

**ТЕМАТИЧЕСКОЕ
ПРИЛОЖЕНИЕ
К ЖУРНАЛУ
КОМПОНЕНТЫ
И ТЕХНОЛОГИИ**

12+

WWW.POWER-E.RU№ 2'2024
МАЙ

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

ISSN 2079-9322



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



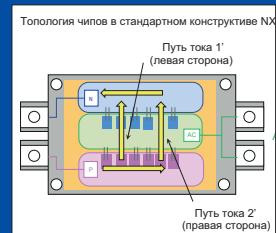
Отечественные
ультрабыстрые диоды
для сварочного оборудования
и источников питания серии
D80B804 и D150B804

AC/DC - ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

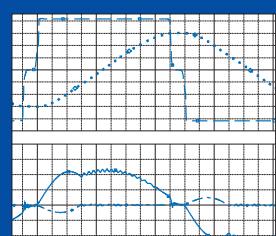
- Диапазон выходной мощности: 2-500 W
- Диапазон входного напряжения: 85-900 VAC
- Количество выходных каналов: 1, 2, 3, 4, 7 (кастомное решение)
- Диапазон выходного напряжения: 3,3-48 VDC
- Изоляция: 3000 VAC, 3600 VAC, 4000 VAC
- Варианты монтажа: на печатную плату, на DIN-рейку
- Гарантия: 3 года

DC/DC - ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

- Диапазон выходной мощности: 0,5-700 W
- Диапазон входного напряжения: 3-1500 VDC
- Количество выходных каналов: 1, 2
- Диапазон выходного напряжения: 3,3-48 VDC
- Изоляция: неизолированные, 1500-6000 VDC, 2150-4000 VAC
- Варианты монтажа на плату: SMD, SIP, DIP
- Гарантия: 5 лет



Переход на SiC MOSFET
с сохранением стандартного
конструктивного
конструктива модуля



Упрощение конструкции
мостового резонансного
DC/DC-преобразователя



КАТАЛОГ АНАЛОГОВ
КОМПОНЕНТОВ КИТАЙСКИХ
ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

ПОДБОР
КОМПЛЕКТУЮЩИХ,
ОПТИМИЗАЦИЯ,
УНИФИКАЦИЯ БАЗЫ

ПОСТАВКА
ОБРАЗЦОВ И
ОТЛАДОЧНЫХ СРЕДСТВ

ТЕХНИЧЕСКАЯ
ПОДДЕРЖКА
НА ВСЕХ
ЭТАПАХ ПРОЕКТА

8 800 333 63 50



ptelectronics.ru
semicond@ptelectronics.ru

Ускорение
«электромобильности»
с помощью мощных
модульных
тяговых инверторов на основе
карбида кремния

IGBT МОДУЛИ ОТЕЧЕСТВЕННОГО ПРОИЗВОДСТВА



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

*по запросу

Напряжение: 1200/1700 В

Номинальный ток: 75-600 А

реклама



 ПРОТОН-ЭЛЕКТРОТЕКС

+7 (4862) 44-04-79

www.proton-electrotex.com



Департамент радиоэлектронной промышленности
Министерства промышленности и торговли РФ

АО «ГРУППА КРЕМНИЙ ЭЛ»

осуществляет серийное производство силовых модулей категории качества «ВП», включенных в Перечень ЭКБ 03.

Наименование	Схема	Корпус	Ток коллектора	Напряжение	Внешний вид
2Д2946АС	Однофазный мост	Металлополимерный (Агрофон)	30	600	
2Д2947АС	Трехфазный мост	Металлополимерный (Агрофон)	30	1000	
2M421A3	Одиночный ключ	МПК-44	50	1200	
2M423B2	Нижний чоппер	МПК-34	100	1200	
2M423E4		МПК-62	300	1200	
2M423Ж5		МПК-62М	400	1200	
2M425B2		МПК-34	100	1200	
2M427B2	Полумост	МПК-34	100	1200	
2M427A3		МПК-44	50	1200	
2M427Б3		МПК-44	75	1200	
2M427E4		МПК-62	300	1200	
2M427E5		МПК-62М	300	1200	

Сборка силовых модулей может быть также осуществлена в текущие конструкционные исполнения (см. табл.) с использованием кристаллов заказчика.

Предприятием также успешно выпускаются диоды Шоттки на карбиде кремния с указанными электрическими характеристиками:

Наименование	U _{обр.макс.} , В	I _{пр.макс.} , А	U _{пр.} , В	I _{обр.} , мА	C _d , пФ	T _{экспл.} , °C	Корпус
5ДШ302А9, 5ДШ302А91,	600	1	1,8	0,05	50	-60...+125	КТ-47 (SOT-89)/КТ-99-1 (4601)
5ДШ303А92	600	2	1,8	0,05	50		КТ-89 (TO-252)
5ДШ402А9	1200	1	1,8	0,08	50		КТ-47 (SOT-89)
5ДШ402А91	1000	1	1,8	0,05	50		КТ-99-1 (4601)
5ДШ403А92	1200	2	1,8	0,08	50		КТ-89 (TO-252)
5ДШ408А, 5ДШ408А1	1200	2	1,8	0,05	23/20		КТ-28А-2.02 (TO-220) /КТ-28-1 (TO-220AC-2)
5ДШ409А, 5ДШ409А1, 5ДШ409А9	1200	5	1,8	0,25	55/51/55		КТ-28А-2.02 (TO-220) /КТ-28-1 (TO-220AC-2) / КТ-89-2 (TO-252)
5ДШ410А, 5ДШ410А1	1200	10	1,8	0,25	55/51		КТ-28-1 (TO-220AC-2)/КТ-28А-2.02 (TO-220)

В данный момент предприятием также успешно выполняются работы по производству диода Шоттки на карбиде кремния со следующими электрическими характеристиками:

Наименование	U _{обр.макс.} , В	I _{пр.макс.} , А	U _{пр.} , В	I _{обр.} , мА	C _d , пФ	T _{экспл.} , °C	Размер кристалла, мм
Диод Шоттки на SiC	1200	5	1,8	0,25	55	-60...+125	2,2x2,2

Техническая консультация :
Чайкин А.А. alchaikin@outlook.com
Алексин С.С. salekhin@outlook.com
тел.(4832) 41-90-11

Заказ продукции:
<http://group-kremny.ru>
mark@kremny.032.ru
тел.(4832) 41-85-91

241037, Россия, г. Брянск,
ул. Красноармейская, 103
тел. (4832) 41-43-11
факс (4832) 41-42-14

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 24.05.24
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 «МАЙЕР»
190005, г. Санкт-Петербург, пр. Троицкий, д. 6

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

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

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

В номере:

Силовая элементная база

Мишель Портико

Перевод: Евгений Карташев

Инновации в системах управления электродвижением 6

Андрей Селеменев

Отечественные ультрабыстрые диоды

для сварочного оборудования и источников питания

серии Д80БВ04 и Д150БВ04 10

Нарендер Лакшманан, Ойген Штумпф

Перевод: Иван Сергеев

Переход на SiC MOSFET

с сохранением стандартного конструктива модуля 12

Роберт Шульга

Конструктивно-технологические особенности IGBT-модулей.

Часть 2. Модули прижимной конструкции в квазигерметичных
пластмассовых и герметичных металлокерамических
корпусах 16

Лэй Хонг

Перевод и комментарии: Андрей Колпаков

Цифровые драйверы Firstack

для мощных высоковольтных инверторов 24

Анатолий Коршунов, Валерий Скорина

Геометрический метод определения максимального и минимального
выходного напряжения силового трансформатора

при фиксированном значении тока нагрузки 30

rus-elektronika.ru



ЭЛЕКТРОНИКА РОССИИ

Международная
ВЫСТАВКА-ФОРУМ

26|27|28
НОЯБРЯ
2024 МОСКВА
Крокус Экспо



12+

Забронируйте стенд:

+7 (812) 401 69 55, electron@mvk.ru



Организатор:



Официальная поддержка:



Партнеры:



СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

№ 2 (106)'2024

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

Источники питания

Маттиас Тауэр

Перевод: Евгений Карташев

Гибридный инвертор ANPC с синхронным выпрямителем. 32

Ян Пикард

Перевод: Евгений Карташев

«Под куполом обратного хода».

Дизайн импульсных источников питания. Часть 3 36

Борис Глебов

Упрощение конструкции мостового резонансного

DC/DC-преобразователя 42

Пьер Делатт

Перевод: Иван Сергеев

Ускорение «электромобильности»

с помощью мощных модульных тяговых инверторов

на основе карбида кремния 46

Конрад Домес

Перевод и комментарии: Евгений Карташев

«Двойной импульс»:

размышления производителя испытательного оборудования 50

Бенджамин Сахан, Кристиан Штаубах, Кевин Качмарек,

Штефан Реддиг, Конрад Домес, Филипп Беркемайер, Феликс Шенлебе

Перевод: Евгений Карташев

Модульный импульсный генератор dv/dt

для оценки долговременной надежности изоляции. Часть 1 54

При
поддержке

МИНИСТЕРСТВО ПРОМЫШЛЕННОСТИ И ТЕХНОЛОГИЙ РОССИИ



МИНИСТЕРСТВО НАУКИ
и ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ЭЛЕМЕНТ

Организаторы

60 лет
Федеральная
территория
«Сириус»

ПРОГРЕСС
НИИ ЭЛЕКТРОННОЙ ОПОДДЕРЖКИ

Генеральный
партнер

ФОНД
ПЕРСПЕКТИВНЫХ
ИССЛЕДОВАНИЙ

Инновационные
партнеры

АСТРОН

СИБИРЬ

МИЭТ

НАЦИОНАЛЬНЫЙ
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ

Технологический
партнер

kraftway®
РОССИЙСКИЕ ТЕХНОЛОГИИ

Партнер Научной
конференции

НМ-тех

Спортивный
партнер

mikron
ГК «ЭЛЕМЕНТ»

Партнеры

Итэлма

ostec
группа компаний

НИИТМ
специальное технологическое
объединение

НИИУ
МИСИС
ЭЛПО СПбГУ

Партнер
детской
программы

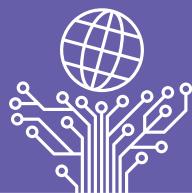
МИЭТ
НАЦИОНАЛЬНЫЙ
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ

Генеральный
информационный
партнер

ТЕХНОСФЕРА
РЕКЛАМНО-ИЗДАТЕЛЬСКИЙ ЦЕНТР

Оператор
Форума

ПрофКонференции



РОССИЙСКИЙ ФОРУМ
МИКРОЭЛЕКТРОНИКА 2024

10 ЛЕТ



ФЕДЕРАЛЬНАЯ
ТЕРРИТОРИЯ
«СИРИУС»

23–28
сентября 2024

6
дней

3000+
участников

850+
компаний

13
секций

20+
круглых
столов

850+
докладов

150+
экспозиций

1000 м²
выставочных
площадей

10 лет
вместе!

Российский форум «Микроэлектроника 2024» –
синергия уникальных событий

- Предконференции
- Научная конференция «ЭКБ и микроэлектронные модули»
- Деловая программа
- Школа молодых ученых
- Выставка
- Культурная программа
- Микроэлектроника детям



MICROELECTRONICA.PRO

ПОДПИСЫВАЙТЕСЬ И БУДЬТЕ В КУРСЕ
ВСЕХ ПОСЛЕДНИХ НОВОСТЕЙ!

+7 495 641 57 17

microelectronica.pro

info@microelectronica.pro

реклама

Инновации в системах управления электродвижением

Выпуск высокоинтегрированных силовых модулей должен поддерживать ключевые стратегии управления движением, начиная от частотно-регулируемых приводов общего назначения и заканчивая специализированными разработками для специальных применений.

**Мишель Портико
(Michele Portico)¹**

Перевод: Евгений Карташев

Технологии управления электродвижением

Электрические двигатели управляют многими процессами в окружающем нас мире. Присмотритесь повнимательнее, и вы увидите их повсюду: от бытовых приборов, таких как стиральные машины и холодильники, до транспортных средств, делающих нашу жизнь удобной, — автомобилей, поездов и самолетов. Электромоторы, изобретенные в XIX веке пионерами электротехники и первоходцами своего времени Вернером фон Сименсом, Томасом Альвой Эдисоном, Николой Теслой и Джорджем Вестингаузом, чьи имена с тех пор стали нарицательными, остаются на переднем крае инноваций.

Управление электродвижением превратилось в важную часть современного промышленного оборудования. Оно предполагает внимательное отношение к проектированию и внедрение элементов управления, гарантирующих, что электромоторы будут работать именно так, как требуется для конкретного применения. Современные инновации в области технологий управления движением предусматривают повышение производительности и простоту использования, а также создание новых сервоприводов и систем управления.

Являясь лидером на рынке разработки и производства решений для силовой электроники, поддерживающих стратегии промышленных применений, компания Vincotech ориентируется на наиболее важные области применения систем управления движением: промышленные и встроенные электроприводы, тепловые насосы, системы кондиционирования воздуха, лифты и сервоприводы. В статье рассматриваются особенности этих устройств и показано, как можно снизить риски, связанные с проектированием, и ускорить выход на рынок.

Промышленные приводы

Частоты вращения и крутящие моменты промышленных электродвигателей заметно различаются в зависимости от области применения. Частотно-регулируемые приводы (ЧРП), расположенные между электрической сетью и двигателем, обеспечивают эффективное управление моторами в соответствии с конкретными требованиями (рис. 1). Такие решения становятся все более популярными, поскольку обеспечивают короткие сроки окупаемости благодаря экономии энергии и средств.

Для того чтобы подчеркнуть преимущества ЧРП, рассмотрим применение, требующее точного регулирования скорости и давления потока воздуха. Традиционно в таких системах установлены клапаны, заслонки или редукторы для регулирования режимов работы насоса с приводом от двигателя на полной мощности. Однако работа «сетевых» моторов с фиксированной частотой вращения на полной мощности приводит к тому, что значительная часть энергии теряется в виде тепла.

Использование частотно-регулируемого привода позволяет существенно снизить потери за счет адаптации частоты вращения и момента двигателя в соответствии с нагрузкой и требуемыми режимами работы. Такую адаптацию обеспечивают два основных параметра: частота выходного напряжения, задающая скорость вращения двигателя, и выходной ток, определяющий крутящий момент. На рис. 2 показан типовой процесс преобразования входного фиксированного сетевого напряжения в регулируемый сигнал переменного тока.

Основным преимуществом ЧРП является возможность регулировки частоты вращения двигателя в соответствии с конкретной задачей. Кроме того, частотно-регулируемый привод постоянно контролирует момент двигателя, защищая таким образом и его, и всю систему. Регулировка крутящего момента также дает заметную экономию электроэнергии: например, двигатель вентилятора с ЧРП потребляет лишь одну восьмую своей номинальной мощности благодаря соотношению скорости и мощности, выраженному в виде кубического корня.

Частотно-регулируемый привод предназначен не только для разгона мотора, но и для его управле-



Рис. 1. Частотно-регулируемый привод (ЧРП)

¹Vincotech, Унтерхахинг

емой остановки или торможения. Контроль режима торможения жизненно важен для таких применений, как лифты и конвейеры. Преобразователи частоты способны изменять направления вращения без переключения фазных кабелей. Отсутствие потребности в клапанах, демпферах и редукторах позволяет создавать компактные системы с минимальными затратами на техническое обслуживание и эксплуатацию.

ЧРП включает три основных узла: силовой выпрямитель для преобразования входного АС-сигнала в напряжение постоянного тока; тормозной чоппер для защиты DC-шины при рассеивании энергии, вырабатываемой двигателем во время торможения, и силовых полупроводниковых ключей, используемых для формирования выходного АС-сигнала с переменной частотой.

Для разработки промышленных частотно-регулируемых приводов мощностью 1–60 кВт Vincotech предлагает силовые интегральные модули PIM/CIB (выпрямитель, инвертор и тормозной каскад), трехфазные модули, полумосты и выпрямители.

Интегральные решения

Встраиваемые приводы, в которых управляющая электроника и электродвигатель объединены в единое целое, завоевывают все большую долю рынка промышленного оборудования. Многие поставщики предлагают встраиваемые приводные системы с различной степенью «специализации». Помимо экономии места за счет компактной и герметичной конструкции, подобные интегральные решения могут быть адаптированы к конкретным областям применения для повышения надежности и производительности и, что особенно важно, снижения затрат.

Встроенный привод содержит входной выпрямитель, каскад корректора коэффициента мощности (ККМ или PFC) и трехфазный выходной инвертор. В зависимости от области применения эта схема реализуется с помощью интеллектуального силового модуля IPM (Intellectual Power Module) или интегрального модуля PIM (Power Integrated Module). В то время как IPM включает элементы логики и драйвер затворов, необходимый для управления MOSFET/IGBT, в состав PIM входят только силовые ключи, а схема управления затворами размещается на общей печатной плате (рис. 3).

Двигатели с электронным управлением, встроенные в насосы, компрессоры, вентиляторы и аналогичные устройства, должны соответствовать двум ключевым требованиям:

- герметичность: встраиваемые приводы размещаются в компактном герметичном корпусе с контролем температуры, поскольку тепло, выделяемое силовыми ключами, шунтами и другими резистивными компонентами, может отводиться только через корпус;
- коррекция коэффициента мощности (ККМ): при питании привода от общей сети он должен обеспечивать функцию ККМ в соответствии с нормативными документами.

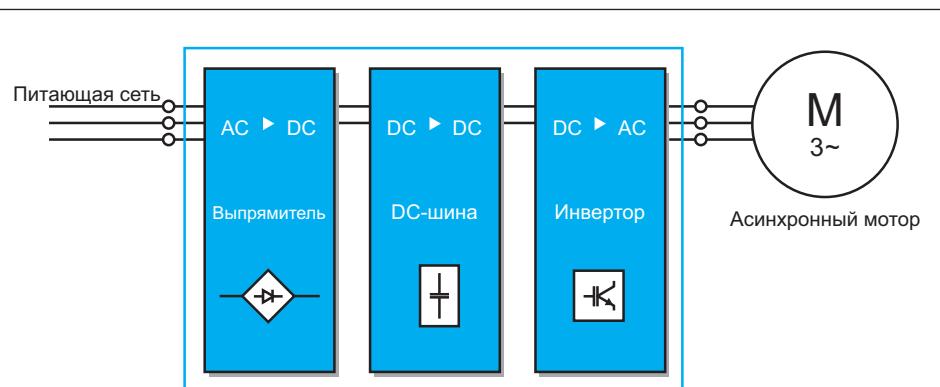


Рис. 2. Процесс преобразования энергии с использованием частотно-регулируемого привода

Оптимизация стоимости, габаритов и ускорение вывода на рынок встраиваемых приводов достигаются за счет интеграции большинства функциональных блоков, используемых в электроприводе. Исключение составляют входной фильтр, конденсаторы DC-шины и управляющий контроллер, которые не могут входить в интеллектуальный силовой модуль (IPM). Такой подход сокращает риски, связанные с проектированием, и ускоряет процесс разработки.

В то время как стандартные IPM содержат трехфазный мост с драйвером, модули высокой степени интеграции обеспечивают оптимальное сочетание силового каскада и схемы управления затворами — критически важных элементов инвертора. В настоящее время ведущие производители силовой электроники, в том числе Vincotech, предлагают широкую гамму компонентов для встраиваемых приводов, включая IPM на 600 и 1200 В (IPMS), а также интегральные модули со схемой ККМ (PIM + PFC). Обладая наивысшим на сегодня уровне интеграции, эти компоненты представляют собой лучшее решение для работы в условиях ограниченного пространства.

Компоненты серий flowIPM 1B и 1C от Vincotech отличаются высокой степенью

функциональной интеграции, в их составе имеются силовые полупроводники, интегральные схемы, а также пассивные SMD-элементы, размещенные на подложке с использованием толстопленочной технологии (рис. 4). Они содержат все компоненты, необходимые для реализации трехфазного инвертора с активной коррекцией коэффициента мощности (APFC). В их числе конденсаторы для компенсации индуктивных контуров, шунты для измерения тока, контроллер ККМ, делитель напряжения, а также конденсаторы звена постоянного тока. Два внешних резистора задают выходное напряжение модуля и рабочую частоту ККМ.

Если для управления ККМ используется внешний микропроцессор, то можно выбрать версию, оснащенную только драйвером силового ключа корректора. В этом случае понадобится источник отрицательного напряжения и усилитель токового сигнала ККМ. Цепь заземления микроконтроллера расположена на положительной стороне резистивного шунта корректора (прямое подключение к микроконтроллеру невозможно).

Опциональное подключение методом пресс-войкой посадки (Press-Fit) еще больше расширяет возможности проектирования. Кроме того,

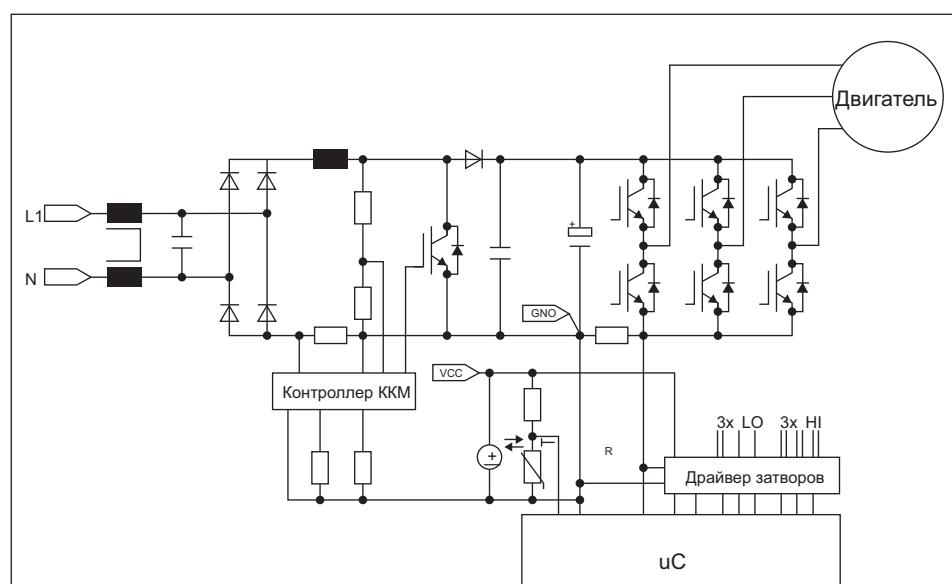


Рис. 3. Интегральный силовой модуль с ККМ

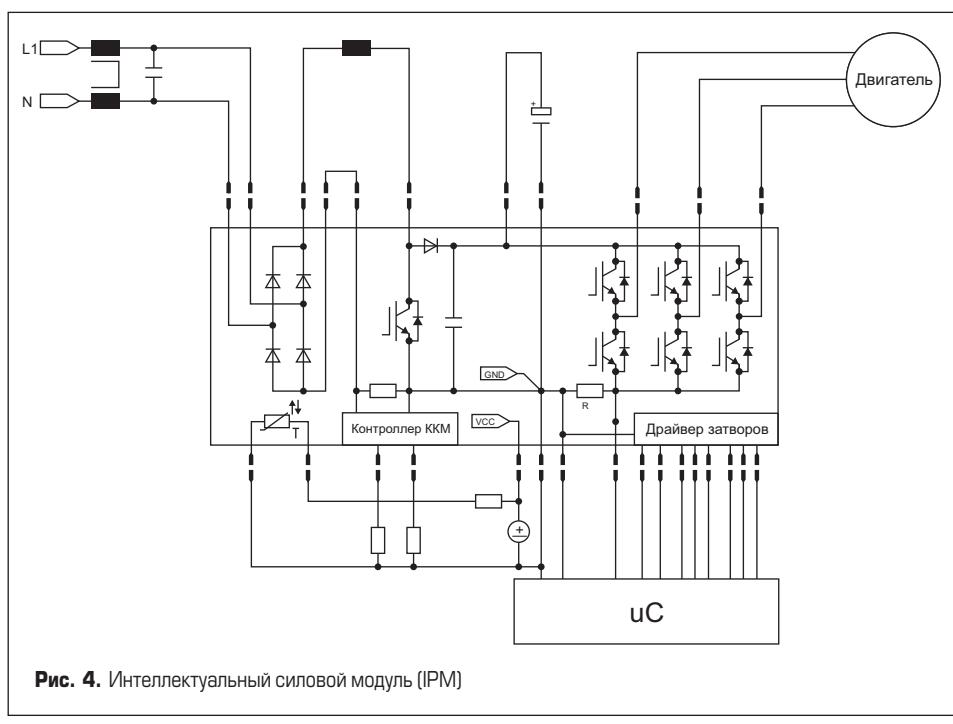


Рис. 4. Интеллектуальный силовой модуль (IPM)

благодаря высокой степени функциональной интеграции разработчики приводов могут переложить часть исследовательских и опытно-конструкторских работ на производителя модуля, сокращая затраты на проектирование и получая более широкие возможности в выборе режимов коммутации. Такая гибкость имеет решающее значение, поскольку приходится искать компромисс при выборе фильтра и расчете динамических потерь в системах, работающих на частотах ШИМ 4 и 16 кГц.

Модули РІМ содержат только силовые компоненты — входной выпрямитель, ка-

скад ККМ и трехфазный выходной инвертор. Драйвер затворов и дополнительные логические схемы размещаются на внешней печатной плате. Тем не менее они имеют встроенный конденсатор DC-шины для уменьшения паразитной индуктивности и повышения скорости коммутации ключа ККМ.

Некоторые РІМ содержат резистивный шунт для измерения тока каскада ККМ или инвертора. Открытые эмиттеры в транзисторах нижнего плеча позволяют подключать три внешних шунта для инверторов с вектор-

ным управлением. Датчик температуры измеряет нагрев радиатора рядом с модулем.

Тепловые насосы и системы кондиционирования

Повышение удельной мощности становится основной задачей при проектировании тепловых насосов и систем кондиционирования. Существует несколько способов достижения этой цели:

- создание более компактных конструкций;
- увеличение эффективности преобразования энергии;
- внедрение экономически эффективных решений.

Интегральный силовой модуль со схемой коррекции коэффициента мощности, работающий в режиме чередования фаз (интерлидинга), предлагает уникальное инновационное решение для систем с высоким уровнем интеграции и повышенной эффективностью преобразования энергии.

Схема ККМ с интерлидингом имеет множество достоинств:

- простая конструкция печатной платы;
- высокая эффективность преобразования;
- улучшенное распределение тепла;
- уменьшение размера компонентов на печатной плате;
- упрощение конструкции фильтра ЕМІ;
- снижение среднеквадратичного значения выходного тока.

