключения не только по сравнению с кремниевыми приборами, но даже и с карбидокремниевыми.

Описанные преимущества наглядно прослеживаются в схемах с плавной коммутацией. Использование этой технологии в преобразователях с кремниевыми ключами устраняет некоторые, наиболее очевидные источники потерь в фазах включения и выключения. Однако повышенная скорость коммутации, присущая SiC-транзисторам последнего поколения, решает более тонкие проблемы, которые обычно опускаются из виду.

Режим «мягкой» коммутации при нулевом напряжении (ZVS) используется во многих схемах, созданных на базе кремниевых клю-

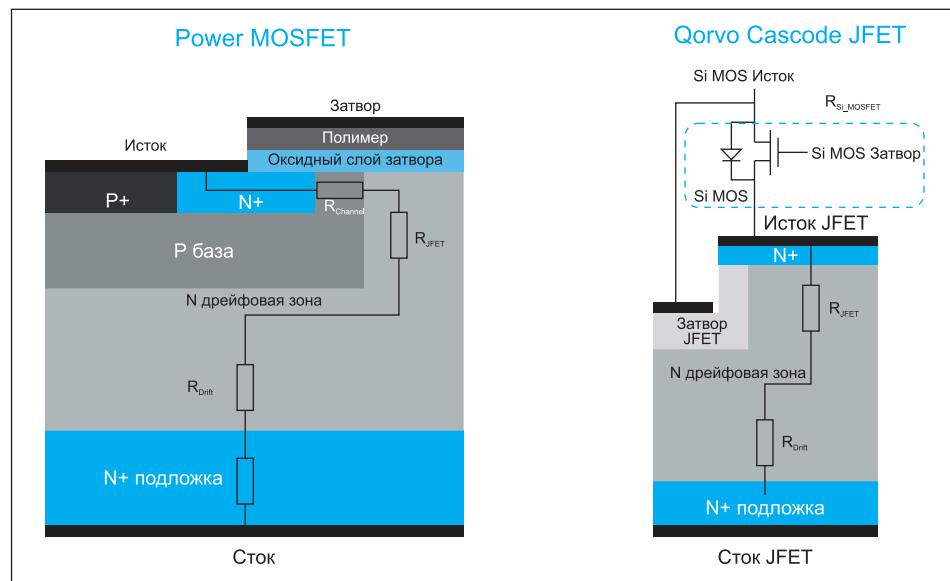


Рис. 2. Поперечное сечение SiC MOSFET (слева) и каскодного SiC FET (справа). Доминирующее сопротивление канала (R_{channel}) SiC MOSFET заменено на гораздо меньшее значение R_{DS(ON)} низковольтного Si MOSFET в каскодной структуре.

чей. Основная цель состоит в снижении напряжения между стоком и истоком во время включения, прежде чем ток начнет свободно протекать по открытому каналу транзистора. В идеале ток стока I_{DS} и напряжение сток-исток (V_{DS}) ключа должны пересекаться в районе нулевых значений, что устраивает динамические потери. Выходная емкость (сумма емкостей сток-исток и затвор-сток) обычно полностью заряжается до напряжения DC-шины во время

отключения транзистора в предыдущем цикле. Запасенная энергия возвращается в нагрузку во избежание потерь при следующем цикле включения ZVS.

Включение в режиме ZVS схемы с обычными кремниевыми приборами создает период «мертвого времени», который может длиться до 300 нс из-за большой выходной емкости Si ключей. При частоте коммутации 500 кГц (период 2 мкс) «мертвое время» в 300 нс при

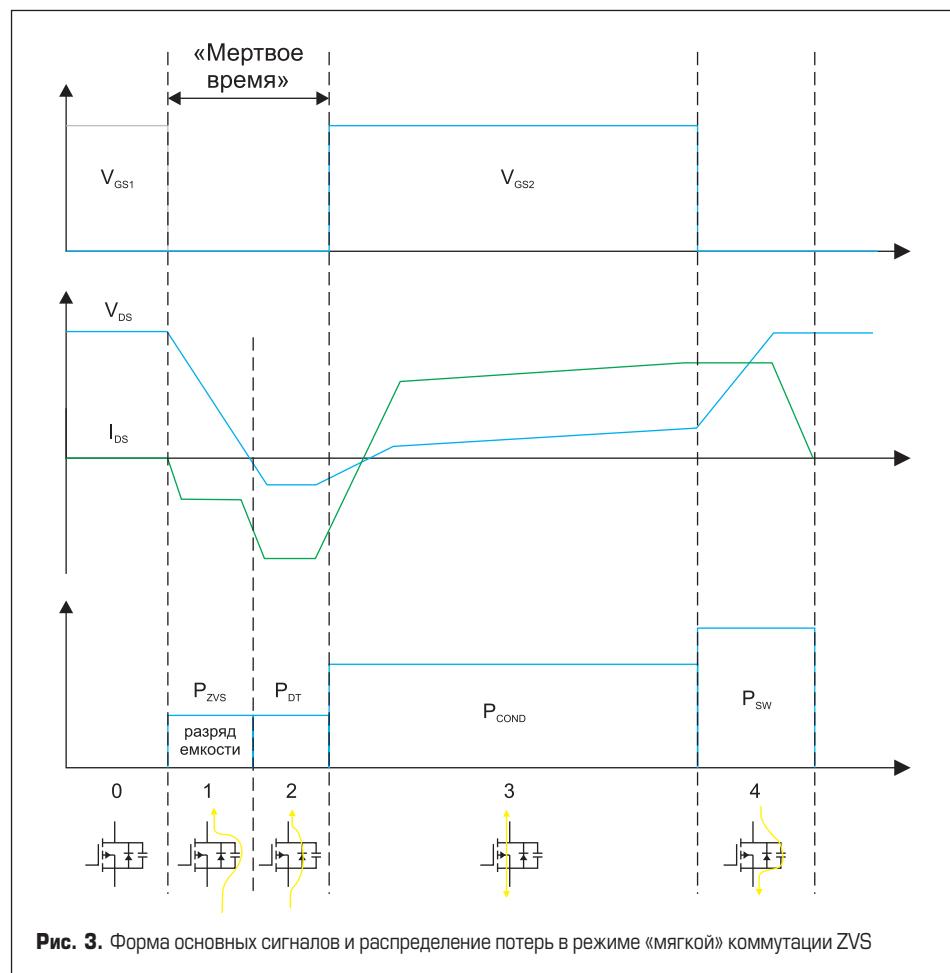
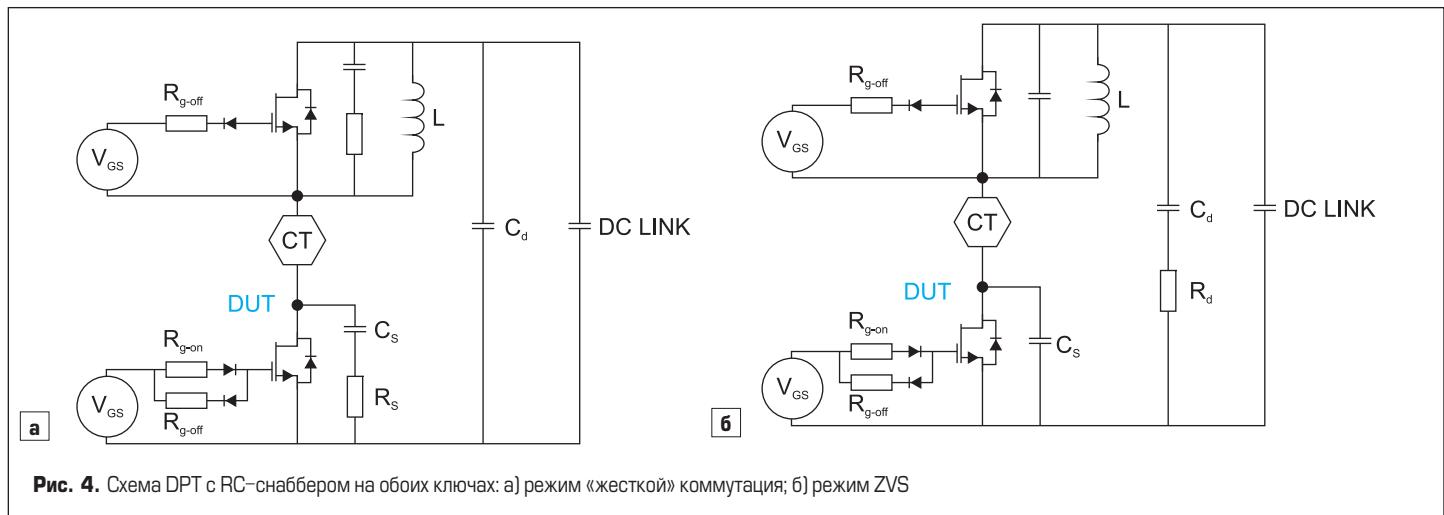


Рис. 3. Форма основных сигналов и распределение потерь в режиме «мягкой» коммутации ZVS



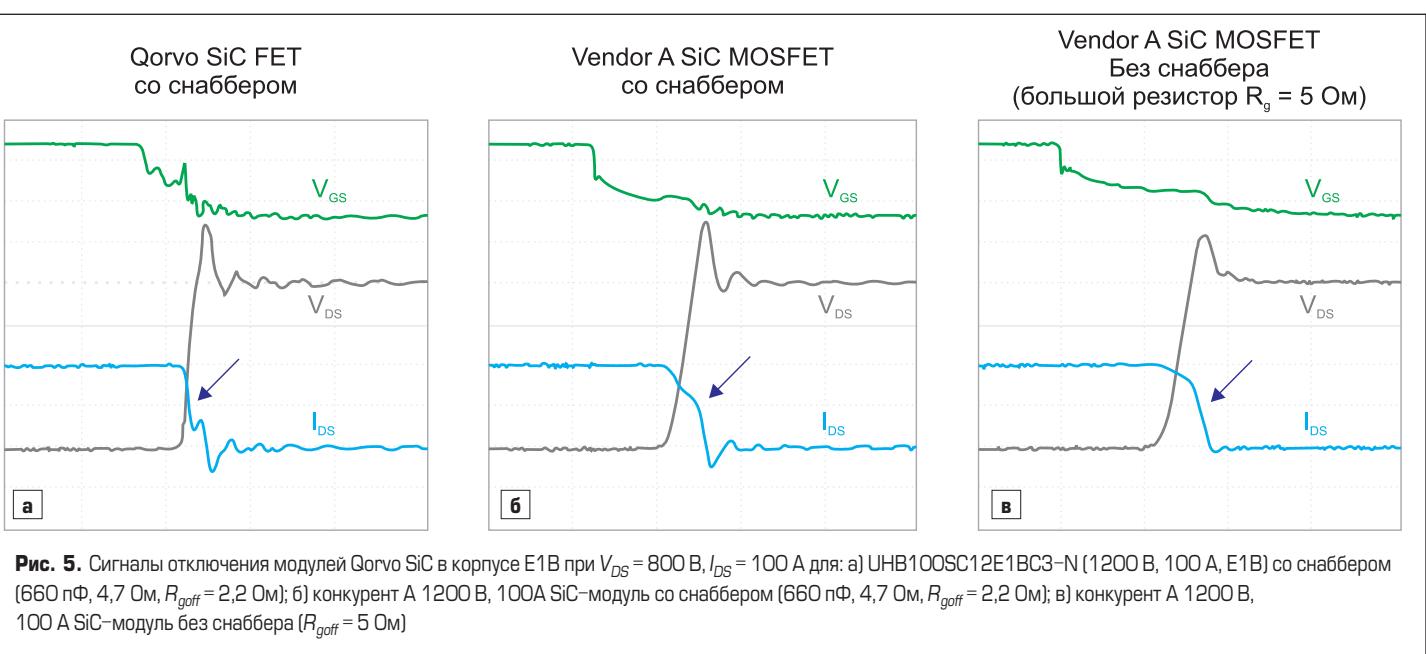
включении и выключении составляет 30% рабочего цикла. Структура SiC JFET обладает важным преимуществом перед Si MOSFET, поскольку ее выходная емкость в 10 раз меньше. Для ее разряда требуется гораздо меньше времени, особенно при низком напряжении сток-исток V_{DS} , когда выходная емкость Si MOSFET заметно возрастает. Кремниевые приборы с суперпереходом имеют сильную нелинейность кривой CV при малом значении V_{DS} , что приводит к длительному переходному процессу при напряжении, близком к VDC и 0 в полумостовых каскадах. Это сокращает «мертвое время» в режиме ZVS, что позволяет повысить рабочую частоту или увеличить мощность нагрузки.

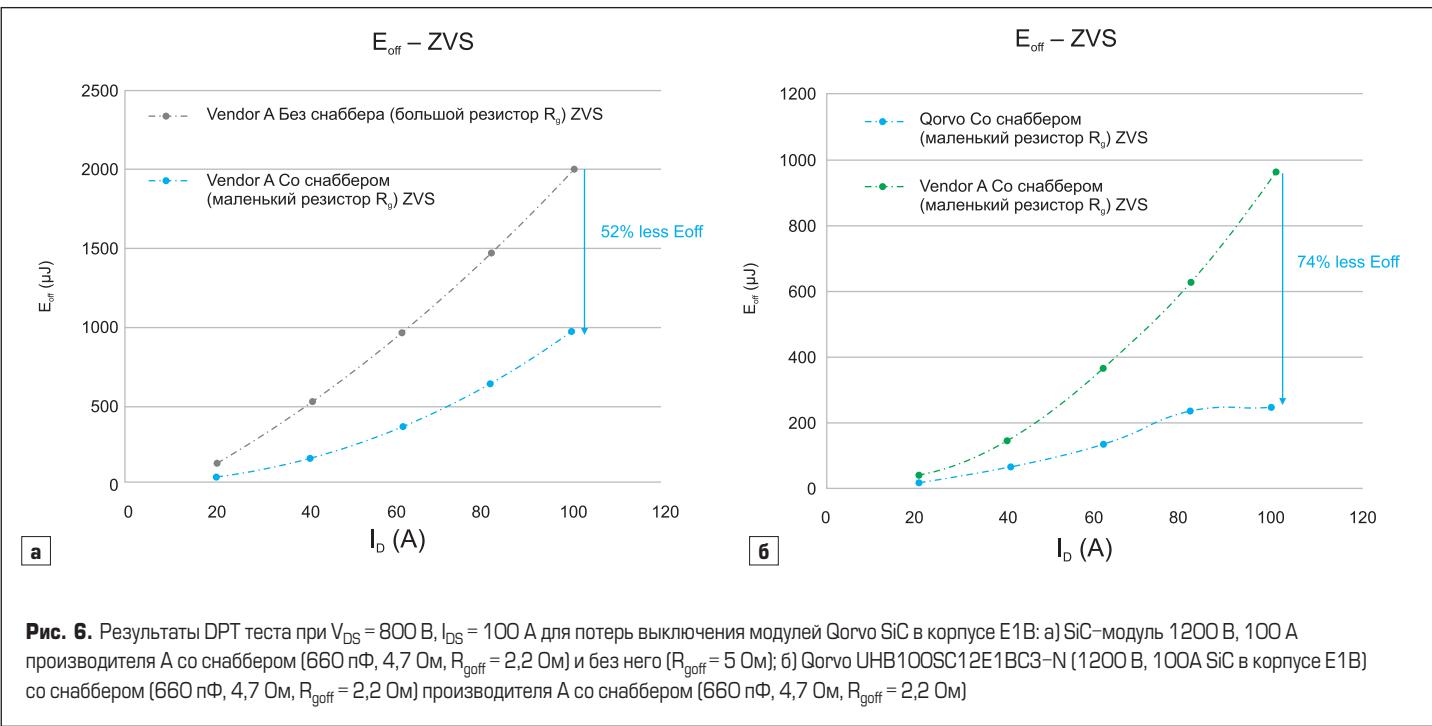
Из-за длительного переходного процесса и относительно высоких потерь выключения, рабочая частота ZVS инвертора с кремниевыми приборами не превышает 150 кГц. Благодаря высокой скорости коммутации ключей Qorvo SiC FET эта граница выходит за пределы 500 кГц. Аналогичная ситуация с потерями включения: эффективность можно повысить, если свести к минимуму перекрытие между фронтами спада тока и повышения напряжения сток-исток при отключении.

Тем не менее с увеличением скорости переключения растут и проблемы, связанные с ЕМI. Разработчик должен минимизировать величину паразитных элементов на PCB, находящихся в контурах коммутации критических токов, чтобы в полной мере использовать возможности SiC. При оптимизации топологии платы следует учитывать ряд ограничений по безопасности (зазоры, пути тока утечки и т. д.). После завершения разработки дальнейшая минимизация коммутационных скачков напряжения и звона осуществляется двумя известными методами. Первый состоит в увеличении сопротивления затвора (R_G) для снижения скорости переключения. Более эффективным способом является использование снабберной схемы, показанной на рис. 4, без увеличения R_G . В этом случае малое значение R_G обеспечивает высокую скорость коммутации SiC-приборов, а демпфирующие RC-цепочки контролируют всплески напряжения V_{DS} и подавление дребезга. Снабберный конденсатор C_S ограничивает перенапряжение V_{DS} , а C_d минимизирует паразитные индуктивности в силовых контурах, благодаря установке непосредственно рядом с коммутируемым полумостовым каскадом. Резисторы R_S и R_d демпфируют дребезг на фронтах сигнала V_{DS} .

Достаточно распространенным заблуждением является утверждение о низкой эффективности снабберных цепей. Для полумостовых каскадов, обычно используемых в схемах ZVS, таких как LLC или PSFB, применение снабберов намного эффективнее, чем увеличение сопротивления затвора R_G , поскольку конденсатор в цепи сток-исток не создает потерь включения. Во время закрывания силового ключа и формирования фронта dv/dt ток смещения оппозитного диода еще больше снижает ток отключения транзистора, который был активно заблокирован. Это уменьшает перекрытие фронтов напряжения и тока, и, соответственно, потери выключения (E_{off}). Ток смещения определяется уравнением $I = CdV/dt$, где C — эквивалентная выходная емкость, которая включает в себя выходную емкость прибора (C_{oss}) и емкость снаббера C_s , подключенного параллельно цепи сток-исток.

При установке дополнительной снабберной емкости в цепи сток-исток и кругом фронте dv/dt (при низком сопротивлении затвора) ток смещения повышается. Это позволяет уменьшить уровень тока, перекрывающегося с фронтом V_{DS} запираемого транзистора, что снижает потери выключения. При этом звон и пики пере-





напряжения на фронтах V_{DS} подавляются без ущерба для скорости коммутации, который неизбежен при увеличении R_g . На рис. 5 показаны сигналы отключения, полученные в ходе стандартного двухимпульсного теста (DPT — Double-Pulse Test), со снаббером и без него, для наглядной демонстрации того, что использование демпферной цепи при малом сопротивлении затвора значительно снижает площадь перекрытия фронтов напряжения и тока, что, в свою очередь, уменьшает потери выключения.

Эффект от снабберной цепи подчеркивает важность использования режимов плавного переключения (soft switching) в схемах с SiC-приборами для достижения максимальной эффективности. Снаббера менее эффективны в режиме «жесткой» коммутации (hard switching), где энергия, накопленная в C_s в фазе выключения, часто расходуется впустую и создает дополнительный нагрев в канале транзистора во время следующего цикла включения.

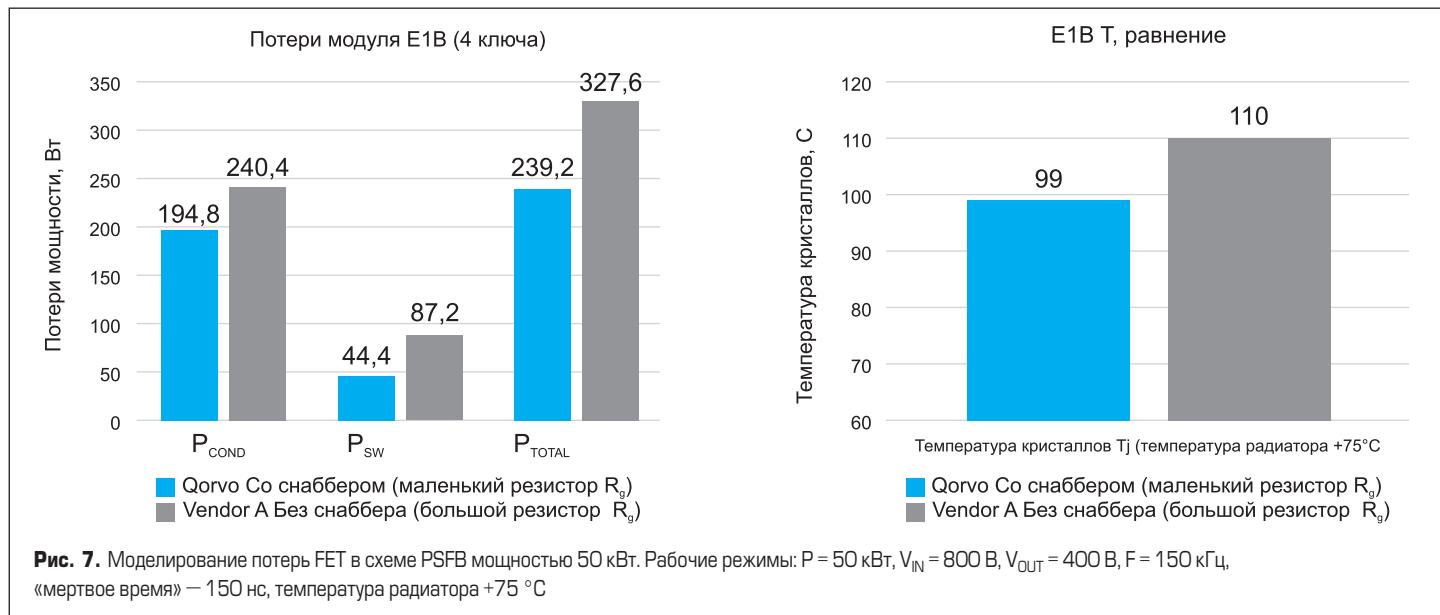
Однако даже при таком влиянии снаббера на потери включения, общие динамические потери (сумма E_{on} и E_{off}) все равно оказывается намного ниже, чем при использовании повышенного сопротивления затвора при полной нагрузке.

Если обратиться к осциллограммам двухимпульсного теста при напряжении шины 800 В и токе нагрузки 100 А (рис. 5), то анализ, приведенный на рис. 6, показывает, что добавление снаббера приводит к 50%-му снижению потерь SiC MOSFET производителя А. Использование силовых ключей JFET Qorvo в сочетании со снаббераом обеспечивает дополнительное снижение потерь выключения на 74%. Это позволяет увеличить скорость переключения в три раза и уменьшить размер внешних пассивных компонентов. Моделирование схемы PSFB (полный мост с фазовым сдвигом) мощностью 50 кВт демонстрирует падение потерь выключения на 74%, что способствует снижению температуры

кристаллов на 10% (рис. 7). В конечном счете улучшение тепловых характеристик позволяет уменьшить размер радиаторов и снизить требования к системе охлаждения; в совокупности эти два фактора приводят к улучшению массогабаритных показателей всего преобразователя.

Несмотря на то что SiC-приборы обладают очевидными преимуществами перед кремниевыми ключами в системах силовой электроники, для достижения наилучшей производительности необходимо очень внимательно относиться к выбору силовых ключей и топологии схемы. Быстрая коммутация в сочетании со снабберными цепями и низким сопротивлением канала сток-исток, присущим каскадным приборам Qorvo SiC JFET, дает заметную прибавку эффективности и плотности мощности в схемах, работающих в режиме плавного переключения ZVS.

По материалам сайта www.qorvo.com



Источник питания

от ПАО «НПО «Алмаз» для СВЧ-электроники

В статье дается сравнительный анализ существующих источников электропитания (ИП) радиопередающей и радиоприемной аппаратуры. Предлагается и рассматривается ИП на базе импульсных преобразователей со значительно увеличенной частотой преобразования. Приводятся результаты испытаний системы, состоящей из ИП и твердотельного усилителя сигнала СВЧ, а также ИП и приемного устройства СВЧ-сигнала.

Владимир Осипенко

Введение

Постановка задачи

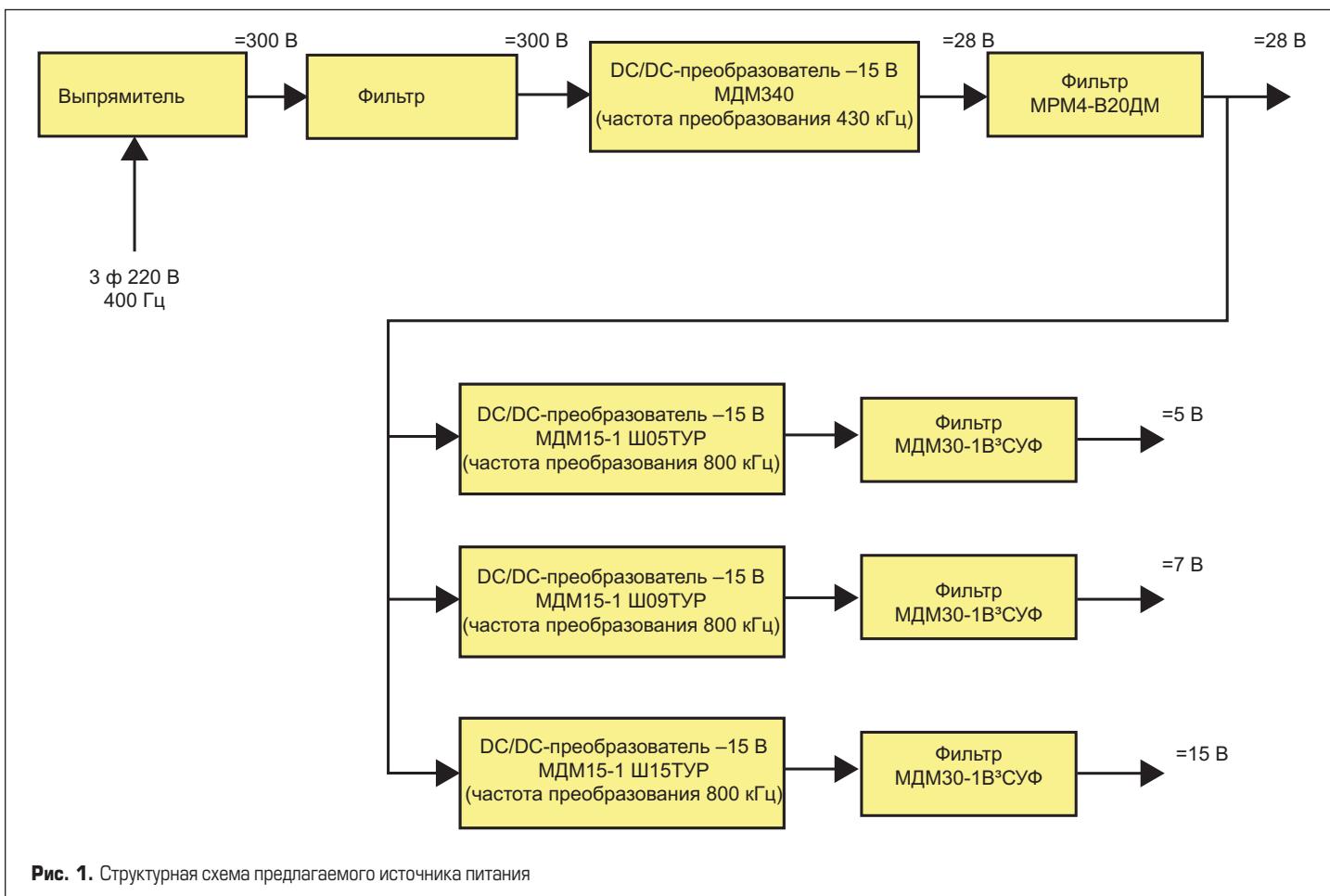
Владимир Строков

Антон Шершнев

НТЦ «Альтаир»
ПАО «НПО» Алмаз»

При проектировании радиоприемных и радиопередающих устройств, работающих в СВЧ-диапазоне, особое значение уделяется источникам электропитания. Традиционным и общепринятым решением в этом случае является применение линейных источников с малым уровнем шума [1]. В данном случае авторы столкнулись с невозможностью применения линейных стабилизаторов из-за жестких требований к массогабаритным параметрам и к тепловыделению.

В целях обеспечения требований к шумовым характеристикам (амплитудным и фазовым) выходного СВЧ- и ВЧ-сигнала радиопередающих и радиоприемных устройств с шириной полосы полезного сигнала не менее ± 200 кГц от центральной частоты, необходимо было разработать такой источник электропитания, который позволил бы полноценно заменить линейный стабилизатор напряжения.



Этот источник должен обеспечивать выполнение следующих требований:

- минимальные габаритные размеры;
- минимальная масса;
- высокое значение КПД;
- применение воздушного охлаждения;
- несколько значений питающих напряжений;
- низкий уровень пульсаций и шумов.

Решение поставленной задачи

До недавнего времени частота преобразования импульсных источников электропитания находилась в диапазоне 50–100 кГц. Соответственно, для фильтрации указанных частот необходимы фильтры во входных и выходных цепях. Сложность применяемых фильтров напрямую зависит от полосы излучаемого радиопередатчиком или принимаемого радиоприемником сигнала, поскольку частоты преобразования импульсного источника электропитания после переноса их в СВЧ- или ВЧ-диапазон могут оказаться в полосе частот полезного сигнала. Идея заключается в том, чтобы уйти далеко вправо от диапазона частот полезного сигнала приемо-передающей системы за счет значительного увеличения частоты преобразования импульсного преобразователя.

В последнее время ООО «АЕДОН» выпускает преобразователи с повышенной частотой преобразования. Для обеспечения заданных требований был разработан источник питания на базе DC/DC-преобразователей ООО «АЕДОН» с одним мощным преобразователем 340 Вт с номинальной частотой преобразования 430 кГц и несколькими маломощными 15-Вт преобразователями с частотой преобразования 800 кГц и разными значениями выходного напряжения. Заметим, что двойное преобразование обычно не приветствуется, однако в рассматриваемом случае схема обладает большей гибкостью, поскольку позволяет осуществить питание мощной части потребителей от мощного преобразователя по сети = 28 В, а также обеспечить питание маломощных потребителей разными значениями напряжения от ряда маломощных преобразователей с повышенной частотой преобразования.

На рис. 1 приведена структурная схема предлагаемого источника питания.

Были проведены испытания созданного источника электропитания при его работе на реальную нагрузку, а именно, твердотельный усилитель мощности СВЧ-сигнала на GaN-транзисторах.

В процессе испытаний осуществлялся контроль шумовых характеристики (амплитудных и фазовых) выходного сигнала усилителя, а также контроль спектральных составляющих, обусловленных работой DC/DC-преобразователей.

Аналогичная схема электропитания использовалась во время испытаний радиоприемного устройства с тем отличием, что перед каждым низковольтным DC/DC-преобразователем был дополнительно установлен фильтр.

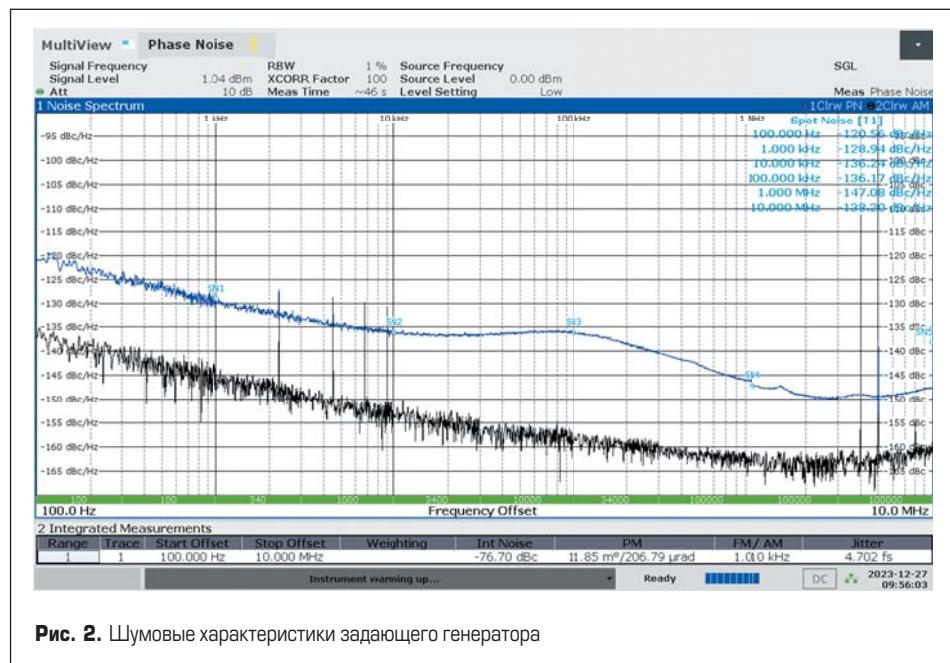


Рис. 2. Шумовые характеристики задающего генератора



Рис. 3. Графики фазового и амплитудного шумов СВЧ-сигнала на выходе усилителя

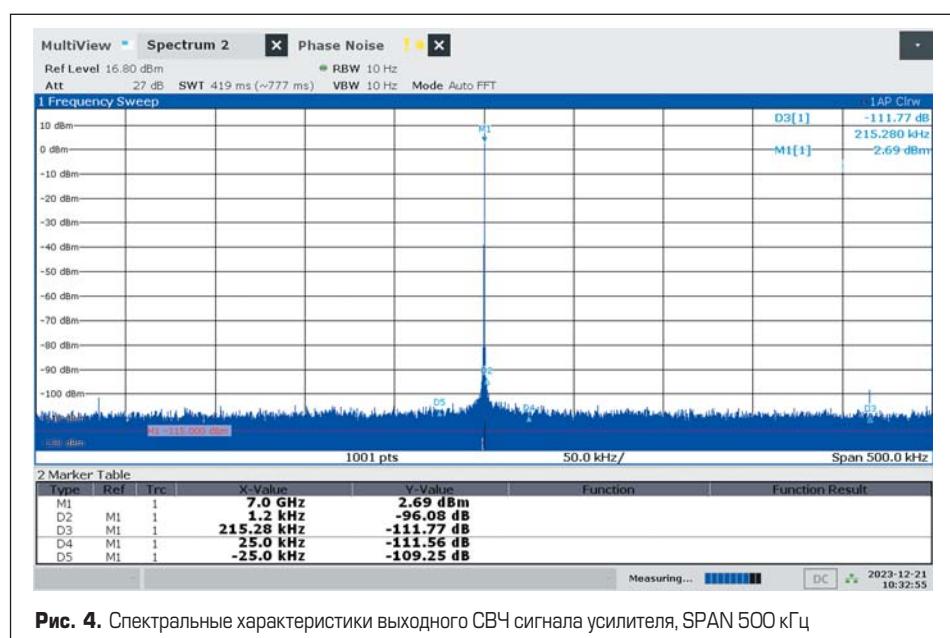


Рис. 4. Спектральные характеристики выходного СВЧ сигнала усилителя, SPAN 500 кГц

Результаты испытаний

На рис. 2 приведены графики с шумовыми характеристиками задающего генератора СВЧ-сигнала, используемого при проведении эксперимента с твердотельным усилителем.

Измеренные шумовые характеристики выходного сигнала усилителя показаны на рис. 3.

Из графиков на рис. 2–3 видно, что на частотах ниже половины частоты преобразования DC/DC-преобразователя (215 кГц) составляющие амплитудных шумов находятся ниже -140 дБн/Гц.

На частотах выше половины частоты преобразования наблюдаются отклики, обусловленные работой DC/DC-преобразователя, отмеченные маркером D3 на рис. 4. Однако заметим, что эти отклики не превышают амплитудных и фазовых шумов на уровне -110 дБн/Гц.

Для сравнения качества выходного СВЧ-сигнала усилителя дополнительно был проведен эксперимент по замене импульсного источника электропитания лабораторным иностранным производства (рис. 5–6).

Как видно из рис. 5–6, спектральные характеристики линейного лабораторного источника электропитания при отстройках до 120 кГц от несущей хуже, чем у импульсного источника электропитания. Заметим, что при использовании импульсного источника электропитания в спектре присутствуют составляющие, обусловленные работой ИП, однако разность значений уровня несущей и спектральной составляющих при этом приблизительно составляет 100 дБ.

На рис. 7 показаны спектральные характеристики выходных сигналов приемного устройства (четыре сигнала разного цвета) при отсутствии на входе сигнала, с нормальным распределением, при осуществлении электропитания от лабораторных линейных источников электропитания MATRIX MPS-3010.

На рис. 8 представлены спектральные характеристики выходных сигналов приемного устройства при осуществлении электропитания от импульсных преобразователей с повышенной частотой преобразования ООО «АЕДОН». На оси ординат указаны относительные значения амплитуды шума.

При сравнении рис. 7 и 8 видно, что спектральные характеристики выходных сигналов приемного устройства как при питании от лабораторных линейных источников питания, так и при питании от импульсных преобразователей ООО «АЕДОН» имеют одинаковый характер по уровню выбросов в спектрах шумов.

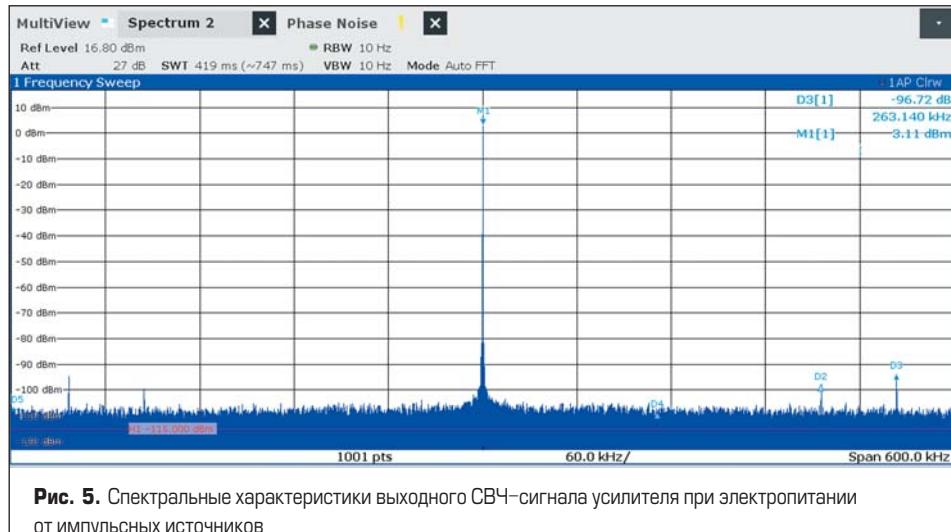


Рис. 5. Спектральные характеристики выходного СВЧ-сигнала усилителя при электропитании от импульсных источников

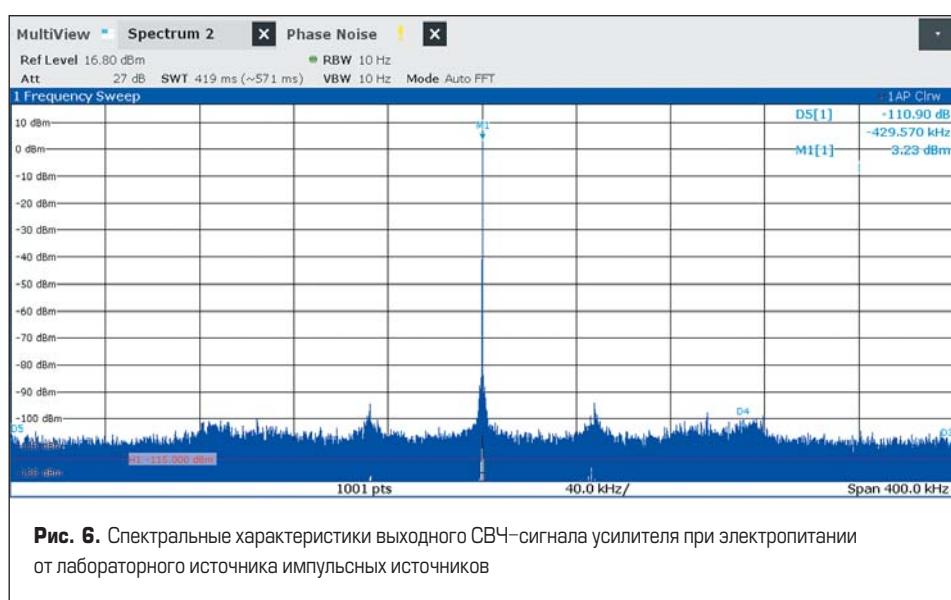


Рис. 6. Спектральные характеристики выходного СВЧ-сигнала усилителя при электропитании от лабораторного источника импульсных источников

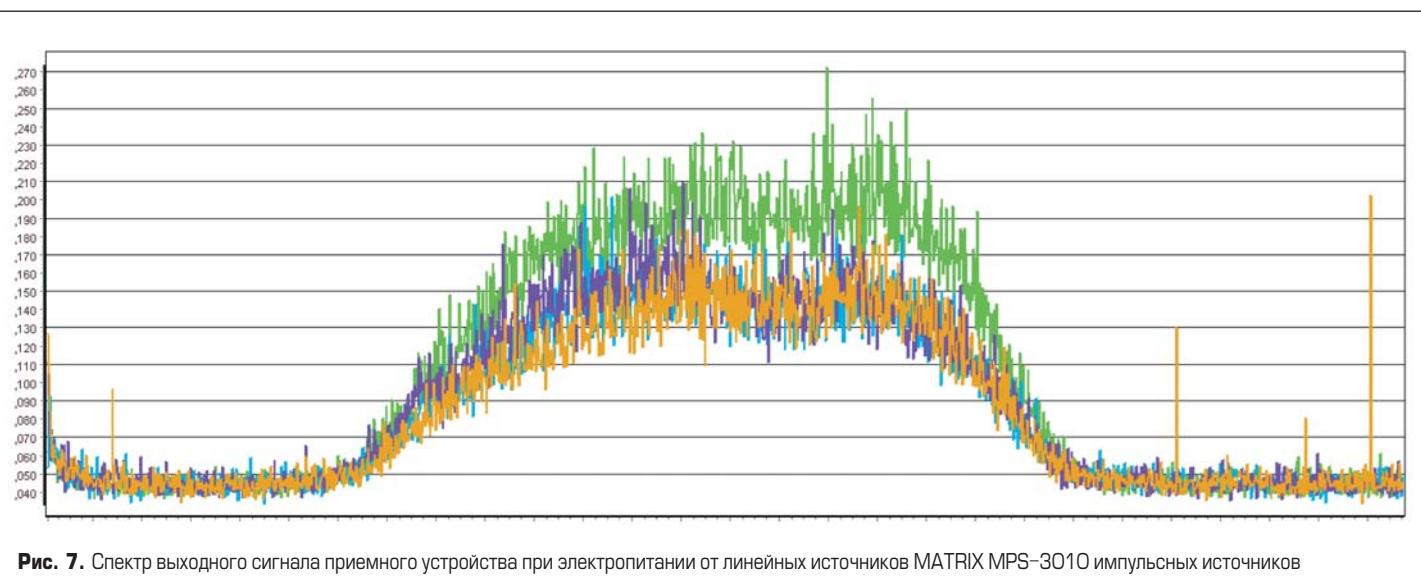


Рис. 7. Спектр выходного сигнала приемного устройства при электропитании от линейных источников MATRIX MPS-3010 импульсных источников

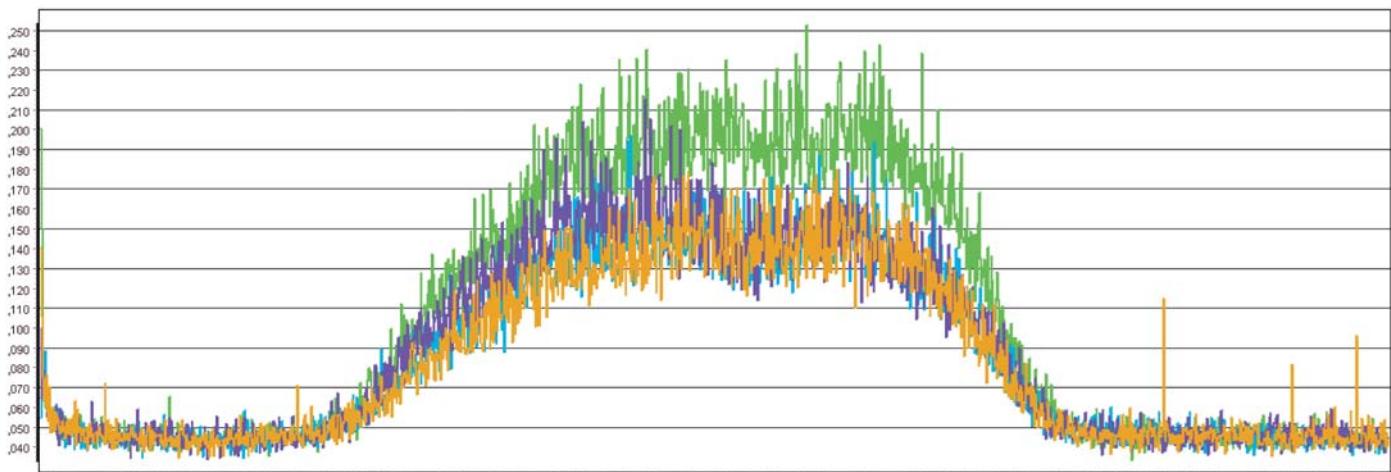


Рис. 8. Спектр выходного сигнала приемного устройства при электропитании от источников ООО «АЕДОН»

Выводы

По результатам проведенных испытаний можно сделать вывод, что при определенной полосе полезного сигнала ИП, построенный на импульсных источниках с повышенной частотой преобразования, может заменить линейный стабилизатор напряжения в приемных и в передающих устройствах.

При расширении полосы приемо-передающего устройства следует обратить внимание на наличие в спектре выходного сигнала откликов на половине частоты преобразования DC/DC-преобразователя.

на наличие в спектре выходного сигнала откликов на половине частоты преобразования DC/DC-преобразователя.

Литература

1. Доморацкий О. А., Жерненко А. С., Кратиров А. Д. и др. Электропитание устройств связи. М. Радио и связь. 1981.
2. Бас А. А., Миловзоров В. П., Мусолин А. К. Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом. Москва. Радио и связь. 1987.
3. Осиенко В. Н., Строков В. А. Двухкаскадный импульсно-линейный источник питания устройства формирования зондирующего сигнала РЛС. Приборы и системы. №9/2013. ООО «Научтехлитиздат».
4. Гончаров А. Особенности построения матричных систем распределенного электропитания для АФАР. // Компоненты и технологии. 2016. №12.