Новое семейство интеллектуальных модулей flowPIM+PFC с рабочим напряжением 600 В включает четыре подгруппы. Сюда относятся полумостовые ККМ с интерлидингом со встроенным входным выпрямителем и без него, а также трехфазные ККМ с интерлидингом

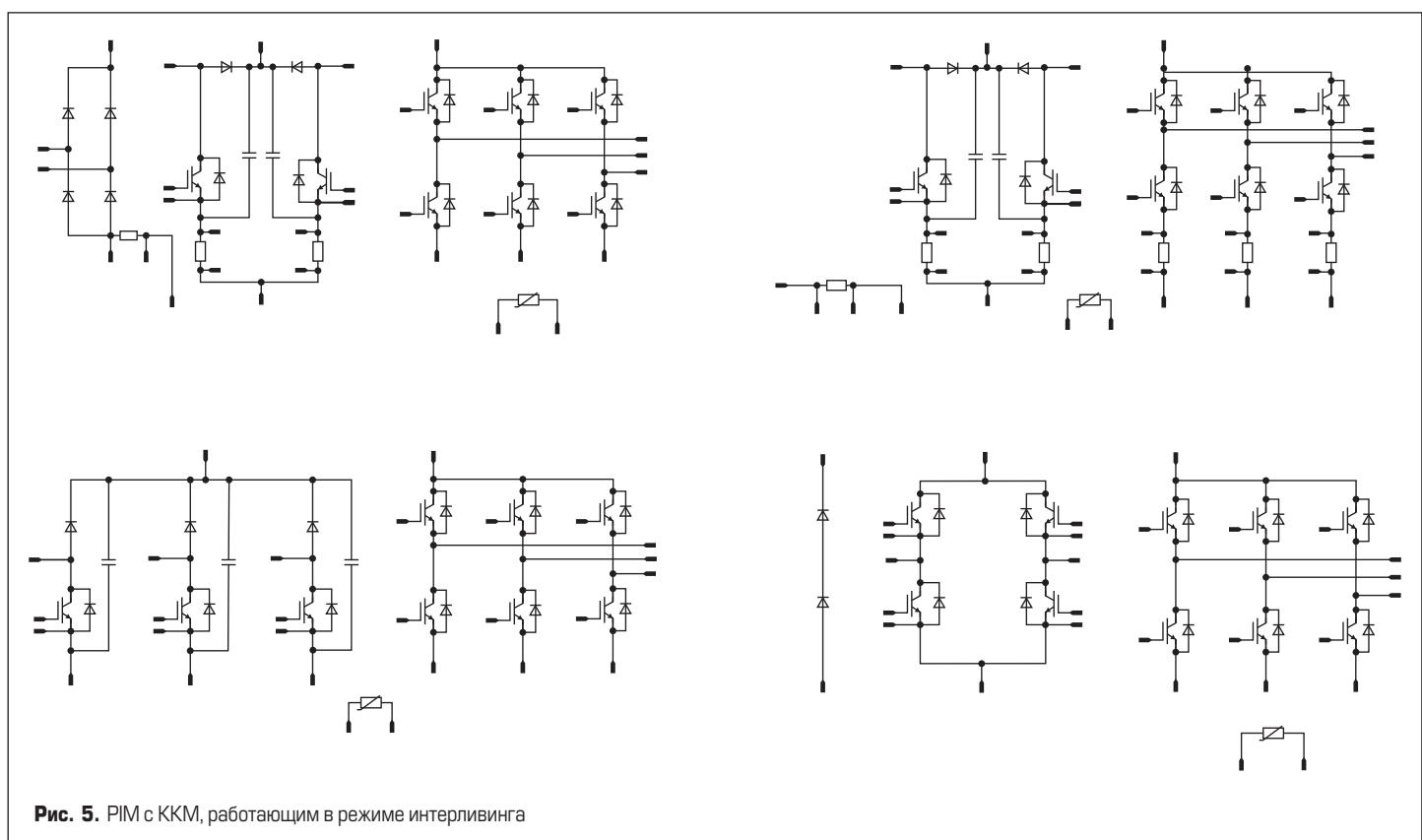


Рис. 5. РІМ с ККМ, работающим в режиме интерлидинга

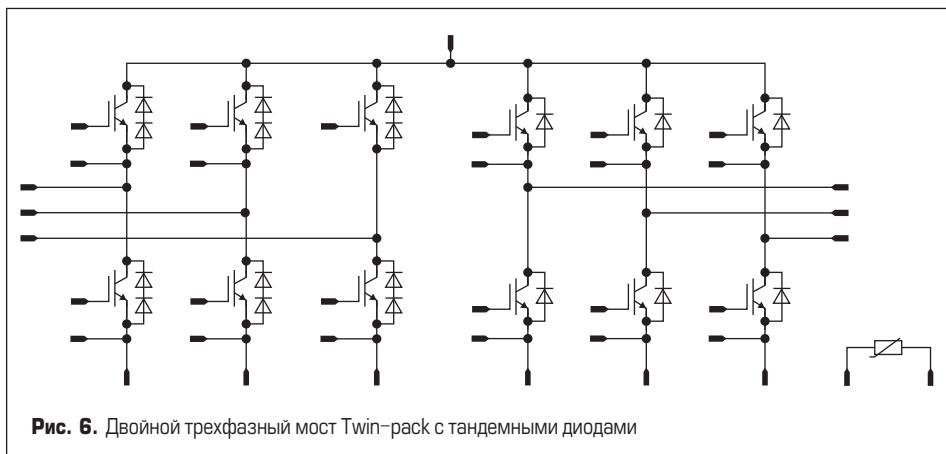


Рис. 6. Двойной трехфазный мост Twin-pack с тандемными диодами

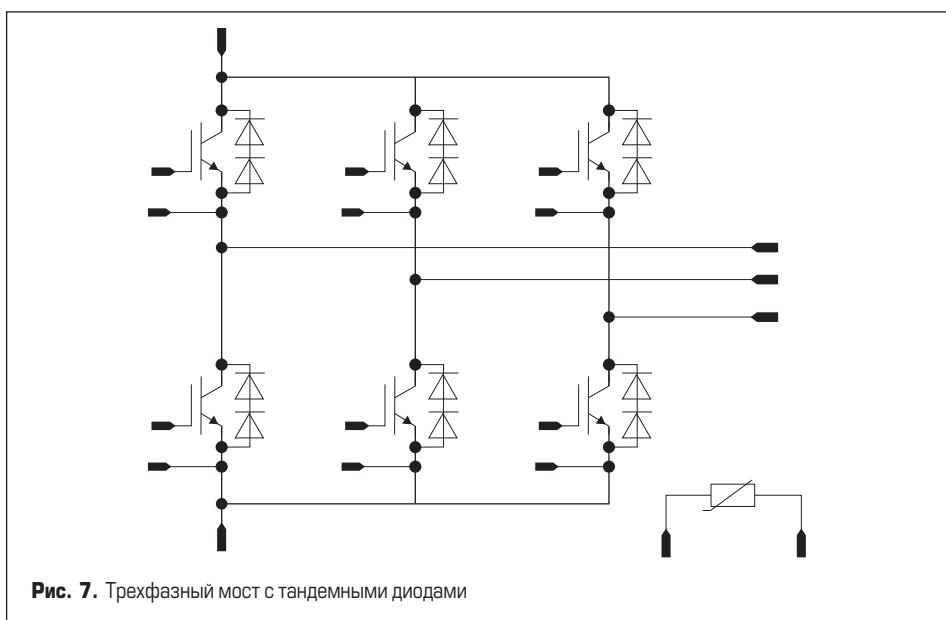


Рис. 7. Трехфазный мост с тандемными диодами

и без выпрямителя. В линейке также представлены модули, выполненные по «тотемной» схеме ККМ с интерлидингом, имеющие встроенный инверторный каскад (рис. 5). Все исполнения включают инвертор для управления трехфазным двигателем и датчик температуры.

Схемы с полумостовым ККМ с интерлидингом содержат резистивные шунты в инверторе двигателя и узле корректора коэффициента мощности. Благодаря идеальной балансиров-

ке тока в схеме ККМ использование общего и полумостового шунта увеличивает срок службы полупроводниковых элементов. В то же время наличие интегрального резистивного шунта в инверторе значительно улучшает управление двигателем. Оптимизированная конструкция звена постоянного тока существенно снижает коммутационные всплески напряжения на DC-шине.

Расположение силовых выводов на периферии корпуса flowPIM + PFC упрощает и уде-

шевляет проектирование печатных плат, а разделение каскадов инвертора и ККМ способствует улучшению тепловых характеристик.

Лифтовые приводы

Основными требованиями к силовым модулям, работающим в лифтовых и эскалаторных приводах, являются долговечность и высокая частота переключения инвертора. Как правило, модули для подобных приложений имеют стандартную топологию Sixpack (трехфазный инвертор) на базе стандартных или высокоскоростных ключей. Выпускаются и специализированные схемы, уменьшающие размер системы за счет интеграции в одном корпусе двух трехфазных каскадов (активного выпрямителя и инвертора двигателя). В первом каскаде такого Twin-pack-модуля, содержащего стандартные и быстрые ключи, используется тандемное включение антипараллельных диодов для снижения потерь мощности и увеличения срока службы (рис. 6).

Сервоприводы

Сервоприводы обычно работают на частотах переключения в диапазоне 10–16 кГц, типовая перегрузка по выходному току достигает 130% от номинального значения. Использование модулей Sixpack с быстродействующими ключами позволяет уменьшить общие потери мощности в таких условиях применения. Дополнительное снижение потерь и соответствующее увеличение срока службы компонентов достигается за счет тандемных диодов (рис. 7).

Заключение

Электрические двигатели используются практически во всех отраслях промышленности, делая нашу жизнь такой, какой мы ее знаем. Как правило, электродвигатели работают в составе частотно-регулируемых приводов (ЧРП), контролирующих частоту вращения и крутящий момент в соответствии с широким спектром конкретных применений.

По материалам сайта www.vincotech.com

ЕКФ увеличивает производственные мощности своего завода в г. Александрове Владимирской области

Компания ЕКФ расширяет производственные площади в России. Всего в активе бренда две производственные площадки во Владимирской области: в п. Ставрово и г. Александрове.

В Александрове сосредоточено производство корпусов для электрооборудования. На данный момент площадь завода составляет 9 тыс. м². Во втором квартале 2024 года в эксплуатацию будет введено новое здание площадью 1,5 тыс. м². Для него заказано оборудование, которое увеличит производственные мощности предприятия на 30%. Функционировать на полную мощность новый производственный корпус начнет летом 2024 года. Расширение производства будет полностью покрыто из собственных средств ЕКФ и создаст 60 дополнительных рабочих мест.

В 2025 году завод в Александрове ждет дальнейшее масштабное расширение, в первой половине года на территории предприятия планируется завершить строительство производственного корпуса на 15 тыс. м². На данный момент получено разрешение на строительство и ведется подготовка площадки, на это здание предоставлена промышленная ипотека. После окончания строительства и запуска нового оборудования производственные мощности завода увеличатся втройне. Новое здание позволит запустить производство новых линеек электротехнических корпусов и трудоустроить 600 человек. В планах — запуск нового направления по выпуску телекоммуникационных шкафов для ЦОД.

<https://ekfgroup.com/ru>

Отечественные ультрабыстрые диоды для сварочного оборудования и источников питания серии Д80БВ04 и Д150БВ04

Существующие сегодня сложности в поставке технологий, комплектующих и силовых полупроводниковых приборов ведут к своего рода кризисным явлениям в создании и изготовлении сварочного оборудования, источников питания. Начиная с 2016 года специалистами АО «Оптрон-Ставрополь» совместно с ведущими отечественными предприятиями по разработке и выпуску сварочных аппаратов проводится импортозамещение существующей ЭКБ западной разработки и азиатского производства.

Андрей Селеменев

a.selemenev@optron-stavropol.ru

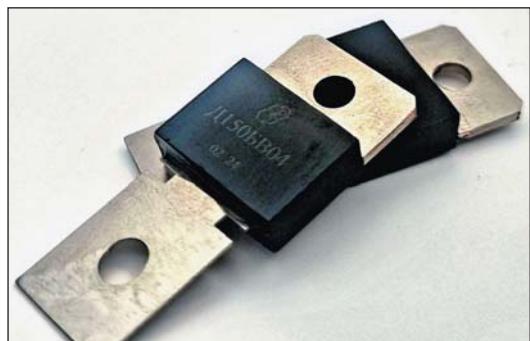


Рис. 1. Ультрабыстрый диод Д150БВ04 производства АО «Оптрон-Ставрополь»

Специалисты АО «Оптрон-Ставрополь» разработали и освоили серийное производство ультрабыстрых диодов Д80БВ04 и Д150БВ04 с применением технологий пайки в едином техническом процессе, с герметизацией компаундами горячего отверждения серии VSC. Все работы проводятся на российском оборудовании, с использованием отечественных технологий и комплектующих.

Собранные в последнем квартале 2023 года промышленные партии ультрабыстрых диодов Д80БВ04 и Д150БВ04 (рис. 1) были предоставлены для проведения стендовых испытаний и испытаний на реальных устройствах у потребителей.

На рис. 2 представлены результаты сравнительных испытаний ультрабыстрых диодов Д80БВ04 произ-

Краткий отчет по испытаниям отечественных диодов аналогов 80EBU04

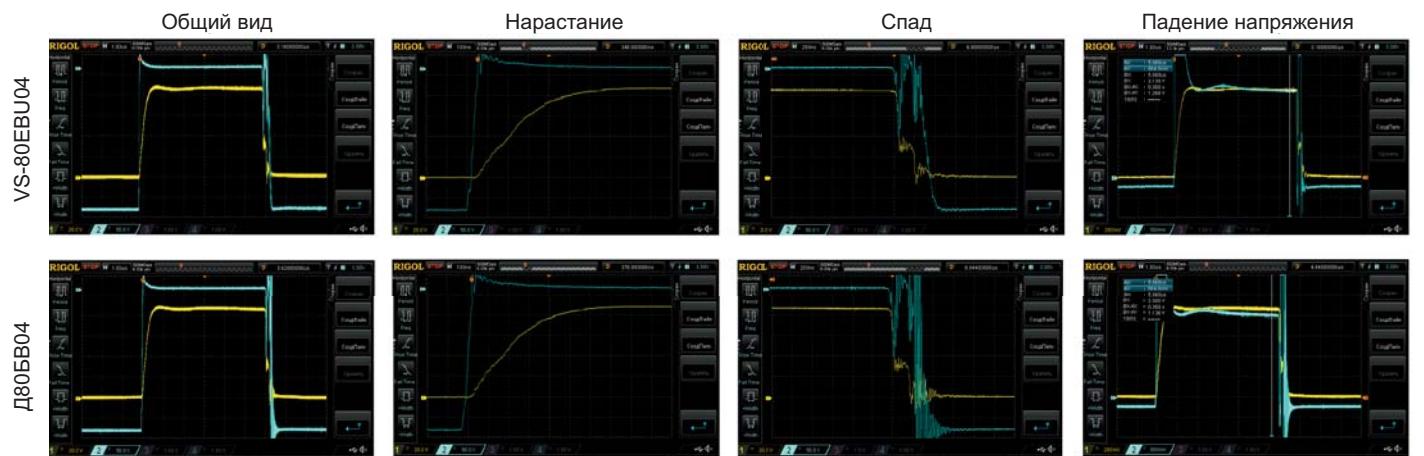


Рис. 2. Осциллографмы со сравнительными измерениями диодов: 80EBU04 (Vishay) и Д80БВ04 (АО «Оптрон-Ставрополь»)

водства АО «Оптрон-Ставрополь» и аналогичных диодов VS-80EBU04 от компании Vishay.

Измерения падения напряжения проводились при прямом токе $I_{np} = 100$ А и показали, что на диоде D80B04 падение напряжения на 10% меньше, чем у аналогичного диода VS-80EBU04 (осциллограмма № 4, диод VS-80EBU04 $U_d = 1,266$ В; диод D80B04 $U_d = 1,136$ В). Динамические параметры у отечественных и зарубежных диодов примерно одинаковые, время запирания около 200 нс, при $I_{np} = 100$ А, $U_{zop} = 375$ В.

Тепловые испытания проводились на сварочном источнике питания ВД-160 в сравнении с диодами VS-80EBU04. В установившемся режиме при выходном токе 160 А и температуре окружающей среды +20 °C получены следующие результаты: для VS-80EBU04 температура радиатора диодов составила +57 °C, температура корпуса со стороны пластика +106 °C; для D80B04 температура радиатора диодов составила +54 °C, температура корпуса со стороны пластика +95 °C.

По результату тепловых испытаний на реальном устройстве радиатор диодов D80B04 имеет перегрев 34 °C, радиатор диодов

VS-80EBU04 имеет перегрев 37 °C, что на 9% больше. Разница температуры перегрева корпуса диода со стороны пластика составила 15% в пользу D80B04, что говорит о меньшем тепловом сопротивлении между кристаллом и корпусом. По результатам испытаний диод D80B04 оказался лучше оригинала.

Технологии, комплектующие, оборудование и материалы, использующиеся при разработке и производстве силовых полупроводниковых приборов в АО «Оптрон-Ставрополь», созданы инженерным составом компании. Все приборы имеют гарантийный срок эксплуатации от двух лет. АО «Оптрон-Ставрополь» осуществляет разработку (в рамках ОКР и НИОКР) и производство различных силовых, оптоэлектронных полупроводниковых изделий по ТЗ заказчика.

Серийное производство ультрабыстрых диодов D80B04 и D150B04 началось в 2024 году, также в течение этого года будут переданы на испытания серии многокристальных диодных, ультрабыстрых сборок для сварочного оборудования, источников питания и автотракторных генераторов. ■■■

В НИУ «МЭИ» создали новый тип электрического генератора для ветряных электростанций

Специалисты НИУ «МЭИ» разработали новый тип электрического генератора для ветряных электростанций. Отличительной чертой генератора является его тесная связь с магнитным преобразователем скорости вращения.

В разработанном генераторе преобразователь скорости функционирует не с помощью традиционного зубчатого зацепления, а на основе взаимодействия постоянных магнитов. Преобразование движения происходит полностью бесконтактно, что не оказывает негативного влияния на надежность механизма. Специалистам МЭИ удалось сократить массогабаритные показатели генератора и увеличить эффективность его работы.

Внедрение данной разработки на объектах электроэнергетики позволит усовершенствовать механизмы контроля технической исправности оборудования, а также обойти существующие ограничения по производству мощных зубчатых редукторов.

Генератор с интегрированной магнитной трансмиссией представляет собой сочетание магнитного редуктора и бесщеточной синхронной электрической машины, чьи конструкции тесно интегрированы между собой как механически, так и магнитно. Бесконтактность генератора достигается за счет использования неодимовых постоянных магнитов в составе магнитного редуктора.

Благодаря отсутствию зубчатого зацепления не требуются смазочные масла, что значительно снижает периодичность регламентного обслуживания и позволяет использовать устройство при низких температурах. При разработке конструкции учеными ориентировались на существующую в России производственную базу электрических машин. Новый тип электрического генератора для ветряных электростанций создан сотрудниками кафедры электромеханики, электрических и электронных аппаратов НИУ «МЭИ» под руководством к. т. н., доцента Олега Молоканова за счет гранта Российского научного фонда № 23-79-01005.

www.mpei.ru

DC/AC инвертор серии ИНК2500-1С

Инвертор с выходной мощностью 2500 Вт / 3500 ВА предназначен для питания электронного оборудования, а также создания современных интеллектуальных систем электроснабжения. Используется в системах бесперебойного питания дорогостоящего и ответственного в применении оборудования с высокими требованиями к качеству электропитания.

Инвертор представляет собой функционально законченный модуль для установки в 19-и дюймовую стойку. Выполнен в металлическом корпусе с габаритными размерами 44,36 × 482,6 × 378 мм.

Технические характеристики:

Входное напряжение 180 ... 260 В

Выпрямленное напряжение (действующее значение) ~230 (220) В

Выходная мощность 2500 Вт

Выходная полная мощность 3500 В·А

КПД, не менее, 90%

Частота выходного напряжения $50 \pm 0,1\%$ Гц

Коэффициент искажения синусоидальной кривой при резистивной нагрузке, не более 2%

Есть гальваническая развязка «вход-выход»

Длительность работы при перегрузке на выходе:

- повышение нагрузки до 105% от номинала, не ограничено
- повышение нагрузки до 115% от номинала, 60 секунд
- повышение нагрузки до 150% от номинала, 30 секунд

Пиковый выходной ток 48 А



ООО «ММП-ИРБИС»

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



ММП-ИРБИС

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

Переход на SiC MOSFET

с сохранением стандартного конструктива модуля

Переход от кремниевых IGBT к силовым модулям на основе карбида кремния неизбежен. Однако предпочтения в использовании стандартных конструктивов, которые являются наследием эры Si IGBT, препятствуют коммерциализации технологии SiC, поскольку они обладают достаточно высокой паразитной индуктивностью. Компания Mitsubishi Electric постаралась выйти из этого тупика, разработав модифицированный корпус NX с оптимизированной структурой шин, подходящей для использования чипов SiC MOSFET.

Нарендер Лакшманан¹
(Narender Lakshmanan)

**Ойген Штумпф
(Eugen Stumpf)²**

Перевод: Иван Сергеев

¹Narender Lakshmanan,
²Mitsubishi Electric Europe B.V.

Введение

Технология Si IGBT активно развивалась на протяжении последних десятилетий, но возможности ее усовершенствования при переходе от одного поколения чипов к следующему продолжают сужаться (рис. 1). Это указывает на то, что каждое новое поколение IGBT приближается к физическим пределам самого полупроводникового материала.

Внедрение полупроводниковых приборов с широкой запрещенной зоной, таких как SiC MOSFET, по-

зволяет добиться значительного снижения динамических и общих потерь мощности в силовом каскаде. Один из аспектов этого — увеличение частоты переключения, что уменьшает требования к фильтрам и ведет к дальнейшему повышению эффективности системы.

Вызов: оптимизация конструктива для SiC MOSFET

Малые потери переключения SiC MOSFET обусловлены высокой скоростью коммутации по сравнению с Si IGBT. Однако существуют определенные проблемы, связанные с крутыми фронтами тока и напряжения при работе карбидокремниевого ключа.

Коммутационное перенапряжение: уровень перенапряжения при выключении IGBT (ΔV_{CE}) или MOSFET (ΔV_{DS}) зависит от паразитной индуктивности (L_s) цепи коммутации и скорости изменения тока стока (dI_p/dt):

$$\Delta V_{DS} = -L_s \frac{dI_p}{dt}.$$

На рис. 2 видно, что чем больше распределенная индуктивность корпуса L_s , тем ниже максимально допустимое значение скорости коммутации тока dI_p/dt .

Внутренний баланс токов: номинальный ток силового модуля определяется номинальными характеристиками и количеством чипов, соединенных параллельно на изолирующей подложке. При этом необходимо равномерное распределение токов между ними в статическом и динамическом режиме. Следовательно, конструкция модуля должна разрабатываться с учетом оптимальной балансировки цепей подключения отдельных кристаллов.

Форм-фактор — предпочтения и проблемы

Полумостовые модули Si IGBT с рабочим напряжением 650, 1200 и 1700 В и номинальным током в диапазоне сотен ампер доступны в конструктиве NX (Econo-Dual 3), хорошо зарекомендовавшем себя в сегменте силовых промышленных преобразователей. В идеале было бы выгодно сохранить этот форм-фактор, однако обычный корпус NX имеет

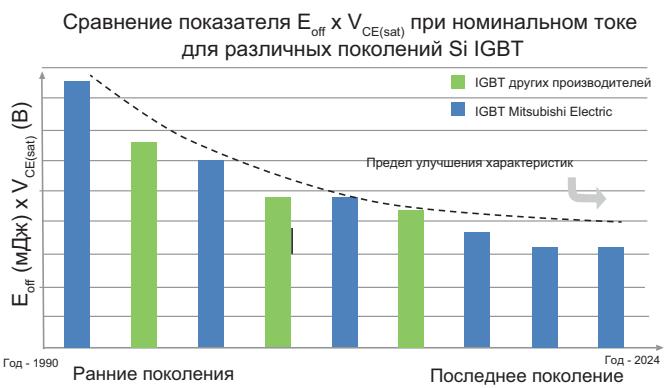


Рис. 1. Соотношение E_{off} и $V_{CE(sat)}$ для различных поколений Si IGBT

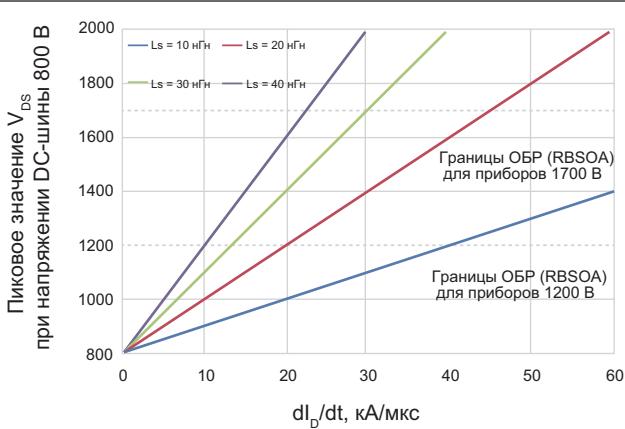


Рис. 2. Зависимость пикового уровня V_{DS} от dI_p/dt

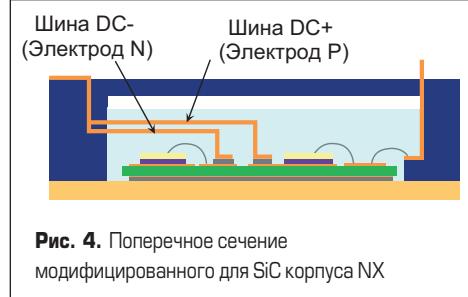
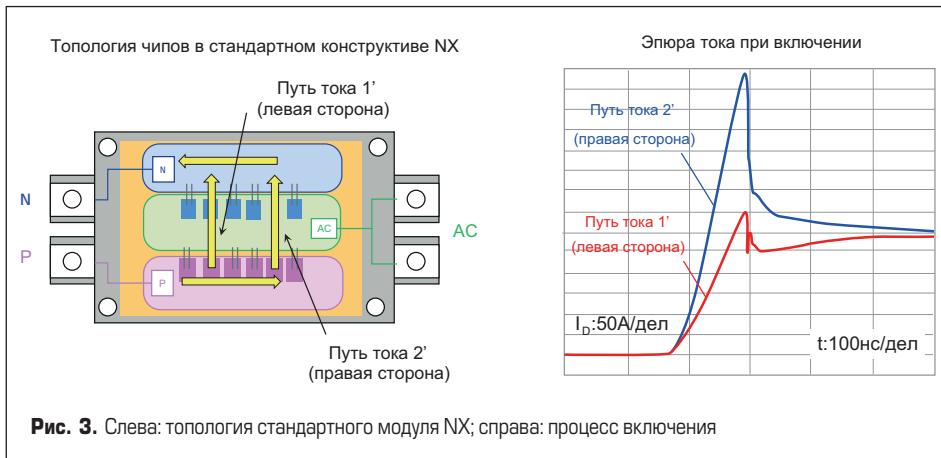
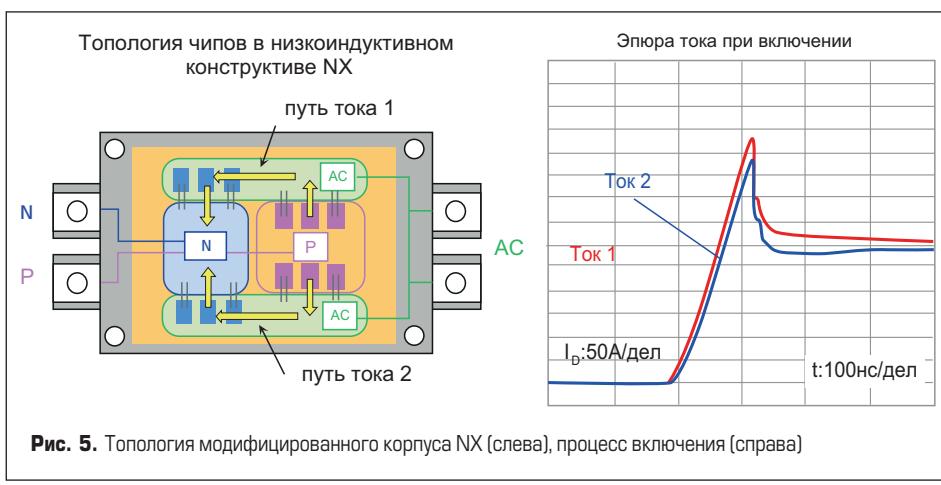


Рис. 4. Поперечное сечение модифицированного для SiC корпуса NX

SiC составило 9 нГн, что примерно на 47% ниже, чем у обычного модуля NX.



внутреннюю индуктивность L_s в диапазоне около 20 нГн, что делает его непригодным для использования с SiC-кристаллами.

Кроме того, как видно на рис. 3, в обычной топологии NX чипы Si IGBT расположены вдоль длинной оси силового модуля. В результате динамическое распределение токов между ними не оптимально, что создает проблемы при прямой замене Si на SiC.

Решение: низкоиндуктивный корпус NX, адаптированный для SiC

Поперечное сечение модифицированного конструктива NX, адаптированного для внедрения SiC-технологии, показано на рис. 4.

Шины DC+ и DC- имеют «ламинарную» (плоско-параллельную) структуру, они расположены максимально близко друг к другу (разделены только изоляционным слоем) для наилучшей компенсации магнитного поля. Кроме того, слои DC-шины приварены непосредственно к изолирующей подложке,

что позволяет скомпенсировать дополнительную паразитную индуктивность, формируемую проводными соединениями силовых терминалов.

Как видно на рис. 5, в новом конструктиве расположение чипов изменено. Оптимизация топологии позволила сделать распределение токов между ними более симметричным. Измеренное значение паразитной индуктивности модифицированного конструктива NX

Модифицированный полумостовой модуль NX SiC выпущен в двух исполнениях: с номинальным напряжением/током 1700 В/600 А (FMF600DXE-34BN), а также 1200 В/600 А (FMF600DXE-24BN). Приборы с изолирующей подложкой из нитрида алюминия (AlN) заливаются силиконовым гелем, на подложке установлены SiC-чипы Mitsubishi 2-го поколения.