Новые линейки DC/DC преобразователей напряжения

для построения распределенных систем питания любой сложности и интеграции



МДМ-С

Последнее поколение изолированных ультркомпактных защищенных преобразователей в форм-факторе BRICK мощностью от 25 до 400 Вт.

Особенности:

- Высокий КПД до 92%
- Большое разнообразие выходных напряжений от 3,3 до 48 В с низким уровнем шумов.
- Стабильная работа на «холостом ходу»
- Прочность изоляции 2250 В
- Рабочая температура: -55 +105 °C
- Встроенная функция параллельной работы

МНМ

Неизолированные понижающие POL преобразователи для питания цифровых нагрузок с током до 30 А. Низкопрофильная конструкция с высотой 5,5 мм выполнена в металлическом корпусе с заливкой компаундом. Не требует внешних компонентов для работы.

Идеально подходит для замены импортных аналогов

Особенности:

- LGA корпус под автоматизированный SMD монтаж
- Два входных диапазона: 12 и 27 В
- Регулируемое выходное напряжение от 0,8 до 5 В
- Встроенные сервисные функции: плавный старт, синхронизация частоты преобразования, трекинг, диагностика
- Рабочая температура -60 +125 °C



ООО «АЕДОН»

394026, Россия, Воронеж, Дружинников, 5б, оф.35

т. +7 (473) 211-88-90

e-mail: rk@aedon.ru

АЕДОН

Силовые модули ООО «ПАРАМЕРУС»

для применения в фотонике

В статье представлен обзор силовых модулей ООО «ПАРАМЕРУС» для применения в фотонике: драйверы для электрооптических затворов, высоковольтные импульсные генераторы и источники питания. Проанализирован практический опыт использования данных устройств в реальных условиях.

Виктор Зыков

Андрей Руцкой, к. т. н.

Михаил Моисеев

info@paramerus.com

В статье подробно рассмотрены три устройства, внешний вид которых показан на рис. 1:

- высоковольтный импульсный генератор HVG-8-20-7000P-ONQ;
- высоковольтный импульсный генератор HVG-8-8-2000-MAN;
- высоковольтный твердотельный коммутатор HVS-HBP-4.2-110 в паре с высоковольтным источником питания HVMP-24-5000P-A-A-A-A.

Высоковольтные импульсные генераторы представляют собой интегрированное решение на базе высоковольтного источника питания и высоковольтного твердотельного коммутатора. Для получения высоковольтных импульсов на выходе достаточно подать питание 12В и логический сигнал (TTL). Возможно исполнение импульсного генератора с несколькими выходными каналами, при этом напряжение на дополнительных выходах может быть

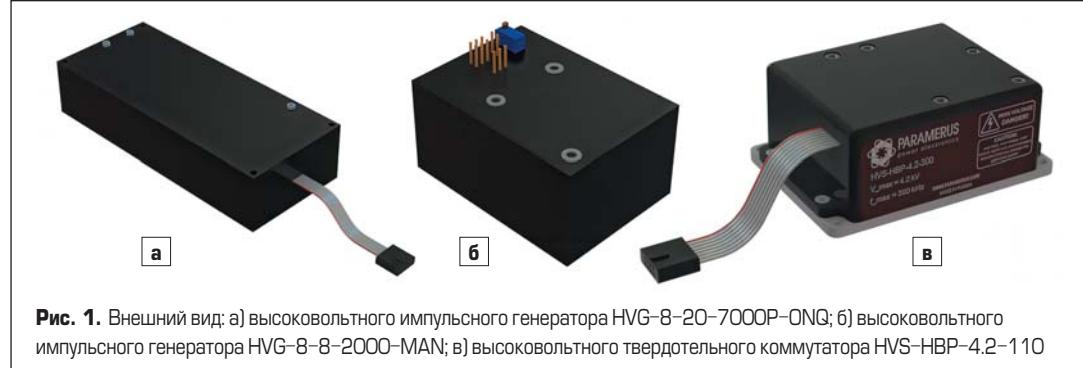


Рис. 1. Внешний вид: а) высоковольтного импульсного генератора HVG-8-20-7000P-ONQ; б) высоковольтного импульсного генератора HVG-8-8-2000-MAN; в) высоковольтного твердотельного коммутатора HVS-HBP-4.2-110

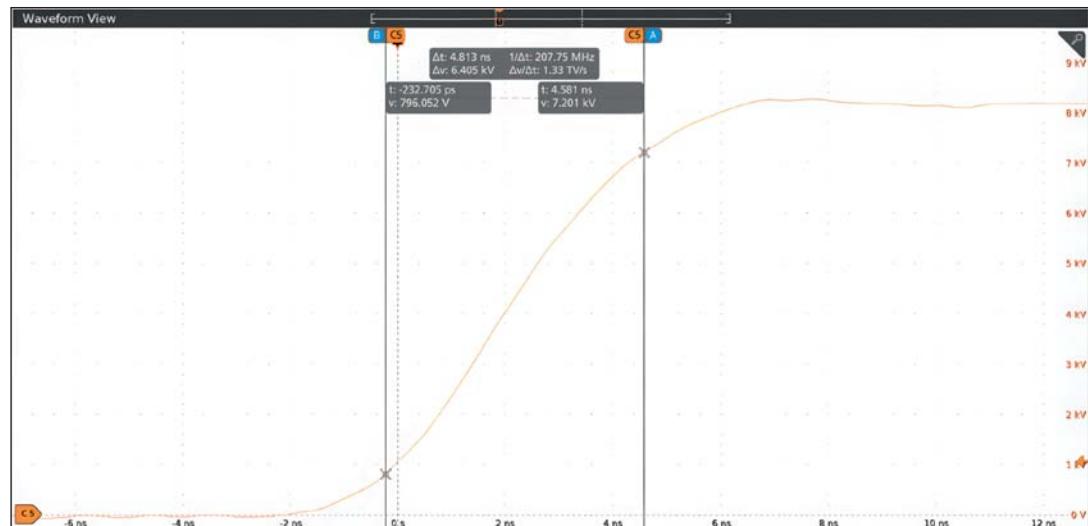


Рис. 2. Осциллографмма переднего фронта высоковольтного импульса высоковольтного импульсного генератора HVG-8-20-7000P-ONQ

синхронизировано и/или смешено на постоянную величину относительно импульса на основном выводе или сгенерировано автономно по сигналу от внешнего сигнального генератора или внутреннего таймера.

Высоковольтный импульсный генератор HVG-8-20-7000P-ONQ предназначен для управления ячейкой Покельса высокой емкости до 50 пФ и с рабочим напряжением до 7,8 кВ. Он обеспечивает на нагрузке высоковольтный импульс с экстремально малым временем нарастания и плавным спадом. Осциллограммы представлены на рис. 2, 3. Время нарастания (20–80%) напряжения при нагрузке 3 пФ составляет 4,8 нс, частота непрерывной работы 650 Гц.

Высоковольтные импульсные генераторы HVG-8-20-7000P-ONQ в настоящее время применяются институтом ФГУП «РФЯЦ-ВНИИТФ им. академика Е. И. Забабахина» в исследованиях по развитию технологий создания компактных энергоэффективных импульсно-периодических Nd: YAG-лазеров с диодной накачкой и активной модуляцией добротности. В составе оптических схем резонаторов устройств используются электрооптические затворы на основе поперечного эффекта Покельса, характеризуемые емкостью до 50 пФ и полуволновым напряжением до 7 кВ. Для достижения высокой средней мощности выходного излучения и стабильности генерационных характеристик таких лазерных источников высоковольтный импульсный генератор при управлении электрооптическим затвором должен иметь возможность обеспечивать долговременную работоспособность с амплитудой управляющего импульса на выходе генератора до 7 кВ при частоте повторения до 200 Гц, нарастанием переднего фронта не более 30 нс, длительности стабилизации уровня полуволнового напряжения до 1 мкс с выбросом напряжения при нарастании не более 2% и джиттером до 1 нс. Опыт эксплуатации высоковольтных импульсных генераторов HVG-8-20-7000P-ONQ в лабораторных условиях показал их полное соответствие указанным в документации характеристикам и паспортным данным на изделие.

На рис. 4 приведена экспериментально исследованная зависимость амплитуды высокого напряжения, генерируемого драйвером, на электрооптическом затворе (± 50 пФ) от амплитуды управляющего напряжения при частоте повторения импульсов ~ 200 Гц и длительности нарастания переднего фронта высоковольтного импульса ~ 30 нс.

Специалисты ФГУП «РФЯЦ-ВНИИТФ им. академика Е. И. Забабахина» отмечают, что высоковольтные драйверы электрооптических затворов, выпускаемые сегодня ООО «ПАРАМЕРУС», обладают уникальными для отечественного рынка импульсной силовой электроники техническими характеристиками (малые масса и габариты, завершенное конструктивное исполнение, широкие функциональные и эксплуатационные возможности и др.) и фактически не имеют альтернативных продуктов в России.

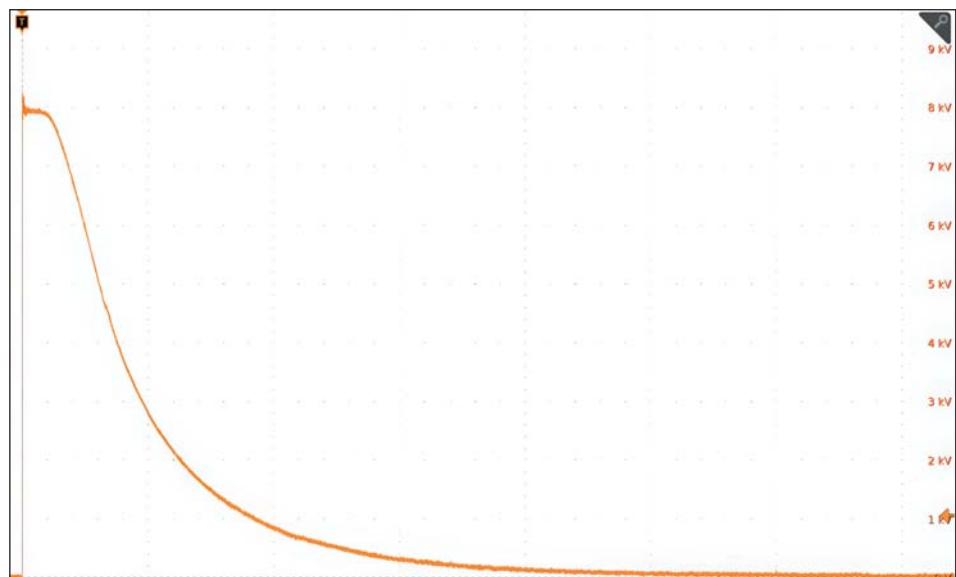


Рис. 3. Осциллограмма высоковольтного импульса высоковольтного импульсного генератора HVG-8-20-7000P-ONQ



Рис. 4. Экспериментальная зависимость $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$

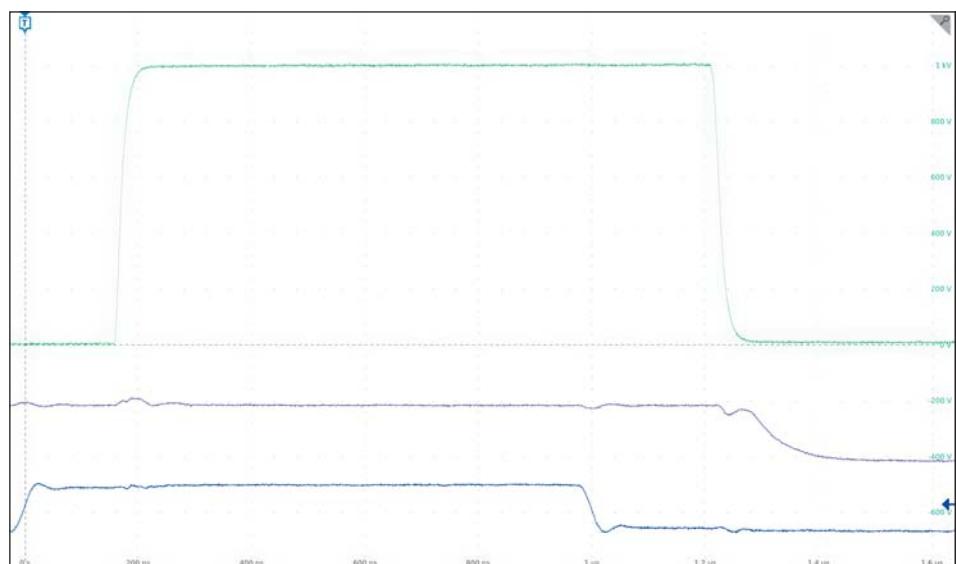


Рис. 5. Осциллограмма высоковольтного импульса высоковольтного импульсного генератора HVG-8-8-2000-MAN

Высоковольтный импульсный генератор HVG-8-8-2000-MAN представляет собой компактное устройство мощностью 8Вт с выходным напряжением 2000 В. Он создает прямоугольный высоковольтный импульс с резким нарастанием и резким спадом, максимальная частота коммутации 10кГц при емкостной нагрузке 20 пФ. Отличительная особенность от изделий большинства конкурентов — возможность формирования импульсов неограниченной длительности. Генератор данной модификации способен регулировать амплитуду высоковольтных импульсов не только аналоговым уровнем, но и с помощью подстроичного винта на корпусе устройства. Генераторы данного типа используются в исследованиях Национальной академии наук Беларусь.

Осциллограмма работы генератора HVG-8-8-2000-MAN изображена на рис. 5.

Высоковольтный твердотельный коммутатор HVS-HBP-4.2-110 предназначен для работы с ячейками Поккельса емкостью до 6

пФ, максимальное рабочее напряжение может достигать 4,2кВ, максимальная частота непрерывной работы до 150 кГц.

В паре с высоковольтными коммутаторами в сфере фотоники используются источники питания серий HVMP и HVHP производства ООО «ПАРАМЕРУС», способные работать на импульсную нагрузку, имеющие низкий уровень пульсаций и высокую стабильность выходных параметров.

Первый образец коммутатора HVS-HBP-4.21-10 в связке с высоковольтным источником питания HVMP-24-5000P-A-A-A был испытан ООО «ФемтоВижн» для работы с DKDP-ячейкой Поккельса в высоковольтной лазерной СРА системе, результаты исследования были опубликованы [1]. По результатам испытаний специалисты ООО «ФемтоВижн» подтвердили соответствие требованиям параметров предоставленных устройств.

В настоящее время ведутся работы по созданию коммутатора HVS-HBP-4.2-300 с мак-

симальной частотой непрерывной работы 300кГц и максимальным напряжением коммутации 4,2кВ, предназначено для формирования узких импульсов высокого напряжения на выходе. Создание новой версии коммутатора HVS-HBP-4.2-300 направлено на замещение на российском рынке популярной модели драйвера для ячейки Поккельса DP-SP-250-3.6.

Литература

1. Емельянов К. А., Акмаров К. А., Мухамедянов А. Р., Бабаев С. А., Никитин С. П. Изучение влияния пьезоэлектрического эффекта в кристалле DKDP на работу электрооптического модулятора в высокочастотной лазерной СРА-системе // Нелинейная фотоника. Материалы VIII Международной школы молодых ученых. Новосибирск, 2024.

Расширение линейки измерителей электрической мощности АКИП

Компания «ПриСТ» представляет три новые серии цифровых лабораторных измерителей электрической мощности: АКИП-2503, АКИП-2504, АКИП-2505. Это универсальные решения для проведения измерений и анализа электрических параметров электроустановок, промышленного и бытового электрооборудования. Технические характеристики и функциональность новинок соответствуют запросам и потребностям российского измерительного рынка.

Все ваттметры спроектированы на основе высокоскоростного 32-битного цифрового сигнального процессора DSP с применением управления синхронизацией умножения частоты, с фазовой автоподстройкой частоты и настройкой синхронизации мощности измеряемого сигнала, что позволяет повысить скорость измерения и скорость обновления данных. Отличия между сериями в количестве каналов, точности измерений и функциональности приборов.

Промышленная серия АКИП-2503

АКИП-2503 — самая простая серия однофазных одноканальных измерителей мощности, которая состоит из четырех моделей, различающихся максимальным измеряемым током и функциональностью. Следует отметить, что появилась модель, способная измерять ток до 40 А. Охват частотного диапазона неширокий, 45–420 Гц. Анализ гармоник до 50, кроме модели АКИП-2503/4.

Многоканальная промышленная серия АКИП-2504

В серии представлено две модели, различающиеся максимальным измеряемым током и, соответственно, разрешением. Как и в серии АКИП-2503, диапазон частот 45–420 Гц, но измерители мощности АКИП-2504 имеют четы-

ре канала, что позволяет работать в том числе в трехфазных сетях и формировать разные схемы подключения (до пяти схем). Ваттметры АКИП-2504 имеют сенсорный 7" дисплей, на котором кроме 27 измеряемых прибором параметров можно вывести осциллографы сигналов тока и напряжения. При работе в трехфазной сети есть возможность отобразить векторную диаграмму, которая наглядно показывает соотношения фазовых углов и амплитуд. АКИП-2504 имеет широкие возможности по дистанционному управлению благодаря интерфейсам USB, HANDLER, RS232, LAN, WIFI, а также поддержке набора команд SCPI и MODBUS. Функция компаратора оснащена звуковой и световой сигнализацией превышения заданного предела.

Передовая серия АКИП-2505

Серия измерителей электрической мощности АКИП-2505 является наиболее продвинутой среди представленных устройств. Во-первых, частотный диапазон в ней расширен до 100 кГц, а во-вторых, базовая погрешность составляет 0,1%. В серии шесть моделей, которые можно условно разделить на две группы. Первые три модели имеют максимальный измеряемый ток 20 А, вторая группа — 2 А. Между собой модели в группе различаются числом каналов. В остальном серия АКИП-2505 похожа на АКИП-2504.

Серии измерителей электрической мощности АКИП-2503, АКИП-2504, АКИП-2505 — это точные и многофункциональные приборы, предназначенные для измерения электрической мощности и анализа параметров электрической сети. Каждая серия имеет свои особенности, но все они объединены высокой надежностью, точностью и широким диапазоном измеряемых параметров, таких как напряжение, ток, активная и реактивная мощность, коэффициент мощности, частота и гармоники.



Многофункциональные одноканальные измерители АКИП-2303 выполняют анализ гармоник до 50, имеют поддержку различных интерфейсов. Подходят для мониторинга качества электроэнергии и научных исследований. Усовершенствованные четырехканальные измерители мощности АКИП-2304 отличаются расширенными функциями анализа, устойчивостью к помехам. Применяются в испытаниях и сертификации электрооборудования. Приборы оптимальны для контроля мощности и энергопотребления.

Профессиональные приборы серии АКИП-2305 характеризуются высокой точностью, поддержкой анализа гармоник, а также возможностью интеграции в системы автоматизации. Предназначены для научных исследований и мониторинга качества электроэнергии, обеспечивают интегральные измерения параметров электроэнергии до 10000 ч с разрешением 1 с.

<https://prist.ru/>

Модульный импульсный генератор dv/dt

для оценки долговременной надежности изоляции.
Часть 2

Разработка новых силовых полупроводниковых технологий, в частности широкозонных приборов (WBG), значительно продвинулась вперед. Широкозонные ключи отличаются высокой блокирующей способностью, низкими потерями переключения и большой скоростью коммутации, что позволяет создавать более компактные преобразовательные системы за счет уменьшения размеров пассивных компонентов и оптимизации использования пространства.

**Профессор
Бенджамиン Сахан
(Benjamin Sahan)**

**Профессор
Кристиан Штаубах
(Christian Staubach)**

**Кевин Качмарек
(Kevin Kaczmarek)**

**Штефан Реддиг
(Stefan Reddig)¹**

**Конрад Домс
(Konrad Domes)**

**Филипп Беркемайер
(Philipp Berkemeier)**

**Феликс Шенлебе
(Felix Schönlebe)²**

**Перевод:
Евгений Карташев**

Повреждение изоляции из-за работы силовой электроники

Несмотря на упомянутые преимущества WBG-приборов, многие разработчики и системные инженеры не в полной мере осознают потенциальные проблемы внедрения высокоскоростных полупроводников. Их применение сопряжено с новыми рисками и вызовами для электронных систем, эти потенциальные угрозы необходимо учитывать.

В первой части статьи [1] были представлены испытания эмалированных медных проводов на долговечность, необходимые, например, для проверки изоляции обмоток двигателя. С этим связаны возможные вопросы:

- Задумывались ли вы когда-нибудь, какие нагрузки испытывают ваши изоляционные материалы при перепадах напряжения до 200 кВ/мкс?
- Знаете ли вы, какой ток смещения будет протекать по изолированному проводу при воздействии им-

пульсов напряжения с крутыми фронтами, и как это повлияет на срок службы обмотки?

- Знают ли производители полупроводниковых приборов о процессах старения элементов конструкций силовых модулей?

Подход к разработке высоковольтного испытательного генератора dv/dt импульсов

Для разработки испытательного стенда необходимо выбрать схему, способную генерировать крутые фронты импульсов напряжения с высокой амплитудой, обеспечивая при этом стабильную и надежную работу оборудования. За последние годы компания SAXOGY разработала инновационную схему масштабируемой высоковольтной системы тестирования изоляции для различных применений, отвечающую современным требованиям. На рис. 1 представлена аппаратная реализация генератора импульсов, а на рис. 2 — прототип испытательного стенда.

Традиционные методы тестирования исчерпали свои возможности из-за растущей скорости коммутации силовых ключей. Чтобы избежать перегрузки и повреждения испытательной установки, была применена многоуровневая схема, разработанная с учетом жестких требований к изоляции. Это позволяет формировать перепады напряжения, в несколько раз превышающие обычные значения, при использовании стандартных компонентов в безопасных режимах.

Из-за высоких требований по dv/dt и необходимости точного регулирования этого параметра стало очевидно, что для реализации схемы требуются SiC-MOSFET-ключи. Однако отсутствие компонентов, отвечающих нужным требованиям по напряжению пробоя, предусматривает последовательноеключение нескольких стандартных приборов. Прямое последовательное соединение транзисторов сопряжено



Рис. 1. HV-генератор SAXOGY с регулируемой крутизной фронтов

¹Ганноверский университет прикладных наук.
²SAXOGY POWER ELECTRONICS GmbH.

с большими сложностями, поэтому была использована многоуровневая каскадная топология на основе Н-мостовых ячеек.

Одновременная коммутация нескольких отдельных Н-мостов может значительно увеличить крутизну фронтов выходного напряжения в зависимости от их количества. Например, если одна ячейка переключается со скоростью 20 кВ/мкс, то при использовании трех последовательных Н-мостов скорость нарастания выходного напряжения увеличивается до 60 кВ/мкс.

Традиционно для реализации многоуровневой топологии требуются многообмоточные трансформаторы для изолированного питания каждой отдельной ячейки. К их недостаткам относятся высокие паразитные емкостные связи, увеличивающие токи смещения. Это может привести к повреждению изоляции и с течением времени — к выходу трансформатора из строя. Для решения проблемы была разработана инновационная топология, использующая только один источник питания и в то же время позволяющая формировать высокие уровни напряжения.

Схема инвертора дополнена еще одним каналом зарядки. Аналогично принципу цепной передачи, энергия передается от блока

питания в первую ячейку, а на следующем рабочем цикле — от первой ячейки ко второй. Процесс продолжается до тех пор, пока верхняя ячейка системы не будет заряжена, после чего все начинается сначала. Чтобы обеспечить бесперебойную работу двух ячеек, одна из них работает как «зарядный элемент», при этом она не может подавать напряжение на выход. Напряжение всех элементов системы можно поддерживать, подбирая частоту заряда в соответствии с требованиями конкретного приложения.

На рис. 3 представлена структурная схема dv/dt генератора SAXOGY, включающая три последовательных каскада с напряжением питания 750 В. Показан режим коммутации для получения положительного выходного напряжения и заряда второй ячейки. Ячейка 1 работает, как зарядный элемент и не формирует никакого напряжения, но она подключена параллельно каскаду 2 через ключ T5. Протекание тока (красная стрелка) между емкостями DC-шины ограничено индуктивностью, не допускающей чрезмерных бросков тока, и диодом в цепи заряда, который также подавляет колебания в резонансном контуре. Вместо дросселя можно использовать токоограничивающий резистор, но это приведет к дополнительным потерям и снижению эффективности.

Выбор уровня испытательного напряжения для проверки изоляции

Благодаря модульной топологии схемы, выходное напряжение можно регулировать в соответствии с требованиями конкретной системы. Чтобы покрыть потребности текущих и перспективных задач по проверке изоляции, генератор способен формировать двуполярное напряжение в диапазоне 0,4–12 кВ. Частота прямоугольного выходного сигнала настраивается в широком диапазоне 2–20 кГц для создания дополнительного стресса для испытуемого образца и сокращения продолжительности испытаний.

Как показали исследования, описанные в первой части статьи, увеличение времени нарастания сигнала в 2 раза сокращает ресурс изоляции примерно вдвое. Чтобы варьировать время нарастания, в испытательной установке использована динамическая регулировка скорости изменения напряжения dv/dt в режиме реального времени с помощью специально разработанного драйвера затвора. Такое решение обеспечивает практически линейный процесс нарастания сигнала, что создает постоянный ток смещения в течение всего фронта напряжения.

Устройство управления затвором разработано таким образом, чтобы в режиме коммутации перенапряжение на выходе генератора не превышало 2%. На рис. 4 показана возможность регулировки градиента при напряжении 1200 В и почти линейном нарастании сигнала. На рисунке отображено три из шестнадцати возможных настроек градиента. Для расширения области применения высоковольтного dv/dt генератора, дополнительные уровни перенапряжения могут генерироваться с помощью внешних пассивных RL -сетей (пунктирные линии). Это позволяет проводить испытания обмоток двигателя в наихудших сценариях.



Рис. 2. Пример одного из ранних прототипов испытательного стенда

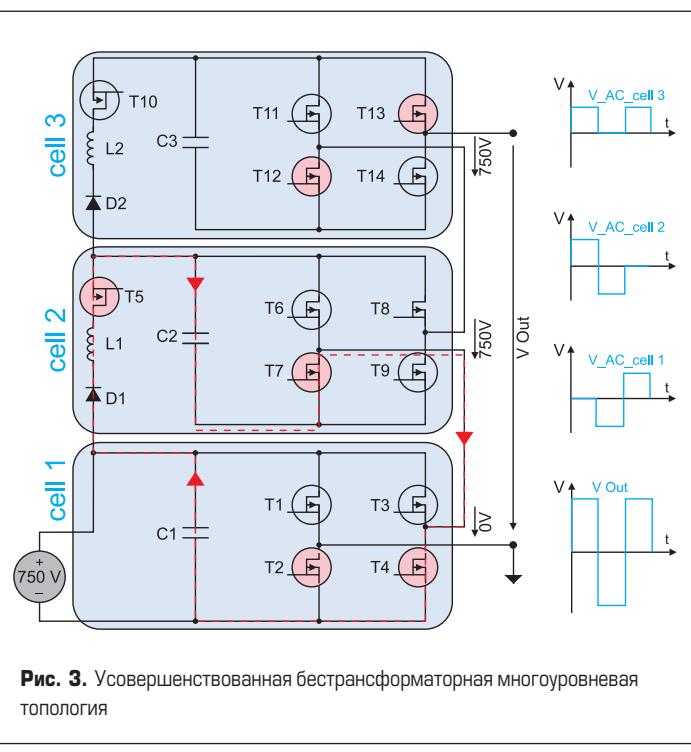


Рис. 3. Усовершенствованная бестрансформаторная многоуровневая топология

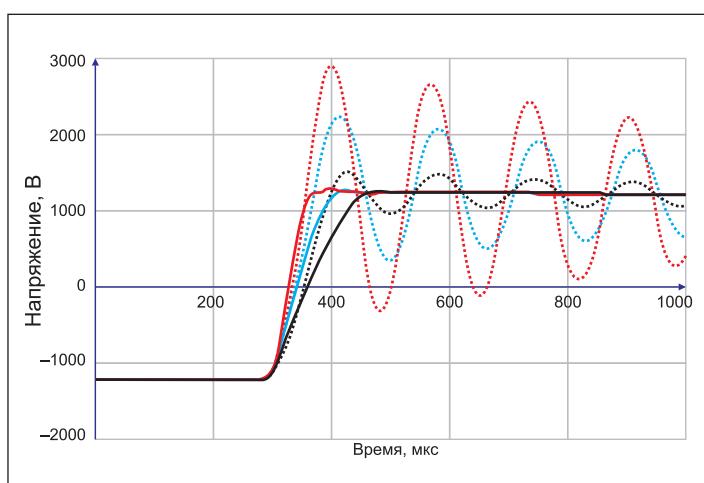


Рис. 4. Регулируемое время нарастания и опциональное перенапряжение по пассивной цепи



ОПЦИЯ: ЗАКОНЧЕННАЯ СИСТЕМА

Опция включает, например, установку климатической камеры для моделирования условий окружающей среды, мониторинг максимальной безопасности, измерительное оборудование и другие функции для конкретного применения.



ОПЦИЯ: МАКСИМАЛЬНАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ

В исполнении Safety система содержит высоковольтный коммутатор вместе с встроенным PLC контроллером. Это обеспечивает максимальную безопасность при проведении испытаний с уровнем «е».



ОПЦИЯ: ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ КОММУТАТОР

Конструктивная опция включает дополнительный высоковольтный коммутатор для отключения высоковольтного выходного напряжения.



SAXOGY® – СТАНДАРТ

POWER ELECTRONICS

Обеспечивает основные функции генерации и регулировки параметров, в т.ч. установку амплитуды напряжения и частоты прямоугольных импульсов, 16 различных времен нарастания сигнала и отключение режима КЗ. Управление режимами безопасности может осуществляться пользователем.

Рис. 5. Доступные опции импульсного HV dv/dt генератора

Обращение с системой управления генератора осуществляется по протоколу Modbus TCP, поэтому он очень прост в эксплуатации.

Заключение: индивидуальные решения ваших задач

Генераторы импульсов конфигурируются в соответствии с конкретными условиями применения для создания оптимального испытательного стенда. Предлагается несколько вариантов исполнения в 19-дюймовом корпусе для монтажа в стойку. Выбор наиболее подходящего варианта зависит от требований заказчика и связанных с этим затрат на интеграцию.

Литература

1. Сахан Б., Штубах К., Качмарек К., Реддиг Ш., Домс К., Беркемайер Ф. Перевод: Е. Карташев. Модульный импульсный генератор dv/dt для оценки долговременной надежности изоляции. Часть 1 // Силовая электроника. 2024. № 2.
2. По материалам сайта www.saxogy.de

Герметизированные литий-ионные аккумуляторы серии HLM от HCB battery



Компания НСВ объявила о серийном выпуске литий-ионных цилиндрических аккумуляторов индустриального класса в герметичном корпусе — серия HLM. Аккумуляторы могут применяться во влажной среде без риска утечки электролита.

Преимущества аккумуляторов серии HLM:

- высокая плотность энергии: 30~120 Вт·ч/кг;
- высокий импульсный ток: максимальный ток импульсного разряда до 10 А;
- низкий уровень саморазряда: годовой уровень саморазряда ≤ 3%;
- длительный срок службы батареи в режиме ожидания до 10 лет;
- широкий диапазон рабочей температуры: -40...+85 °C.

<https://macrogroup.ru/>

**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

Надежность импульсных источников питания:

перенапряжение и энергия лавинного пробоя в MOSFET

Почему силовые транзисторы выходят из строя в импульсных режимах при перенапряжениях, даже если энергия лавинного пробоя значительно ниже указанной в технической спецификации? В статье рассказывается о практическом опыте применения MOSFET, предлагаются объяснения на примере обратноходового преобразователя.

**Проф. Маркус Рем
(Markus Rehm)**

**Шон Карти
(Sean Carthy)¹**

Перевод: Иван Сергеев

Перенапряжения на транзисторах, работающих в импульсных режимах, являются одной из наиболее частых причин отказа. За последние 25 лет ситуация не изменилась, хотя, согласно техническим спецификациям, современные MOSFET должны быть гораздо более надежными, чем более ранние биполярные транзисторы. В спецификациях многих MOSFET энергия лавинного пробоя нормирована. В случае перенапряжения они не выходят из строя немедленно, лавинный эффект сработает, когда будет превышено указанное в документации значение лавинной энергии.

Многим разработчикам импульсных источников питания (SPS — Switch Mode Power Supplies) это кажется отличной возможностью, поскольку им больше не нужно внимательно следить за коммутационными всплесками сигнала. При максимальном напряжении сети, во время запуска системы или в случае короткого замыкания — если энергия перенапряжения ниже нормированного значения, то никакой опасности для силового ключа нет. Однако опыт применения показывает, что данное утверждение является фатальной ошибкой!

Откуда берется перенапряжение?

Причина возникновения коммутационных перенапряжений очевидна и ее легко идентифицировать: это паразитная индуктивность $L_{leakage}$, которая не размагничивается через диод D2 (рис. 1) во время переходного процесса. Накопленная в ней энергия $(L_{leakage} \times P)/2$ передается в паразитную емкость и генерирует там перенапряжение $dV = (C_{parasitic} \times V^2)/2$. Если бы этой емкости не было, напряжение росло бы до бесконечности, то есть до пробоя изоляции. Результирующее перенапряжение на MOSFET-ключе является наибольшим, поскольку в обратноходовом преобразователе (схема на рис. 1) всплеск dV накладывается на «напряжение плеча».

Из-за наличия воздушного зазора в трансформаторе и выпрямительного диода в выходном каскаде, индуктивность рассеяния в данной схеме очень высока. При этом паразитная емкость коммутируемого MOSFET мала, что приводит к появлению высокого пика перенапряжения (рис. 2). Однако независимо от топологии схемы некоторая паразитная распределенная индуктивность (выводы элементов, переходные отверстия и т. д.) всегда существует.

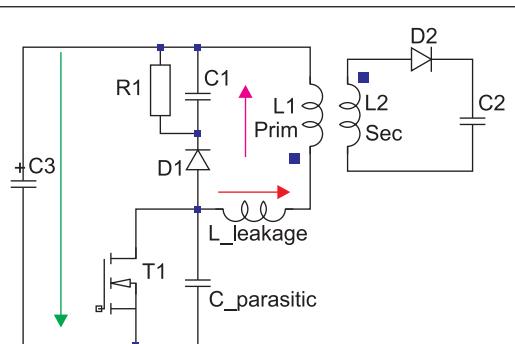


Рис. 1. Принцип работы обратноходового конвертора с паразитной индуктивностью $L_{leakage}$ и RCD снабберной цепью

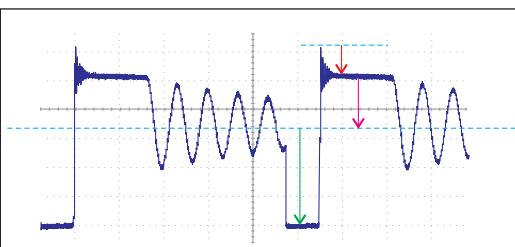


Рис. 2. Типовая кривая напряжения на стоке импульсного транзистора обратноходового преобразователя

¹Inductance Ltd.

Как корректно измерить уровень перенапряжения?

Достоверно измерить пик коммутационного перенапряжения очень трудно, поскольку он уменьшается из-за влияния входной емкости пробника. Кроме того, длительность пика иногда составляет всего несколько наносекунд, и очень часто частотные характеристики пробников и осциллографов (полоса пропускания, разрешение, объем памяти) оказываются недостаточными. Интересно отметить, что измерения, проведенные тремя разными специалистами с использованием их собственного оборудования на одном и том же источнике питания, показали амплитуду пикового сигнала на стоке 710–850 В. Для MOSFET с рабочим напряжением 750 В это может означать разницу между жизнью и смертью!

Нужны ли снабберные цепи?

В данной работе параметры прототипа SPS оцениваются при комнатной температуре. Однако пиковое перенапряжение зависит от свойств паразитных элементов, значения которых очень трудно определить, кроме того, они имеют большой разброс и зависят от температуры. По этой причине для снижения уровня паразитных осцилляций рекомендуется подключать снабберную цепь параллельно коммутируемому транзистору. В обратноходовом преобразователе чаще всего используется классический RCD-снаббер (рис. 1) — это оптимальное решение с точки зрения надежности.

Снабберный конденсатор поглощает энергию, запасенную в паразитной индуктивности, резистор разряжает его для следующего цикла, а диод обеспечивает низкий импеданс цепи заряда и вносит сопротивление в цепь разряда, чтобы минимизировать потери транзистора при его включении. Снабберный диод используется для размагничивания индуктивности рассеяния, поэтому должен находиться как можно ближе к стоку MOSFET. В некоторых случаях достаточно одного конденсатора, RC-

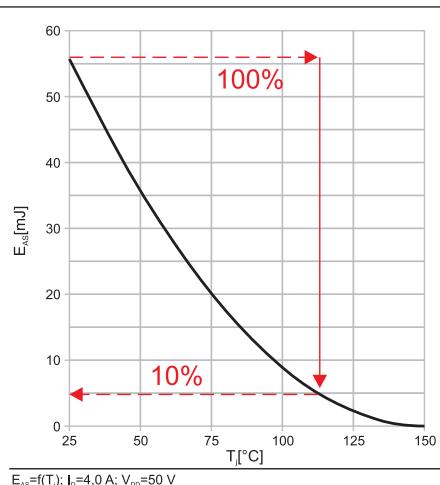


Рис. 4. Энергия лавинного пробоя в зависимости от температуры кристалла (фрагмент спецификации IPL60R185P7)

Table 2. Absolute maximum ratings				
Symbol	Parameter	Value		Unit
		D ² PAK TO-220	TO-220FP	
V _{GS}	Gate-source voltage		±25	V
I _D	Drain current (continuous) at T _c =25°C	35	35 ⁽¹⁾	A
I _D	Drain current (continuous) at T _c =100°C	22	22 ⁽¹⁾	A
I _{DM} ⁽¹⁾	Drain current (pulsed)	140	140 ⁽¹⁾	A
P _{TOT}	Total dissipation at T _c =25°C	210	40	W

Table 4. Avalanche characteristics			
Symbol	Parameter	Value	Unit
I _{AR}	Avalanche current, repetitive or not repetitive (pulse width limited by T _{jmax})	9	A
E _{AS}	Single pulse avalanche energy (starting t=25°C, I _d =I _{AR} ; V _{dd} =50)	810	mJ

Рис. 3. Фрагмент технической спецификации STF45N65: абсолютные максимальные значения и параметры лавинного пробоя

цепи или надежного диода-супрессора TVS, поглощающего скачки напряжения. К сожалению, любой демпфирующий элемент стоит денег, занимает место, а также увеличивает потери мощности.

Что такое лавинная энергия и лавинный ток для MOSFET?

Если в полупроводниковом приборе возникает перенапряжение, первый электрон отрывается от своей связи и выбивает другие электроны — так создается лавинный эффект, разрушающий элемент. У MOSFET-транзисторов с нормированным значением энергии пробоя лавинный эффект срабатывает после превышения определенного порога E_{AS}, указанного в спецификации.

У ST45N65 величина лавинной энергии E_{AS} составляет 810 мДж при +25 °C (фрагмент спецификации на рис. 3). Пользы в этой информации немного — какой же импульсный транзистор работает при +25 °C? Гораздо лучше определить значение E_{AS} при повышенной температуре +100...+110 °C, но это делают далеко не все производители.

Этот MOSFET может пропускать импульсный ток 140 А, но при этом нормированная

величина I_{AR} всего 9 А (рис. 3). Отметим, что ток в индуктивности нагрузки и индуктивности рассеяния одинаков, и он продолжает протекать через MOSFET после его выключения. Закономерный вопрос: кто использует транзисторы с номинальным током 140 А на 9 А? В спецификации Infineon этот параметр указан корректнее: для 600 В CoolMOS IPL60R185P7 энергия лавинного пробоя дана в зависимости от температуры чипа T_j (рис. 4).

На графике показано, что при T_j = +110 °C остается только 10% от первоначального значения E_{AS}, нормированного при +25 °C, то есть всего 5 мДж вместо первоначальных 55 мДж. К сожалению, температуру MOSFET можно измерить только снаружи корпуса (T_c), и она очень далека от температуры кристаллов T_j. Фактическое значение T_j изменяется с частотой переключения. Оно зависит от потерь переключения и проводимости, а также от динамического теплового импеданса. Этую зависимость можно смоделировать, например, с помощью L_{Tspice}. Поэтому невозможно точно определить, насколько нагреваются чипы в момент возникновения импульса перенапряжения.

В любом случае, T_j всегда выше температуры корпуса T_c. Когда MOSFET блокируется, кристаллы остывают. В режиме коммутации

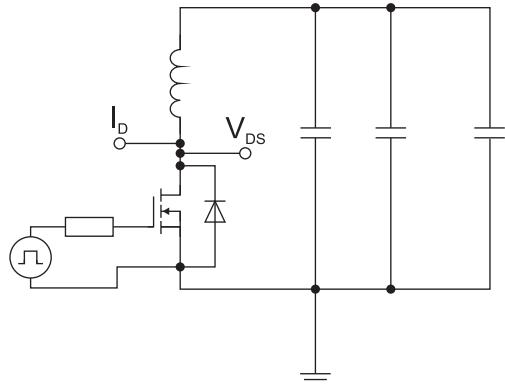
1 Maximum ratings at T_c = 25°C, unless otherwise specified

Table 2 Maximum ratings

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Continuous drain current ⁽¹⁾	I _D	—	—	19 12	A	T _c =25°C T _c =100°C
Pulsed drain current ⁽¹⁾	I _{D,pulse}	—	—	53	A	T _c =25°C
Avalanche energy, single pulse	E _{AS}	—	—	56	mJ	I _d =4,0A; V _{dd} =50V; see table 10
Avalanche energy, repetitive	E _{AR}	—	—	0,28	mJ	I _d =4,0A; V _{dd} =50V; see table 10
Avalanche current, single pulse	I _{AS}	—	—	4,0	A	—

Рис. 5. Максимально допустимые значения (фрагмент спецификации IPL60R185P7)

Испытательная схема без оппозитного диода



Кривые тока и напряжения без оппозитного диода

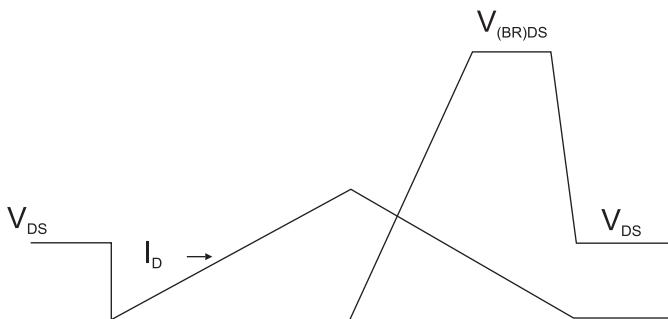


Рис. 6. Фрагмент технической спецификации с тестом лавинной энергии

при нулевом напряжении (ZVS) потери включения E_{on} отсутствуют. Когда ключ начинает пропускать ток, потери проводимости увеличиваются в квадратичной зависимости ($I^2 \times R_{DSon}$) и чипы быстро нагреваются. При выключении генерируются потери E_{off} приводящие к дополнительному нагреву чипов. В этот момент возникает пик коммутационного перенапряжения, и именно здесь нужно знать температуру T_p чтобы определить корректное значение лавинной энергии по графику $E_{AS} = f(T_p)$.

Согласно технической спецификации, упомянутый MOSFET от Infineon может работать с импульсным током 53 А. Соответственно, вряд ли кто-нибудь будет использовать его на 4 А, хотя энергия лавинного пробоя указана именно при таком токе, согласно подписи под графиком (рис. 4, подчеркнуто). Максимально допустимый лавинный ток также указан в спецификации как 4 А при +25 °C (рис. 5, выделено). Это означает, что MOSFET с рабочим током 53 А не следует нагружать более чем на 4 А, если мы хотим ограничить величину лавинной энергии, причем это справедливо только при температуре +25 °C!

Мы уже видели, что при температуре +110 °C остается только 10% от значения E_{AS} , нормированного для +25 °C. К сожалению, в документации отсутствует кривая зависимости лавинного тока от температуры. Можно только надеяться, что допустимая величина I_{AS} не составит 10% при температуре +110 °C, как в случае с энергией, иначе транзистор можно было бы нагружать только на 400 мА!

Как производители MOSFET нормируют энергию лавинного пробоя?

Рассмотрим, как большинство производителей MOSFET нормирует величину энергии лавинного пробоя на примере Infineon. Перед тестированием транзистор без оппозитного диода подключается к источнику питания 50 В через дроссель и измеряется напряжение при температуре +25 °C. В реальных схемах MOSFET находится под напряжением

300–400 В перед включением и 500 В в выключенном состоянии, когда у него есть потери, обусловленные током утечки (до 1 мА). Кроме того, MOSFET в SPS работает в режиме непрерывной коммутации с высокой частотой, а температура T_j может составлять +100 °C или выше.

В процессе испытаний транзистор включается только один раз, а затем остается в проводящем состоянии до достижения заданного тока (например, 4 А). Тестовая схема (рис. 6) аналогична схеме повышающего преобразователя, но без оппозитного диода, размагничивающего индуктивность. При выключении MOSFET напряжение на стоке может увеличиваться бесконечно, если бы не наступал пробой при достижении уровня $V_{(BR)DS}$, который несколько выше максимально допустимого обратного напряжения. Этот момент на кривой отображается в виде плато, ограничивающего амплитуду осцилляций. Далее транзистор остается выключенным, а напряжение на стоке спадает до исходного уровня $V_{DS} = 50$ В.

В руководстве по применению Infineon [2], посвященном теме «Лавинная энергия», можно видеть осциллограмму (рис. 7), на которой показано, что MOSFET находится в состоянии проводимости в течение 40 мкс (ток I_D увеличивается), а размагничивание занимает 22 мкс (ток I_D спадает). Таким образом, лавинной энергии требуется 22 мкс, чтобы распределиться по чипу.