Сравнительный анализ

Для оценки производительности модифицированного модуля NX SiC необходимо провести сравнительный анализ с учетом следующих факторов:

I. Влияние улучшений конструкции модифицированного NX по сравнению с обычным корпусом NX.

II. Сравнение возможностей технологий SiC MOSFET и Si IGBT.

Для анализа фактора I можно использовать соотношения, показанные на рис. 7, — уровень коммутационного перенапряжения (V_{DS} для SiC MOSFET и V_{CE} для Si IGBT) и энергия выключения E_{off} (мДж/импульс). С учетом условий эксплуатации ($V_{DC} = 1000$ В,

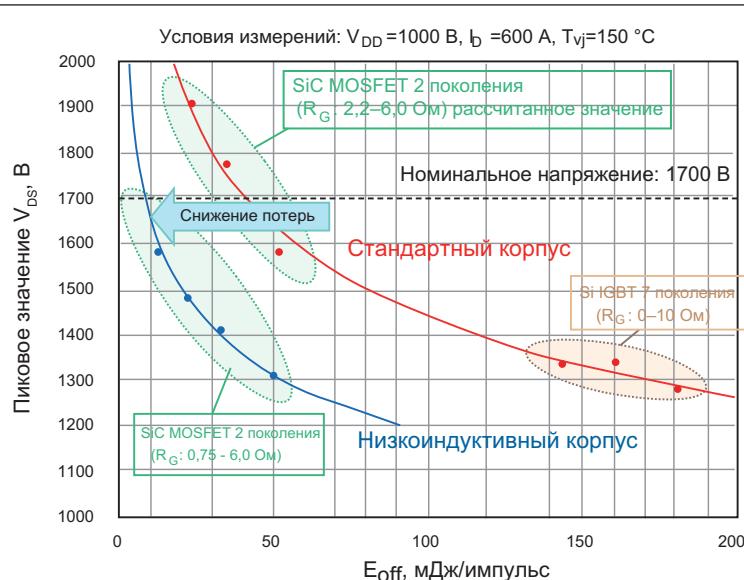


Рис. 6. Внешний вид модуля NX SiC

Условия измерений: $V_{DD}=900$ В, $I_O=300$ Аpeak, $R_G=\min$, $P_F=0,8$
Коэффициент модуляции=1, $T_W=50$ К, $R_{th(c-s)}=0,008$ К/кВт, $R_{th(s-w)}=0,05$ К/кВт

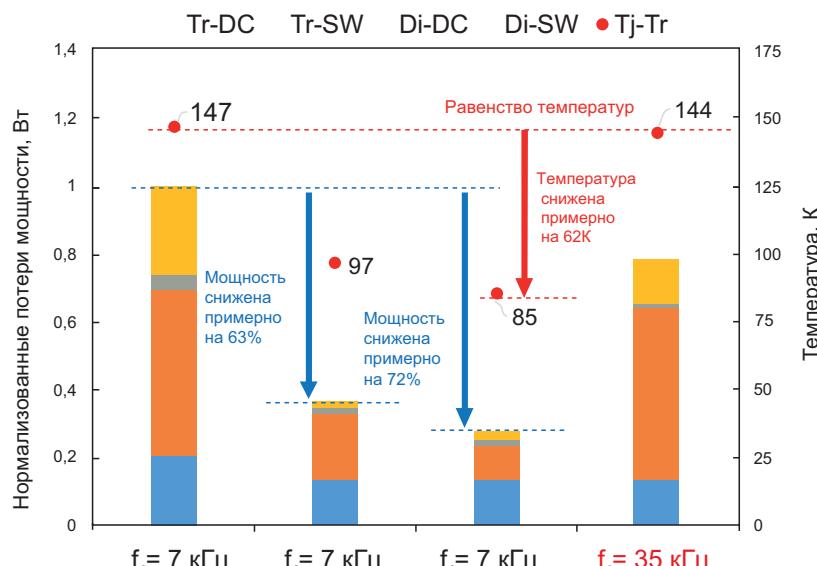


Рис. 8. Нормализованные потери мощности для Si IGBT 7-го поколения и SiC 2-го поколения с учетом обычного и нового низкоиндуктивного корпуса NX

I_C (или I_D) = 600 А и $T_{vj} = +150$ °C можно сделать следующие выводы:

- Стандартный NX ($L_S \sim 20$ нГн): красная кривая — V_{CE} Si IGBT 1700 В 7-го поколения и SiC MOSFET 1700 В 2-го поколения. Можно добиться снижения потерь выключения (E_{off}), используя SiC MOSFET в обычном корпусе, однако уровень коммутационного перенапряжения не обеспечивает достаточного запаса надежности в пределах области безопасной работы (RBSOA).
- Модифицированный низкоиндуктивный конструктив NX ($L_S \sim 9$ нГн): синяя кривая — V_{DS} SiC MOSFET 1700 В. Видно, что границы RBSOA соблюдаются на безопасном уровне без ущерба для E_{off} . Снижение

L_S также позволяет выбрать меньшее сопротивление затвора R_{goff} .

Фактор II можно оценить с помощью рис. 8, на котором представлено сравнение потерь мощности и температуры кристалла Si IGBT 7-го поколения (в обычном корпусе NX) и SiC MOSFET 2-го поколения (в обычном и низкоиндуктивном корпусе NX).

Можно сделать следующие выводы: снижение потерь мощности примерно на 72% по сравнению с модулем Si IGBT возможно при использовании чипов SiC MOSFET в модифицированном низкоиндуктивном конструктиве NX. Это позволяет в 5 раз увеличить частоту переключения (с соответствующей оптимизацией выходного фильтра) при со-

хранении температуры кристаллов T_j в безопасных пределах.

Заключение

Для того чтобы сохранить конкурентные преимущества и обеспечить достойные экономические показатели для конечного пользователя, необходим определенный уровень эффективности и компактности системы в любом сегменте преобразования энергии. Каждое новое поколение Si IGBT успешно вытесняло предыдущую генерацию за счет только одного аргумента — снижения потерь мощности.

По мере того как возможности технологии Si IGBT подходят к своему пределу, SiC MOSFET-ключи становятся все более привлекательными. Последним техническим рубежом для полного перехода от кремния к карбиду кремния является форм-фактор силовых модулей, традиционно использующих чипы Si IGBT. Модифицированный низкоиндуктивный конструктив NX с кристаллами SiC MOSFET 2-го поколения Mitsubishi Electric способен преодолеть этот барьер и, таким образом, предложить жизнеспособное решение для реализации широкого класса силовых преобразователей. ■

Литература

- Hamano K. et al. 2nd Generation High Performance 4H-SiC MOSFETs with 1.7kV rating for high power applications., PCIM Europe, 2019.
- Ohora K., Matsumoto H., Takahashi T., Matsumoto M. A New Generation IGBT Module with IMB an 7th GenerationChips. PCIM Europe, 2015.
- Takahashi T., Haruguchi E., Hagino H., Yamada T. Carrier stored trench-gate bipolar transistor (CSTBTM) — a novel power device for high voltage application. Proc. ISPSD, 1996.
- Goto R. et al. Advanced PKG technology for SiC in the NX Package. PCIM Europe, 2023. DOI 10.30420/566091120.

«Систем Электрик» расширяет линейку автоматических выключателей в литом корпусе SystemePact CCB



Компания «Систем Электрик» (Systeme Electric) сообщает о расширении линейки автоматических выключателей в литом корпусе SystemePact CCB.

В продаже появились дополнительные опции и аксессуары линейки, предназначенные для обеспечения изоляции токоведущих частей трех- и четырехполюсные длинные клеммные заглушки для аппаратов CCB100-630, а также четырехполюсные короткие для CCB400-630, переходники на цоколь для CCB100-630 для установки межполюсных перегородок и клеммных заглушек, а для дистанционного управления выключателем — независимый расцепитель MX для цепей управления 24 В переменного/постоянного тока.

Напомним, что серия SystemePact CCB представлена выключателями SystemePact CCB100-630,

рассчитанными на номинальный ток 16–630 А и обладающими отключающей способностью до 150 кА, оснащенными различными расцепителями: TMD, SystemeLogic 2, SystemeLogic 5 для защиты распределительных линий, а также расцепителями SystemeLogic 1/2 M для защиты электродвигателей.

Автоматические выключатели в литом корпусе серии SystemePact CCB предназначены для применения в сетях низкого напряжения до 690 В переменного тока. Аппараты защищают низковольтное оборудование и электродвигатели от коротких замыканий, перегрузки и сверхтоков.

<https://systeme.ru/>



УДВОЙТЕ БАЗУ
РЕАЛЬНЫХ КЛИЕНТОВ!*

XXIV МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА
**РАДИОЭЛЕКТРОНИКА
& ПРИБОРОСТРОЕНИЕ**



*Радэл-2023 посетили более **15 000** специалистов
Радэл-2022 посетили **7 960** специалистов



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



Конструктивно-технологические особенности IGBT-модулей.

Часть 2. Модули прижимной конструкции в квазигерметичных пластмассовых и герметичных металлостеклянных, металлокерамических корпусах

В статье выполнен анализ IGBT-модулей с повышенной стойкостью к воздействию внешней среды, которые разделяются на две группы: первая — в квазигерметичных пластмассовых корпусах, вторая — в герметичных металлостеклянных или металлокерамических корпусах. Описаны конструкции частично и полностью прижимных модулей, а также таблеточных полностью прижимных модулей, обеспечивающих наибольшую циклостойкость и устойчивость к перегреву. Приведены сведения по гибридным модулям с МОП-управлением (СИТМОП, ЕТО, ЕСТ), а также гибридным запираемым тиристорам с МОП-шунтировкой.

Роберт Шульга¹, к. т. н.

Модули IGBT прошли большой путь совершенствования технологий производства и повышения надежности и энергоэффективности. Представленная в [1] работа посвящена развитию технологий модулей паяной традиционной конструкции, а настоящая статья описывает прижимные модули в герметичных корпусах и гибридные высоковольтные силыноточные модули, для которых приведены специфические требования, обеспечивающие их надежность и энергоэффективность с учетом термоциклирования и перегрева. Публикации [2–7] посвящены приборам СПП и их применению в энергетике, в [8–11] использованы каталоги ведущих фирм, а в [12–22] приведены данные по оптимизации конструкций и стойкости к термоциклированию и перегреву модулей.

Модули с повышенной стойкостью к воздействию внешней среды

Такие устройства можно разделить на две группы. 1. Модули первой группы в квазигерметичных пластмассовых корпусах. Эти модули по своей базовой конструктивно-технологической концепции соответствуют традиционным паяным изделиям. Однако «запаковка» модуля производится специ-

альной пластмассой, образующей плотные, почти герметичные, устойчивые к влаге и термоциклам соединения с основанием и внешними выводами модулей.

К первой группе также относятся модули в герметичных металлостеклянных или металлокерамических корпусах. Внутреннее устройство таких модулей близко к применяемому в аналогичных типах металлокерамических корпусов дискретных приборов. Контактные площадки на керамической плате корпуса заранее разведены на герметизированные внешние выводы. Кристаллы напаиваются на соответствующие площадки, разводятся проволокой, затем модуль закрывается сверху металлической крышкой, которая герметизируется пайкой.

2. Вторая группа модулей имеет основания с интегрированной внутренней многослойной разводкой, объединяющей функции теплоотвода, изоляции от охладителя и изоляции между внутренними шинами разводки. В теплоотводящих основаниях таких модулей скрыта многослойная разводка теплопроводящих шин, что позволяет реализовать схемные конфигурации повышенной сложности, минимизировать внутреннюю индуктивность разводки, гарантирует герметичность внешних токовыводов.

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

Модули с частичным прижимом

Модули с частичным прижимом отличаются отсутствием основания, при котором плата DBC монтируется непосредственно на охладитель, как видно на рис. 1.

Модули такого типа в основном продвигаются компаниями Semikron (серии SEMiX, SkiiP, MiniSkiiP), а также ABB (серия LoPak).

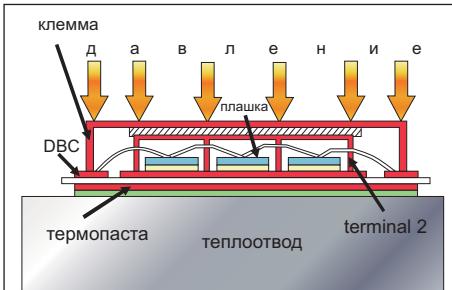


Рис. 1. Модули с частичным прижимом керамической платы DBC к охладителю

Кристаллы по аналогии с традиционной конструкцией паяются на керамической плате, разводка с верхних контактных площадок осуществляется алюминиевой проволокой. Для осуществления равномерного прижима тонкой керамической платы к охладителю по всей ее площасти крышка модуля выполняется как специальная опорная конструкция в виде равномерно распределенных выступов, которые упираются в керамику между кристаллами и сообщают ей равномерно распределенное усилие прижима. На рис. 2 приведены опорные конструкции для обеспечения равномерного прижима керамической платы в модулях серий SEMiX, SkiiP производства Semikron (выделены красным цветом).

Положительными сторонами описанной базовой конструкции являются отсутствие спая «основание-керамика», циклостойкость которого трудно обеспечить; отсутствие самого основания, вклад которого в тепловое сопротивление становится заметным, если применять соглассование с керамикой по ТКР «композитные материалы». В результате достигаются одновременно две цели, связанные с повышением циклостойкости и снижением теплового сопротивления сравнительно с традиционной конструкцией.

Дополнительным преимуществом является уменьшенный вес конструкции, а также возможность размещения всех элементов модуля на одной керамической плате большего размера, что повышает технологичность. Для модулей традиционной конструкции размеры плат ограничены несогласованностью по ТКР с основанием, даже если оно выполнено из композитов.

К недостаткам конструкции можно отнести сложность монтажа при установке модуля

у потребителя в комплектную преобразовательную аппаратуру. Хрупкость керамической платы предъявляет жесткие требования к плоскости поверхности охладителя, толщине и равномерности слоя теплопроводящей пасты, условиям сборки.

Указанные жесткие условия заставляют, например, фирму Semikron передавать модули потребителю в виде готовых блоков, интегрированных с охладителем, где посадка модуля на охладитель осуществляется либо заводом-изготовителем, либо в фирменных сервисных центрах, сеть которых у Semikron развита по всему миру.

Для малогабаритных модулей серии MiniSKiiP предлагаются (как опция) модули с уже нанесенной на заводе «сеткой» пасты, защищенной слоем пленки, которая снимается непосредственно перед посадкой модуля на охладитель.

Недостаток конструкции — малая теплоемкость слоя керамики, отделяющего полупроводниковый кристалл от контактного слоя пасты, имеющего во всем теплопроводящем пакете наихудшую теплопроводность. В результате в переходном процессе тепловое сопротивление на начальном этапе возрастает значительно более резко, чем у модулей традиционной конструкции, у которых тепло вначале аккумулируется массивным основанием.

К недостаткам можно отнести и затруднения при пайке на тонкую керамику полупроводниковых кристаллов большого размера. Возникающий из-за разницы ТКР локальный изгиб керамики ухудшает теплоотвод от кристалла.

Возможно, вследствие этого Semikron стала первой крупной полупроводниковой компанией, полностью перешедшей с пайки на низкотемпературную диффузионную сварку кристаллов с использованиемnanoструктурной серебросодержащей пасты. Отсутствие в последних модулях паяных соединений позволяет фирме заявлять о них как о Solderless Power Modules.

Внешние выводы модулей также выполнены с использованием прижимного контакта. На рис. 3 показан выход на внешний подпружиненный разъем в модуле MiniSKiiP. Малогабаритные модули MiniSKiiP снабжены оригинальными пружинными внешними выводами, что позволяет избежать пайки и при монтаже модуля в устройство.

На рис. 4 показан выход на клемму с креплением под болт модуля SkiiP, а на рис. 5 —

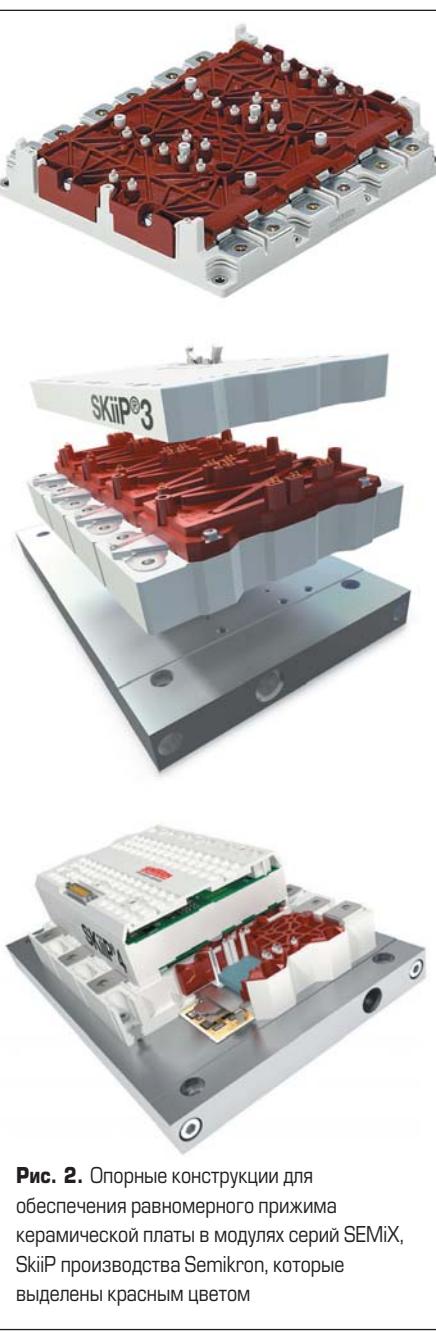


Рис. 2. Опорные конструкции для обеспечения равномерного прижима керамической платы в модулях серий SEMiX, SkiiP производства Semikron, которые выделены красным цветом



Рис. 3. Выход на внешний подпружиненный разъем в модуле MiniSKiiP

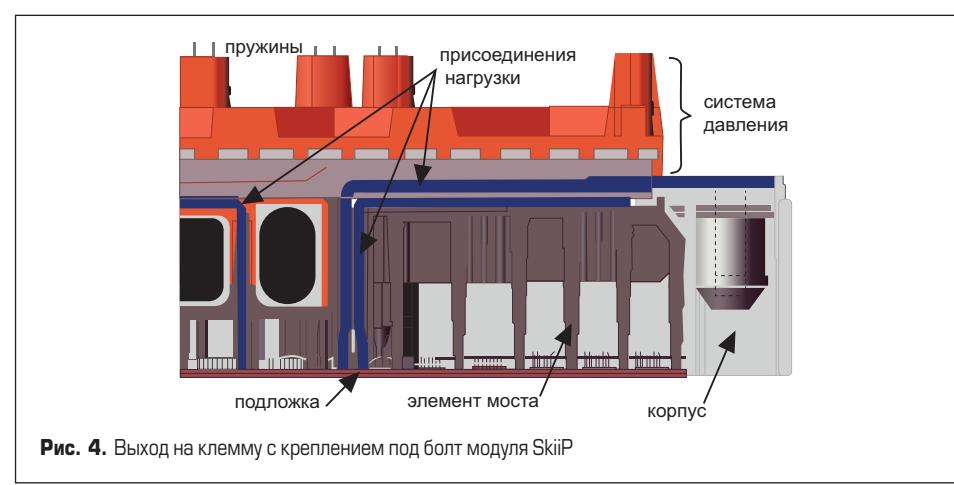


Рис. 4. Выход на клемму с креплением под болт модуля SkiiP

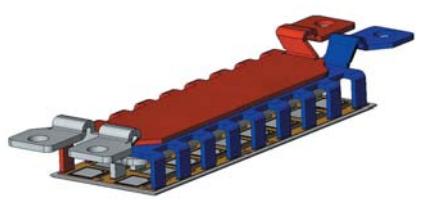


Рис. 5. Низкоиндуктивная разводка прижимных внешних силовых выводов в модуле SkiM

низкоиндуктивная разводка прижимных внешних силовых выводов в модуле SkiM.

Прижимные модули для систем энергетики типа StakPak

В прижимных высоконадежных модулях для систем энергетики типа StakPak, созданных компанией ABB, реализован полностью прижимной монтаж кристаллов. Модули используются для комплектации высоковольтной преобразовательной аппаратуры электроэнергетики.

Для решения проблемы прижимного контакта кристаллов разработана оригинальная концепция конструкции (StakPak), использу-

ющая подпружиненный контакт к каждому полупроводниковому кристаллу. В конструкции StakPak кристаллы сначала объединяются в субмодули (рис. 6). Эти модули многочиповые — 12 кристаллов на субмодуль, затем параллельно соединенные модули объединяются в общий модуль.

На рис. 7 показан внешний вид субмодуля и модуля StakPak.

Преимущества данной конструкции:

- Исключительно высокая циклостойкость благодаря отсутствию паяных соединений.
- Адаптированность для сборки в высоковольтные последовательные столбы.
- Высокая электродинамическая стойкость. При пробое модуль гарантированно переходит в состояние КЗ без возникновения дуги, причем пробитый модуль может долговременно находиться в составе работающего высоковольтного вентиля-столба, то есть долговременно пропускать рабочий ток вентиля. Анализ особенностей конструкции субмодуля подтверждает, что для обеспечения заявленных характеристик имеются следующие предпосылки: наличие массивных верхних контактирующих устройств с мощными токопроводящими перемычками, система дополнительных внутренних стенок и перегородок внутри корпуса субмодуля для

противоударения выхода дуги при пробое периферии кристалла.

По заявлению независимых экспертов, имевших возможность сравнить указанные характеристики StakPak и таблеточных приборов и модулей, модули StakPak все же заметно уступают таблеточным (press-pack).

Недостатки конструкции обусловлены следующим:

1. Негерметичный корпус. Для уменьшения вредного влияния среды на кристаллы при длительной эксплуатации применяется специальная металлизация контактных площадок комплектующих кристаллов. Для стабилизации свойств контактов применяется многослойная металлизация: AlSi (силимин) — Ti — Ni — Ag. Слой AlSi придает контакту необходимую для надежного прижима мягкость, верхние слои защищают от коррозии. Защита периферии кристалла также усиlena с помощью SIPOS Si₃N₄.
2. Неизолированное основание, единственная схемная конфигурация — один ключ. Эти недостатки достаточно условны, так как приведенная конструкция принципиально позволяет применение изолированного основания и многоключевые конфигурации. Конкретная серия StakPak просто предполагает комплектацию высоковольтных столбов-вентиляй преобразовательного оборудования электроэнергетики, где требуются ключи с неизолированным основанием.

Таблеточные прижимные модули

Таблеточные прижимные модули являются наиболее приемлемыми для сверхмощных преобразователей ответственного применения, которые должны удовлетворять ряду специфических требований:

- Срок службы 25 лет и более.
- Высокая надежность: интенсивность отказов менее 1×10^{-7} ч⁻¹.
- Высокая термоциклостойкость: $(1-3) \times 10^5$ циклов с перепадом температуры до +100 °C.
- Пожаробезопасность при аварии.
- Возможность работы нескольких ключей в последовательном соединении.
- Возможность длительной работы составного ключа из нескольких последовательно соединенных приборов при выходе из строя одного прибора в последовательной цепи.
- Большая токовая нагрузочная способность как по постоянному току, так и в импульсном режиме, позволяющая реализовать ключ, не применяя параллельных цепочек.

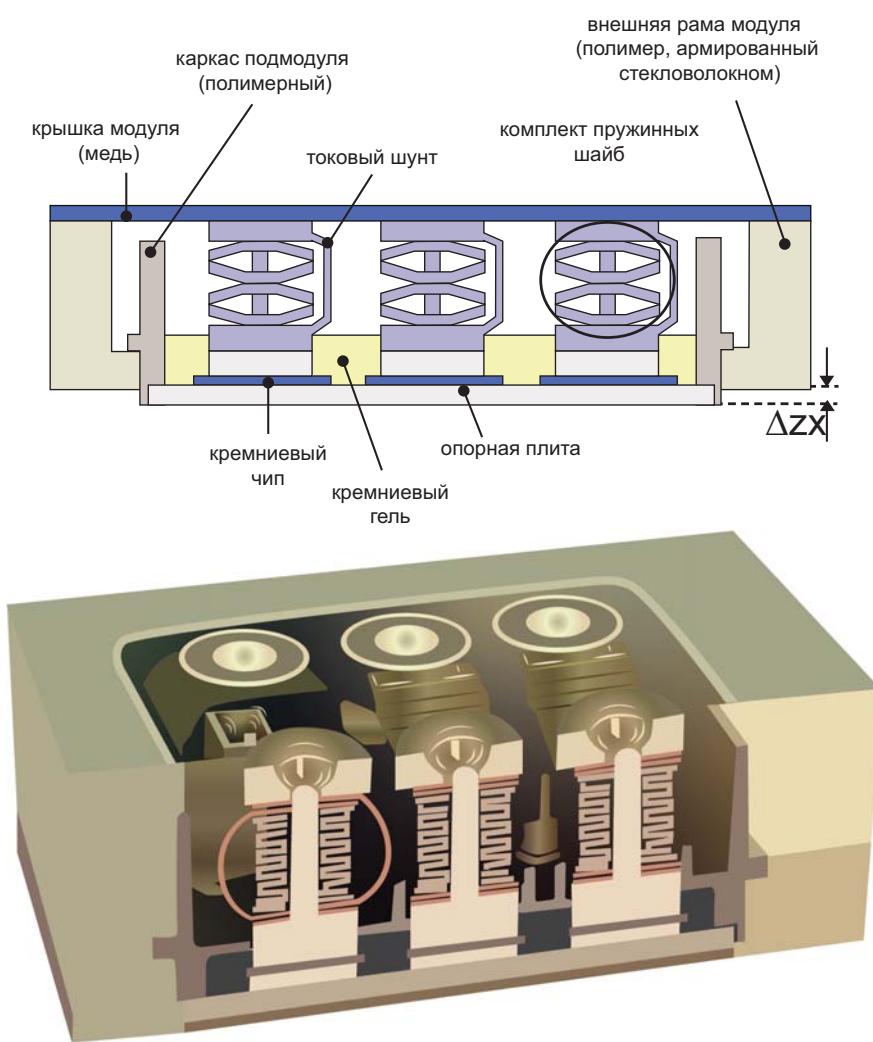


Рис. 6. Конструкция субмодуля StakPak

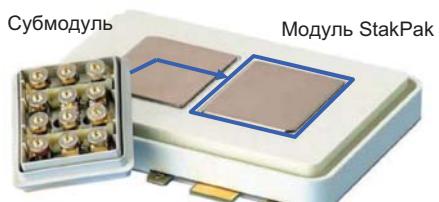


Рис. 7. Внешний вид субмодуля и модуля StakPak

Любые схемотехнические соединения необходимого числа кристаллов силовых ключей можно реализовать в модулях с паяными контактами. При этом кристаллы активных элементов изолируются от основания через теплопроводящие изоляционные керамические пластины и соединяются между собой с помощью привариваемых алюминиевых проводов. Однако большое количество паяных и сварных соединений, разнородные конструкционные материалы сборки естественным образом снижают надежность и температуростойкость изделий. При достаточно высоких рабочих температурах и в режиме повторяющегося высокого перепада температур из-за практически неустранимого различия в ТКР конструкционных материалов модуля возникают значительные механические растягивающие и сжимающие напряжения в местах соединений. Эти напряжения в конечном итоге приводят к разрушению и отказу приборов.

Выполненные многочисленные исследования паяных конструкций позволили повысить допустимое рабочее количество термоциклов приборов за счет использования многокомпонентных припоеv и особых температурных приемов пайки, а также разработки для основания модулей сложных композиционных материалов с близкими к кремнию ТКР. Тем не менее обеспечение высокой температуростойкости IGBT-модулей паяной конструкции, особенно на токи свыше 1000 А, продолжает оставаться трудновыполнимой задачей.

Высокая температуростойкость IGBT-модулей кардинальным образом обеспечивается при переходе на прижимную конструкцию. Переход с паяной на прижимную конструкцию обеспечивает прирост температуростойкости модулей более чем на 50 °C, увеличение циклостойкости более чем в 10 раз при перепадах температуры структуры в цикле 100 °C и более. На рис. 8 приведены типичные зависимости допустимого числа энергоциклов от перепада температур (°C) для модулей паяной конструкции (пунктир) и полностью прижимных модулей (треугольники) по результатам исследования Westcode.