В руководстве Vishay [3] можно найти еще один интересный момент: «Типовые современные силовые MOSFET имеют миллионы одинаковых канавок или параллельных ячеек, образующих один прибор... Таким образом, для обеспечения надежности транзистора лавинный ток должен распределяться между этими ячейками/канавками равномерно». В документе также приведена осциллограмма, показывающая, что процесс размагничивания индуктивности и, следовательно, импульс перенапряжения длится около 70 мкс.

Время 22 или 70 мкс не имеет значения — перенапряжение в реальных схемах SPS длится лишь малую долю этого периода (5–500 нс). Таким образом, лавинный ток должен быть равномерно распределен по миллионам параллельных структур за сотую или тысячную от времени, указанного в технической спецификации, чтобы обеспечить безотказную работу прибора. Это означает, что важную роль играют не только внутренние сопротивления чипов, но и распределенные индуктивности. Однако производители MOSFET не изучают этот сценарий — если бы они его протестировали, то, возможно, это привело бы к дальнейшей оптимизации структуры полупроводника.

Кроме того, часто наблюдаются последовательные скачки напряжения — при запуске, перебоях в подаче питания, бросках напряжения в сети, а также при перегрузках или коротком замыкании нагрузки. В некоторых спецификациях значение «повторяющийся» лавинной энергии также можно найти рядом с «лавинной энергией одиночного импульса». Например, для MOSFET CoolMOS (рис. 5) повторяющаяся величина E_{AS} составляет всего 5% от энергии одиночного импульса и имеет те же нереалистичные условия тестирования.

В некоторых технических спецификациях лавинная энергия часто нормируется при нулевом напряжении на затворе (gate voltage

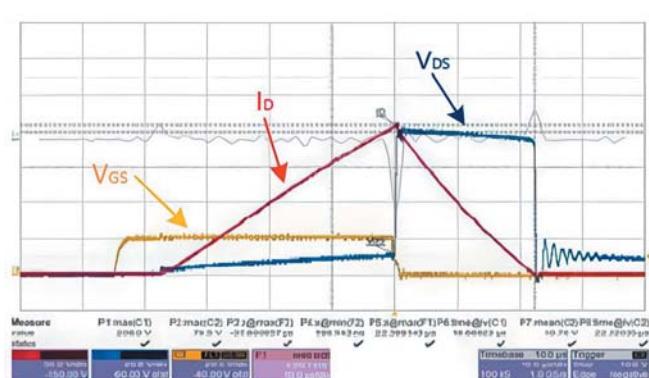


Рис. 7. Фрагмент технической спецификации с тестом лавинной энергии

zero). Внимательно посмотрите на результаты измерений с помощью осциллографа: во время пика сигнала на стоке напряжение на затворе часто бывает явно положительным (1 В или более), из-за эффекта Миллера и несовершенства схемы драйвера.

Учитывать или игнорировать лавинную энергию при проектировании?

Исходя из приведенных выше соображений возникает вопрос о том, следует ли вообще учитывать нормированное значение энергии лавинного пробоя? Ответ очевиден, и он заключается в том, что этого делать НЕ НАДО! Есть только одно важное ограничение: максимальное допустимое напряжение на стоке не должно быть превышено ни при каких условиях эксплуатации. И это главное условие, которое должно выполняться при выборе и использовании силового полупроводникового прибора.

Производители MOSFET в основном говорят одно и то же: «Необходимо строго соблюдать требования в отношении максимальных значений параметров, даже при коротких перегрузках, поскольку в противном случае срок службы и надежность компонентов не могут быть гарантированы».

Разработчики источников питания дают положительную оценку устройству, если в ходе тестов не происходит никаких отказов.

Однако если будет повреждена, например, сотня из миллионов параллельных ячеек, то это, скорее всего, сразу не отразится на работе системы. Можно провести тысячу тестов, но даже они не выявят, что сотни тысяч ячеек MOSFET деградировали, потому что миллионы остаются работоспособными. Когда готовое изделие у заказчика выходит из строя через год или более, очень трудно найти виновного, поскольку схема была рассчитана, протестирована и признана работоспособной.

Заключение

В технической спецификации MOSFET указывается максимально допустимая величина обратного напряжения. Многие производители силовых полупроводников предупреждают о недопустимости превышения этого значения даже на короткое время, что необходимо для обеспечения срока службы и надежности.

Если в документации указана величина энергии лавинного пробоя E_{AS} , то условия ее определения, как правило, никак не соответствуют режимам работы преобразователей. В реальности лавинный ток и температура намного выше, коммутационные перенапряжения всегда повторяются. Кроме того, лавинная энергия в кристалле должна распределяться равномерно по миллионам параллельных структур за тысячную долю времени, определяемого производителем MOSFET. Некоторые

компании проводят тесты с 100% E_{AS} в процессе производства, но это не особо помогает. Даже длительные испытания в составе блока питания дают лишь обманчивую уверенность, поскольку при каждом teste полупроводник может получать незаметные повреждения структуры, а затем выйти из строя через несколько недель или месяцев эксплуатации.

Рекомендации

1. При любых условиях эксплуатации напряжение на приборе должно быть ниже максимального значения, указанного в спецификации.
2. Чем больше вы сомневаетесь в точности и воспроизводимости своих измерений, тем больший запас по предельным режимам вы должны обеспечить.
3. Эти рекомендации применимы не только к импульсным силовым ключам в первичных каскадах AC/DC-конверторов, но и к синхронным выпрямителям во вторичных каскадах, полумостовым модулям в DC/DC-конверторах, а также диодам Шоттки.

Литература

1. Rehm M. Seminar “Reliable Power Supplies”.
2. Infineon AN_2304_PL18_2305_004059.
3. Vishay Siliconix AN-1005.

информационные технологии и электроника для пассажирского транспорта и транспортной инфраструктуры



18-я международная выставка



ЭЛЕКТРОНИКА
ТРАНСПОРТ

2025

28-30 апреля
Москва
Экспоцентр

+7 (495) 287-44-12

info@e-transport.ru

www.e-transport.ru

Пассивная параметрическая компенсация влияния нагрузки

на величину выходного напряжения однофазного силового трансформатора

В статье рассмотрен пассивный параметрический способ компенсации влияния выходного сопротивления на вторичное напряжение трансформатора, основанный на включении конденсатора определенной емкости последовательно с нагрузкой. Результаты анализа подтверждены имитационным моделированием.

Анатолий Коршунов
Валерий Скорина

Величина выходного (вторичного) напряжения трансформатора при постоянном первичном напряжении зависит, как известно, от величины и характера его нагрузки [1–3]. Это зависимость, вызванная влиянием выходного сопротивления трансформатора, ослабевает при его уменьшении. Индуктивную составляющую выходного сопротивления можно скомпенсировать последовательным включением конденсатора с равным ей емкостным сопротивлением.

При типичной активно-индуктивной нагрузке включение последовательно конденсатора переменной емкости позволяет, как показано далее, регулируя ее величину, поддерживать постоянное напряжение на нагрузке. Схемотехнический способ плавного регулирования емкости «силового» конденсатора и варианты его использования известны [4–6].

Анализ рассматриваемой схемы компенсации

Электрическая схема, эквивалентная рассматриваемой, изображена на рис. 1. Силовой трансформатор на ней представлен эквивалентным генератором с ЭДС \dot{E} и выходным сопротивлением $\dot{Z} = r + j\omega l$.

Условие компенсации влияния выходного сопротивления трансформатора можно записать в виде

$$\left| \frac{\dot{Z}_H}{\dot{Z}_H + \dot{Z} + 1/j\omega C} \right| = 1$$

$$= \left| \frac{R_H + j\omega L_H}{R_H + r + j\omega(L_H + l) + 1/j\omega C} \right| = 1$$

или в виде эквивалентного условия

Введение

$$\frac{R_H^2 + \omega^2 L_H^2}{(R_H + r)^2 + [\omega(L_H + l) - 1/\omega C]^2} = 1 \quad (1)$$

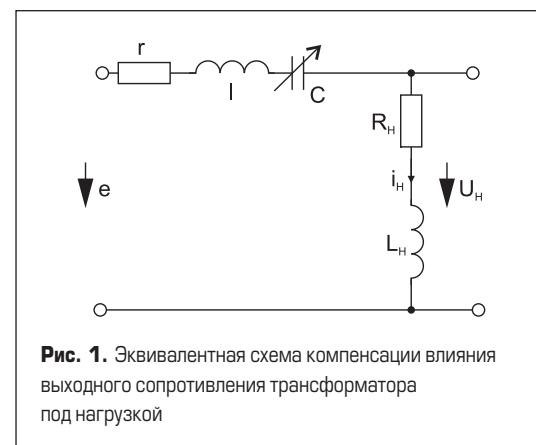
Несложные преобразования приводят условие (1) к квадратному уравнению относительно значения проводимости конденсатора ωC

$$[\omega^2(2L_Hl + l^2) + 2rR_H + r^2](\omega C)^2 - 2(L_H + l)\omega(\omega C) + 1 = 0 \quad (2)$$

Решение квадратного уравнения дает два значения проводимости

$$(\omega C)_{1,2} = \frac{(L_H + l)\omega \pm \sqrt{L_H^2\omega^2 - 2rR_H - r^2}}{(2L_Hl + l^2)\omega^2 + 2rR_H + r^2} \quad (3)$$

Заметим, что решение уравнения (3) имеет физический смысл только при соотношении параметров, удовлетворяющих условию неотрицательного подкоренного выражения



$$L_H^2\omega^2 - 2rR_H - r^2 \geq 0 \quad (4)$$

или

$$\frac{\omega L_H}{R_H} \geq \sqrt{2\frac{r}{R_H} + (\frac{r}{R_H})^2} \quad (5)$$

Условие (4) можно также записать в виде неравенства

$$\cos \phi_H = \frac{R_H}{Z_H} < \frac{R_H}{R_H + r} = \frac{1}{1 + r/R_H} \quad (6)$$

Таким образом, индуктивная составляющая сопротивления нагрузки должна тем более превосходить ее активную составляющую, чем больше отношение r/R_H . Разумеется, величина полного сопротивления нагрузки также ограничена снизу допустимым током нагрузки ($I_H < I_{H \text{ доп}}$)

$$Z_H = \sqrt{R_H^2 + \omega^2 L_H^2} > U_H / I_{H \text{ доп}} \quad (7)$$

С учетом ограничений (4) и (7) в первом квадранте плоскости ($R_H, X_L = \omega L_H$) на рис. 2 построена область допустимых сопротивлений нагрузки, выделенная штриховкой. Очевидно, что ограничение, накладываемое на сопротивление нагрузки, несколько сокращает область применения схемы тем в меньшей степени, чем меньше величина r/R_H .

Квадратное уравнение (2) допускает простое графическое решение, использующее построение векторной диаграммы (рис. 3).

По значению $Z_H = R_H + j\omega L_H$, $Z_H = |\dot{Z}_H| = \sqrt{R_H^2 + \omega^2 L_H^2}$ рассчитываем ток $I_H = U_H / Z_H = U_H / \sqrt{R_H^2 + \omega^2 L_H^2}$ и строим вектор \dot{I}_H . Поскольку в режиме холостого хода $U_H = E$, то и под нагрузкой должно оставаться $U_H = E$.

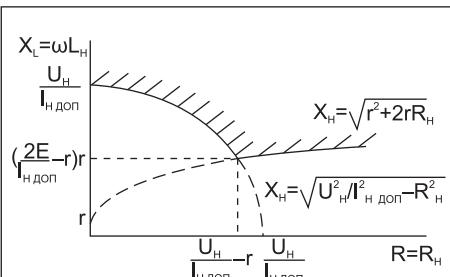


Рис. 2. Область допустимых сопротивлений нагрузки

Построив вектор $\dot{U}_H = (R_H + j\omega L_H)\dot{I}_H$, проводим в верхней полуплоскости полуокружность с центром в точке 0 и радиусом, равным $U_H = E$. От конца вектора \dot{U}_H строим вектор $\dot{U}_l = j\omega \dot{I}_H$, а от конца вектора $\dot{U}_{R_H} = R_H \dot{I}_H$ строим вектор $\dot{U}_r = r \dot{I}_H$.

Выполненные построения позволяют определить вектор падения напряжения на конденсаторе $\dot{U}_C = (1/j\omega C)\dot{I}_H$, соответствующий балансу напряжений, и вычислить необходимую емкость конденсатора. С этой целью через конец вектора \dot{U}_r проводим в обе стороны горизонтальный отрезок до пересечения с окружностью радиуса, равного $U_H = E$, в точках 1 и 2 (рис. 3). Точки 1 и 2 проектируем на горизонтальную прямую, проходящую через конец вектора \dot{U}_{R_H} , получив при этом точки 1' и 2'. Вектор, проведенный из конца вектора \dot{U}_l до точки 1', представляет собой искомый вектор \dot{U}_{C_1} . Аналогично вектор, проведенный из конца вектора \dot{U}_l до точки 2', представляет собой второй вариант искомого вектора \dot{U}_{C_2} . Очевидно, что при $C = C_1$ сопротивление цепи имеет активно-индуктивный характер, а при $C = C_2$ — сопряженный активно-емкостный характер.

Нетрудно видеть, что векторы \dot{E}_1 и \dot{E}_2 , проведенные из точки 0 в точку 1 и в точку 2, представляют собой векторные суммы напряжений на пяти последовательных элементах цепи, соответствующие балансу напряжений. Действительно, согласно рис. 3, получаем

$$\begin{aligned} \dot{E}_1 &= \dot{U}_{R_H} + \dot{U}_{L_H} + \dot{U}_l + \dot{U}_{C_1} + \dot{U}_r, \\ \dot{E}_2 &= \dot{U}_{R_H} + \dot{U}_{L_H} + \dot{U}_l + \dot{U}_{C_2} + \dot{U}_r \end{aligned} \quad (8)$$

Из выражений

$$U_{C_i} = I_H / \omega C_i, \quad i = 1, 2 \quad (9)$$

находим искомую проводимость конденсатора

$$\omega C_i = I_H / U_{C_i}, \quad i = 1, 2 \quad (10)$$

Очевидно, что емкость конденсатора C_1 больше емкости конденсатора C_2 , то есть

$$C_1 > C_2 \quad (11)$$

Однако конденсатор C_2 находится под значительно большим напряжением, чем конденсатор C_1 . Поэтому при выборе наилучшего весогабаритного варианта необходимо учитывать не только величину емкости конденсатора, но и напряжение на нем.

Из векторной диаграммы (рис. 3) очевиден геометрический смысл ограничения (4). При нарушении условия (4) и эквивалентного ему условия (5) конец суммарного вектора $\dot{U}_{R_H} + \dot{U}_r$ выходит за пределы круга и делает невозможным вещественное решение уравнения (3). Действительно длина вектора $\dot{U}_{R_H} + \dot{U}_r$, равная $(R_H + r)\dot{I}_H$, оказывается больше радиуса окружности, равного $\sqrt{R_H^2 + \omega^2 L_H^2} I_H$, при $(R_H + r) > \sqrt{R_H^2 + \omega^2 L_H^2}$, то есть при $\omega L < \sqrt{2rR_H + r^2}$, что соответствует нарушению условия (5).

Из векторной диаграммы (рис. 3) несложно получить выражение для напряжений на конденсаторе C:

$$\begin{aligned} U_{C_{1,2}} &= U_l + U_{L_H} \mp \sqrt{E^2 - (U_{R_H} + U_r)^2} = \\ &= \omega I_H + \omega L_H I_H \mp \sqrt{E^2 - (R_H + r)^2 I_H^2}. \end{aligned} \quad (12)$$

Из формулы (12) и рис. 3 следует, что при заданном токе нагрузки

$$I_H = \text{const} \quad (Z_H = E/I_H = \sqrt{R_H^2 + \omega^2 L_H^2} = \text{const}) \quad (13)$$

напряжение на конденсаторе зависит, кроме тока I_H , от соотношения активной и индуктивной составляющих сопротивления нагрузки. Границе допустимых значений параметров нагрузки R_H и ωL_H определяемой условием (4), при заданном значении I_H соответствует равенство:

$$\sqrt{R_H^2 + \omega^2 L_H^2} = R_H + r \quad \text{или} \quad E = (R_H + r)I_H \quad (14)$$

Подстановка выражения (14) в формулу (12) дает

$$U_{C_{1,2}} = U_l + U_{L_H} = \omega I_H + \omega L_H I_H \quad (15)$$

Таким образом, на границе допустимых значений параметров нагрузки $U_{C_1} = U_{C_2}$, причем при уменьшении величины R_H и выполнении условия (13) U_{C_1} монотонно уменьшается, а U_{C_2} монотонно увеличивается.

При $R_H = 0$ имеем:

$$\begin{aligned} U_{C_1} &= U_{C_1 \min} = \omega I_H + \omega L_H I_H - \\ &- \sqrt{E^2 - r^2 I_H^2} = \omega I_H + E - \sqrt{E^2 - r^2 I_H^2} \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} U_{C_2} &= U_{C_2 \max} = \omega I_H + \omega L_H I_H - \\ &- \sqrt{E^2 - r^2 I_H^2} = \omega I_H + E + \sqrt{E^2 - r^2 I_H^2} \end{aligned} \quad (17)$$

Пример. Рассмотрим схему, представленную на рис. 1, при следующих ее параметрах: $R_H = 4 \Omega$, $\omega L_H = 3 \Omega$, $r = 0,8 \Omega$, $\omega l = 0,3 \Omega$, $\omega = 100\pi \text{ c}^{-1}$, $E = 220 \text{ В}$.

Вычисления по формуле (3) дают следующие значения:

$$\begin{aligned} \omega C_1 &= 5,2632e-001 \text{ 1/OM} \quad (C_1 = 1,6753e-003 \Phi), \\ \omega C_2 &= 2,1277e-001 \text{ 1/OM} \quad (C_2 = 6,7726e-004 \Phi) \end{aligned}$$

На рис. 4 представлены имитационные модели схемы компенсации влияния выходного сопротивления трансформатора при двух рассчитанных значениях емкости конденсатора: C_1 и C_2 и схемы без компенсации, построенные в системе Matlab Simulink.

На рис. 5 представлены временные диаграммы работы схем.

Анализ временных диаграмм, изображенных на рис. 5, показал, что последовательное включение конденсатора емкостью C_1 или C_2 сохраняет выходное напряжение трансформатора при включении нагрузки неизменным. Подключение такой же нагрузки без конденсатора приводит к уменьшению амплитуды напряжения с 220 до 267 В или его действующему значению с 220 до 189 В, то есть на 14%.

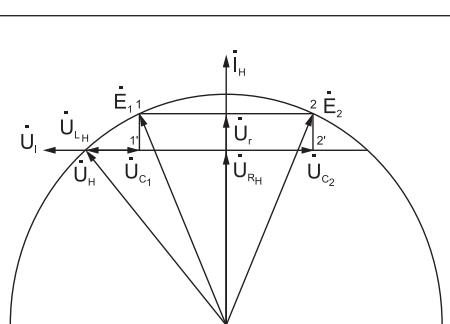


Рис. 3. Векторная диаграмма схемы компенсации влияния выходного сопротивления трансформатора

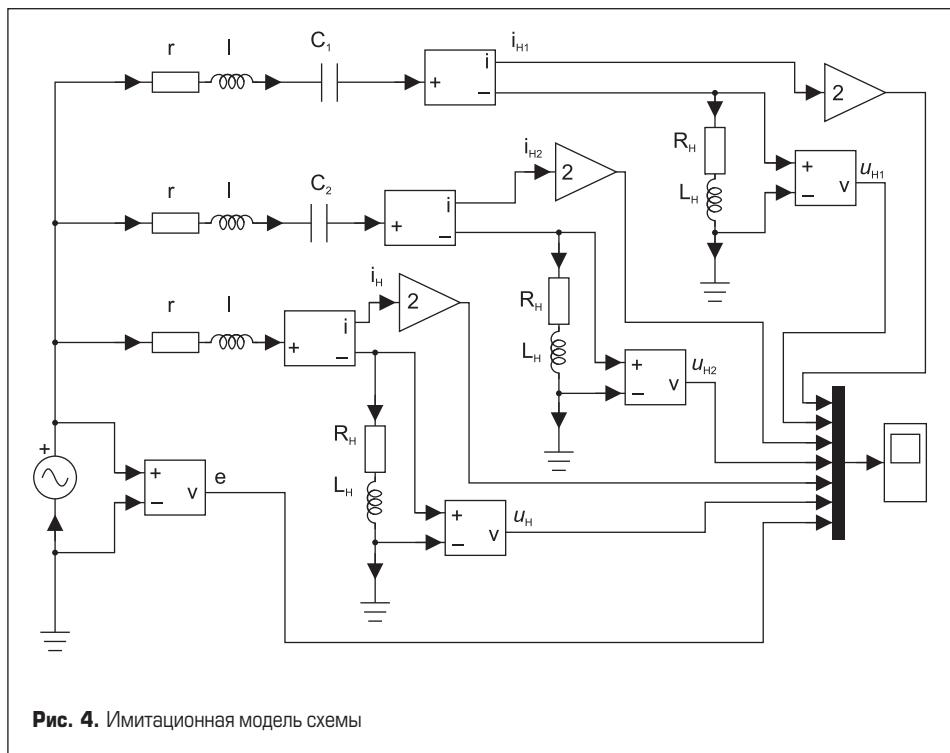


Рис. 4. Имитационная модель схемы

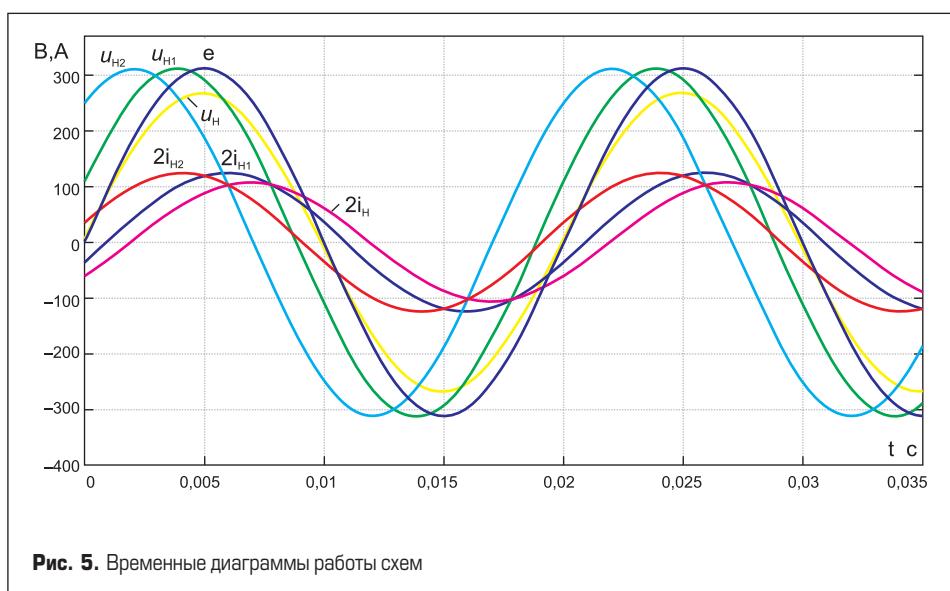


Рис. 5. Временные диаграммы работы схем

- ### Выводы
- Включение последовательно с нагрузкой конденсатора определенной емкости позволяет скомпенсировать влияние выходного сопротивления на выходное напряжение трансформатора.
 - Возможны два значения емкости компенсирующего конденсатора. При большем значении емкости эквивалентная нагрузка трансформатора остается активно-индуктивной, а при меньшем — становится сопряженной активно-емкостной.
 - Значение емкости конденсатора зависит от параметров нагрузки. Поэтому при изменении нагрузки необходимо соответственно изменять емкость компенсирующего конденсатора.

Литература

- Костенко М. П., Пиоторвский Л. М. Электрические машины. Ч. 1. Машины постоянного тока. Трансформаторы. Л.: Энергия, 1972.
- Касаткин А. С., Немцов М. В. Электротехника. М.: Академия, 2003.
- Коршунов А. И., Скорина В. А. Геометрический метод определения максимального и минимального выходного напряжения силового трансформатора при фиксированном токе нагрузки // Силовая электроника. 2024. № 2.
- Коршунов А. И. Импульсное регулирование емкости конденсаторов // Известия вузов. Приборостроение. 2015. т. 58. № 6.
- Коршунов А. И. Элементы теории систем с периодическим высокочастотным изменением структуры и их применение к расчету импульсных источников питания постоянного и переменного тока. Монография. Военный институт (военно-морской политехнический) ВУНЦ ВМФ «Военно-морская академия имени Н. Г. Кузнецова», 2019.
- Коршунов А. И. Импульсная система регулирования коэффициента мощности активно-индуктивной нагрузки // Практическая силовая электроника. 2014. № 3.

Высоковольтный SiC MOSFET на 3300 В от AMG Power в корпусе TO-247-4



Компания AMG Power дополнила линейку силовых компонентов SiC MOSFET транзисторо-

ром A2G50N3300MT4 в стандартном корпусе TO-247-4. Устройство способно повысить плотность мощности без ущерба для надежности.

Максимальный продолжительный ток 50 А и увеличенное до 3300 В напряжение сток-исток позволяют использовать транзистор A2G50N3300MT4 в компактных высоконадежных системах преобразования солнечной энергии, высоковольтных преобразователях постоянного тока, в том числе железнодорожного и подземного транспорта, промышленных источниках питания.

Благодаря применению SiC-технологии, потери на переключение и проводимость минимизируются, что значительно сокращает тепловыделение. Таким образом, удается отказаться от громоздких систем активного охлаждения и ис-

пользовать естественное охлаждение без увеличения размеров устройства, сохраняя его компактность и эффективность.

Основные особенности A2G50N3300MT4:

- корпус стандарта TO-247-4;
- высокое запирающее напряжение при низком сопротивлении в открытом состоянии (R_{DS_on});
- сверхнизкие потери, работа на повышенных частотах;
- нулевые потери на обратное восстановление диода;
- нормально выключенное состояние, отказоустойчивая работа устройства.

<https://macrogroup.ru/>

Математическое моделирование сетевого интерфейса на базе AC/DC/AC-преобразователя электрической энергии

Владимир Белов¹

belovvf@mail.ru

Олег Арискин

o.ariskin@elvpr.ru

Алексей Паршихин

aparshihin1@gmail.com

Введение

Одной из существенных проблем, от решения которой во многом зависит практическое применение в промышленности и социальной сфере обособленных электроэнергетических систем, является интеграция в потребительскую сеть ветрогенераторных и иных альтернативных источников электрической энергии. Эволюция таких систем происходит настолько быстро, что сегодня их следует рассматривать в качестве объектов нелинейной динамики, которые изучаются и проектируются методами системной инженерии.

Вместе с тем серийно выпускаемые контроллеры, применяемые для интеграции генерирующих установок в сеть, имеют существенно ограниченную функциональность. Основным функциональным элементом в них является полупроводниковый выпрямитель. Для подключения альтернативного источника переменного тока к дистрибутивной сети переменного тока необходим инвертор, который может входить или нет в комплект генераторной установки.

В настоящее время в ряде научно-исследовательских работ, например в [1–3], приведены результаты, указывающие на эффективность применения AC/DC/AC-преобразователей в решении сложных по управлению энергетических потоками задач, в том числе в качестве интерфейса для подключения к сети ветрогенераторов вместо традиционного контроллера. Схема такого преобразователя представляет собой последовательное включение выпрямителя

и выполненных на MOSFET-модулях инвертора, а так же интегрированную систему программного управления. Она включает взаимосвязанные регулятор мощности и крутящего момента с пространственно-векторной модуляцией, модули компенсации перепадов напряжения и компенсации высших гармоник. К этому следует добавить средства контроля накопителя преобразователя через облачный сервер электроэнергетической системы.

Метод математического моделирования

Наиболее распространенный метод анализа электромагнитных процессов в электроэнергетической системе с AC/DC/AC-преобразователем — моделирование в среде MATLAB-Simulink. На рис. 1 представлен пример, взятый из [1], показывающий применения языка MATLAB для описания прототипа такой системы.

Рассмотрим случай, когда к шине load предположительно подключено несколько десятков AC/DC/AC-преобразователей, обеспечивающих каждый согласование между узлом системы распределения электрической энергии и отдельным синхронным генератором. Таким образом, мы имеем сложную нелинейную систему, действие которой связано с постоянным изменением структуры и генерацией реактивных мощностей.

Для исследования и проектирования таких систем понадобится математическая модель, адекватно отражающая траекторию движения процессов системы

¹ПАО «Электровыпрямитель»

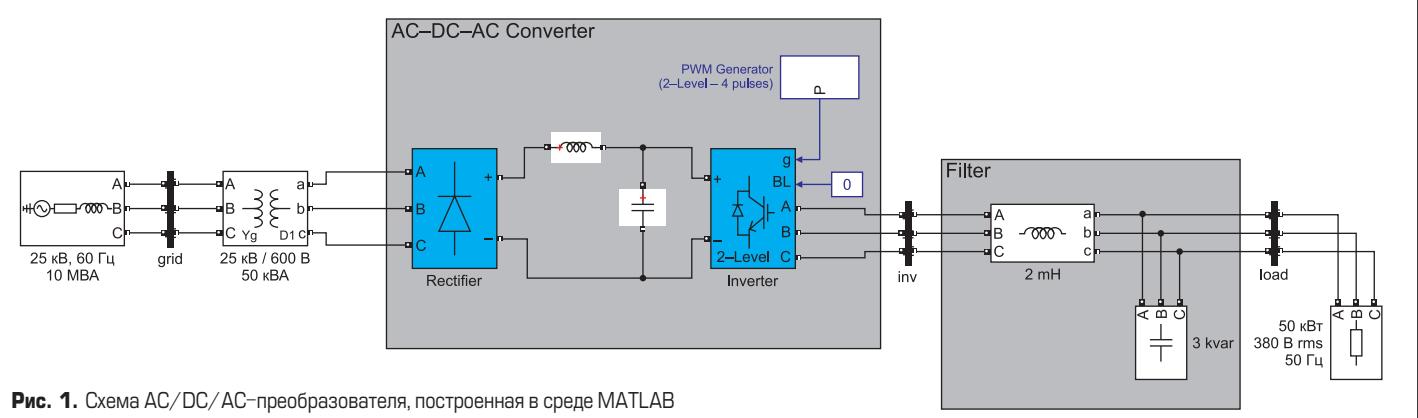


Рис. 1. Схема AC/DC/AC-преобразователя, построенная в среде MATLAB

в фазовом пространстве и позволяющая анализировать особенности их протекания в цепях переключающих элементов. Для решения этих задач воспользуемся методом M -элементов, впервые подробно изложенным в монографии [4] и развитым в ряде научных работ, среди которых следует отметить одну из последних [5]. В этом методе в качестве элемента рассматривается m -фазная мостовая схема. Разработаны специальные алгоритмы перехода от эквивалентной схемы многокаскадного преобразователя электрической энергии к структуре, состоящей из M -элементов, установлены правила динамического построения нормального дерева в M -графе, представляющего собой композицию из M -элементов. Для формирования системы дифференциальных уравнений на основе M -графа применен контурный метод с дальнейшим преобразованием уравнений полученных в a, b, c координатах в их представление в $d, q, 0$ системе координат. В результате форма уравнений приводится к стандартному виду, характерному для описания переход-

ных процессов в электрических машинах переменного тока, в частности для синхронных генераторов (СГ):

$$\frac{dI}{dt} = QU + H = QU + KI + B, \quad (1)$$

где Q — матрица коэффициентов при фазовых напряжениях; K — матрица коэффициентов при силах тока; B — вектор свободных членов уравнения.

Интеграция моделей элементов друг с другом и моделью электрической сети осуществляется с помощью модифицированного узлового метода, учитывающего стандартный вид (1) математических моделей системы электроснабжения [4]:

$$U = (E - K_1)^{-1} \left[-ZK_2 I - L \left(K_2 \frac{dI}{dt} + \frac{dK_2}{dt} I \right) \right], \quad (2)$$

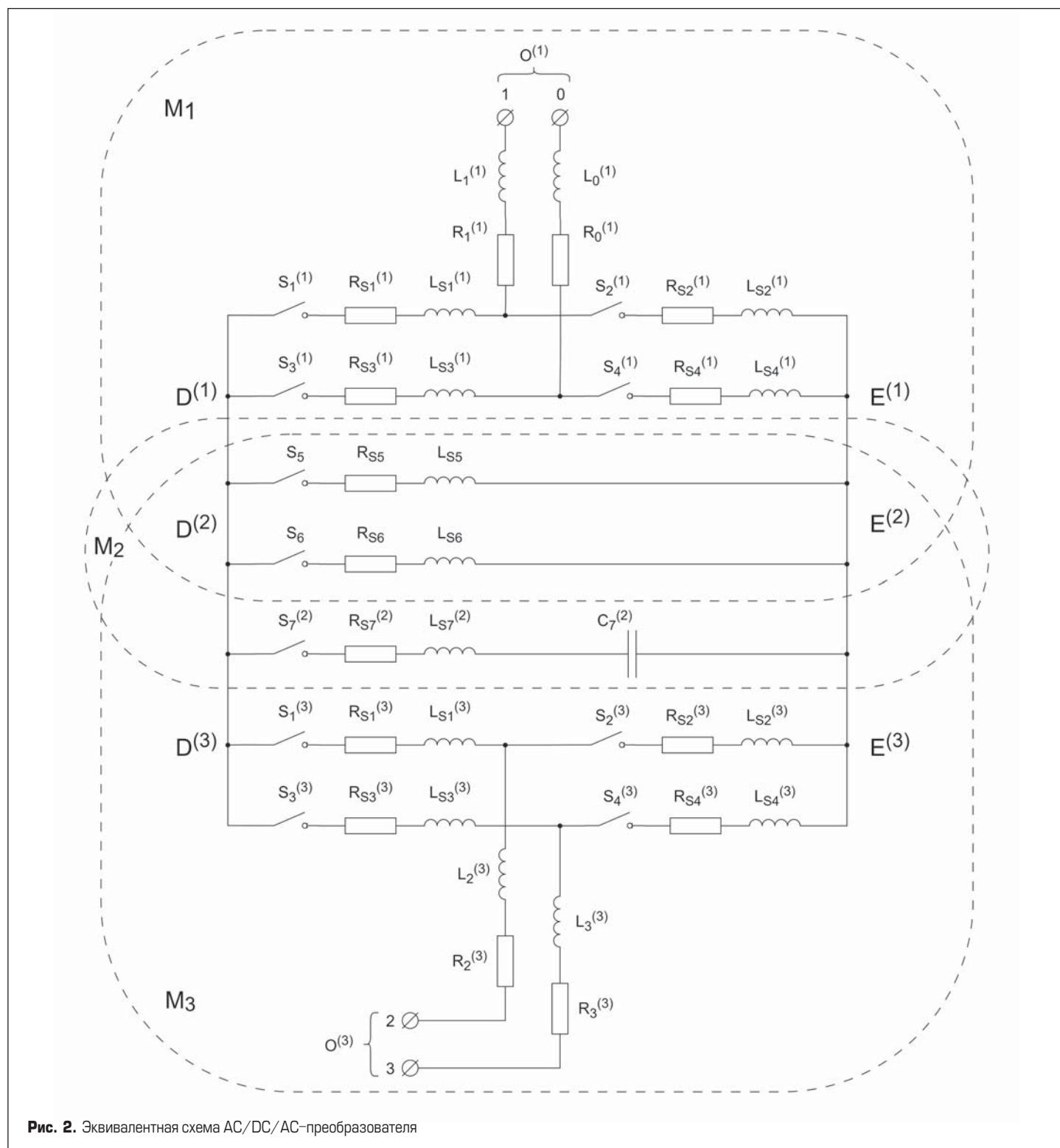


Рис. 2. Эквивалентная схема AC/DC/AC-преобразователя

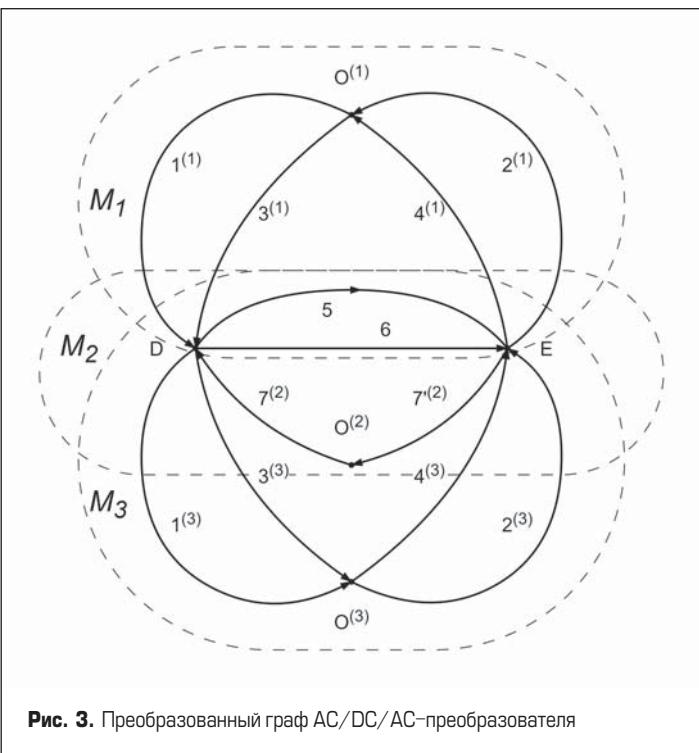


Рис. 3. Преобразованный граф AC/DC/AC-преобразователя

где \$E\$ — единичная матрица; \$Z\$ — полные сопротивления между узлами электрической сети; \$K_1\$ и \$K_2\$ определяются из матрицы инцидентности элементов электрической сети.

Структурные свойства M-системы отражаются в матрице логических шкал M-элементов, которая формируется вне алгоритма вычисления правых частей системы дифференциальных уравнений. Это создает условия для реализации в математической модели широкого спектра законов управления каскадными преобразователями.

Математическая модель

На рис. 2 представлена эквивалентная схема AC/DC/AC-преобразователя, состоящего для простоты из двух управляемых однофазных выпрямителя и инвертора, изображенных на рис. 1. Граф преобразованной эквивалентной схемы, показан на рис. 3. Он представляет собой совокупность трех M-элементов, обозначенных \$M_1, M_2\$ и \$M_3\$.

Дифференциальные уравнения, определяющие силы тока замкнутых ребер графа, имеют вид:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ I_{L3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{L1}^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & L_{L2}^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & L_{L3}^{-1} \end{pmatrix} \times$$

$$\times \begin{pmatrix} L_{L12} \frac{d}{dt} I_{L2} + L_{L13} \frac{d}{dt} I_{L3} + R_{L1} I_{L1} + R_{L12} I_{L2} + R_{L13} I_{L3} + N_1 U_1 + M_1 U_{C1} \\ L_{L21} \frac{d}{dt} I_{L1} + L_{L23} \frac{d}{dt} I_{L3} + R_{L21} I_{L1} + R_{L2} I_{L2} + R_{L23} I_{L3} + N_2 U_2 + M_2 U_{C2} \\ L_{L31} \frac{d}{dt} I_{L1} + L_{L32} \frac{d}{dt} I_{L2} + R_{L31} I_{L1} + R_{L32} I_{L2} + R_{L3} I_{L3} + N_3 U_3 + M_3 U_{C3} \end{pmatrix}, \quad (3)$$

где \$I_{Li}\$, \$i = 1, 2, 3\$ — вектор сил тока замкнутых ребер M-элемента \$i\$;

$$\begin{aligned} L_{Li}^{-1} &= -\left(C_{Li} L_i C_{Li}^T\right)^{-1} C_{Li}, \\ L_{Lij} &= L_{ij} C_j^T, i = 1, 2, 3, j = 1, 2, 3, i \neq j \\ R_{Li} &= R_i C_{Li}^T, R_{Lij} = R_{ij} C_{Lj}^T \\ U_{Cik} &= \int I_{Cik} dt \\ i &= 1, 2, 3, j = 1, 2, 3, i \neq j, k \in 1, |U_{Ci}| \end{aligned}$$

\$I_{Cik}\$ и \$C_{ik}\$ — соответственно сила тока и емкость \$k\$-го конденсатора \$i\$-го M-элемента;

\$L_1, L_2, L_3\$ и \$R_1, R_2, R_3\$ — соответственно матрицы индуктивностей и сопротивлений первого, второго и третьего M-элементов;

\$L_{ij}\$ и \$R_{ij}\$ (\$i = 1, 2, 3, j = 1, 2, 3\$) — соответственно матрицы индуктивностей и сопротивлений, отражающие взаимовлияние M-элементов \$i\$ и \$j\$; \$M_p\$, \$i = 1, 2, 3\$ — бинарная матрица, для которой ячейка на пересечении строки \$n\$ и столбца \$m\$ равна 1 тогда и только тогда, когда в \$n\$-м ребре \$i\$-го M-элемента содержится \$m\$-й конденсатор.

Вид матрицы \$C_L\$ зависит от состояния матрицы логических шкал.

На основании уравнений (3) и эквивалентной схемы на рис. 2 выводятся уравнения фазных токов преобразователя (пр) инцидентных узлам \$O_1\$ и \$O_3\$, которые затем преобразуются к стандартному виду в системе координат \$d, q, 0\$:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} I_{dq}^{np} &= Q^{np} U_{dq}^{np} + H^{np} = \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_{dq}^{O1} \\ I_{dq}^{O3} \end{pmatrix} = \\ &= \begin{pmatrix} Q^{M1} & 0 \\ 0 & Q^{M3} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} U_{dq}^{O1} \\ U_{dq}^{O3} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} K_{dq}^{M1} & 0 \\ 0 & K_{dq}^{M3} \end{pmatrix} \times \\ &\times \begin{pmatrix} I_{dq}^{O1} \\ I_{dq}^{O3} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} K_L^{M1} & 0 \\ 0 & K_L^{M3} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} I_{L1} \\ I_{L3} \end{pmatrix} \quad (4) \end{aligned}$$

Коэффициенты системы уравнений (4) рассчитываются на основе заданных параметров элементов эквивалентной схемы.

Таким образом, математическая модель системы «СГ-(AC-DC-AC) преобразователь — сеть» представляется в стандартной форме (1), (2) уравнениями (3), (4).

Заключение

Применение AC/DC/AC-преобразователей в качестве интерфейса в системах альтернативной энергетики для подключения генерирующих устройств к дистрибутивной сети значительно расширит функциональные возможности по управлению распределением энергопотоков и качеством электрической энергии. Такие устройства имеют неоспоримые преимущества при организации внутреннего рынка дистрибутивной сети продаж электроэнергии через облачный сервер системы. Проектирование подобных решений связано с постановкой задач нелинейно динамики для анализа устойчивости и эффективности энергопроцессов в сети при каждом подключении нового источника энергии. Предложенный для такого анализа подход на основе концепции M-системы следует рассматривать как один из возможных инструментов для будущих исследований.

Литература

- Kazmierkowski P., Jasinski M., Bobrowska-Rafal M. AC-DC-AC Converter with Grid Voltage Dips Mitigation Marian. 14th International Power Electronics and Motion Control Conference. 2010. EPE-PEMC-2010.
- Oliveira J. G., Lundin J., Bernhoff H. Power Balance Control in an AC/DC/AC Converter for Regenerative Braking in a Two-Voltage-Level Flywheel-Based Driveline // International Journal of Vehicular Technology. 2011. January.
- Belov V., Leisner P., Paldyaev N., Shamaev A., Belov I. Methods and Models for Computer Aided Design of Wind Power Systems for EMC and Power Quality. INTECH. 2010.
- Белов В. Ф. Автоматизация проектирования электронной совместимости автономных преобразовательных систем. Изд-во Мордов. ун-та/ 1993.
- Belov V., Leisner P., Mannikoff A., Belov I. Mathematical Model of Multi-Phase Power Converter for Parallel Computation // International Journal of Emerging Electric Power Systems. 2018. Vol. 19, No. 1.

ШКОЛА MATLAB.

Виртуальные лаборатории устройств силовой
электроники и электромеханики в среде
Matlab + Simulink. Урок 42.

Электромагнитные и энергетические свойства
параллельного активного фильтра
в электроэнергетических системах
(аналитическое и модельное исследование).

Управляемое преобразование энергии из оного вида в другой [4]
в электроэнергетических системах с активными полупроводниковыми
преобразователями (АПП) происходит на частотах, отличных от основной
частоты питающей сети, что открывает возможность изменения соотношения
между энергией, накапливаемой в индуктивностях (кинетической) и в емкостях
(потенциальной) электрической схемы. Отмеченное свойство является
определяющим в осмыслении и анализе физических процессов, протекающих
в активных фильтрах.

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

ggsg@yandex.ru

Энергетические свойства современных электроэнергетических систем (ЭЭС) характеризуются управляемой передачей мощности и управляемым обменом энергией между электрическим источником и нагрузкой.

Введение

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. Управление мощностью и энергетическими потоками между отдельными частями ЭЭС, нагрузкой и АПП является основной теоретической и практической задачей при анализе и проектирования таких систем. Параллельный активный фильтр (АФ), исследованию которого посвящен данный урок, — это наиболее яркий пример отмеченных свойств ЭЭС.

В ЭЭС, где присутствует АФ, осуществляются управляемые обменные энергетические процессы между питающей сетью и нагрузкой, между нагрузкой и АФ, а также внутри АПП между индуктивностью накопительного дросселя и емкостью накопительного конденсатора.

Основы построения и анализа активного фильтра

В данном разделе решается задача анализа электромагнитных и энергетических процессов в сети с параллельным активным фильтром. Цель такого анализа — установление соотношений между действующими или амплитудными значениями переменных состояния и на основании полученных соотношений расчет основных характеристик в квази-

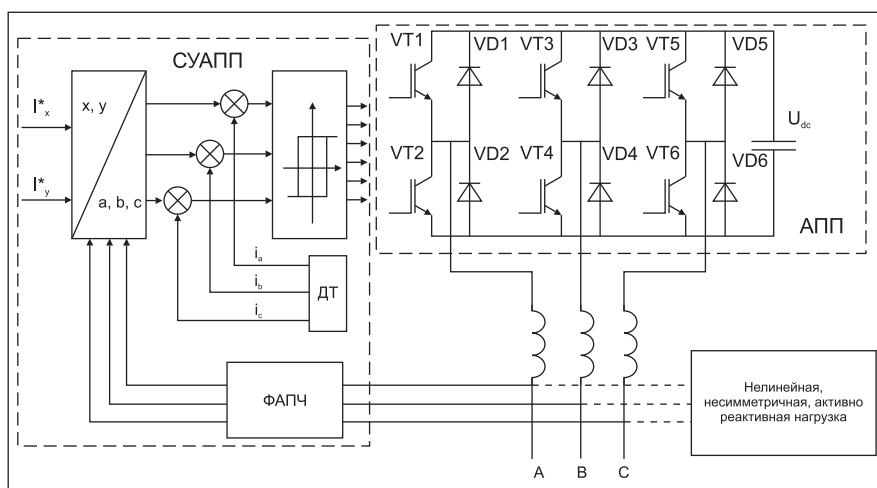


Рис. 1. Функциональная схема параллельного активного фильтра. При описании электромагнитных процессов с использованием упомянутых методов эквивалентная электрическая схема замещения АФ преобразуется к виду, представленному на рис. 2*.