Кроме обеспечения повышенной надежности и температуростойкости, металлокерамические прижимные конструкции за счет плоских поверхностей корпусов и их лучшей герметичности по сравнению с металлоизносостойкими паяными конструкциями позволяют также:

- обеспечить пониженную собственную индуктивность;
- обеспечить двухстороннее охлаждение и облегчить отвод тепла;
- легко осуществлять последовательное соединение отдельных модулей;
- использовать изделия в средах с неблагоприятными условиями (повышенная влажность, вибрация и др.), например на транспорте, ответственных источниках питания, металлургии, горнодобывающей промышленности и т. д.

Выход из строя IGBT-ключа обычной модульной конструкции, как правило, приводит к обрыву в силовой цепи «коллектор-эмиттер»

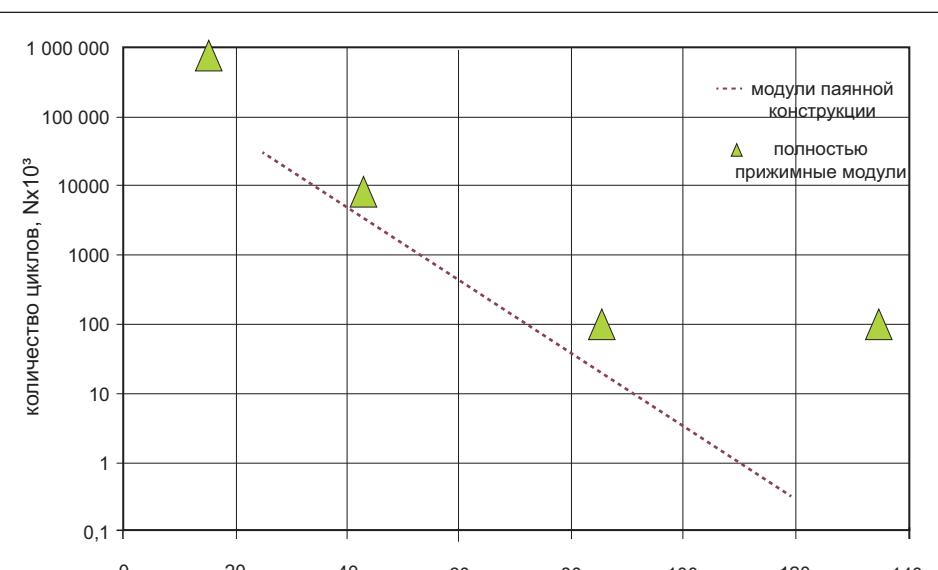


Рис. 8. Типичные зависимости допустимого числа энергоциклов от перепада температур (°C) для модулей паяной конструкции (пунктир) и полностью прижимных модулей (треугольники) по результатам исследования Westcode

, так как контакт к эмиттерам полупроводниковых структур осуществляется разваркой тонкой алюминиевой проволокой, которая спрашивает при аварии. Поэтому такие модули не могут использоваться при комплектации высоковольтных преобразовательных устройств. Свойствами закорачивать цепь «коллектор-эмиттер» при выходе из строя обладают модули полностью прижимной конструкции, где осуществлен прижимной контакт к поверхностям полупроводниковых элементов.

Полностью прижимные IGBT-модули были разработаны всеми ведущими компаниями (Toshiba, Westcode, ABB, EUPEC, Fuji Electric и др.), но в серийном производстве практически освоены лишь первыми тремя, что объясняется рядом технологических проблем. Эти проблемы связаны с обеспечением равномерного давления на каждый IGBT-кристалл. Небольшая разница в толщине полупроводниковых кристаллов и термокомпенсаторов приводит к неравномерности давления и, в конечном итоге, к разрушению конструкции. Кроме того, в прижимных конструкциях по сравнению с паяными намного сложнее обеспечить соединение к контактным площадкам затворных областей IGBT-типа к резисторам в цепи затвора.

Существует несколько концепций создания полностью прижимной конструкции IGBT-модулей.

1. Вариант плотного размещения кристаллов между плоскостями эмиттерного и коллекторного оснований таблеточного металлокерамического корпуса. Этот вариант позволяет разместить в корпусе максимальное количество кристаллов и получить самый высокий номинальный ток модуля, однако требует наиболее прецизионных механических обработок корпусных деталей, что затрудняет серийное производство.
2. Вариант конструкции IGBT-модуля с сеткой-сепаратором, ориентирующей взаимное расположение кристаллов и корпусных деталей, который приведен на рис. 9а, где показан керамический чехол (Geramic) с эмиттером и коллектором (сверху и снизу) и подводом управляющего электрода сбоку (Gate). Полупроводниковые чипы (IGBT и FRD) присоединены к контактным площадкам затворных областей IGBT-типа к резисторам в цепи затвора.
3. Субмодульный вариант конструкции. Каждый IGBT- и FRD-чип при этом сначала собирается в субмодуль, приведенный на рис. 10, фиксирующий кремниевый кристалл в сэндвиче термокомпенсаторов

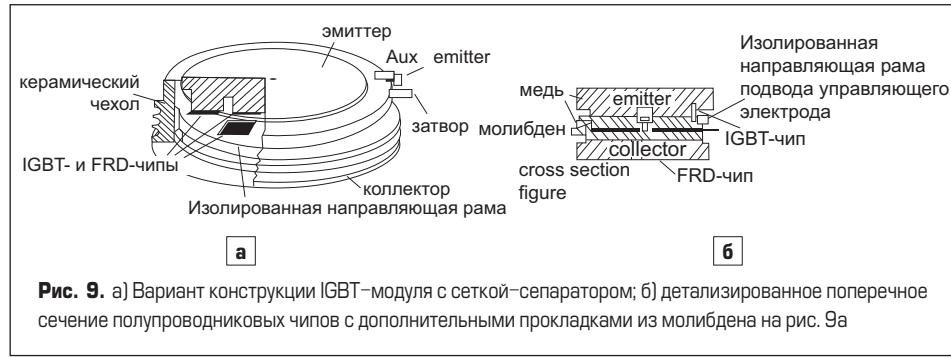


Рис. 9. а) Вариант конструкции IGBT-модуля с сеткой-сепаратором; б) детализированное поперечное сечение полупроводниковых чипов с дополнительными прокладками из молибдена на рис. 9а

и обеспечивающий прижимной кристалл к затвору. В герметичном металлокерамическом таблеточном корпусе объединяются уже субмодули, что позволяет уменьшить требования по точности механической обработки поверхностей и увеличить надежность всей конструкции. Недостаток — меньшая по сравнению с предыдущими вариантами плотность упаковки кристаллов. За рубежом субмодульный подход к конструированию полностью прижимного модуля развивается фирмой Westcode.

Гибридные модули с МОП-управлением (СИТ-МОП, ЕТО)

Эквивалентные схемы практически всех приборов с МОП-управлением в монолитном исполнении, которые рассмотрены ранее, имеют почти полные аналоги среди гибридных многокристаллических СПП с полевым управлением. На рис. 11 приведены структуры и эквивалентные схемы CSTBTи CIGBT в сравнении с гибридными приборами: комбинированным СИТ-МОП-транзистором (KCMT) и тиристором, управляемым по эмиттеру (ECT), соответственно. На рис. 13а приведена структура CSTBT и ее эквивалентная схема, на рис. 13б — структура CIGBT и ее эквивалентная схема, рис. 13в — схема СИТ-МОП-ключа, рис. 13 г — схема ECT-ключа.

Учитывая, что мощный модуль, как правило, объединяет несколько кристаллов, ясно, что различия между приборами на основе

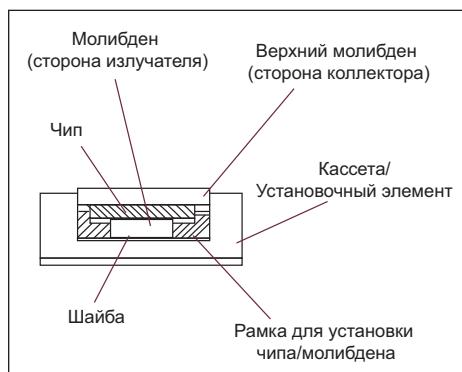


Рис. 10. Субмодульный вариант конструкции, когда каждый IGBT- и FRD-чип собирается в субмодуль

структур в монолитном исполнении и их гибридными аналогами не носят качественного характера. Из-за ряда трудностей в создании монолитных высоковольтных кристаллов с МОП-управлением наблюдается разработка гибридных многокристаллических СПП с полевым управлением, которые приведены ниже.

ECT (Emitter Commutated Thyristor) или ETO (Emitter Turn Off thyristor)

Принципиальная электрическая схема ECT приведена ранее и содержит параллельно соединенные GTO и IGBT с последовательно объединенными МОП-ключами, то есть IGBT с МОП1, а GTO — с МОП2 и общей схемой

управления. Каждый МОП-ключ управляет схемой управления. Для включения ECT схема управления синхронно выдает сигнал положительной полярности на затворы IGBT и МОП1, а также сигнал отрицательной полярности на затвор МОП2. Указанные сигналы включают IGBT и МОП1, а МОП2 остается выключенным. При этом в модуле начинает протекать ток по пути «анод IGBT-модуля — управляющий электрод GTO — катод GTO — МОП1 — катод модуля». При превышении тока управления GTO величины его тока включения GTO включается. Так как падение напряжения на включенном GTO меньше, чем на IGBT, то при коммутации тока большой амплитуды основная часть тока проходит по цепи «анод модуля — GTO — МОП1 — катод модуля», а падение напряжения на модуле при этом составляет сумму напряжений на GTO и МОП1. Протекание импульса тока большой амплитуды через IGBT возможно только в течение времени задержки включения GTO при коммутации модулем импульса тока с большой скоростью нарастания на переднем фронте.

Для выключения модуля схема управления синхронно вырабатывает сигнал отрицательной полярности, подаваемый на затворы IGBT и МОП1 и сигнал положительной полярности подаваемый на затвор МОП2. МОП2 включается, а IGBT и МОП1 выключаются. Ток модуля протекает по цепи «анод модуля — анод GTO — управляющий электрод GTO — МОП2 — катод модуля». При этом осуществляется так называемое «жесткое» вы-

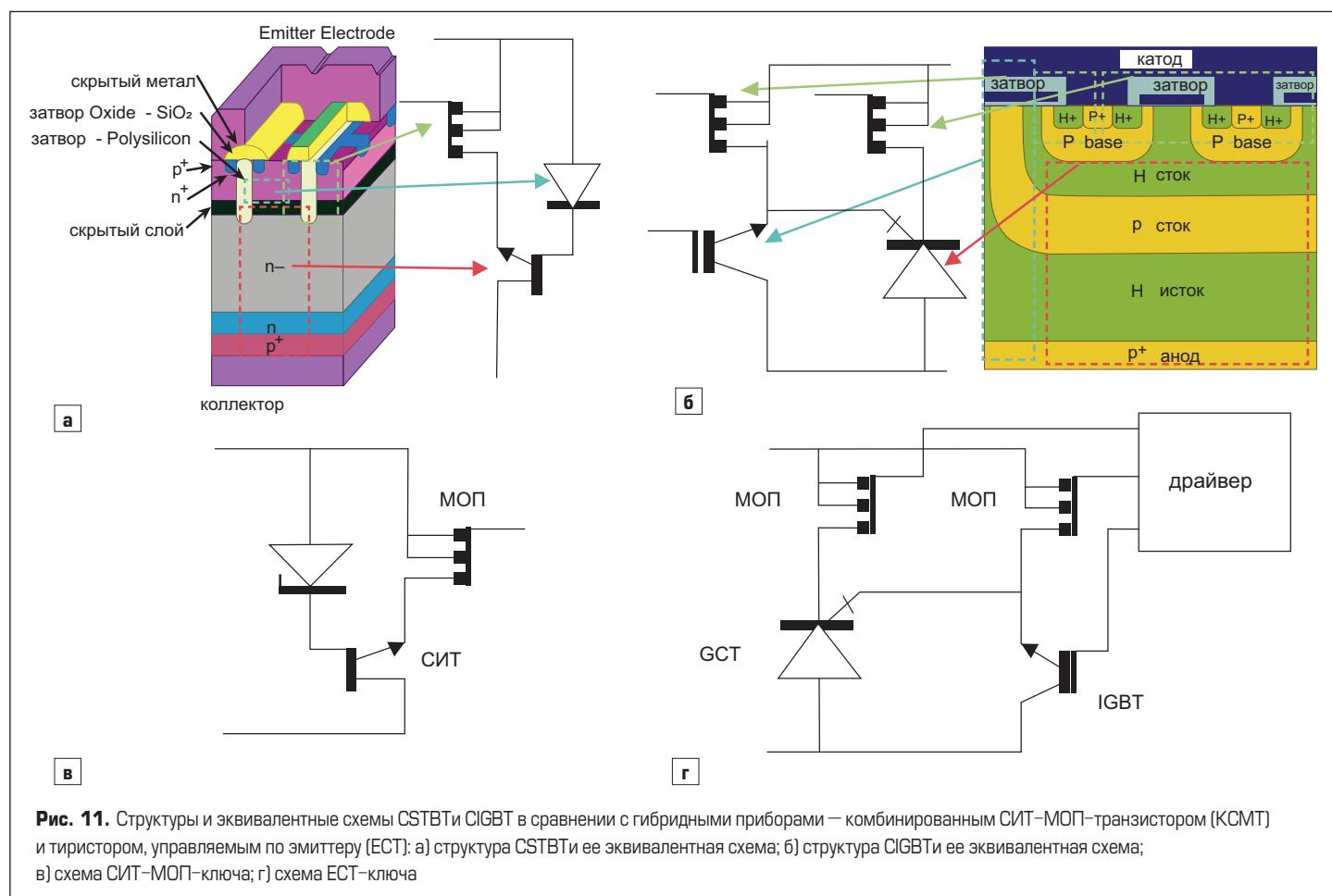


Рис. 11. Структуры и эквивалентные схемы CSTBTи CIGBT в сравнении с гибридными приборами — комбинированным СИТ-МОП-транзистором (KCMT) и тиристором, управляемым по эмиттеру (ECT): а) структура CSTBTи ее эквивалентная схема; б) структура CIGBTи ее эквивалентная схема; в) схема СИТ-МОП-ключа; г) схема ECT-ключа

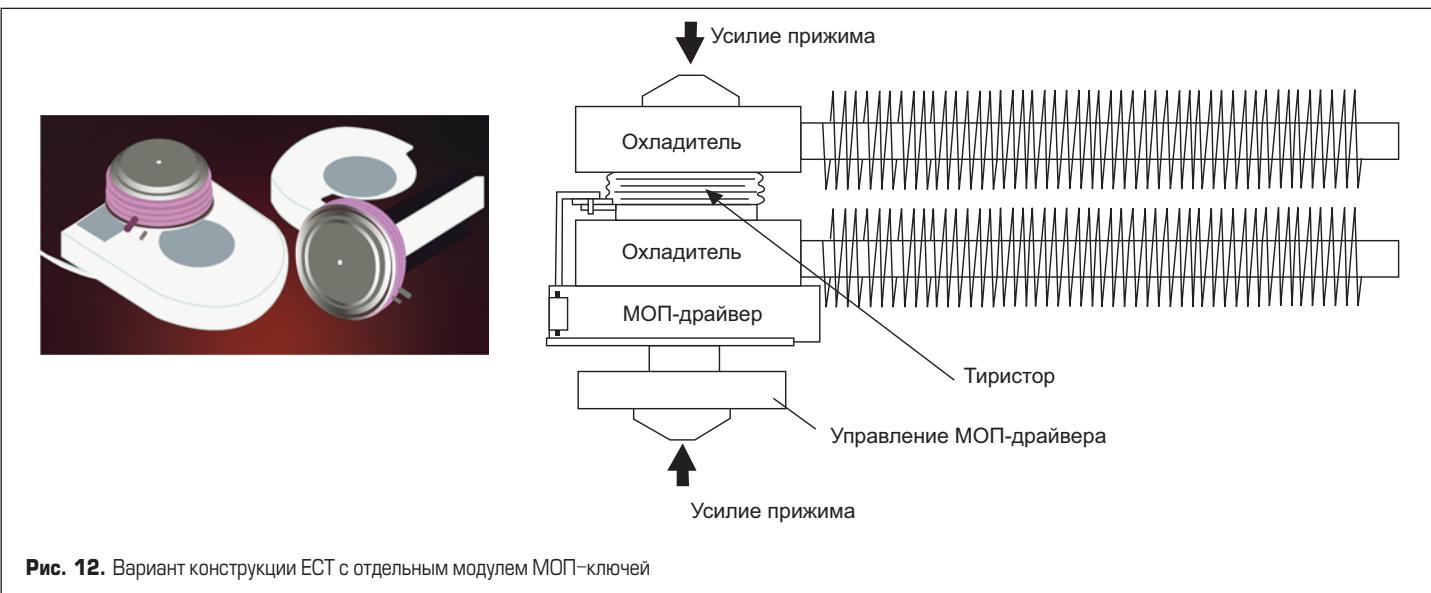


Рис. 12. Вариант конструкции ECT с отдельным модулем МОП-ключей

ключение GTO, то есть выключение импульсом запирающего тока управления, равным по амплитуде анодному току. Спустя время задержки выключения GTO модуль и GTO восстанавливают способность блокирования высокого напряжения, и анодный ток спадает до тока утечки в закрытом состоянии.

«Жесткое» выключение GTO обеспечивает минимальное время выключения прибора, близкое к физическому пределу, и широкую область безопасной работы (ОБР) сильнотокового GTO вследствие того, что не успевают развиваться процессы шнурования анодного тока при выключении.

В результате в ECT, как в едином модуле, интегрируются запираемый тиристор, МОП-ключ в каскодном включении и IGBT-ключ, используемый для включения тиристора. Положительные качества схемы состоят в следующем:

- управление по цепи МОП-структуры;
- высокое быстродействие, низкая энергия потерь при выключении;
- прямоугольная область безопасной работы;
- меньшее по сравнению с IGBT остаточное падение напряжения во включенном состоянии;
- меньшая по сравнению с IGBT энергия потерь при включении.

По сравнению с IGCT ECT будет иметь несколько большее остаточное падение напряжения во включенном состоянии, так как в нем реализуется последовательное соединение запираемого тиристора и низковольтного МОП-транзистора. Однако низковольтные МОП-транзисторы напряжением 20–30 В с низким значением сопротивления в проводящем состоянии сводят эту добавку к величине 0,2–0,4 В, делая ее несущественной. В результате становится возможным создать высоковольтный (4500–6500 В) сильнотоковый (3000–5000 А) прибор такого типа с падением напряжения во включенном состоянии менее 2,5 В.

По конструктивному исполнению выделяются следующие варианты.

1. Запираемый тиристор в отдельном таблеточном герметичном корпусе, МОП-ключи в отдельном модуле, монтируемом в столб с запираемым тиристором

с использованием общих охлаждающих устройств. На рис. 12 приведен вариант конструкции ECT с отдельным модулем МОП-ключей. ECT такого типа напряжением 2400 В, ток 1250 А и напряжением 6000 В, ток 1000 А были разработаны ВЭИ до 2000 года и выпускались мелкой серией ЗАО «Протон-Электротекс».

2. Запираемый тиристор в отдельном таблеточном герметичном корпусе, МОП-ключи расположены на плате драйвера, интегрированной с запираемым тиристором в единый блок, аналогичный применительно к IGCT, то есть вне герметичного корпуса. На рис. 13 приведен вариант конструкции ECT с интегрированным модулем МОП-ключей вне герметичного корпуса. Приборы такого типа под коммерческим названием ETO (Emitter Turn Off thyristor) разработаны EPRI и CPES (США), выпускались мелкой серией для внутренней комплектации сверхмощной системы электроснабжения разработки EPRI и на свободный рынок не поступают. Прибор имеет блокирующее напряжение 4500 В, коммутируемый ток 5000 А при диаметре кристалла запираемого тиристора 100 мм, падение напряжения в открытом состоянии 2,5–3,5 В.

СИТ-МОП-тиристоры

СИТ-МОП-тиристор, или КСМТ (комбинированный СИТ-МОП-тиристор), схематично представлен на рис. 14. Прибор содержит кристалл СИТ-тиристора с электростатическим управлением, а также кристалл низковольтного



Рис. 13. Вариант конструкции ECT с интегрированным модулем МОП-ключей вне герметичного корпуса

сильнотокового МОП-транзистора и кристалл низковольтного сильнотокового ограничительного диода, который поддерживает потенциал затворного $p-n$ -перехода СИТ-тиристора. Для правильной работы схемы необходимо, чтобы напряжение пробоя ограничительного диода было меньше, чем напряжение пробоя МОП-тиристора, но больше, чем падение напряжения на включенном МОП-транзисторе при пропускании максимального тока.

Включение прибора осуществляется при включении МОП-транзистора. При этом потенциал катода СИТ-тиристора становится заведомо меньшим, чем потенциал затвора и СИТ-тиристор включается и проводит ток, подобно $p-i-n$ -диоду. Силовой ток протекает по цепи «анод СИТ-тиристора — катод СИТ-тиристора — МОП-транзистор».

Для выключения прибора выключают МОП-транзистор. При этом потенциал затвора СИТ-тиристора (с учетом меньшего пробивного напряжения ограничительного диода) становится заведомо меньшим, чем потенциал катода. Ток на этапе задержки выключения СИТ-тиристора протекает

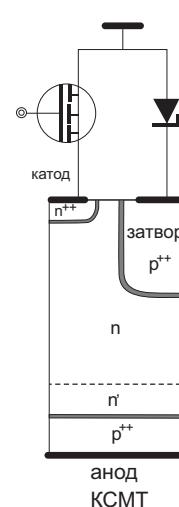


Рис. 14. Принципиальная электрическая схема СИТ-МОП-тиристора

по цепи «анод СИТ-тиристора — затвор СИТ-тиристора — ограничительный диод» до момента восстановления запирающих свойств затворного $p-n$ -перехода. Далее к затворному $p-n$ -переходу прикладывается напряжение, и при некотором его значении область пространственного заряда соседних областей затвора в окрестности катодного эмиттера смыкаются, и структура становится подобной $p-n-p$ -транзистору с оторванной базой.

Сравнение СИТ-МОП-тиристора с ЕСТ показывает следующее:

- принципиальная схема СИТ-МОП более проста и содержит меньшее количество разнородных элементов;
- сравнительные расчеты показывают, что применение СИТ-тиристора вместо GTO не дает существенного преимущества по падению напряжения в открытом состоянии (при одинаковых блокирующих напряжениях и энергиях коммутационных потерь);
- СИТ-тиристор является технологически более сложным прибором, чем GTO, и перспективы получения сильноточных до 5000 А СИТ-тиристоров сомнительны. Разработки и производство СИТ-МОП-тиристоров производились ВЭИ, ОАО «Электромодуль» (г. Чебоксары), ОКБ «Искра» (г. Ульяновск). Приборы имеют напряжение 1200 В, так как до 400 А представляют конструкцию модулей с изолированным основанием и паяным монтажом кристаллов. За рубежом приборы подобного типа не выпускаются (по имеющимся сведениям).

Гибридные запираемые тиристоры с МОП-шунтировкой

Гибридные запираемые тиристоры с МОП-шунтировкой являются аналогом монолитного МСТ с МОП-шунтировкой. Включение запираемого тиристора производится импульсом тока. Для того чтобы сохранить полностью полевое МОП-управление, возможно применение дополнительной цепи от анода с высоковольтным IGBT, которое аналогично применяемому для ЕСТ. На рис. 15 приведена структура высоковольтного запираемого тиристора с внешним полевым управлением

При анализе монолитных МСТ необходимо обеспечить эффективную МОП-шунтировку катодного эмиттера запираемого тиристора. Для гибридного варианта конструкции необходимо обеспечить:

- малое сопротивление в открытом состоянии МОП-транзистора;
- малое активное сопротивление и индуктивность как во внешней разводке, подсоединяющей МОП-транзистор, так и в самой структуре областей управления запираемого тиристора.

Последняя задача для кристалла запираемого тиристора отличается от традиционного GTO — высоковольтного интегрального тиристора (ВИТ).

При разработке ВИТ необходимо:

- обеспечить минимальную величину сопротивления в цепи эмиттер-база тонкобазового $n-p-n$ -транзистора;

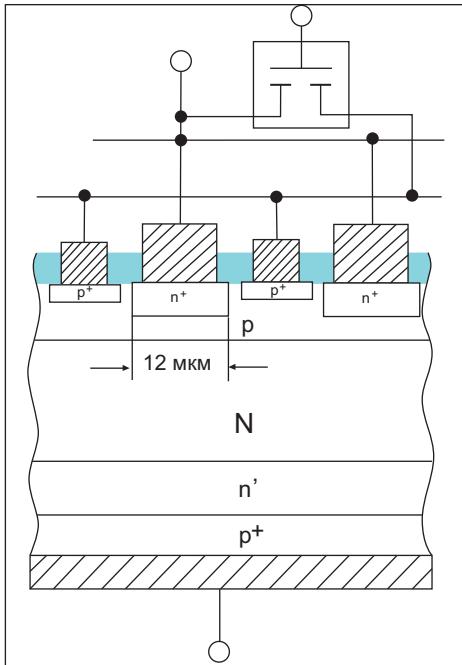


Рис. 15. Структура высоковольтного запираемого тиристора с внешним полевым управлением

- снизить до минимума подэмиттерное сопротивление кремниевой пластины при сохранении высокого коэффициента усиления $n-p-n$ -транзистора ($\beta = 10-20$);
 - минимизировать сопротивление и индуктивность металлической разводки на большой площади размещения эмиттеров интегрального тиристора;
 - выбрать конструкцию $n-p-n$ -транзистора, при которой обеспечивается наиболее эффективное использование площади прибора.
- Сравнение гибридного тиристора с МОП-шунтировкой и ЕСТ показывает следующее:
- принципиальные схемы обоих приборов практически эквивалентны по сложности и количеству применяемых разнотипных элементов;
 - тиристор с МОП-шунтировкой при равных блокирующих напряжениях и энергиях коммутационных потерь может иметь на 0,2–0,4 В более низкое напряжение во включенном состоянии, чем ЕСТ;
 - ВИТ-тиристор является технологически более сложным прибором, чем применяемый в ЕСТ GTO с конструкцией, близкой к стандартной, а перспективы получения однокристальных сильноточных (3000–5000 А) ВИТ-тиристоров сомнительны.

Разработки опытных образцов гибридных запираемых тиристоров с МОП-шунтировкой на напряжение 3300 В, ток 100 А проводилось в ФТИ им. Иоффе совместно с ООО «Мегаимпльс» и ОАО «Светлана», серийное производство таких приборов не осуществлялось.

Литература

- Шульга Р. Н. Развитие технологии модулей IGBT. Часть 1. Конструктивно-технологические особенности паяных модулей традиционной конструкции // Силовая электроника. 2023. № 6.
- Шульга Р. Н. Преобразовательные подстанции на IGBT-транзисторах // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2021. № 12.
- 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. 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.
- www.abb.com
- www.infinion.com
- www.mitsubishi.com
- www.semikron.com
- 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. Рассмотрение 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



22–24 октября 2024

Москва, МВЦ «Крокус Экспо»

21-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

Цифровые драйверы Firstack

для мощных высоковольтных инверторов

В последние годы мировая угледобывающая промышленность вновь вступила в период бурного развития, что вызвало увеличение спроса на приводы с рабочим напряжением 3300 В AC. Из-за суровых условий эксплуатации угольной шахты, ограниченного пространства и сложностей с техническим обслуживанием к таким устройствам предъявляются повышенные требования по надежности, габаритам и уровню интеллектуализации.

Данная статья продолжает серию публикаций, посвященных Firstack Technology и опубликованных в журнале «Силовая электроника» [1, 2].

Лэй Хонг (Lei Hong)¹

Перевод и комментарии:
Андрей Колпаков

akolpakov@unirec.ru

Силовые модули IGBT и драйверы являются ключевыми компонентами мощных инверторов. На раннем этапе развития силовой электроники доминировали аналоговые схемы управления затворами, но по мере развития технологий все более популярными становятся цифровые устройства благодаря их более высокой надежности и степени интеллектуализации. Различия обеих концепций подробно описаны в [2].