* Далее исследование АФ осуществляется при активно-индуктивной нагрузке как наиболее типичной для судовых ЭЭС.

установившихся режимах работы. Основой для анализа электромагнитных процессов АФ в такой постановке служит метод пространственного вектора [6] и «гладкой (основной) составляющей» [1].

Функциональная схема параллельного активного фильтра приведена на рис. 1.

В этой схеме замещения обозначены:

- АПП — активный полупроводниковый преобразователь;
- СУАПП — системы управления активным полупроводниковым преобразователем;
- \bar{U}_1, \bar{U}_{ac} — результирующие векторы напряжения сети и напряжения на стороне переменного тока АПП;
- $\bar{I}_1, \bar{I}_L, \bar{I}_F$ — результирующие векторы тока сети, тока нагрузки и тока АФ;
- U_{dc} — напряжение в цепи постоянного тока АПП;
- $r_1, x_1 = \omega_1 L_1$ — активное и реактивное сопротивление дросселя в цепи переменного тока АПП.

Работа АПП синхронизируется с сетью, угловая частота которой $\omega_1 = 2\pi f_1 = const$. Обычно для этого используется система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

В представленной схеме замещения АФ и нагрузка с одной стороны подключены к трехфазной сети переменного тока с амплитудным напряжением (\bar{U}_1) через дроссель, с параметрами r_1, L_1 , а с другой — к цепи постоянного тока с конденсатором С. Индуктивность нагрузки и индуктивность дросселя являются накопителями «кинетической» энергии, а конденсатор накапливает «потенциальную» энергию. Можно выделить три контура, в которых осуществляются обменные энергетические процессы:

1. Контур «нагрузка — АФ», в котором обмен энергией осуществляется на частоте сети (50 Гц).
2. Контур «АПП — конденсатор», в котором обмен энергией осуществляется на шестикратной частоте сети между индуктивностью нагрузки и конденсатором.
3. Внутренний контур АПП, включающий индуктивность дросселя в цепи переменного тока АПП и конденсатор в цепи постоянного тока АПП. В этом контуре обмен энергией осуществляется на несущей (коммутационной) частоте АПП. Несущая частота генерируется самой системой и определяется параметрами дросселя r_1, L_1 и шириной петли гистерезиса в релейном регуляторе тока (рис. 1).

Задачей АФ является компенсация реактивного тока нагрузки.

Со стороны сети математическое описание АФ по «гладкой составляющей» во вращающейся системе координат может быть представлено в виде [5]:

$$\bar{U}_{ac}(t) = \bar{U}_1 + L_1 \frac{d\bar{I}_F(t)}{dt} + r_1 \bar{I}_F(t) + jx_1 \bar{I}_F(t) \quad (1)$$

в уравнении (1) переменные состояния и параметры определены выше.

Для того чтобы параллельный активный фильтр компенсировал реактивный ток нагрузки и устойчиво работал параллельно с сетью, он должен представлять собой управляемый источник тока.

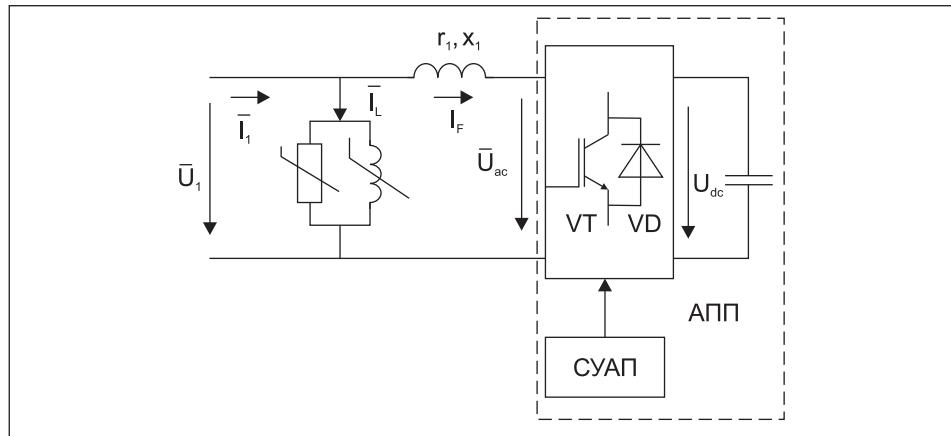


Рис. 2. Электрическая эквивалентная схема замещения параллельного активного фильтра

Анализ установившихся электромагнитных процессов в сети с активным фильтром при линейной симметричной активно-индуктивной нагрузке

Со стороны сети математическое описание АФ в установившемся режиме описывается уравнением:

$$\bar{U}_{ac} = \bar{U}_1 + r_1 \bar{I}_F + jx_1 \bar{I}_F. \quad (2)$$

Векторная диаграмма, построенная по уравнению (2), представлена на рис. 3.

Ток нагрузки \bar{I}_L содержит активную \bar{I}_{Ly} и реактивную (в данном случае индуктивную) \bar{I}_{Lx} составляющие. Для того чтобы ток сети \bar{I}_1 был чисто активным, ток АФ \bar{I}_F должен компенсировать реактивную составляющую тока нагрузки $\bar{I}_F = -\bar{I}_{Lx}$. Из векторной диаграммы следует, что ток АФ направлен по оси x . Для тока фильтра, направленного по отрицательной оси x , падение напряжения на индуктивном сопротивлении дросселя $jx_1 \bar{I}_F$ направлено по оси y .

По векторной диаграмме определяются геометрические соотношения между напряжением сети \bar{U}_1 , напряжением на стороне переменного тока преобразователя (\bar{U}_{ac}) и током АФ.

$$\begin{aligned} U_{acx} &= r_1 I_F, \quad U_{acy} = U_1 + x_1 I_F, \\ \varphi_m &= \arctg \frac{r_1 I_F}{U_1 + x_1 I_F}, \\ U_{ac} &= \frac{U_{acy}}{\cos \varphi_m}. \end{aligned} \quad (3)$$

Из уравнений (3) следует принципиальный вывод о том, что для компенсации индуктивного тока нагрузки напряжение U_{ac} на входе АФ должно превышать напряжение сети U_1 тем больше, чем больше реактивная составляющая тока нагрузки.

Энергетические характеристики АФ рассчитываются на основании геометрических соотношений векторной диаграммы (рис. 3) и уравнений (3).

Реактивная мощность АФ рассчитывается по уравнению:

$$Q_{AF} = -1,5 U_{acy} I_F = -(U_1 I_F + x_1 I_F^2). \quad (4)$$

Активная мощность, потребляемая АФ из сети равна:

$$P_{AF} = 1,5 r_1 I_F^2. \quad (5)$$

Активная и реактивная мощности, потребляемые из сети нагрузкой:

$$P_1 = 1,5 U_1 I_{Ly}, \quad Q_1 = 0. \quad (6)$$

Связь напряжения на конденсаторе U_{dc} в цепи постоянного тока АПП и напряжения U_{ac} в цепи переменного тока АПП находится из условия энергетического баланса. Обмен энергией между индуктивностью нагрузки и конденсатором повторяется каждые 1/6 периода напряжения сети. Поскольку средний ток конденсатора за этот интервал времени в квазиустановившемся режиме равен нулю, то ампер-секундная площадь (заряд) конденсатора за это время изменится на величину, определяемую из уравнения:

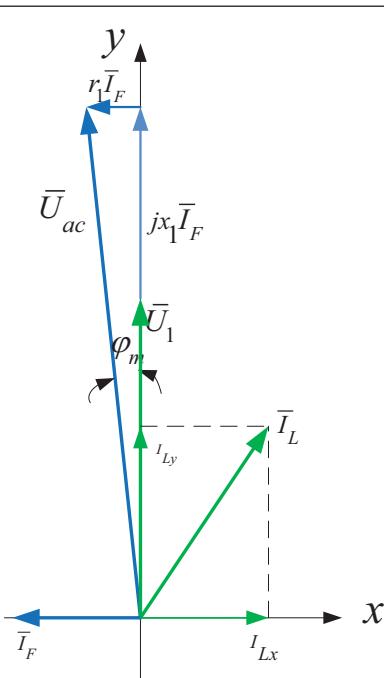


Рис. 3. Векторная диаграмма параллельного АФ при симметричной активно-индуктивной нагрузке

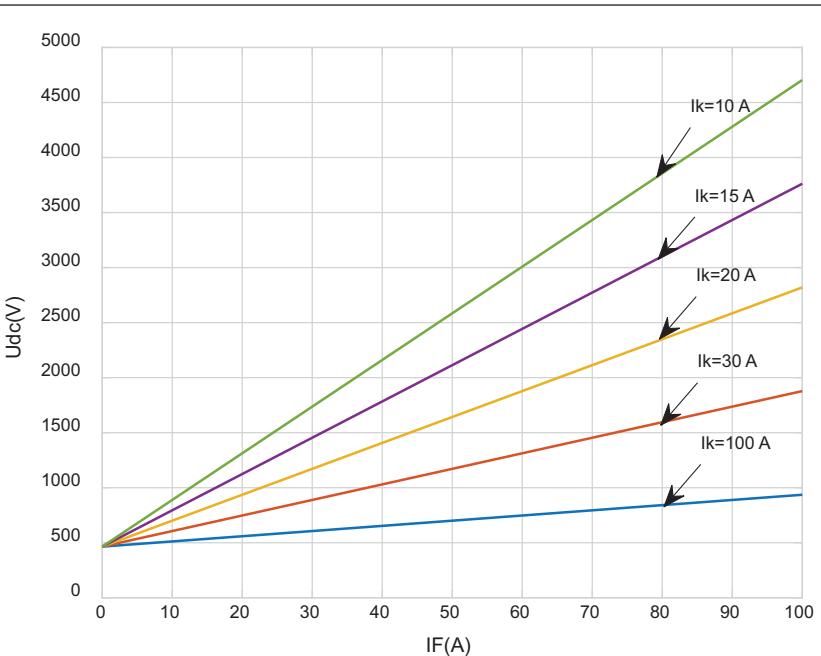


Рис. 4. Зависимости напряжения на конденсаторе от нагрузки и параметром АФ

$$\Delta Q_c = \frac{\pi I_F}{3\omega_1} \quad (7)$$

Тогда энергия, которой конденсатор обменивается с индуктивностью нагрузки при постоянном напряжении U_{dc} будет равна:

$$W_c = \Delta Q_c U_{dc} = \frac{\pi I_F}{3\omega_1} U_{dc}. \quad (8)$$

Эта энергия и определяет реактивную мощность, которой за 1/6 периода конденсатор обменивается с нагрузкой, эта энергия с учетом уравнения (3) равна:

$$W_L = \frac{1,5U_{ac}I_F}{6f_1} = \frac{\pi(U_1 + x_1 I_F)I_F}{2\omega_1}. \quad (9)$$

Из условия энергетического баланса, при равенстве значений энергии в уравнениях (8) и (9), находится напряжение на конденсаторе U_{dc} в цепи постоянного тока АПП:

$$U_{dc} = \frac{3}{2}U_1 \left(1 + \frac{x_1 I_F}{U_1} \right) = \frac{3}{2}U_1 \left(1 + \frac{I_F}{I_K} \right). \quad (10)$$

$$\text{где } I_K = \frac{U_1}{x_1} = \frac{U_1}{\omega_1 L_1} -$$

ток короткого замыкания.

В дальнейшем анализ осуществляется применительно к сети 220 В/50 Гц. Ток короткого замыкания является параметром АФ, который при $U_1 = const$ изменяется при изменении индуктивности дросселя. Ток фильтра является переменной состояния АФ, он изменяется при изменении параметров нагрузки. Зависимости напряжения на конденсаторе от этих величин показаны на рис. 4. Рост тока АФ по отношению к току короткого замыкания приводит к линейному нарастанию напряжения на конденсаторе тем значительнее, чем больше индуктивность дросселя АФ (меньший ток короткого замыкания I_k).

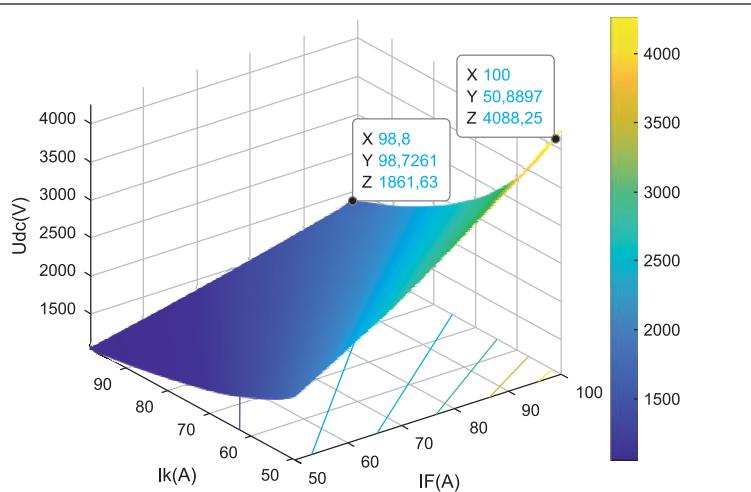


Рис. 5. Зависимости напряжения на конденсаторе от параметров АФ и нагрузки

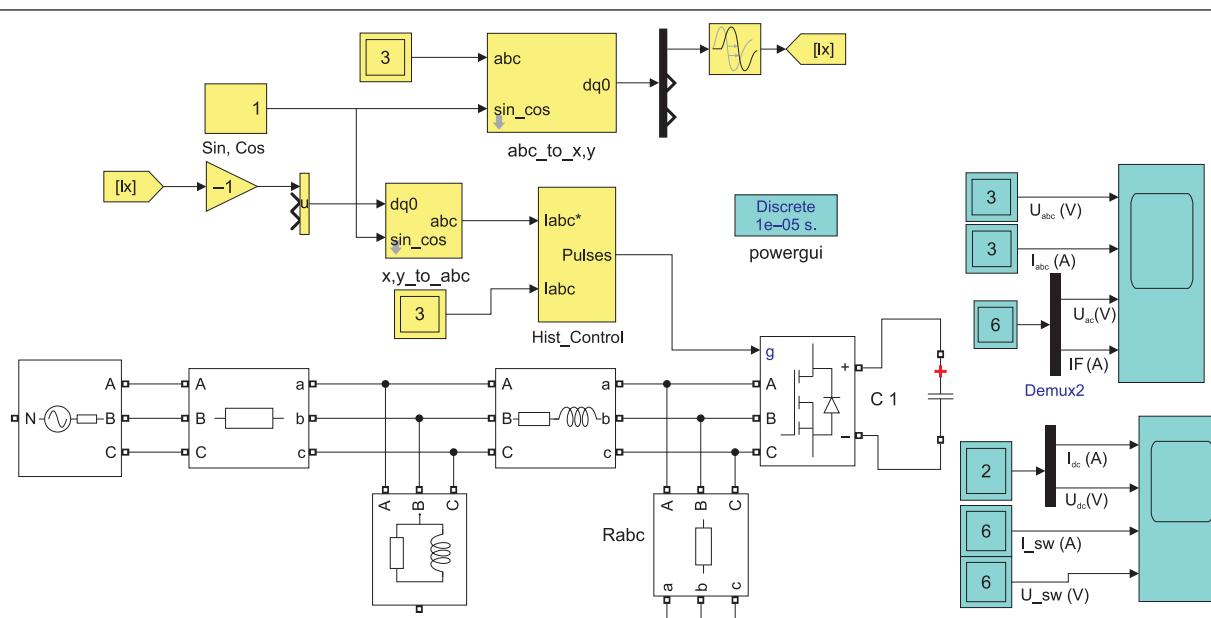


Рис. 6. Модель активного фильтра с симметричной активно-индуктивной нагрузкой

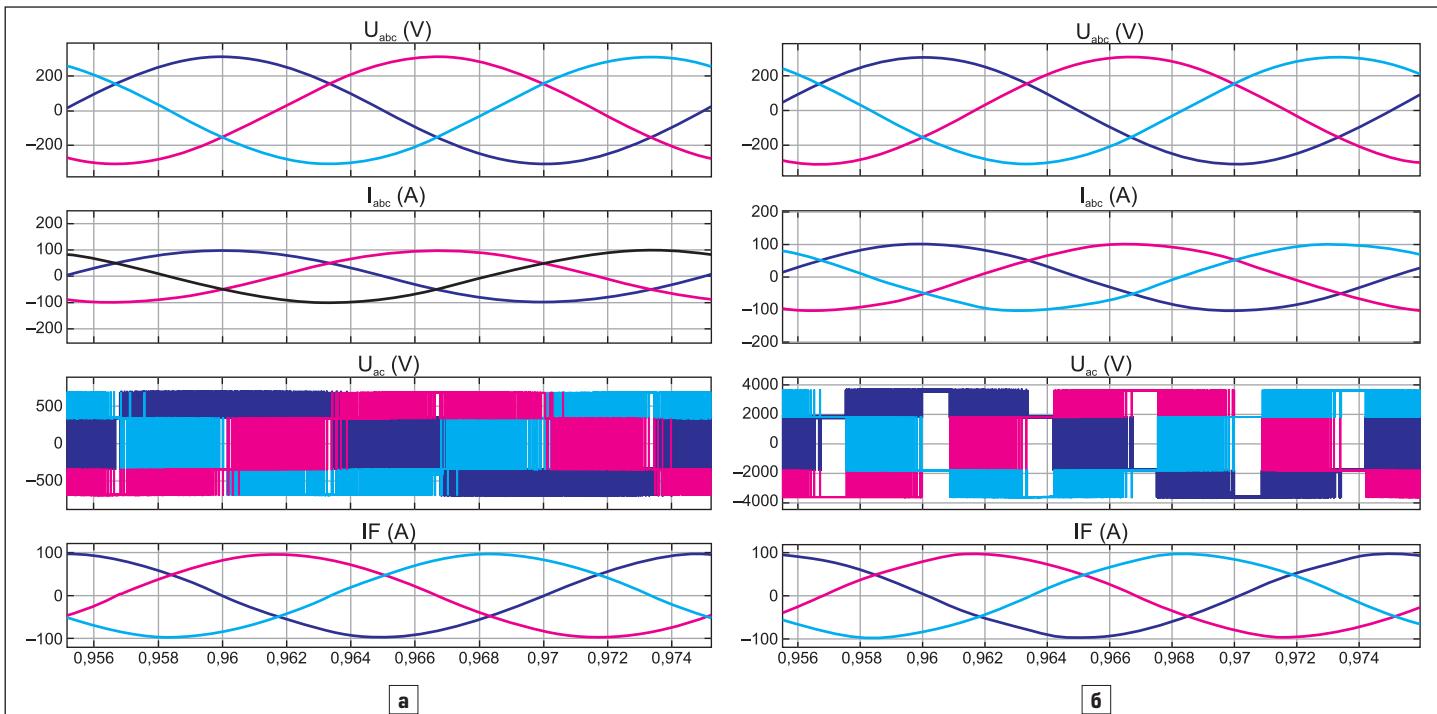


Рис. 7. Электромагнитные процессы в сети и в цепи переменного тока АПП (на входе АПП) при а) $I_F/I_K = 1$ и б) $I_F/I_K = 10$

Зависимость U_{dc} от тока АФ и тока I_k в трехмерном представлении приведена на рис. 5. Проекции рассчитанных поверхностей на основную плоскость представляют зависимости между отмеченными токами, при которых напряжение U_{dc} постоянно. Напряжение на конденсаторе в звене постоянного тока фильтра линейно растет с ростом тока фильтра и приблизительно квадратично с ростом x_1 (уменьшением тока короткого замыкания I_k).

Как следует из зависимостей (рис. 4, 5), напряжение на конденсаторе значительно превышает амплитудное значение напряжения сети.

Это напряжение определяет установочную мощность конденсатора, а значит, и «цену» способности активного фильтра компенсировать реактивные составляющие в электрической сети при изменении параметров нагрузки.

Анализ электромагнитных процессов в активном фильтре при линейной симметричной нагрузке на виртуальной модели

Модель трехфазного активного фильтра приведена на рис. 6.