Для реализации трехуровневой топологии NPC в инверторах с рабочим напряжением 3300 В AC компания Firstack разработала новое поколение интеллектуальных драйверов. Эти приборы решают проблему синхронизации отключения внутреннего и внешнего IGBT, эффективно ограничивают пик перенапряжения на внутреннем транзисторе, а также сокращают время задержки выключения высоковольтных IGBT. Кроме того, цифровые устройства

управления затворами Firstack упрощают задачу технического обслуживания привода благодаря использованию технологии интеллектуальной передачи данных.

Введение

Приводы с выходным напряжением 3300 В AC (рис. 1) используются для плавного пуска и регулирования скорости шахтных скребковых транспортеров, ленточных конвейеров, перегрузочных машин. Мощность этих устройств находится в диапазоне 500 кВт — 2,6 МВт [3], что относит их к высоковольтному силовому электронному оборудованию. Как правило, для создания таких инверторов применяется трехуровневая схема NPC-I типа (далее — NPC-I) на модулях IHV IGBT с рабочим напряжением 4500 В (рис. 2).



Рис. 1. Приводы с выходным напряжением 3300 В AC: а) шахтный привод 3300 В AC, б) двигатель с установленным на нем приводом

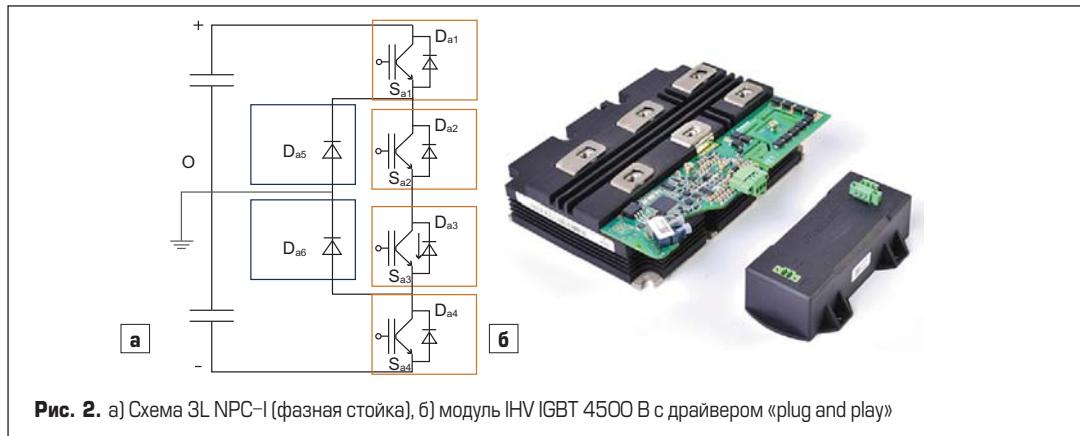


Рис. 2. а) Схема 3L NPC-I (фазная стойка), б) модуль IHV IGBT 4500 В с драйвером «plug and play»

¹Hangzhou Firstack Technology

Разработка инвертора 3L NPC-I с применением мощных IGBT требует решения следующих вопросов:

- Синхронизация моментов выключения внутреннего и внешнего IGBT. При отключении внешний транзистор всегда имеет приоритет перед внутренним, особенно при срабатывании защиты от короткого замыкания или снижения напряжения управления (UVLO). Время срабатывания защиты от КЗ по выходу из насыщения (DESAT) аналогового драйвера слишком велико, в результате чего внутренний IGBT будет находиться в состоянии перегрузки длительное время, превышающее допустимые пределы.
- Высокое перенапряжение при отключении внутреннего IGBT. Трехуровневая топология намного сложнее, чем традиционная двухуровневая, внутренний ключ работает в длинном контуре коммутации, кроме того, конструктив HV отличается большой паразитной индуктивностью, что может привести к пробою модуля из-за высокого перенапряжения при отключении. В некоторых системах из-за ограниченного пространства невозможно добавить дополнительные демпфирующие конденсаторы, что создает дополнительные проблемы, связанные с перенапряжением.
- Большая задержка переключения HV IGBT. Как правило, высоковольтные модули имеют очень высокое значение T_{d_off} , что усложняет настройку «мертвого времени» и контроль формы сигнала.
- Требования к техническому обслуживанию. Шахтные приводы с напряжением 3300 V AC обычно устанавливаются в шахтном стволе. При отказе силового модуля решающее значение имеет скорость обнаружения неисправности и устранения ее причины. Высокое качество и оперативность технического обслуживания дают преимущества производителям оборудования в условиях все более жесткой конкуренции.

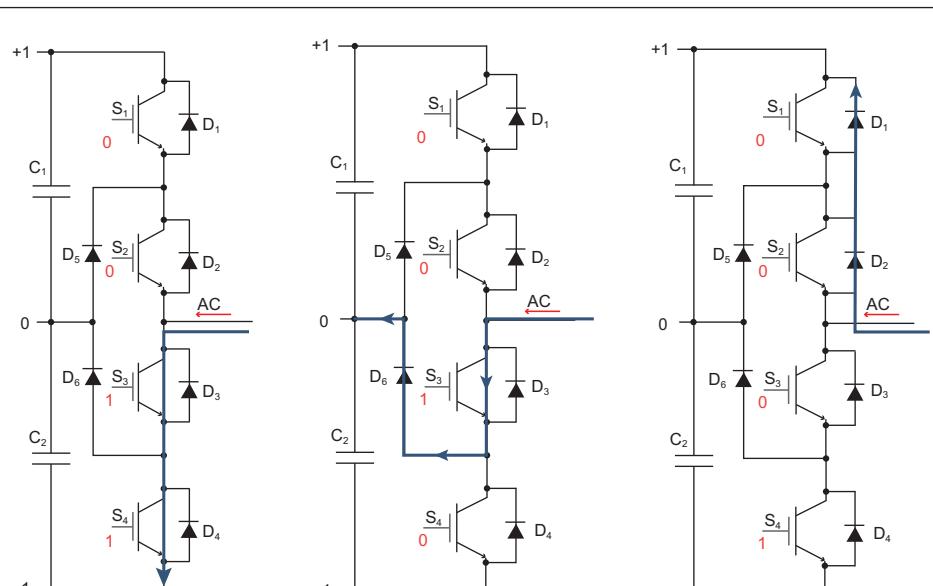


Рис. 3. Пути тока в различных режимах коммутации инвертора 3L NPC

Таблица. Состояния схемы 3L NPC

S1	S2	S3	S4	Шестнадцатеричный код	Выход
1	1	0	0	C	+1
0	1	0	0	4	+1
0	1	1	0	6	0
0	0	1	0	2	0
0	0	1	1	3	-1
0	0	1	0	2	0
0	1	1	0	6	0
0	1	0	0	4	+1
1	1	0	0	C	+1

Проблемы применения драйверов IGBT в трехуровневых инверторах

Синхронизация выключения внутреннего и внешнего IGBT

Как показано на рис. 3, трехуровневая схема 3L NPC-I содержит шесть силовых ключей в каждой фазе: четыре IGBT (S1, S2, S3, S4) и два диода (D5, D6). Существует несколько сочетаний и возможных режимов коммутации IGBT, при этом состояния ключей S1–S4 будут обозначены как 0 (выключение) и 1 (включение) соответственно. Положительный потенциал выходной шины представлен как +1, а отрицательный –1. Возможные комбинации режимов (при условии, что ток замыкается внутри инвертора) представлены в таблице.

Как видно из таблицы, инвертор 3L NPC-I может находиться в пяти состояниях, включая установившиеся (C, 6, 3) и переходные (4, 2), где в установившемся режиме реализуется принцип комплементарности ключей S1 и S3, а также S2 и S4. Для анализа проблемы временной синхронизации выбран режим 3 (S1–S4: 0011). При этом, как показано на рис. 3а, IGBT S3 и S4 открыты, ток течет от AC-выхода к шине DC–, потенциал выхода равен –1. Возникает вопрос: какой транзистор следует заблокировать в первую очередь при штатном отключении и срабатывании защиты — внутренний IGBT S3 или внешний IGBT S4?

На рис. 3б показано, что сначала блокируется внешний IGBT (S4 = 0), после чего ток течет обратно в среднюю точку 0 через D6 (потенциал AC-шины = 0). Затем закрывается внутренний IGBT (S3 = 0), после чего он будет находиться под напряжением $V_{DC}/2$.

На рис. 3в сначала отключается внутренний IGBT (S3 = 0), после чего ток течет через D1, D2 к шине DC+ (потенциал AC-выхода = +1). Затем блокируется внешний IGBT (S4 = 0), и напряжение на внутреннем модуле S3 становится равным V_{DC} в результате чего он может выйти из строя из-за перенапряжения.

Проведенный анализ показывает, что для безопасной работы 3L NPC-инвертора внешний транзистор должен блокироваться раньше, чем внутренний, как при нормальных условиях эксплуатации, так и при срабатывании защиты от перегрузки. В штатном режиме работы нужный алгоритм отключения реализуется управляющим контроллером, основные проблемы с синхронизацией возникают в условиях перегрузки. Для защиты от КЗ в обычных аналоговых схемах управления затвором, как правило, используется мониторинг напряжения насыщения $V_{CE(sat)}$ IGBT (DESAT) в сочетании с функцией активного ограничения (active clamping). Формирование сигнала ошибки ERROR помогает управляющему контроллеру (CPU) координировать время отключения. В этом случае при срабатывании защиты внутренний IGBT блокируется независимо от состояния внешнего ключа, что может привести к его пробою из-за отсутствия синхронизации.

Схема active clamping внутреннего IGBT ограничивает напряжение на DC-выводах, одновременно управляющий контроллер должен получить информацию о состоянии КЗ. После этого CPU немедленно блокирует сначала внешний ключ, а затем внутренний, чтобы обеспечить временную синхронизацию, исключающую перенапряжение на внутреннем IGBT.

В описанных условиях традиционный аналоговый драйвер столкнется с рядом проблем.

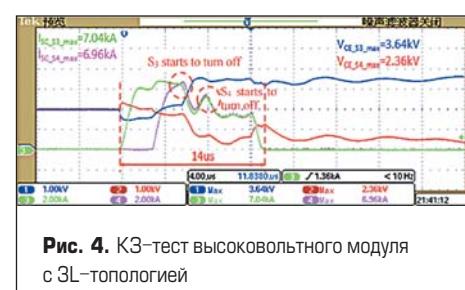
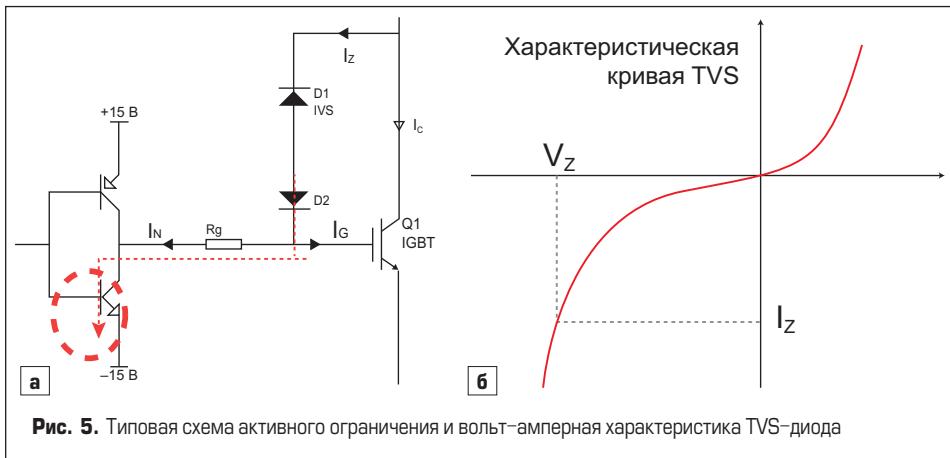


Рис. 4. КЗ-тест высоковольтного модуля с 3L-топологией



Прежде всего, время срабатывания схемы защиты после обнаружения состояния DESAT может достигать 8 мкс, в экстремальных случаях это приведет к тому, что внутренний IGBT будет находиться в состоянии КЗ в течение недопустимо долгого времени. На рис. 4 показаны эпюры КЗ-теста модуля IHV 4500 В/1200 А, управляемого от стандартного драйвера PI [2], в трехуровневом инверторе NPC-I (S3 — внутренний IGBT, S4 — внешний IGBT). В соответствии с требуемым алгоритмом управления, сначала блокируется внешний ключ, а затем внутренний, но при этом S4 находится в состоянии перегрузки 14 мкс, что превышает безопасный предел (10 мкс) и ведет к отказу.

Кроме того, в стандартных драйверах используется базовая схема Active Clamping, где напряжение ограничения определяется характеристиками TVS-диодов в цепи «коллектор-затвор» (рис. 5а) и имеет достаточно большой разброс. Когда уровень перенапряжения при отключении IGBT превышает пороговое значение, TVS-супрессоры переходят в состояние пробоя и в затвор подается ток, повышающий напряжение V_{GE} и частично открывающий IGBT. При этом силовой транзистор находится в линейном режиме и рассеивает очень большую энергию в течение времени ограничения.

В процессе запирания IGBT нижний транзистор выходного двухтактного каскада драйвера подключен к источнику питания -15 В, что создает низкоимпедансный путь для тока TVS и приводит к его большим флюктуациям.

Согласно вольт-амперной кривой, показанной на рис. 5б, резкие колебания тока TVS сопровождаются соответствующими колебаниями напряжения.

Чтобы устранить проблемы, присущие базовой технологии активного ограничения, компания PI представила усовершенствованную схему DA2C (Dynamic Advanced Active Clamping), показанную на рис. 6а. По сравнению с традиционным решением ток TVS в момент пробоя измеряется блоком CS, и в зависимости от этого настраивается управление выходным каскадом драйвера. Если ток TVS меньше установленного порогового значения, двухтактная схема на рис. 6 подключается к источнику питания -15 В.

Если же ток TVS превышает заданный порог, выходной каскад драйвера отключается от источника -15 В, что устраняет проблему по низкоимпедансному пути. Это позволяет контролировать состояние супрессоров и, таким образом, эффективно управлять напряжением ограничения, то есть делать его уровень более точным. На рис. 6б представлена тестовая форма сигнала при срабатывании защиты от короткого замыкания аналогового драйвера PI, управляемого модулем FF1400R12IP4. Уровень ограничения напряжения V_{CE} в момент блокировки IGBT фиксируется на уровне около 750 В.

Усовершенствованная схема динамического активного ограничения DA2C эффективно подавляет перенапряжение и решает проблему флюктуаций тока TVS. Однако этот процесс

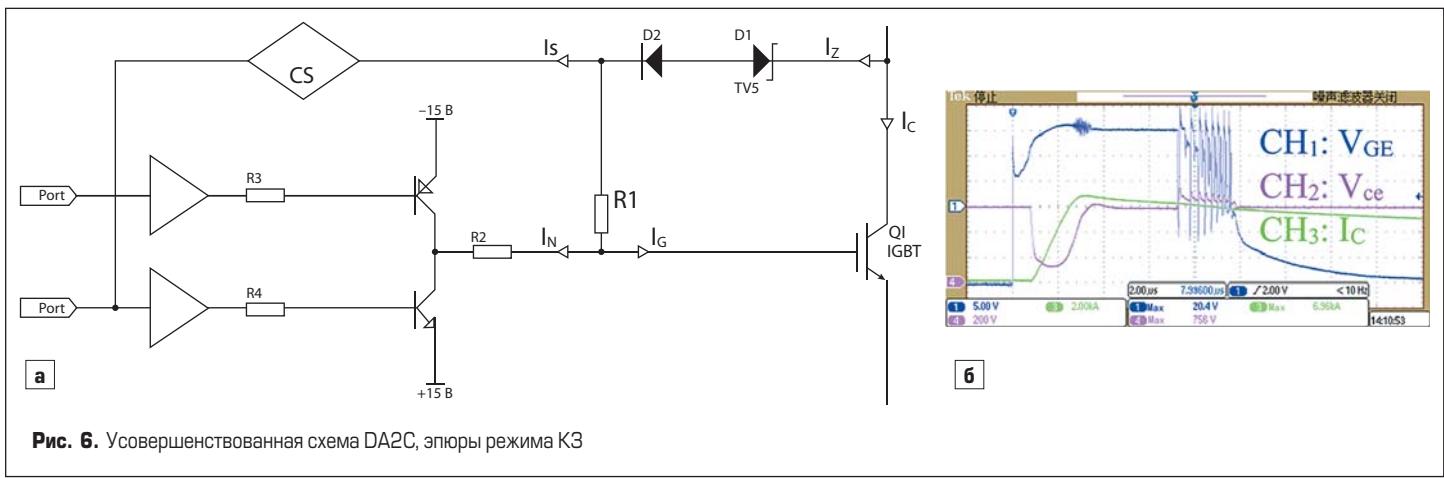
сопровождается многократным включением и выключением затвора в течение очень короткого периода времени, что приводит к нежелательной генерации электромагнитных колебаний внутри модуля. В режиме ограничения ток и мощность рассеяния TVS-диодов по-прежнему велики, и если схема работает в течение длительного времени, это создает серьезные проблемы с точки зрения ресурса и надежности.

Перенапряжение при отключении внутреннего IGBT

Как показано на рис. 7а, полумостовой каскад инвертора 3L NPC-I работает в режиме 6 (состояние ключей S1~S4: 0110), в котором ток протекает от AC-выхода к средней точке О через S3, D6. В этот момент при переключении в режим 4 (состояние S1-S4: 0100) ток будет проходить от AC-шины через S2, D1 к шине DC+. При отключении S3 (рис. 7б) процесс коммутации идет через элементы C1, D1, S2, S3, D6, которые образуют длинный контур с большой паразитной индуктивностью L_S .

Трехуровневый инвертор, созданный с применением IHV IGBT, содержит шесть модулей IGBT, соединенных многослойными шинами (рис. 7в). Контуры коммутации, проходящие через силовые ключи и шину, имеют высокую распределенную индуктивность. Измерения показывают, что величина L_S может достигать 200 нГн — это намного больше рекомендуемого значения (20–30 нГн). В результате уровень перенапряжения при отключении IGBT получается аномально высоким, способным вывести модуль из строя.

В некоторых приложениях, имеющих жесткие ограничения по габаритам, невозможно установить дополнительный демпфирующий конденсатор, поэтому традиционные аналоговые драйверы могут полагаться только на функцию Active Clamping. При использовании базовой технологии активного ограничения фактический результат будет зависеть от колебаний напряжения питания, температуры и некоторых других факторов. Из-за большой паразитной индуктивности режим ограничения может активизироваться и в нормальных условиях коммутации, что создает риск отказа TVS-супрессоров и модулей IGBT из-за высокого рассеяния энергии.



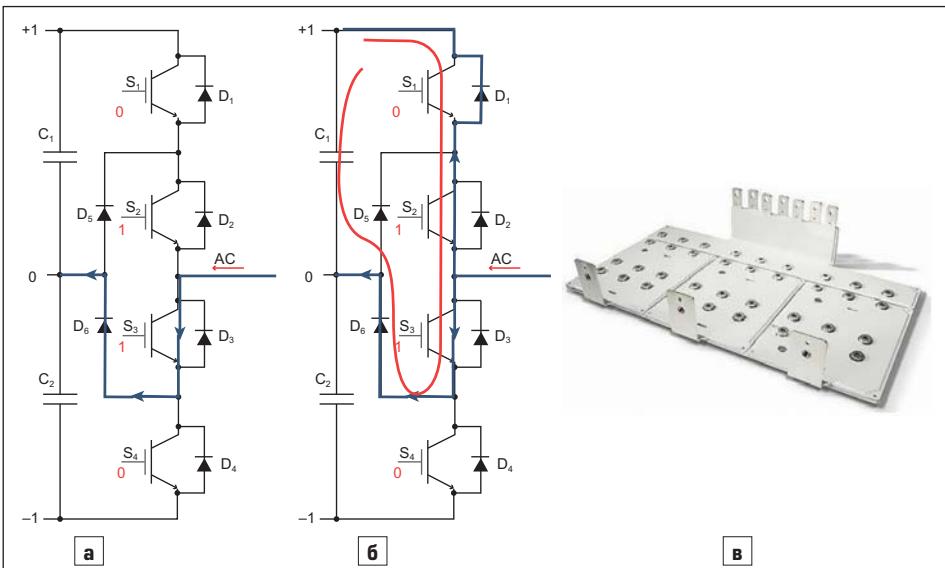


Рис. 7. а, б) Пути тока коммутации в инверторе 3L NPC; в) внешний вид силовой шины

Большая задержка переключения высоковольтных IGBT

Модуль HV IGBT, используемый в инверторе 3300 В AC, относится к высокотехнологичным приборам промышленной силовой электроники, продуктов такого класса на рынке достаточно мало. Поэтому в условиях растущей потребности в мощном высоковольтном оборудовании предложение будет отставать от спроса.

Вследствие технологических особенностей для сильноточных IGBT характерны большие задержки выключения, например, типовое значение $T_{d\text{off}}$ модуля 4500 В/1200 А составляет около 7 мкс (рис. 8). При этом от системы управления обычно требуется, чтобы длительность «мертвого времени» T_{dt} не превышала 4 мкс.

Послепродажное обслуживание, потребность в интеллектуальных технических средствах

Трехуровневый инвертор 3L NPC содержит 12 активных ключей, то есть вдвое больше, чем традиционная двухуровневая схема. При этом по каждому IGBT необходимо анализировать не менее двух аварийных режимов: снижение напряжения управления (UVLO) и короткое замыкание (SC), то есть в общей сложности 24 сценария неисправности. Традиционный драйвер не способен их различить, что создает

большие трудности при разработке или анализе состояния устройства в полевых условиях, поскольку система способна генерировать только обобщенный сигнал неисправности.

В настоящее время большинство выпускаемых устройств управления затворами, используемых в инверторах 3300 В AC, — это стандартные аналоговые драйверы. Отсутствие информации о конкретном сценарии отказа затрудняет послепродажное обслуживание и не соответствует пожеланиям производителей оборудования, которые стремятся проводить ремонт техники с помощью интеллектуальных технических средств.

Ключевые технологии интеллектуального цифрового драйвера IGBT

Для решения описанных проблем при разработке инверторов с применением высоковольтных IGBT компания Firstack создала новое поколение интеллектуальных драйверов класса plug-and-play: — HV1027P. В отличие от традиционных аналоговых устройств управления затворами HV1027P выполняет ряд важных функций, описанных далее.

Быстрый мониторинг КЗ по di/dt

Временная синхронизация работы внутреннего и внешнего IGBT, особенно в режи-

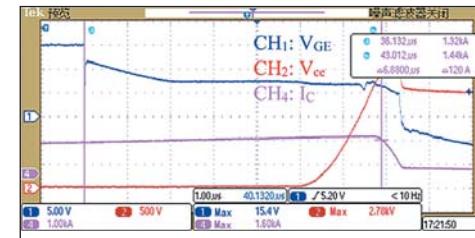


Рис. 8. Измерение времени задержки выключения модуля HV IGBT, условия измерений: $V_{DC} = 2000$ В, $I_c = 1500$ А

ме КЗ, чрезвычайно важна. Чем раньше прерывается состояние перегрузки, тем надежнее и безопаснее эксплуатация инвертора, в том числе трехуровневого. В интеллектуальном драйвере HV1027P использована технология быстрого обнаружения состояния КЗ, основанная на измерении скорости коммутации di/dt (рис. 9а).

Корпус модуля имеет паразитную индуктивность L_{PE} между силовым и сигнальным выводом эмиттера IGBT, ее типовая величина около 5–10 нГн. Фронт тока di/dt , возникающий при открывании IGBT, создает на L_{PE} перепад напряжения dV :

$$dV = L_{PE} \times di/dt.$$

Скорость коммутации тока в нормальном режиме работы IGBT обычно не превышает 10 А/мкс, а в состоянии КЗ величина di/dt может достигать 1000 А/мкс. Результирующая разница в градиенте напряжения dV оказывается достаточно большой, поэтому драйвер может оперативно определить состояние перегрузки и обеспечить быструю и эффективную защиту. На рис. 9б показан модуль IGBT с драйвером plug-and-play и дополнительным блоком, устанавливаемым на силовом терминале Е и предназначенный для детектирования di/dt и защиты от КЗ.

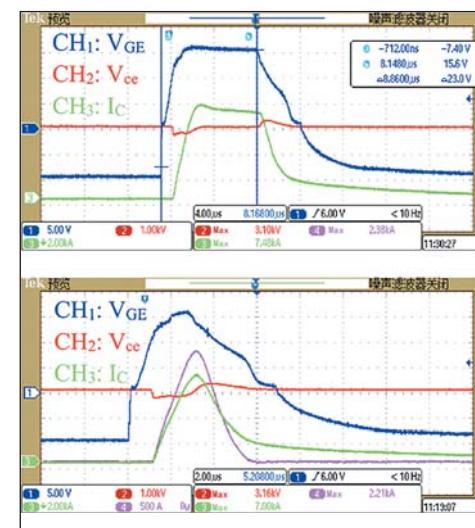


Рис. 10. Основные способы детектирования состояния перегрузки: вверху — защита от КЗ по напряжению насыщения $V_{CE(\text{sat})}$; внизу — защита от КЗ по скорости изменения тока di/dt

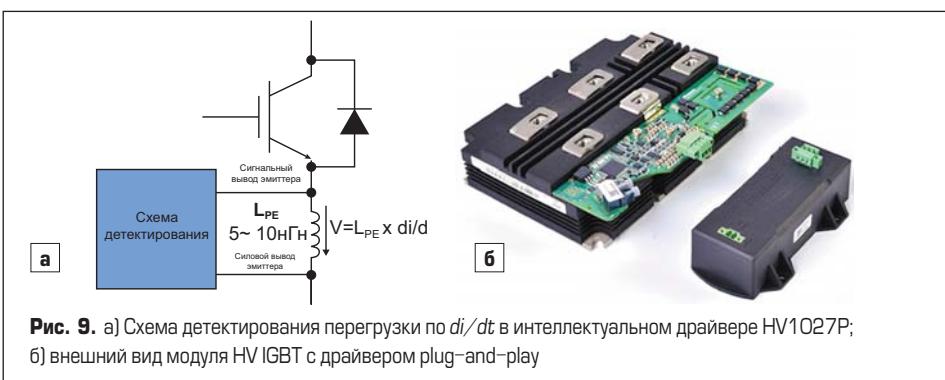


Рис. 9. а) Схема детектирования перегрузки по di/dt в интеллектуальном драйвере HV1027P; б) внешний вид модуля HV IGBT с драйвером plug-and-play

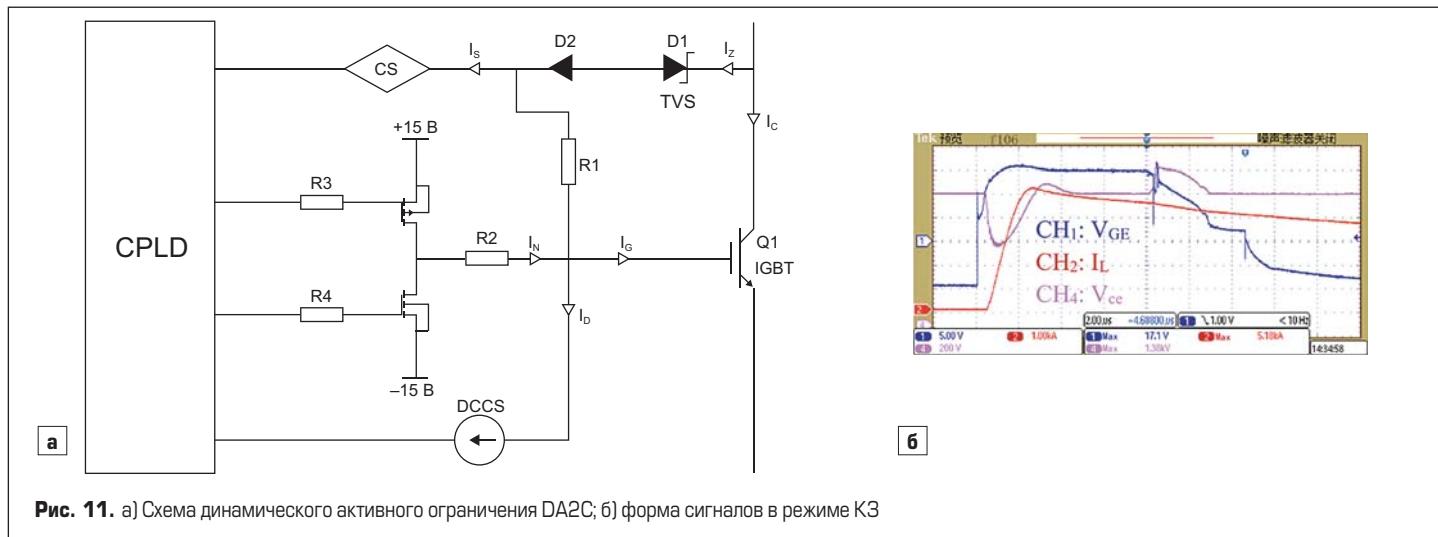


Рис. 11. а) Схема динамического активного ограничения DA2C; б) форма сигналов в режиме КЗ

На рис. 10 показано, как работают две основные концепции защиты от короткого замыкания: по напряжению насыщения $V_{CE(sat)}$ (DESAT) и скорости изменения тока di/dt . Как видно из графиков, время срабатывания защиты в первом случае составляет около 8,9 мкс, а во втором — около 2,7 мкс, то есть меньше почти на 70%. Таким образом, при синхронизации ключей трехуровневого модуля NPC-I, в режиме КЗ внутренний IGBT будет находиться в состоянии перегрузки гораздо меньшее время, не превышающее допустимые пределы.

Усовершенствованная технология динамического активного ограничения D2A2C

Ошибка в алгоритме отключения внутреннего и внешнего IGBT может привести к отказу силового модуля. Особенно это опасно в состоянии КЗ: если внутренний IGBT закроется раньше, чем внешний, то результатом будет перенапряжение и пробой ключа. Для предотвращения такой ситуации используется схема AC (Active Clamping), ограничивающая напряжение на DC-выводах транзистора при блокировке внутреннего IGBT. В связи с этим точность поддержания порога ограничения, а также надежность самой цепи AC имеют ре-

шающее значение. Чтобы устранить проблемы, присущие типовой схеме Active Clamping, и решить вопросы, связанные с паразитными осцилляциями и рассеянием диодов-супрессоров (TVS), компания Firstack представила инновационную технологию динамического активного ограничения D2A2C (Dynamic Advanced Active Clamping) [5].

Принцип работы схемы D2A2C представлен на рис. 11а: процессор CPLD измеряет ток пробоя TVS с помощью блока CS и управляет цифровым источником тока, подключенным к затвору IGBT. Если ток TVS превысит установленный порог, двухтактный каскад CPLD отключит источник питания -15 V , устранив таким образом низкоимпедансный канал. Соответственно, происходит регулировка тока цифрового источника, в результате чего изменяется напряжение на затворе, а также проводимость TVS. Такой метод позволяет эффективно управлять состоянием диодов-супрессоров, поэтому напряжение ограничения задается гораздо точнее. На рис. 11б представлена форма тестовых сигналов при коротком замыкании модуля FF1000R17P4, управляемого от интеллектуального цифрового драйвера HV1027Р. Напряжение V_{ce} в момент выключения фиксируется на уровне ок-

ло 1380 В, процесс выключения идет плавно, без резких осцилляций.

На рис. 12 приведено сравнение мощности потерь TVS в режимах ограничения D2A2C [4] и DA2C в зависимости от величины тока отключения. Как видно на рисунке, при большом токе пробоя потери TVS в схеме D2A2C составляют около 30% от DA2C, а при повышении тока отключения величина энергии E_{tvss} практически не изменяется, что увеличивает срок службы и надежность цепи активного ограничения.

Технология многоуровневого отключения

Для большинства технологий IGBT с увеличением затворного резистора R_G снижается скорость коммутации и, соответственно, пик перенапряжения при отключении. Данный эффект используется в схемах защиты от КЗ для реализации режима плавного отключения (Soft Turn-Off) за счет использования большого номинала $R_{G,off}$ при блокировке тока перегрузки. Однако это неизбежно ведет к увеличению задержки выключения $T_{d,off}$ и энергии потерь E_{off} , что, соответственно, влияет на настройку «мертвого времени» и тепловые характеристики системы.

Решить проблему помогает технология многоуровневого отключения, использующая общий механизм влияния $R_{G,off}$ на характеристики IGBT, но разделяющую процесс отключения транзистора на три этапа. В отличие от традиционного метода, в такой схеме предусмотрено три резистора затвора, активируемых

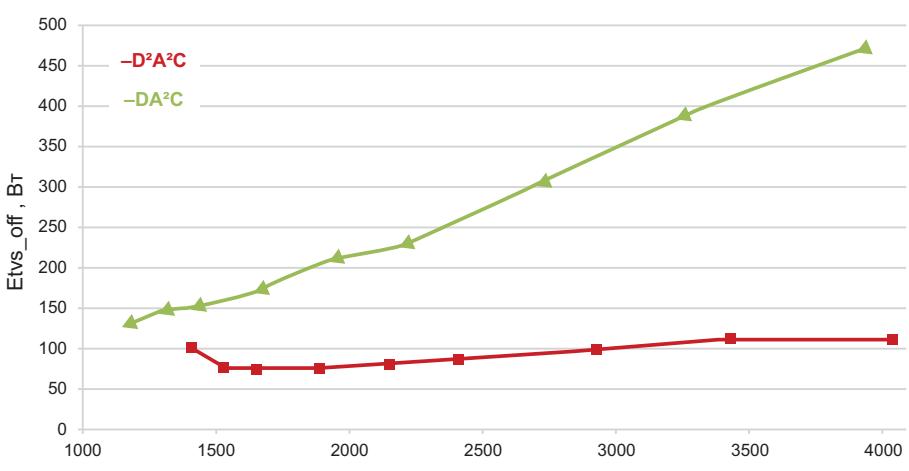
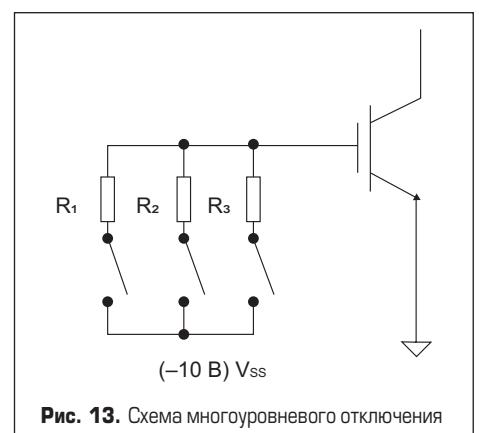


Рис. 12. Энергия потерь $E_{tvss,off}$ диодов-супрессоров (TVS) в разных режимах активного ограничения

Рис. 13. Схема многоуровневого отключения

в разные моменты времени, как показано на рис. 13. Управление ими производит микроконтроллер цифрового драйвера, задающий алгоритм включения R1, R2, R3.

Величина каждого из трех резисторов, так же как и момент его активации, оптимизирована для достижения наиболее эффективного подавления скачков напряжения и уменьшения времени задержки и потерь выключения в зависимости от типа и режима работы IGBT.

Подавление коммутационных перенапряжений

Для проверки эффективности метода многоуровневого отключения проведен соответствующий сравнительный тест. На рис. 14 показаны эпюры сигналов (включая коммутационное перенапряжение V_{CE_MAX}) внутреннего IGBT S3 с использованием технологии многоуровневого отключения и без нее.

Сравнительные испытания показывают, что при одних и тех же условиях эксперимента величина V_{CE_MAX} в обычном режиме выключения составляет около 1630 В, а при многоуровневом отключении она снижается до 1330 В, то есть почти на 20%. Таким образом, при оптимальном выборе режимов пик перенапряжения на IGBT можно эффективно подавить, даже если паразитная индуктивность цепи коммутации достигает 200 нГн. Кроме всего прочего, использование подобной многоуровневой технологии позволяет уменьшить величину снабберных конденсаторов или вообще отказаться от них.

Оптимизация задержек переключения

Для проверки эффекта оптимизации времени задержки был проведен соответствующий сравнительный тест. На рис. 15 представлены эпюры сигналов, полученных в обычном режиме отключения IGBT и с использованием многоуровневой технологии. Результаты теста показывают, что в одинаковых условиях эксперимента значение T_{doff} составляет 6,9 и 4,8 мкс соответственно, то есть при многоуровневом отключении задержка снижается почти на 30%. Это позволяет уменьшить длительность «мертвого времени» и, следовательно, улучшить качество выходного сигнала инвертора.

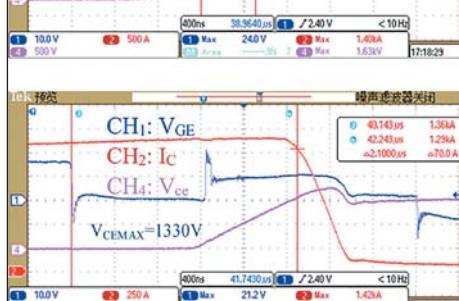
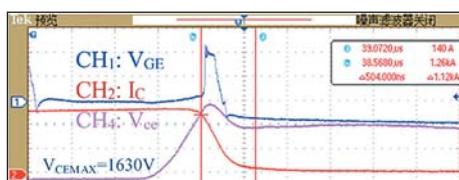


Рис. 14. Эпюры сигналов: вверху – в обычном режиме выключения; внизу – в режиме многоуровневого выключения

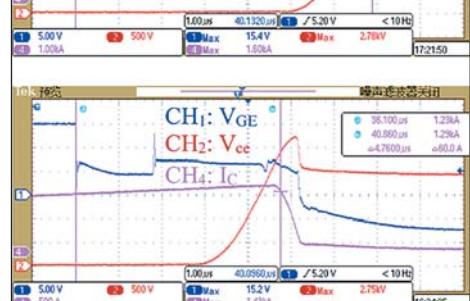
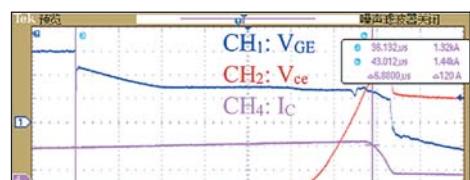


Рис. 15. Эпюры сигналов: вверху – в обычном режиме выключения; внизу – в режиме многоуровневого выключения

Технология интеллектуальной обработки сигнала ошибки

Стандартный аналоговый драйвер формирует обобщенный сигнал ошибки (как правило, логический 0) при падении напряжения питания (UVLO), коротком замыкании или перегреве. Таким образом, если сигнал неисправности имеет низкий уровень, то управляющий контроллер MCU определяет, что произошла ошибка, но не может различить ее конкретный тип или предоставить какую-либо дополнительную информацию.

Технология интеллектуальной передачи данных о неисправностях основана на использовании MCU в составе цифрового устройства управления затвором. Контроллер драйвера формирует мультиплексный порт, информация об ошибках передается в виде последовательного кода, как показано на рис. 16. Таким образом, управляющий компьютер получает данные о типе отказа и порядке его возникновения. Это во многом облегчает и ускоряет процесс диагностики и ремонта системы. При этом коммуникационный порт может быть настроен с помощью протокола шифрования главного компьютера таким образом, чтобы максимально упростить процесс технического обслуживания.

Заключение

Инверторы с выходным напряжением 3300 В AC становятся все более востребованными в различных отраслях промышленности, в частности угледобывающей. Силовые модули IGBT и драйверы затворов являются основными узлами мощных высоковольтных систем, поэтому улучшение их характеристик чрезвычайно важно для производителей оборудования. Обычные аналоговые устройства управления затворами не могут обеспечить необходимый уровень надежности и интеллектуализации подобных систем.

Компания Firstack разработала новое поколение цифровых драйверов, обладающих возможностями быстрого обнаружения перегрузок по di/dt , многоуровневого отключения, интеллектуального формирования сигнала ошибки. Они способны решить проблему синхронизации внутреннего и внешнего IGBT в трехуровневых инверторах, ограничить скачки перенапряжения на безопасном уровне, снизить задержки переключения высоковольтных IGBT и определить сценарий неисправности, что отвечает современным требованиям по надежности, миниатюризации и интеллектуализации силовых высоковольтных преобразователей. ■

Литература

- Колпаков А. Разворот на Восток и доступная функциональность. Firstack Technology // Силовая электроника. 2023. № 2.
- Колпаков А. Разворот на Восток и доступная функциональность. Firstack Technology // Силовая электроника. 2024. № 1.
- Колпаков А. Цифровые драйверы и адAPTERЫ нового поколения // Силовая электроника. 2020. № 2.
- Qingdao Tianxin Inverter Quick Selection Manual.pdf.
- PI Technical documentation: 1SP0335 Description & Application Manual.pdf
- Firstack Technical documentation: HV1027P.pdf.

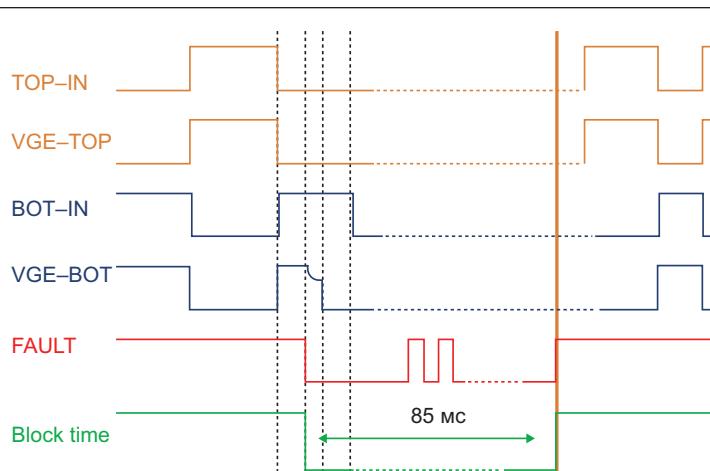


Рис. 16. Интеллектуальная передача сигналов неисправности

Геометрический метод определения максимального и минимального выходного напряжения

силового трансформатора
при фиксированном значении тока нагрузки

В случае большого количества потребителей с неопределенным характером сопротивления оценка пределов изменения выходного напряжения силового трансформатора при заданном токе нагрузки, например номинальном, имеет ключевое значение для потребителей, особо чувствительных к изменению напряжения питания.

В статье рассмотрен геометрический способ определения максимума и минимума возможного выходного напряжения трансформатора для заданного значения тока нагрузки.

Анатолий Коршунов

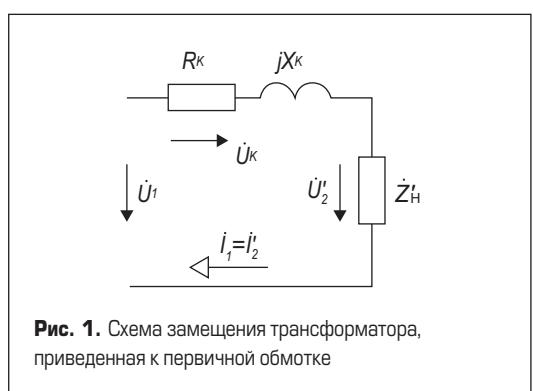
Валерий Скорина

Известная схема замещения силового трансформатора, приведенная к его первичной обмотке, представлена на рис. 1.

$\dot{Z}'_H = R_K + jX_K$ — комплексное сопротивление короткого замыкания трансформатора, R_K и X_K — его активная и индуктивная составляющие, \dot{Z}'_H — комплексное сопротивление нагрузки, приведенное к первичной обмотке трансформатора [1–3].

Согласно закону Ома, ток первичной обмотки трансформатора I_1 и приведенное к первичной обмотке напряжение нагрузки \dot{U}'_2 определяются выражениями:

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \dot{U}_1 / \dot{Z}, \\ \dot{U}'_2 &= \dot{I}_1 \dot{Z}'_H, \end{aligned} \quad (1)$$



где $\dot{Z} = \dot{Z}'_K + \dot{Z}'_H = R_K + R'_H + j(X_K + X'_H)$, R'_H и X'_H — приведенные к первичной обмотке активная и реактивная (индуктивная или емкостная) составляющие сопротивления нагрузки соответственно.

Величина приведенного напряжения нагрузки:

$$U'_2 = I_1 \dot{Z}'_H, \quad (2)$$

где

$$\begin{aligned} I_1 &= U_1 / Z, \quad Z = |\dot{Z}| = \\ &= \sqrt{(R_K + R'_H)^2 + (X_K + X'_H)^2}. \end{aligned}$$

Как видно из векторной диаграммы комплексных сопротивлений, представленной на рис. 2, одинаковая величина суммарного сопротивления Z получается при различных комплексных сопротивлениях \dot{Z}'_H .

Это означает, что одинаковый ток I_1 может иметь место при разных приведенных комплексных сопротивлениях нагрузки \dot{Z}'_H . Следовательно, при одинаковом токе нагрузки напряжение на ней могут быть различными. Максимальное значение \dot{U}'_2 получается при максимальном значении \dot{Z}'_H , а минимальное — при минимальном значении \dot{Z}'_H .

Наиболее просто и наглядно максимальное значение \dot{Z}'_H и минимальное значение \dot{Z}'_H можно определить геометрическим способом.

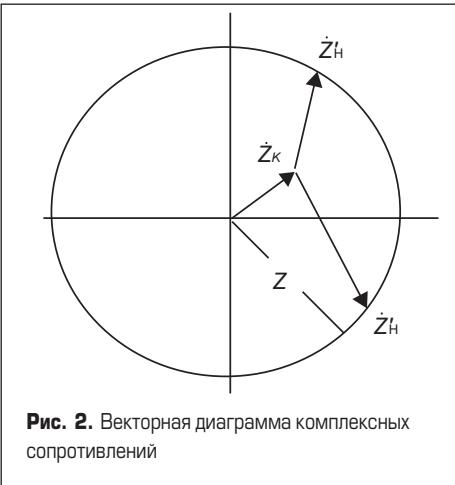


Рис. 2. Векторная диаграмма комплексных сопротивлений

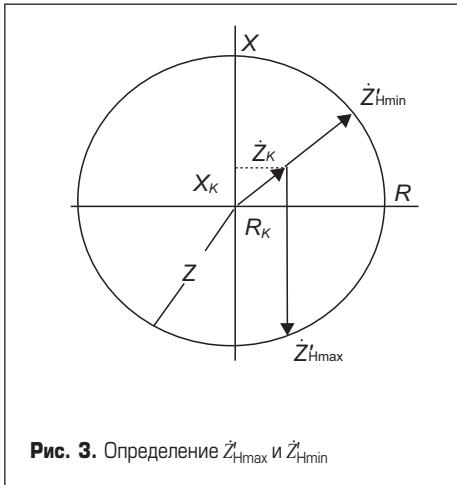


Рис. 3. Определение \dot{Z}'_{Hmax} и \dot{Z}'_{Hmin}

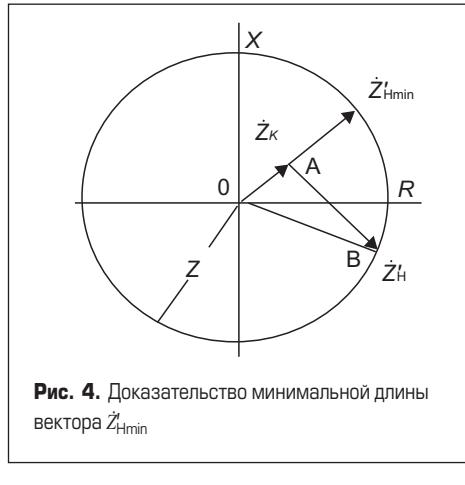


Рис. 4. Доказательство минимальной длины вектора \dot{Z}'_{Hmin}

Ограничимся случаем пассивной нагрузки, что предполагает выполнение условия:

$$R'_H = \operatorname{Re}\dot{Z}'_H \geq 0, \quad (3)$$

где Re означает вещественную часть.

Из геометрических построений, представленных на рис. 3, следует, что минимальное значение

$$\dot{Z}'_{\text{Hmin}} = Z - Z_K \quad (4)$$

получается при

$$\dot{Z}'_{\text{Hmin}} = (1 - Z/Z_K) \dot{Z}'_K. \quad (5)$$

Для доказательства наименьшей длины вектора \dot{Z}'_{Hmin} достаточно рассмотреть любой вектор \dot{Z}'_H , конец которого лежит на дуге окружности, как показано на рис. 4.

Из треугольника OAB следует

$$|\dot{Z}'_K| + |\dot{Z}'_H| > |\dot{Z}|.$$

Подставив в неравенство треугольника

$$|\dot{Z}| = |\dot{Z}'_K| + |\dot{Z}'_{\text{Hmin}}|,$$

получаем

$$|\dot{Z}'_K| + |\dot{Z}'_H| > |\dot{Z}'_K| + |\dot{Z}'_{\text{Hmin}}|,$$

откуда следует

На рис. 3 показано, что максимальное значение \dot{Z}'_{Hmax} при учете условия пассивной нагрузки (3) определяется выражением:

$$\dot{Z}'_{\text{Hmax}} = X_K + \sqrt{Z^2 - R_K^2} \quad (6)$$

и получается при чисто емкостной нагрузке:

$$\dot{Z}'_{\text{Hmin}} = -j(X_K + \sqrt{Z^2 - R_K^2}). \quad (7)$$

Для доказательства наибольшей длины вектора \dot{Z}'_{Hmin} достаточно определить длину произвольного вектора \dot{Z}'_H , конец которого лежит на окружности, как видно на рис. 5.

Для определения максимальной длины вектора \dot{Z}'_H рассмотрим изменение угла α между векторами \dot{Z}'_{Hmin} и \dot{Z}'_H (рис. 5) в двух направлениях: по и против часовой стрелки.

По теореме косинусов получаем:

$$|\dot{Z}'_H|^2 = |\dot{Z}'_K|^2 + Z^2 - 2Z|\dot{Z}'_K|\cos\alpha.$$

Из полученного выражения следует, что при увеличении угла α от 0 до 180° длина вектора \dot{Z}'_H монотонно увеличивается. Поэтому при условии $\operatorname{Re}\dot{Z}'_H > 0$ (3) максимальную длину имеет вектор \dot{Z}'_H , направленный вертикально вниз.

Таким образом, минимальное выходное напряжение получается при комплексном сопротивлении нагрузки, подобном комплексному сопротивлению короткого замыкания трансформатора, и равно

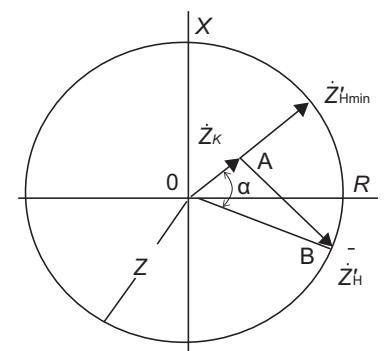


Рис. 5. Доказательство максимальной длины вектора $|\dot{Z}'_{\text{Hmax}}|$

$$U'_{2\text{min}} = I_1 Z'_{\text{Hmin}} = U_1 - I_1 Z_K,$$

а максимальное напряжение — при чисто емкостной нагрузке и равно

$$U'_{2\text{max}} = I_1 X_K + \sqrt{U_1^2 - I_1^2 R_K^2}.$$

Литература

- Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины. Часть 1. Машины постоянного тока. Трансформаторы. Л.: Энергия, 1972.
- Брускин Д. Э., Зорохович А. Е., Хвостов В. С. Электрические машины. Часть 1. М.: Высшая школа, 1987.
- Касаткин А. С., Немцов М. В. Электroteхника. М.: Академия, 2003.

Москва, 105275
ул. Уткина Дом 40

ООО ТЕХНО

XY-400W

Станция для интенсивных теплоемких работ, для производства светодиодных панелей, для работы с многослойными печатными платами. Паяльник мощностью 400 Ватт! Температурный диапазон от 100 -500°C Температурная компенсация ±50°C Режим энергосбережения

Тел: (495) 735-44-29
<http://www.techno.ru>
e-mail: ywg@techno.ru

ПЛАТЫ ПЕЧАТНЫЕ
опытное и серийное производство,
проектирование, монтаж

КОНТРАКТНАЯ РАЗРАБОТКА
и производство электроники

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

Гибридный инвертор ANPC с синхронным выпрямителем

Все чаще производители фотоэлектрических (PV) инверторов и систем накопления энергии обращаются к карбидокремниевым силовым модулям для повышения эффективности своих решений. В статье представлена гибридная топология активного инвертора с фиксированной нейтралью (ANPC) и синхронным выпрямлением (SR), позволяющая оптимально сбалансировать показатели эффективности и стоимости для общепромышленных применений.

**Маттиас Тауэр
(Matthias Tauer)***

Перевод:
Евгений Карташев

* Vincotech, Германия

Фотоэлектрические установки с аккумуляторными накопителями энергии набирают все большую популярность, что обусловлено необходимостью повышения устойчивости энергетической инфраструктуры к колебаниям спроса и предложения. В отличие от обычных солнечных инверторов, которые поддерживают коэффициент мощности в диапазоне 0,8–1, двунаправленные ин-

верторы, обеспечивающие зарядку аккумулятора от сети, должны работать с коэффициентом мощности до −1. Преимущества топологии ANPC для двунаправленной передачи энергии хорошо известны, и ведущие производители PV-инверторов уже адаптировали ее к своим решениям.

В связи с ростом цен на электроэнергию производители оборудования стремятся повысить эффективность своих систем, стараясь при этом минимизировать изменения в их конструкции. Для этого все чаще используются SiC-ключи, отличающиеся более высокой плотностью мощности и сниженными омическими потерями по сравнению с кремниевыми аналогами.

Статья посвящена вопросу оптимизации эффективности и стоимости инвертора ANPC за счет использования синхронного выпрямления (SR) (рис. 2). Представлена информация о выборе оптимальной топологии ANPC, позволяющей в полной мере использовать возможности транзисторов SiC-MOSFET. Показаны результаты моделирования, благодаря которым можно сравнить потери и эффективность различных типов преобразователей.

Что такое синхронное выпрямление?