- Электромагнитные процессы в АФ для двух значений $I_F/I_K = 1$ и 10 приведены на рис. 7, 8, где показаны:

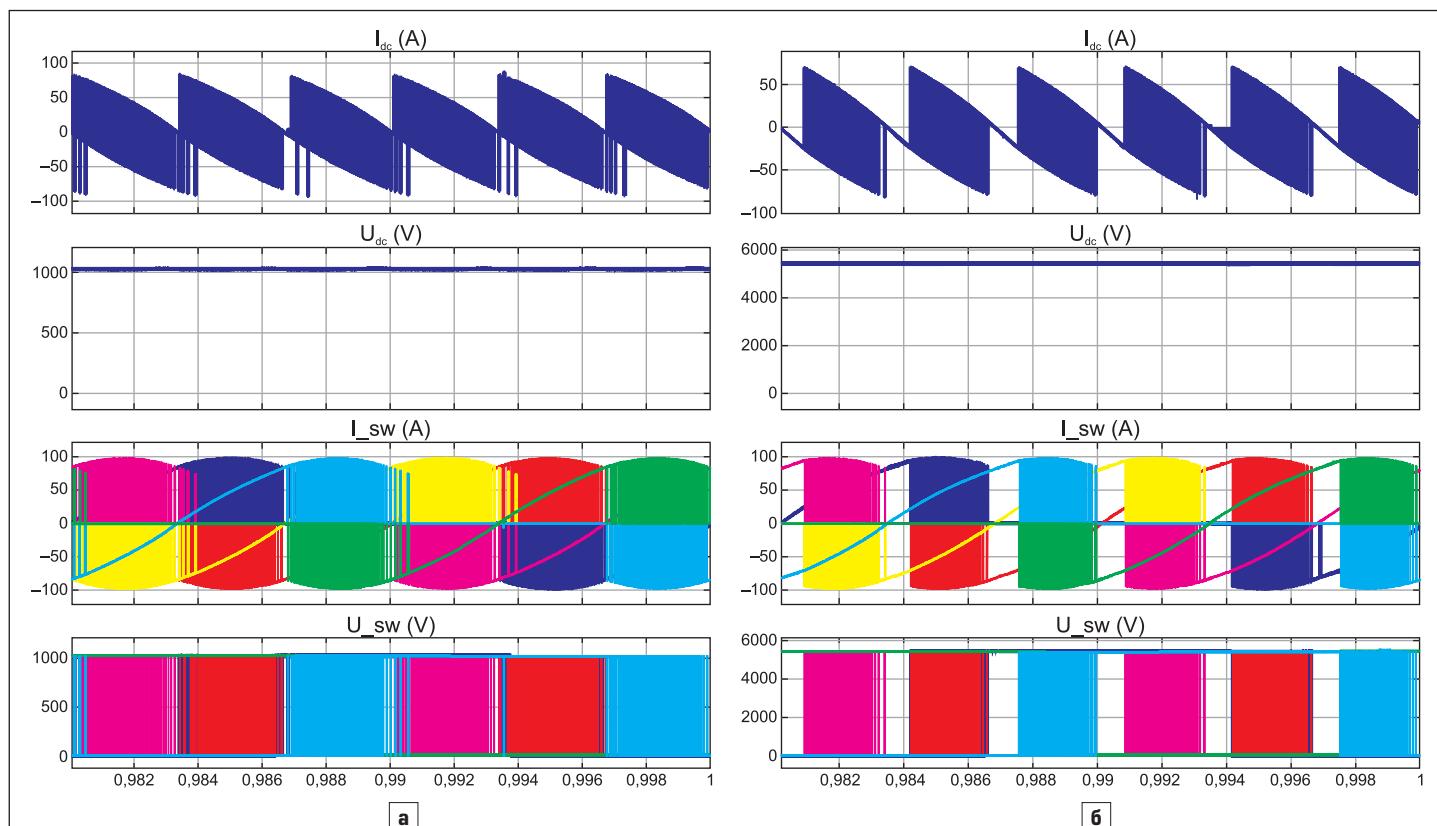


Рис. 8. Электромагнитные процессы в цепи постоянного тока АПП и на полупроводниковых элементах АПП при а) $I_F/I_K = 1$ и б) $I_F/I_K = 10$

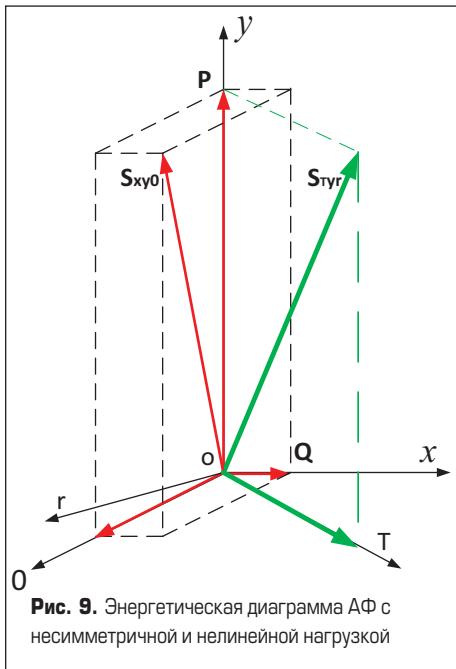


Рис. 9. Энергетическая диаграмма АФ с несимметричной и нелинейной нагрузкой

- Напряжения источника питания всех трех фаз (U_{abc}).
- Токи в источнике питания (I_{abc}).
- Напряжения в цепи переменного тока АПП (U_{ac}).
- Токи активного фильтра (I_F).
- Ток в цепи постоянного тока АПП (I_{dc}).
- Напряжение на конденсаторе U_{dc} цепи постоянного тока АПП.

Ток и напряжение на полупроводниковых элементах АПП ($I_{sw}(A)$, $U_{sw}(V)$).

*моделирование осуществлено для электрической цепи с параметрами: $U_1 = 310\text{ V}$, $I_F = 100\text{ A}$, $I_K = 10-100\text{ A}$, $L_1 = 0,01-0,1\text{ H}$, $C = 50\text{ m}\mu\text{F}$

Результаты моделирования, представленные на рис. 7, 8, подтверждают результаты анализа, представленного зависимостями (рис. 4, 5). Электромагнитные процессы в схеме свидетельствуют о следующем:

1. В контуре «сеть — нагрузка» отсутствуют обменные энергетические процессы. Мощность, потребляемая из сети на основной частоте, определяется активной нагрузкой.

2. В контуре «нагрузка — АФ» обменные энергетические процессы (рис. 7) протекают на основной частоте сети. При этом ток АФ (I_F) опережает напряжение (U_{ac}) на угол, близкий к 90° .

3. В АПП между цепью переменного и постоянного тока обменные энергетические процессы (рис. 8) протекают на шестикратной частоте сети.

4. В АПП обменные энергетические процессы между дросселем и конденсатором (рис. 8) протекают на несущей частоте.

сение электромагнитных процессов осуществлять проверенными методами теории цепей в комплексной плоскости.

Обобщенное уравнение мощности в нелинейной, несимметричной трехфазной сети в пространственных координатах x , y , 0 можно представить так, как показано на рис. 9. Поскольку напряжение сети постоянно, токи в координатах x , y , 0 в пространстве представляются аналогично рис. 9 соответственно в ином масштабе.

Для преобразования несимметричных токов в сети от пространственного представления к плоскостному в [4] предложено использовать новую систему координат T , y , r (рис. 9), которая повернута по отношению к системе координат x , y , 0 вокруг оси y на такой угол, чтобы проекция вектора полной мощности \bar{S} на ось r была бы равна нулю.

Следует подчеркнуть, что преобразование токов из системы координат x , y , 0 в систему координат T , y , r должно быть инвариантно по мощности, что в свою очередь при симметричном источнике требует равенства действующих токов в исходных и преобразованных системах координат. Математическая запись этого условия сводится к уравнению:

$$\sqrt{I_x^2 + I_y^2 + I_0^2} = \sqrt{I_y^2 + I_T^2} \quad \text{или} \quad I_T = \sqrt{I_x^2 + I_0^2} \quad (11)$$

I_y — ток, соответствующий активной мощности в нагрузке, I_x — ток, соответствующий реактивной мощности нагрузки, I_0 — ток, соответствующий асимметрии и (или) искажениям, I_T — неактивный ток нагрузки*.

*Проекция полной мощности S_{xy0} на ось 0 в литературе получила название неактивной мощности.

При этом электрические токи в трехфазной несимметричной и нелинейной нагрузке геометрически представляются в прямоугольной плоскостной системе координат в осях y , T .

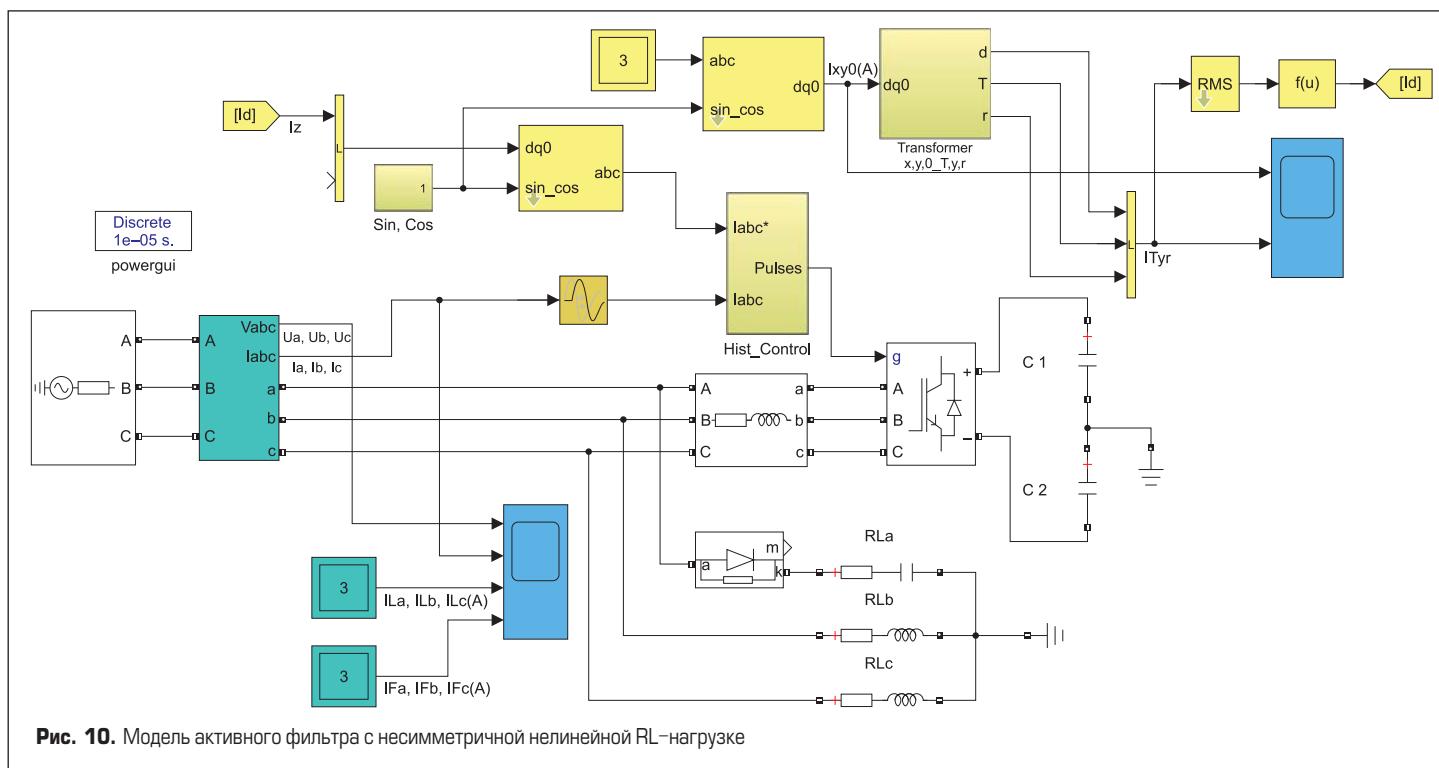


Рис. 10. Модель активного фильтра с несимметричной и нелинейной RL-нагрузкой

Преобразование токов из системы координат $x, y, 0$ в систему координат T, y, r осуществляется в соответствии с уравнением [4]:

$$\begin{bmatrix} I_T \\ I_y \\ I_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{I_x}{I_{x0}} & 0 & \frac{I_0}{I_{x0}} \\ 0 & 1 & 0 \\ -\frac{I_0}{I_{x0}} & 0 & \frac{I_x}{I_{x0}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_x \\ I_y \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

где $I_{x0} = \sqrt{I_x^2 + I_0^2}$.

В системе координат T, y, r электромагнитные процессы в АФ можно описать в комплексной плоскости и осуществить этот анализ по методике, изложенной выше, при $I_F = I_T = \sqrt{I_x^2 + I_0^2}$.

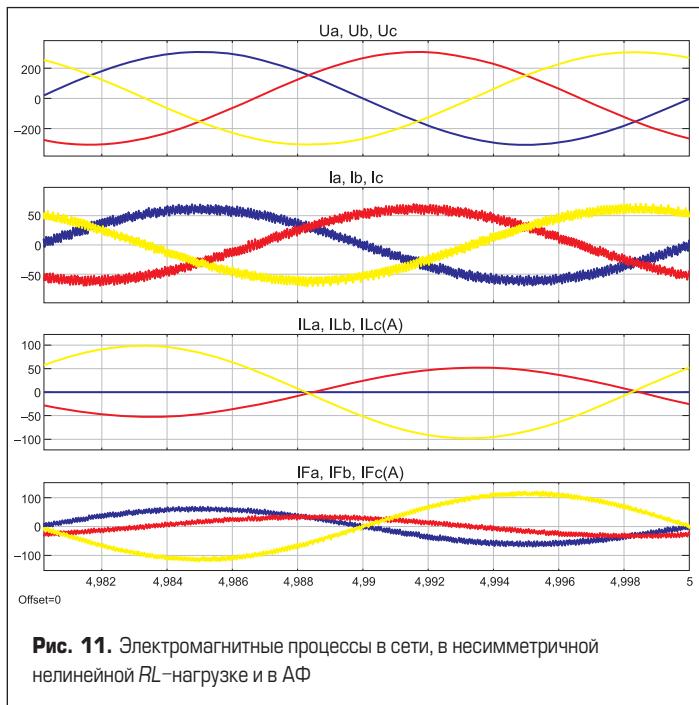


Рис. 11. Электромагнитные процессы в сети, в несимметричной нелинейной RL -нагрузке и в АФ

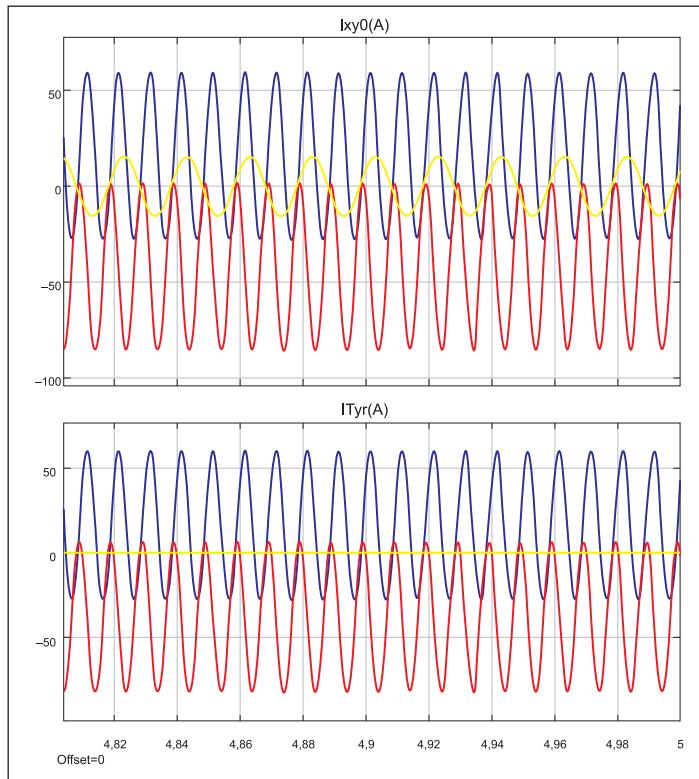


Рис. 12. Токи в несимметричной нелинейной нагрузке в осях $x, y, 0$ и T, y, r

Виртуальная модель активного фильтра с несимметричной, нелинейной нагрузкой в координатах T, y, r

Виртуальная модель для исследования электромагнитных и энергетических свойств электрической сети с трехфазным активным фильтром в этом случае представлена на рис. 10. Блок преобразования координат (Transfer xy0_T,y,r), осуществляет преобразование в соответствии с уравнением (12).

Результаты моделирования этой системы при несимметричной, нелинейной нагрузке показаны на рис. 11–13.

На осциллограммах (рис. 11) показаны напряжения сети, токи сети, токи нагрузки и токи АФ. Полученные результаты свидетельствуют о практически полной компенсации неактивной мощности в питающей электрической сети. Токи в осях $d, q, 0$ и T, y, r представлены на рис. 12. Осциллограммы активной и реактивной мощности в питающей сети и нагрузке — на рис. 13.

Литература

- Булгаков А. А. Новая теория управляемых выпрямителей. М.: Наука, 1970.
- Герман-Галкин С. Г. ШКОЛА MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники в среде Matlab — Simulink. Урок 16. Исследование электрической цепи с трехфазным активным фильтром // Силовая электроника. 2013. № 40.
- Горев А. А. Переходные процессы синхронной машины. М.; Л.: Госэнергоиздат, 1950.
- Жемеров Г., Колесник В., Ильина Щ. Соотношения для преобразований координат обобщенных векторов напряжений и токов трехфазной системы электроснабжения. Харьков, Харьковский политехнический институт, 2009.
- Коган И. Ш., Систематизация и классификация определений и дополнений к понятию «энергия». // Автоматизация и ИТ в энергетике, 2009, № 2, 3.
- Ковач К. П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. Пер. с нем. М.; Л.: Госэнергоиздат, 1963.
- Розанов Ю. К. Силовая электроника. М.: МЭИ. 2007.
- Чаплыгин Е. Е., Калугин Н. Г. Теория мощности в силовой электронике. Уч. пособие для студентов, обучающихся по специальности «Промышленная электроника». М., 2006.
- Akagi H. et al. Generalized theory of instantaneus reactive power in threephasecircuits // Conf. Rec. IPEC'83. Tokyo. 1993.
- Akagi H. New trends in active filters. Conf. Proc. EPE'95. Sevilla. 1995.
- Park R. H. Two-reaction theory of synchronous machines: Generalized method of analysis — part 1. Trans. of AIEE. July, 1929.

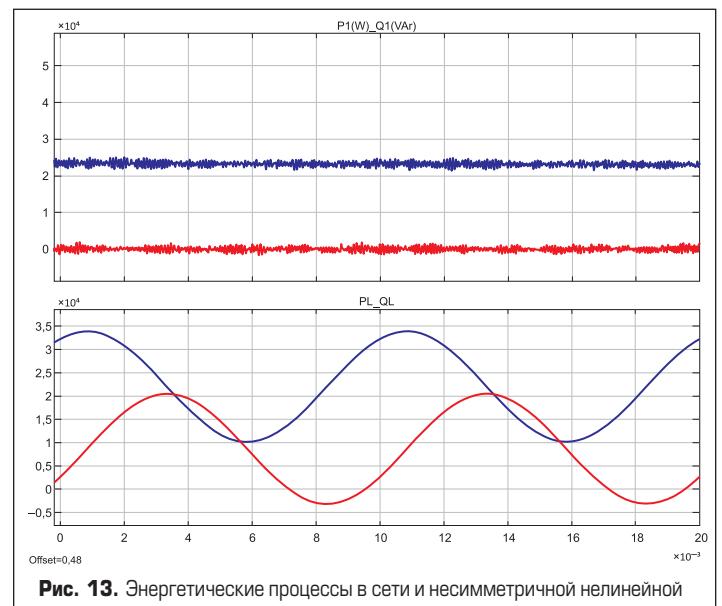


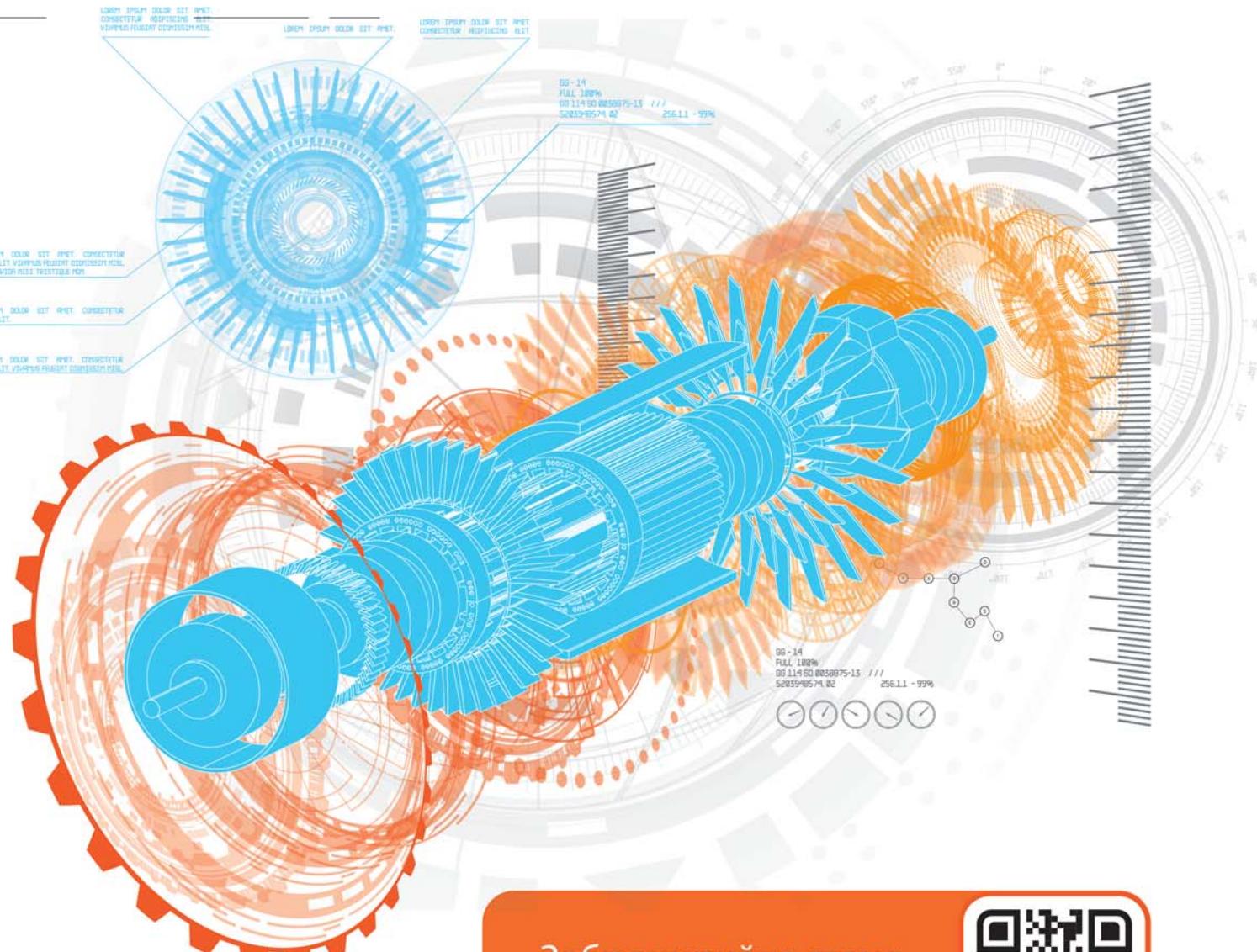
Рис. 13. Энергетические процессы в сети и несимметричной нелинейной RL -нагрузке



21–23 октября 2025

Москва, МВЦ «Крокус Экспо»

22-я Международная выставка испытательного и контрольно-измерительного оборудования



Забронируйте стенд
testing-control.ru



Организатор



Международная
Выставочная
Компания

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

реклама



Выставка-Форум | 20-21 мая 2025 г. | Омск

XXVII СИБИРСКАЯ СТРОИТЕЛЬНАЯ НЕДЕЛЯ • 2025

В объединённой экспозиции:

- Проектирование. Строительство. Архитектура
- Материалы. Оборудование. Инструмент
- Малоэтажное строительство. Коттедж
- Дерево и металлы в строительстве
- Отделка и ремонт
- Недвижимость
- Инженерное оборудование. Мир климата
- Энергетика. Электротехника
- ЖКХ. Комфортная среда
- Дорожное хозяйство. Спецтехника. Транспорт
- Наука. Образование. Кадры
- Финансовые услуги
- Рекламные услуги. Продвижение. Маркетинг



+7 (3812) 23-23-30



expo@intersib.org



www.intersib.org



EXPO ELECTRONICA

МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА ЭЛЕКТРОНИКИ:
КОМПОНЕНТЫ И ТЕХНОЛОГИИ, МАТЕРИАЛЫ
И ОБОРУДОВАНИЕ, ВСТРАИВАЕМЫЕ
СИСТЕМЫ И КОНЕЧНЫЕ РЕШЕНИЯ

15–17.04.2025

МОСКВА, КРОКУС ЭКСПО

**ПОСЕТИТЕ КРУПНЕЙШУЮ
ВЫСТАВКУ ЭЛЕКТРОНИКИ!**

ВЕКТОРЫ РАЗВИТИЯ 2025:

EXPOCIFRA - ВЫСТАВКА
ИНФОРМАЦИОННЫХ
ТЕХНОЛОГИЙ И РЕШЕНИЙ
ДЛЯ ЦИФРОВОЙ
ТРАНСФОРМАЦИИ



СЕКТОР РОБОТОТЕХНИКИ

ПРЕМИЯ ELECTRONICA



ПОЛУЧИТЕ
БЕСПЛАТНЫЙ БИЛЕТ
ПО ПРОМОКОДУ

EE2025magazine



Организатор
Organiser