Что же такое синхронное выпрямление (SR) и какую роль оно играет в повышении эффективности? Применение данного метода позволяет уменьшить

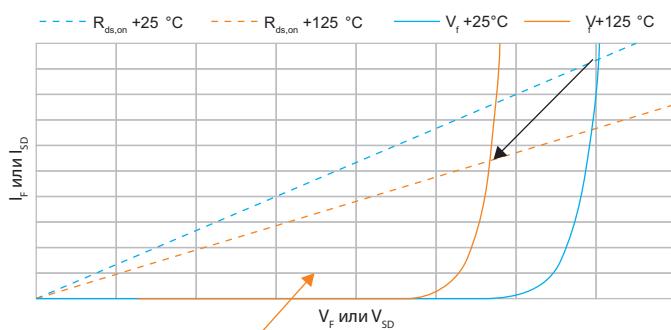


Рис. 1. До точки пересечения вольт–амперных характеристик диода и канала MOSFET синхронное выпрямление обеспечивает заметное снижение потерь проводимости

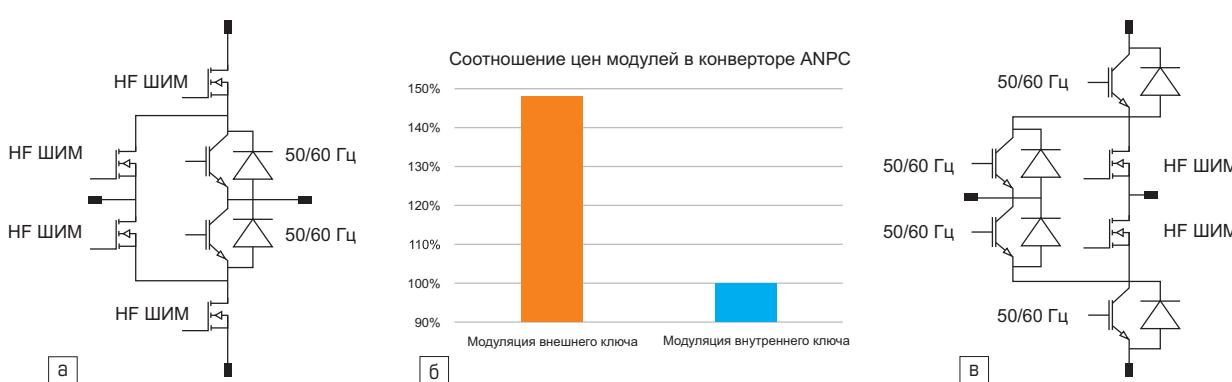
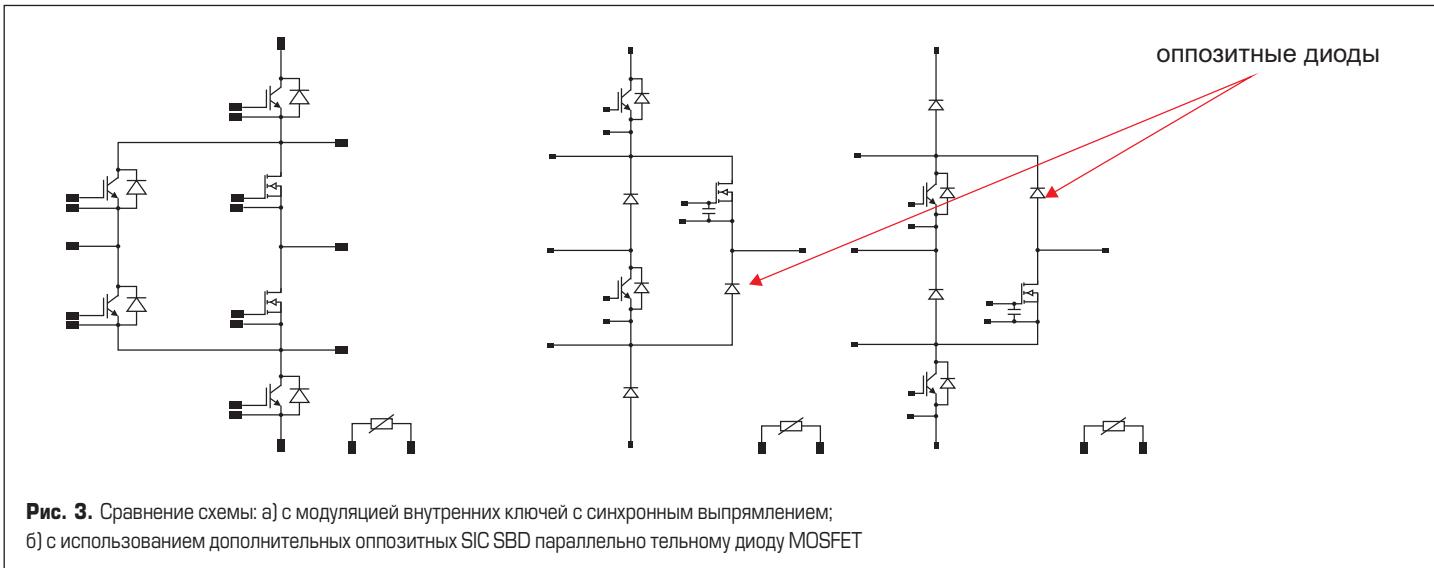


Рис. 2. Режим модуляции внешних и внутренних ключей с точки зрения: а, в) топологии; б) стоимости



уровень статических потерь за счет замены $p-n$ -перехода диода на низкоомный канал MOSFET.

На рис. 1 представлено сравнение потерь проводимости диода и канала MOSFET при +25 и +125 °C. Выигрыш по этому показателю определяется площадью между кривыми, обозначенной красной стрелкой. Вплоть до точки пересечения характеристики «I–V» синхронное выпрямление обеспечивает значительное снижение потерь проводимости.

Обратите внимание на температурную зависимость точки пересечения кривых: в то время как прямое напряжение на диоде (V_F) уменьшается с ростом температуры, сопротивление канала MOSFET (R_{ds_on}) увеличивается.

Топология ANPC на первый взгляд

Инвертор с активной фиксированнойнейтралью (ANPC) преобразует напряжение постоянного тока (DC) в AC-сигнал переменной частоты. В отличие от полумостовой или трехфазной схемы, топология ANPC формирует дополнительный уровень напряжения на выходе, который может принимать не только значение, равное DC+ и DC-, но и нулевое. Данная схема в основном используется в высокоэффективных фотоэлектрических инверторах и устройствах с двунаправленной передачей энергии, таких как батарейные системы накопления энергии. В большинстве стандартных приложений рабочее напряжение силовых ключей составляет 950 или 1200 В, что позволяет 3L ANPC-инвертору работать от DC-шины до 1500 В.

В трехуровневой схеме ANPC, содержащей шесть активных ключей (IGBT или MOSFET) и от четырех до шести диодов, обычно используется один из двух методов управления: модуляция внешних и внутренних ключей. В первом случае четыре транзистора, подсоединенных к DC-шине, коммутируются на рабочей частоте дросселя (обычно >16 кГц), в то время как два других переключаются на частоте сети 50–60 Гц. При модуляции внутренних ключей все происходит наоборот: четыре транзистора, подсоединенны-

к DC-шине, переключаются на частоте сети, а два других — на частоте дросселя.

Хотя обе схемы находятся на одном уровне с точки зрения энергоэффективности, они различаются по таким важным показателям, как простота реализации и стоимость. Поскольку только SiC MOSFET обеспечивают скорость коммутации, необходимую для высокочастотных каскадов, модуляция внешних ключей предполагает установку таких ключей в четырех положениях, что значительно увеличивает стоимость по сравнению с модуляцией внутренних транзисторов, где их нужно только два. Более того, реализация синхронного выпрямителя с модуляцией внешних ключей, в котором используются разные пары транзисторов для формирования положительной и отрицательной синусоидальных полуволн, требует гораздо более сложной схемы выработки ШИМ-сигнала.

Между тем модуляция внутренних транзисторов предусматривает одни и те же пары ключей для всех режимов работы. Гибридная схема с четырьмя кремниевыми IGBT и SiC MOSFET в двух положениях с модуляцией внутренних ключей представляется наиболее экономичным решением для приложений, использующих технологии SiC и SR.

Инвертор ANPC с модуляцией внутренних ключей

Оптимальная реализация инвертора ANPC с модуляцией внутренних ключей зависит от конструктивных ограничений конкретной системы. На рис. 3 представлено два варианта топологии. Первый использует проводящий канал MOSFET в качестве оппозитного диода, который, как мы видели, служит основой синхронного выпрямителя. Во втором варианте ключи верхнего и нижнего плеча разделены, и добавлен SiC-диод Шоттки (SBD) параллельно тельному диоду MOSFET.

В приложениях, где важен вопрос стоимости, предпочтителен первый вариант с меньшим количеством компонентов, особенно дорогих SiC-приборов. Отметим, что синхронное выпрямление здесь обязательно

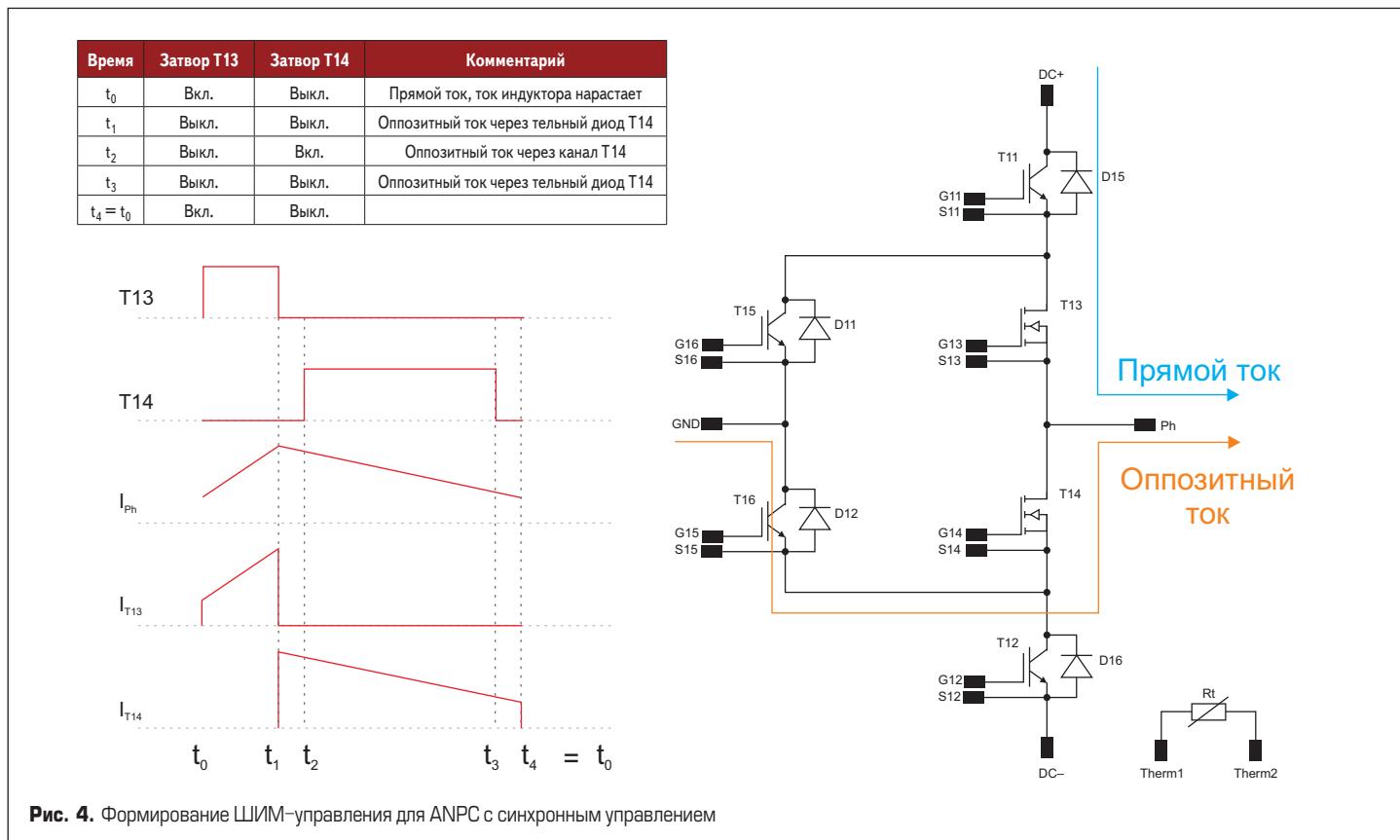
из-за высокого прямого падения напряжения на тельном диоде MOSFET. Примером такой топологии является семейство инверторных модулей Vincotech ANPC LR88.

Второй вариант лучше реализуется на SiC MOSFET с оппозитными диодами SiC-SBD, но при этом он имеет более высокую стоимость из-за дополнительных карбидокремниевых компонентов. Хотя для этой топологии синхронное выпрямление не требуется, оно может быть использовано для дальнейшего повышения эффективности. Пример практической реализации — семейство инверторных модулей Vincotech ANPC LC59/69.

Алгоритм ШИМ для инвертора ANPC с синхронным выпрямлением

При реализации схемы «ANPC + SR» базовый алгоритм формирования ШИМ-сигнала и определение рабочего цикла такие же, как в обычных ANPC. Разница заключается в разделении времени работы оппозитного диода на три фазы. Далее показаны временные диаграммы этого процесса в период формирования положительного значения линейного напряжения и тока (рис. 4).

- t_1-t_2 : ток проходит через тельный диод MOSFET (T14). Этот период времени обеспечивает правильную коммутацию и позволяет исключить перекрестную проводимость во время выключения T13 и включения T14. При идеальном согласовании сигналов управления это время теоретически может быть снижено до нуля.
- t_2-t_3 : MOSFET включен, ток течет по его каналу. Этот период времени должен быть как можно более продолжительным для максимального повышения эффективности.
- t_3-t_4 : MOSFET выключен, ток проходит через тельный диод. Эта последняя фаза обеспечивает правильную коммутацию и позволяет исключить перекрестную проводимость во время выключения T14 и включения T13. При идеальном согласовании сигналов управления это время теоретически может быть снижено до нуля.



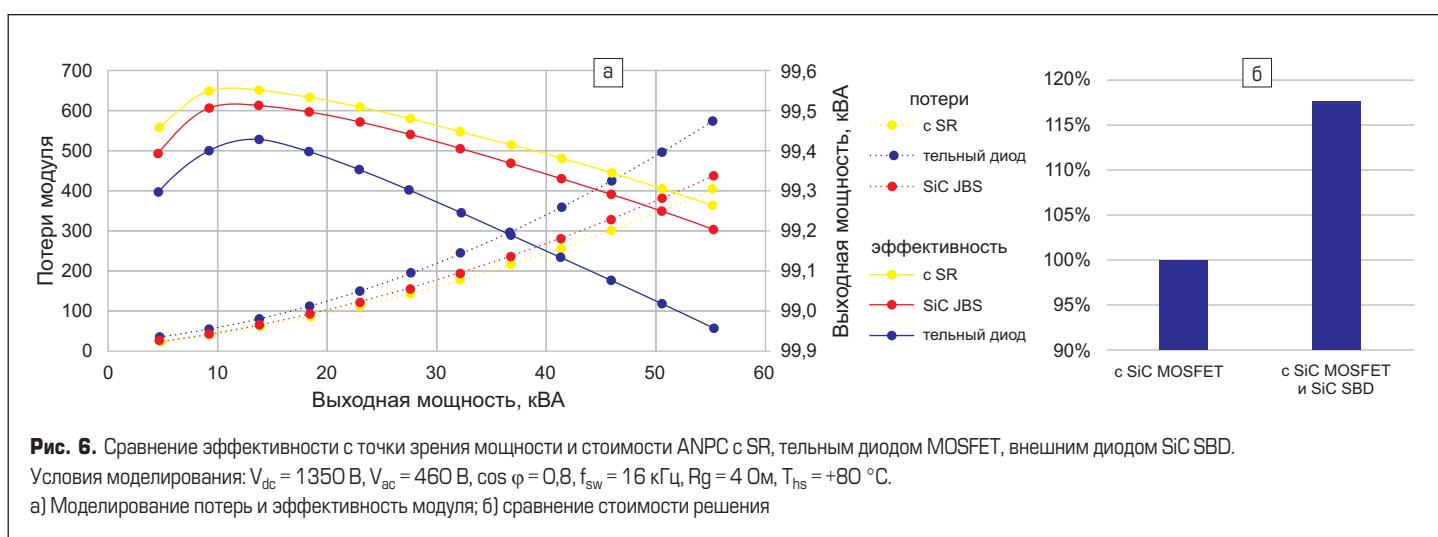
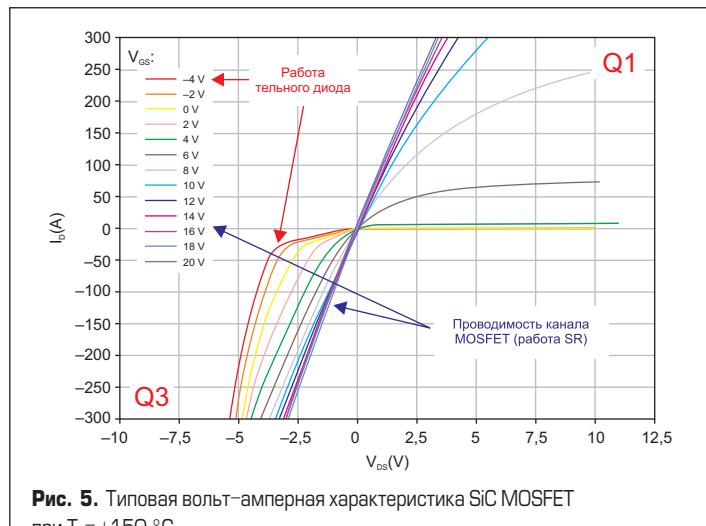
Сравнение эффективности

Для сравнения эффективности топологии ANPC RS при использовании тельного диода и внешнего SiC SBD необходимо определить граничные условия моделирования. С этой целью производится оценка типовой вольт-амперной характеристики SiC MOSFET (рис. 5), установленного в силовом модуле Vincotech flowANPC S3 с модуляцией внутреннего ключа без внешнего SBD-диода, параллельного тельному диоду SiC MOSFET.

Синхронное выпрямление происходит в третьем квадранте (Q3). В этот период времени канал MOSFET является полностью проводящим, напряжение затвор-исток (V_{GS}) превышает 14 В. Падение напряжения на канале MOSFET ниже, чем на тельном диоде.

При температуре кристалла $T_j = +150^\circ\text{C}$ и токе 250 А падение напряжения на канале MOSFET ($V_{DS}(SR)$) составляет 2,5 В, в то время как прямое напряжение на тельном диоде — 5 В.

Сравнение КПД инвертора ANPC с синхронным выпрямлением при использовании тельного диода и SiC SBD (рис. 6) показало, что топология с SR обеспечивает наивысшую эффективность во всем



диапазоне мощностей. Также очевидно, что ANPC-инвертор имеет максимальную выгоду от применения синхронного выпрямления на большой выходной мощности благодаря меньшим потерям и высокому КПД. При снижении мощности преимущества топологии с SR становятся менее очевидными из-за малого тока оппозитного диода.

Как видно на рис. 6, применение дополнительных оппозитных SiC SBD обеспечивает эффективность, соизмеримую с SR, но при этом стоимость возрастает на 18%. Как и ожидалось, при больших токах из-за высокого прямого напряжения использование тельного диода SiC MOSFET в качестве оппозитного является плохим решением.

Повышайте эффективность своих систем

В статье представлена оптимизированная топология инвертора ANPC для новых приложений, таких как фотоэлектрические инверторы и батарейные системы хранения энергии. В частности, показано, что экономические характеристики схемы ANPC с модуляцией внутренних ключей выше, чем у варианта с модуляцией внешних ключей, благодаря меньшему количеству SiC-приборов.

Отказ от оппозитного диода SiC SBD и использование канала SiC MOSFET в режиме обратной проводимости дает дополнительные преимущества. К ним относится уменьшение количества компонентов схемы, освобождение места на печатной плате и снижение стоимости решения без ухудшения его характеристик. Инвертор ANPC с синхронным выпрямлением имеет более высокую эффективность преобразования, чем с внешними диодами SiC SBD, и в большинстве случаев он не требует изменений в системной архитектуре, включая драйвер затвора и даже микроконтроллер.

И наконец, ANPC с синхронным выпрямлением, примером которого служит модуль Vincotech flow ANPC S3, имеет очень хорошее соотношение цены и производительности, что делает эту топологию оптимальным решением для широкого спектра применений в силовой электронике.

По материалам сайта www.vincotech.com



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

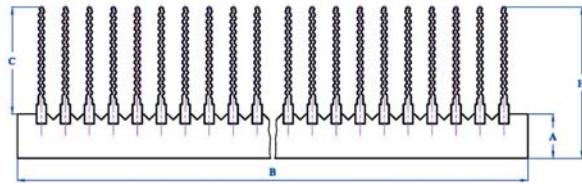
Новинка — сварные радиаторы

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



Новинка — охладители О57

по вашим размерам



реклама



Акционерное общество
«Завод «Комета»

173003, Россия, г. Великий Новгород, ул. Великая, 20
+7 (8162) 335 390, 225 482, 334 938
market@kometa53.ru
www.kometat53.ru



СТАНОК НАМОТОЧНЫЙ СНПУ-2-01МТ

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



ТРАНСФОРМАТОРЫ ПИТАНИЯ НА ВИТЫХ РАЗРЕЗНЫХ МАГНИТОПРОВОДАХ

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



ДРОССЕЛИ СЕТЕВЫЕ И МОТОРНЫЕ

трехфазные на токи до 640 А и напряжение до 500 В



МАГНИТОПРОВОДЫ

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

реклама

«Под куполом обратного хода».

Дизайн импульсных источников питания. Часть 3

Статья продолжает цикл, опубликованный в журнале «Компоненты и технологии» [15, 16]. В части 3 представлен обзор базовых топологий импульсных обратноходовых источников питания. Сделан акцент на не самые очевидные проблемы проектирования, такие как влияние паразитных элементов, защита от перегрузок и подавление EMI. Представлены результаты расчетов и моделирования, дано их сравнение с результатами физических измерений. Основной подтемой статьи является описание работы и характеристики обратноходового трансформатора с учетом индуктивности рассеяния, перекрестного регулирования, паразитной емкости и других параметров, определяющих его производительность.

Ян Пикард (Jean Picard)

Перевод:
Евгений Карташев

Подавление электромагнитных помех

В этом разделе даны рекомендации по проектированию, предназначенные для минимизации уровня кондуктивных и излучаемых электромагнитных помех flyback-источника питания. Более подробную информацию по данному вопросу можно найти в [7].

Минимизация EMI в обратноходовых схемах

Для многих разработчиков обратноходовой конвертер остается синонимом плохих характеристик EMI. Есть несколько причин возникновения электромагнитных помех, но одним из основных источников EMI является flyback-трансформатор. Через его обмотки проходят высокочастотные токи, что делает его антенной Н- поля (магнитного поля). Некоторые из обмоток генерируют пульсирующее напряжение на частотах, намного превышающих частоту переключения, поэтому трансформатор также становится антенной Е- поля (электрического поля). Паразитные емкости между обмотками (в частности, первичной и вторичной) превращают

трансформатор в генератор синфазных помех (СМ), как показано на рис. 1.

Источниками EMI также являются трассы на печатной плате (PCB), подключенные к стоку MOSFET, выпрямительные диоды (соединенные последовательно с вторичными обмотками), «петли» на PCB-трассах и другие элементы топологии печатной платы.

Паразитная емкость трансформатора зависит от того, насколько близко расположены обмотки друг к другу. Ее эффективная величина обычно несколько меньше расчетного физического значения, поскольку напряжение на обмотках распределяется неравномерно, кроме того, существует эффект градиента напряжения. Среднее значение AC-сигнала на обращенных друг к другу участках пластин конденсатора определяет накопленный заряд и, следовательно, эффективную емкость (рис. 1, 2). Для ее нейтрализации используется электростатический экран, подключенный к тому же потенциалу заземления, что и первый MOSFET, и заставляющий любой синфазный ток возвращаться в первый каскад по локальному пути.

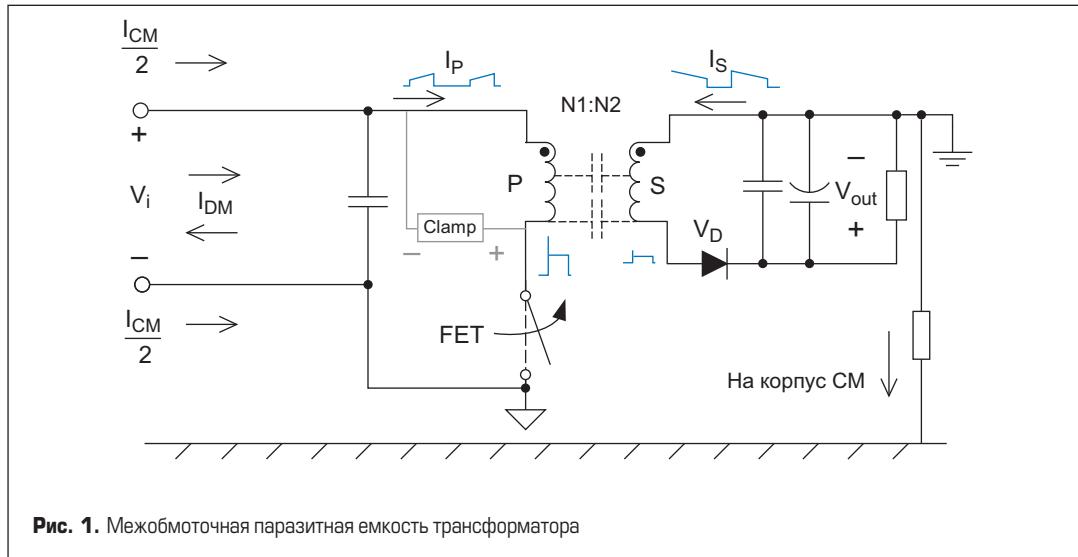


Рис. 1. Межобмоточная паразитная емкость трансформатора

Вот перечень стандартных методов, которые помогают минимизировать уровень EMI обратноходовой схемы:

- Зазор должен находиться по центру трансформатора, поскольку краевые поля, создаваемые открытым воздушным зазором, становятся источником сильного EMI излучения. Как объяснялось ранее, это приводит к дополнительным потерям из-за токов, индуцируемых в витках обмотки, ближайших к зазору (рис. 3).
- Если первичная обмотка состоит из нескольких слоев, ее следует наматывать, начиная с конца, подключенного к стоку MOSFET на PCB, чтобы внешние слои экранировали Е-поле, возбуждаемое напряжением на стоке. Это также снижает влияние межобмоточных емкостей, связанное с эффектом градиента напряжения (рис. 2).
- Обратноходовой конвертер создает мощные пульсации тока во входных и выходных цепях. Следует использовать высокочастотные конденсаторы с низким импедансом на входе и на выходе трансформатора в сочетании с другими типами конденсаторов и фильтров. Необходимо минимизировать площадь токовых контуров с высокими значениями di/dt , использовать индуктор с торoidalным сердечником для выходных фильтров, а также избегать стержневых индукторов, генерирующих Н-поля из-за своей конструкции с открытым сердечником.
- Нужно учитывать характеристику обратного восстановления выпрямительных диодов, которые могут быть источником излучения Н-поля. Если они включаются слишком медленно, это приведет к задержке переходного процесса и увеличению эмиссии Е-поля. Диоды Шоттки, у которых нет проблем с обратным восстановлением, могут создавать резонанс с паразитными индуктивностями из-за наличия паразитной емкости. Для подавления этого эффекта используются параллельные RC-снабберы.
- Включение MOSFET (но не выключение) должно происходить медленнее, чем идет обратное восстановление диода.
- Грамотная трассировка печатной платы позволяет свести к минимуму уровень EMI. Есть много полезной информации, посвященной этой теме [7].

Оптимизация характеристик «подавления линии» обратноходового конвертера

«Подавление линии» — это способность схемы бороться с шумами, присутствующими во входном напряжении. Обратноходовой конвертер, работающий в режиме управления СМС, по своей сути обеспечивает частичное (хотя и несовершенное) решение этой проблемы, однако анализ данного процесса является непростой задачей, требующей разработки сложных математических или имитационных моделей. Кроме того, степень «подавления» сильно зависит от паразитных элементов: точность прогнозирования требует учета влияния каждого из них, поэтому необходимы лабораторные тесты.

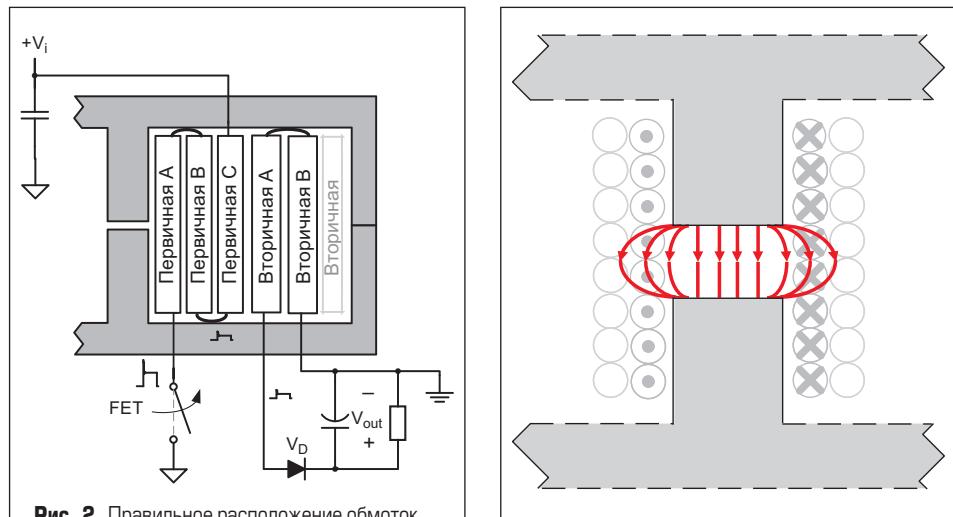


Рис. 2. Правильное расположение обмоток может снизить влияние межобмоточных емкостей

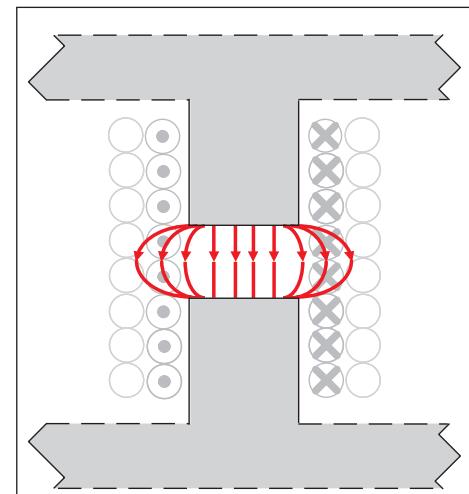


Рис. 3. Краевой поток в центральном зазоре обратноходового трансформатора

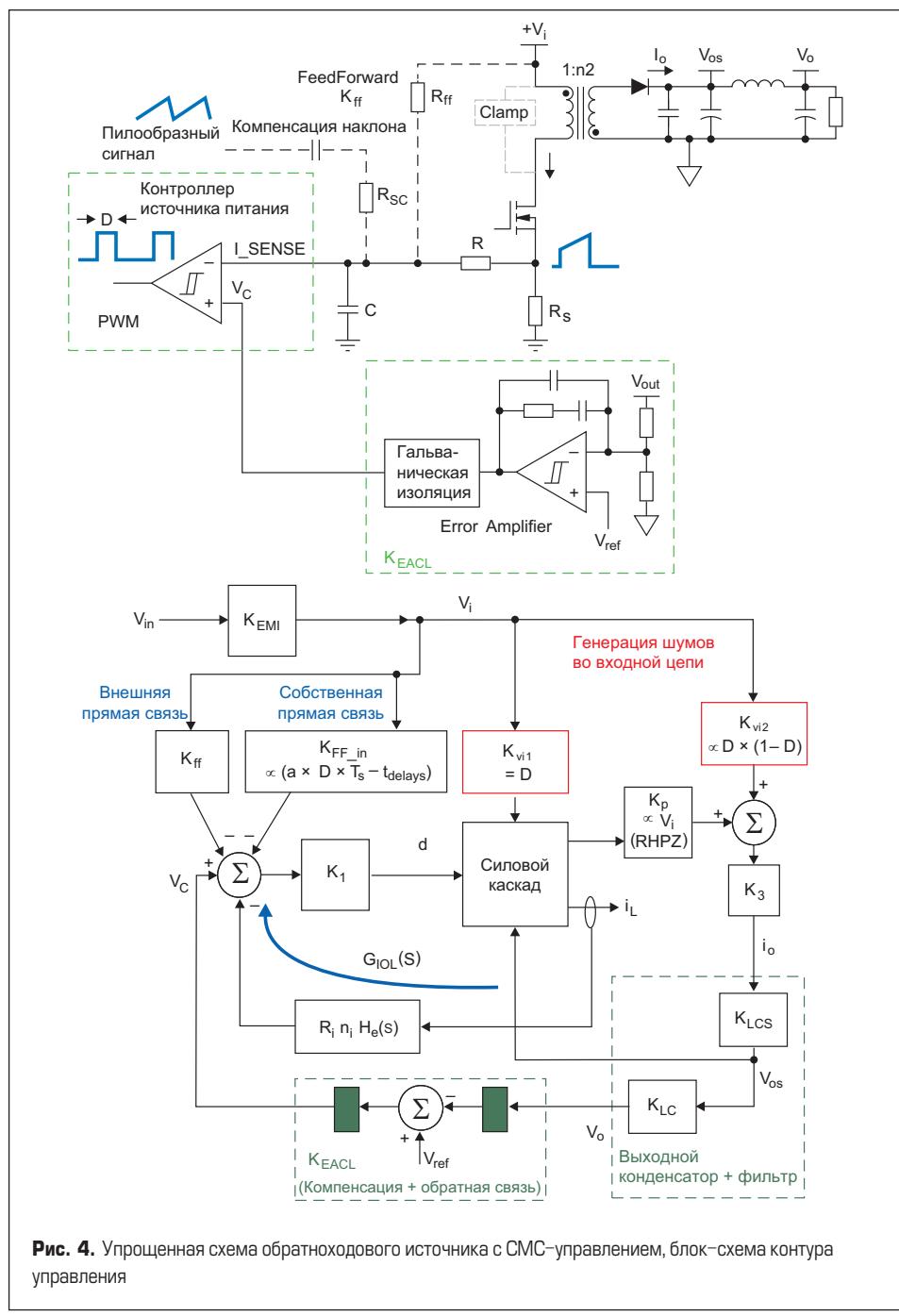
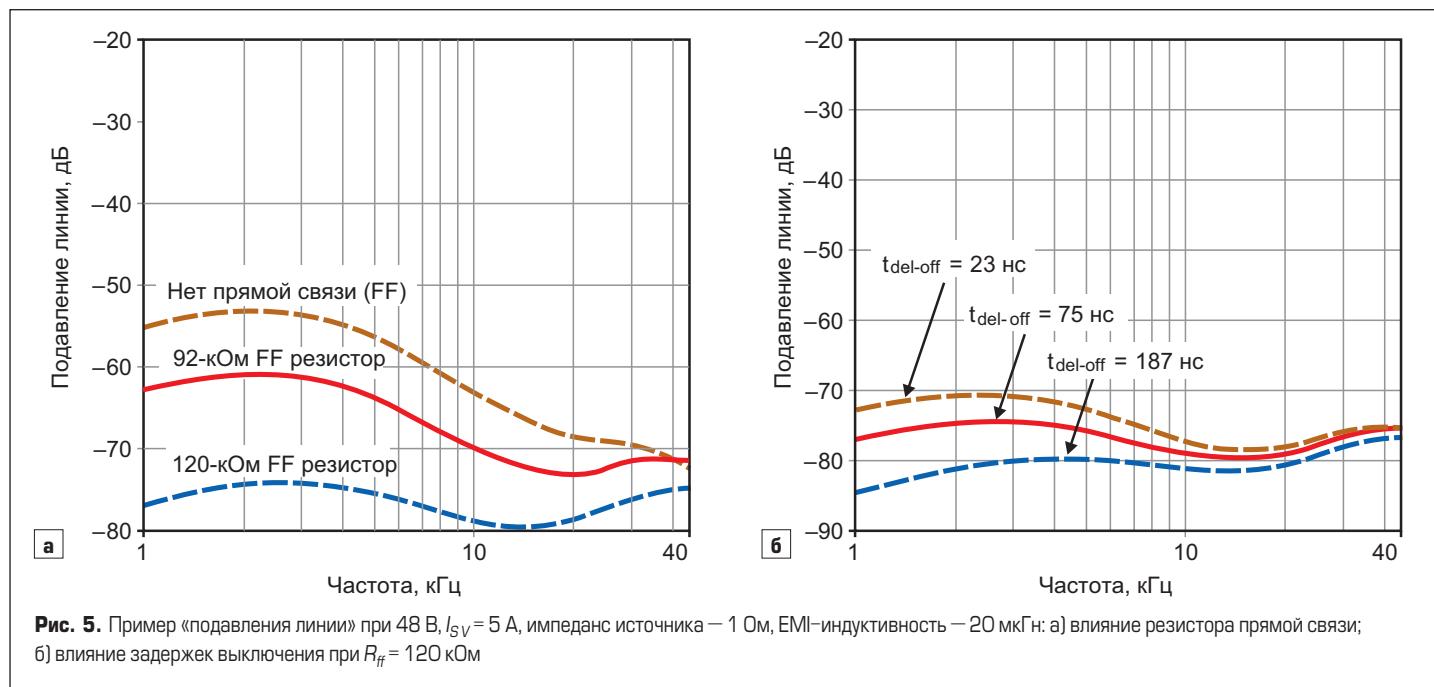


Рис. 4. Упрощенная схема обратноходового источника с СМС-управлением, блок-схема контура управления



На рис. 4 показана упрощенная схема обратноходового конвертера и блок-схема контура управления. Узел K_{vi_1} отражает влияние колебаний входного напряжения на малосигнальные изменения тока намагничивания. Для анализа ситуации во время включения (ON) служит следующее простое уравнение:

$$\Delta I_L = V_i \frac{D \times T_s}{L}. \quad (1)$$

Как видно из формулы, степень влияния вариаций V_i на I_L пропорциональна коэффициенту заполнения D . В схеме с управлением по пиковому току СМС существует собственная внутренняя прямая связь ($K_{FF,in}$), поскольку с увеличением V_i растет и скорость нарастания тока намагничивания. Пороговое значение тока достигается раньше, что приводит к сокращению рабочего цикла. С другой

стороны, блок K_{vi_2} показывает, что при исключении влияния токового контура существует естественное прямое воздействие V_i на V_o . Эта взаимосвязь имеет нелинейный характер.

Использование внешней прямой связи K_{ff} (описанной в разделе, посвященном ограничению тока) помогает улучшить характеристики «подавления линии». Она не способна решить эту проблему во всех режимах работы из-за нелинейной природы чувствительности к шумам обратноходового преобразователя. Тем не менее прямая связь через резистор R_{ff} — это очень простой способ добиться хорошего «подавления линии» для определенного диапазона входных напряжений. В некоторых случаях степень подавления возрастает более чем на 20 дБ, что часто исключает необходимость во втором каскаде и неэффективном линейном регуляторе.

Как показывает блок $K_{FF,in}$ (пропорциональный $(a \times D \times T_s - t_{delays})$), эффективность «подавления линии» в обратноходовом преобразователе зависит от задержек выключения. Показатель t_{delays} фактически равен сумме $t_{del_OFF} + t_{RC}$, на рис. 5 показано влияние величины резистора «прямой связи» и задержки выключения в схеме с TPS23754.

Снаббера и цепи ограничения

Наличие энергии рассеяния в обратноходовом трансформаторе требует применения специальных цепей для ограничения уровня коммутационных перенапряжений на силовых ключах и диодах. Существует множество решений, однако для защиты элементов первичного каскада чаще всего используются RCD-снаббера. В некоторых случаях для повышения эффективности используются «нерассеивающие» схемы ограничения (см. далее «Нерассеивающая снабберная цепь»). Типовым решением для защиты вторичного каскада является RC-снаббер.

RCD-снаббер в первичном каскаде

Ограничительная RCD-цепь работает как низкоимпедансный источник напряжения, подключенный к входной шине питания. Резистор R_{clamp} выделяет мощность, связанную с энергией рассеяния, а снабберный конденсатор снижает уровень пульсаций (рис. 6). Напряжение на нем, остающееся постоянным во время цикла переключения (при достаточно большой емкости), имеет наибольшее значение при полной нагрузке и минимальном входном напряжении, что соответствует максимальной энергии рассеяния.

Важно выбрать величину сопротивления, гарантирующую приемлемое напряжение на силовом транзисторе в наихудшем случае (длительная перегрузка). Также важны временные характеристики диода, поскольку при его медленном включении увеличится пик сигнала

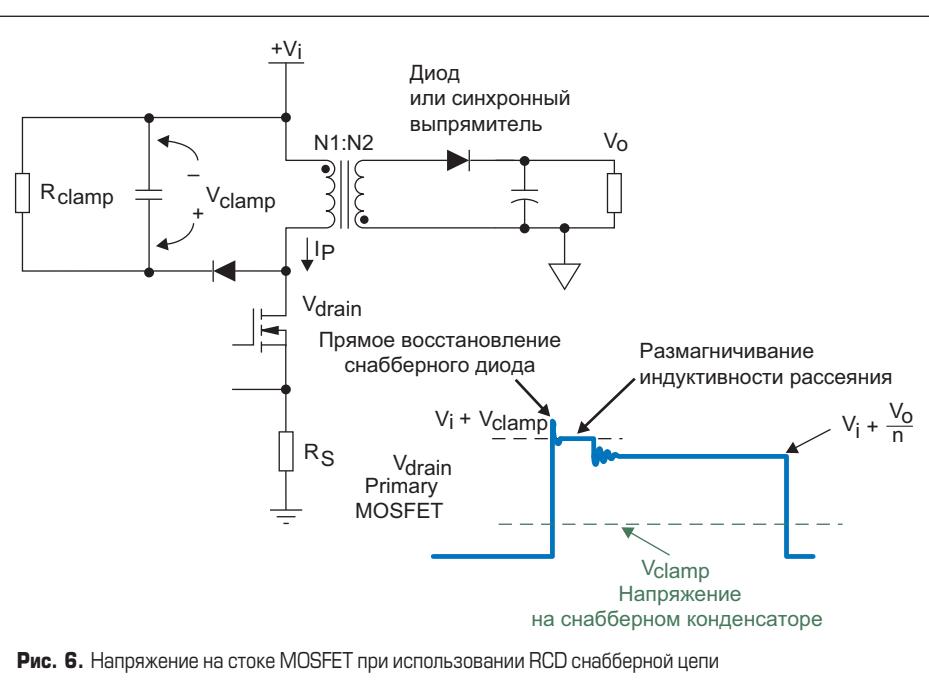


Рис. 6. Напряжение на стоке MOSFET при использовании RCD снабберной цепи

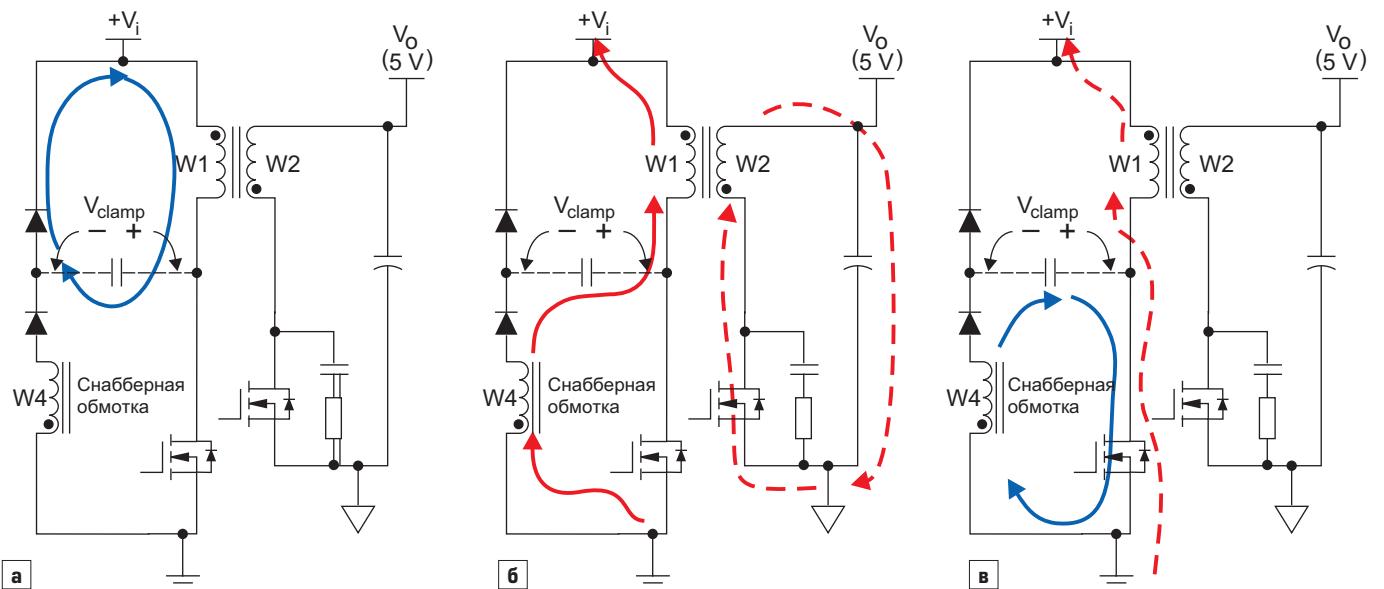


Рис. 7. Нерассеивающая снабберная цепь: а) выключение MOSFET: начальный заряд снабберного конденсатора; б) выключение MOSFET: если величина V_{clamp} слишком велика, происходит частичный разряд емкости до достижения окончательного уровня напряжения; в) включение MOSFET

на стоке при выключении MOSFET. Мощность резистора должна быть достаточной для конкретного применения. Зная индуктивность рассеяния, можно определить номинал сопротивления, при этом предполагается, что паразитные емкости отсутствуют и вся энергия рассеяния поглощается снабберным конденсатором:

$$R_{clamp} = \frac{2\left(V_{clamp} - \frac{V_o}{n}\right) \times V_{clamp}}{Freq \times L_{leakP} \times I_{pkP}^2}, \quad (2)$$

где L_{leakP} — общая индуктивность рассеяния относительно первичной обмотки трансформатора, а I_{pkP} — ток первичной обмотки в момент отключения. Схему необходимо протестировать, чтобы оценить потенциальное влияние других паразитных элементов, а также вклад параметров, отсутствующих в уравнении (2), таких как прямое напряжение на диоде и характеристики восстановления. Кроме того, как упоминалось ранее, первичная снабберная цепь должна обеспечивать компромисс между эффективностью, пиковым напряжением на стоке, пределом ограничения выходного тока и перекрестным регулированием.

Нерассеивающая снабберная цепь

Потери мощности в ограничительной цепи могут существенно повлиять на общую эффективность системы, поэтому разработано несколько вариантов их минимизации или устранения. Они почти всегда усложняют схему и, следовательно, требуют грамотного инженерного анализа. Одно из инновационных решений основано на добавлении снабберной обмотки в обратноходовой трансформатор. По принципу работы такая схема ограничения (рис. 7) кардинально отличается от RCD-снаббера, вот ее основные особенности:

- Повышенная эффективность в сочетании с меньшим уровнем перенапряжения на MOSFET-транзисторе.

• Улучшенные характеристики перекрестного регулирования. Напряжение ограничения формируется не мгновенно, а постепенно увеличивается в течение периода коммутации, что уменьшает эффект звона. Кроме того, максимальный уровень сигнала здесь значительно ниже, чем при использовании RCD-цепи, что гарантирует более плавный и длительный процесс переключения. В результате распределение токов между вторичными обмотками меньше зависит от паразитных свойств трансформатора и, соответственно, лучше согласуется с нагрузкой на каждом выходе.

- К недостаткам решения можно отнести то, что предельная величина тока достигается при меньшей нагрузке. Кроме того, переключение с первичной обмотки на вторичную происходит медленнее, это означает дополнительную потерю вольт-секунд.

Такая схема сначала поглощает энергию рассеяния с помощью конденсатора, а затем повторно использует ее посредством дополнительной снабберной обмотки трансформатора. Теоретически в этом случае потери энергии отсутствуют.

При выключении MOSFET происходит перезаряд снабберного конденсатора, который продолжается до тех пор, пока V_{clamp} не достигнет напряжения, отраженного в первичной обмотке от вторичной. Пиковое значение этого параметра зависит от энергии рассеяния и других паразитных элементов схемы, как показано в левой части рис. 7. Если V_{clamp} становится слишком высоким, избыточная энергия возвращается на выходную и входную шины питания. Когда MOSFET снова включается, снабберный конденсатор разряжается, используя прямую связь между W_4 и W_1 , этот разряд происходит с перенапряжением, близким к 100%.

Описанная схема очень эффективна в ограниченном диапазоне входного напряжения,

например 36–56 В, при расширении этих рамок ее эффективность падает. В нашем случае (напряжение 48 В, мощность 25 Вт) использование такого решения с конденсатором NPO 10 нФ и снабберной обмоткой с 14 витками позволило повысить КПД до 93%, что на 1% больше, чем с RCD-цепью.

Ограничение напряжения во вторичном каскаде

Полупроводниковые приборы, подключенные к вторичной обмотке обратноходового трансформатора, также подвержены воздействию переходных процессов. Для ограничения уровня коммутационных всплесков, как правило, применяются RC-снаббера (рис. 8).

При использовании синхронного выпрямителя перенапряжение на MOSFET при коммутации обмоток может возникать в двух случаях. Во-первых, при отсутствии нагрузки ток намагничивания меняет полярность во время цикла переключения, он достигает пикового отрицательного значения до выключения синхронного выпрямителя, что приводит к рассеянию энергии. Кроме того, при наличии

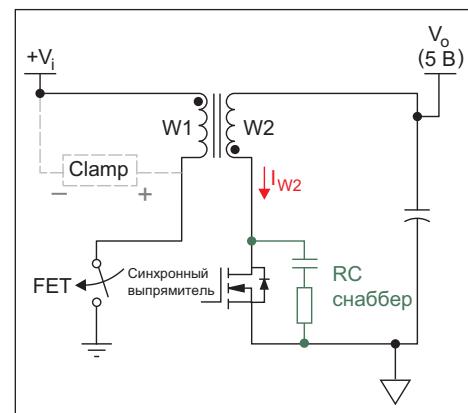


Рис. 8. RC-снаббер для синхронного выпрямителя

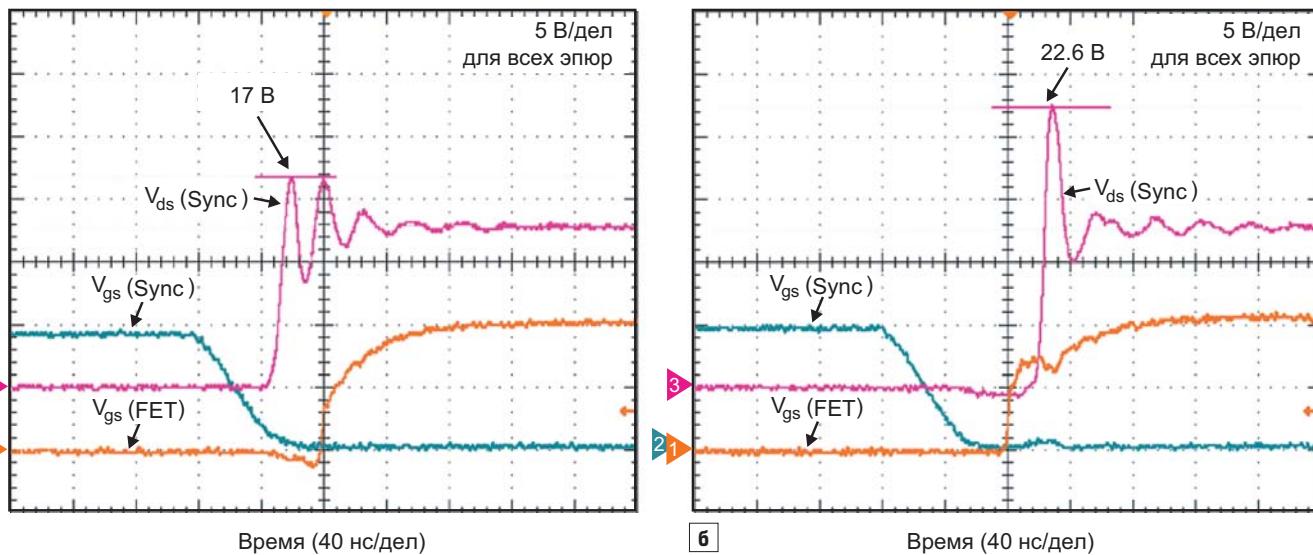


Рис. 9. Перенапряжение на синхронном выпрямителе с RC-снаббером 10 Ом/1,2 нФ (MOSFET SIR 414): а) нет нагрузки; б) полная нагрузка

чрезмерной перекрестной проводимости с MOSFET возникает прямая трансформаторная связь. Это создает сильную энергию рассеяния во вторичной обмотке и увеличивает напряжение на синхронном выпрямителе.

Во-вторых, при полной нагрузке во время блокировки обоих MOSFET («мертвое время») возникает проводимость и, соответственно, дальнейшее обратное восстановление тельного диода синхронного выпрямителя, что ведет к возникновению на нем переходного перенапряжения.

Обе ситуации показаны на рис. 9. Обратите внимание на то, что при полной нагрузке всплеск напряжения происходит спустя некоторое время после выключения синхронного выпрямителя, но точно в момент открытия первичного MOSFET. Это подтверждает тот факт, что причиной его является обратное восстановление диода. При отсутствии нагрузки влияние отрицательного тока намагничивания приводит к рассеянию энергии при выключении синхронного выпрямителя. В данном случае нет перекрытия сигналов управления V_{gs} (Sync) и V_{gs} (FET), что ограничивает уровень перенапряжения на холостом ходу.

Существует оптимальное соотношение сопротивления и емкости, при превышении которого амплитуда коммутационного всплеска не может быть снижена. Важно оптимизировать параметры ограничительной цепи в процессе тестирования схемы с окончательно выбранным трансформатором и MOSFET-транзисторами. Потери при отключении снаббера можно оценить с помощью уравнения (3), не учитывающего паразитную емкость сток-исток:

$$P_{sn} = \left[C_{sn} (V_o + n + V_i)^2 + \frac{1}{2} L_{leakS} \times I_{pkS}^2 \right] \times Freq \quad (3)$$

где C_{sn} — емкость снабберной цепи, I_{pkS} — пик отрицательного тока во вторичной обмотке, L_{leakS} — индуктивность рассеяния между вторичной и первичной обмотками. Необходимо протестировать и оценить уровень перенапряжения на выходных диодах, чтобы подтвердить адекватность выбора их номинальных характеристик.

Существуют и другие типы снаббера, которые не рассматриваются в рамках данной статьи. Например, хорошие результаты дает подключение насыщаемого сердечника последовательно с синхронным выпрямителем во вторичной обмотке в сочетании с ограничением тока обратного восстановления.

Заключение

В статье показано, что поведение flyback-преобразователя во многом определяется его конструктивными особенностями и паразитными элементами, особенно в условиях перегрузки или короткого замыкания. Обратноходовой трансформатор является основным узлом такого конвертера, соответственно, его разработка и тестирование должны быть нацелены на обеспечение хорошего перекрестного регулирования, высокой эффективности и низкого уровня EMI.

Использование функции прямого управления улучшает характеристики «подавления линий», а также позволяет поддерживать стабильную максимальную выходную мощность в более широком диапазоне входных напряжений. Это снижает стоимость компонентов, которые в противном случае пришлось бы выбирать с избыточно высокой номинальной мощностью и большим рабочим напряжением.

Литература

- Mitchell D., Mammano B. Designing Stable Control Loops // TI Literature No. SLUP173.

- Dixon L. Transformer and Inductor Design for Optimum Circuit Performance // TI Literature No. SLUP205.
- Maksimovic D., Erickson R. Modeling of Cross-Regulation in Multiple-Output Flyback Converters, University of Colorado.
- Dixon L. H., Eddy Jr. Current Losses in Transformer Windings and Circuit Wiring // TI Literature No. SLUP197.
- Vandelaar J.-P., Ziogas Ph. D. A Novel Approach for Minimizing High-Frequency Transformer Copper Losses. IEEE PESC, July 1988.
- Ridley R. Proximity Loss in Magnetics Windings // Switching Power. 2003. Vol. 4. No. 4.
- Mammano B., Carsten B. Understanding and Optimize Electromagnetic Compatibility in Switchmode Power Supplies // TI Literature No. SLUP202.
- Prieto R., Cobos J. A., Garcia O., Asensi R., Uceda J. Optimizing the Winding Strategy of the Transformer in a Flyback Converter. IEEE, June 1996.
- Dixon L. Magnetic Core Characteristics // TI Literature No. SLUP124.
- Christophe P. Basso, Switch-Mode Power Supply SPICE Cookbook. McGraw-Hill Professional, 2001.
- Billings K. Switchmode Power Supply Handbook. McGraw-Hill Professional, 1999.
- Ridley R. Snubber Design. Switching Power. Part XII. 2005.
- Reatti A. Winding Losses Optimization in a Flyback Converter Transformer // Power Conversion, June 1993.
- Lees B. Worst Case Flyback Current Levels and How to Deal with Them. IBM, HFPC Proceedings, Sept. 1997.
- Пикард Я. Под куполом обратного хода: дизайн импульсных источников питания. Часть 1 // Компоненты и технологии. 2022. № 6.
- Пикард Я. Под куполом обратного хода: дизайн импульсных источников питания. Часть 2 // Компоненты и технологии. 2022. № 7.

XXV МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА

25–27 СЕНТЯБРЯ 2024



АВТОМАТИЗАЦИЯ

УДВОЙТЕ БАЗУ
РЕАЛЬНЫХ КЛИЕНТОВ!*

реклама

Организатор выставки:



www.automation-expo.ru
(812) 718-35-37

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ
КВЦ ЭКПОФОРУМ

*Автоматизацию-2023 посетили более 15 000 специалистов
Автоматизацию-2022 посетили 7960 специалистов

Упрощение конструкции мостового резонансного DC/DC-преобразователя

В статье рассматривается способ упрощения конструкции мостового резонансного DC/DC-преобразователя и методика определения параметров элементов его электрической схемы.

Борис Глебов

Известен резонансный DC/DC-преобразователь, в котором реализуется фазовый принцип управления транзисторами мостовой схемы [1]. В нем, благодаря применению дополнительного трансформатора, первичная обмотка которого включена параллельно конденсатору резонансной LC-цепи, а вторичная обмотка через выпрямитель подключена к шинам питания схемы, обеспечивается возможность ограничения амплитуды напряжения на этом конденсаторе на любом выбранном значении [2]. Тем самым ограничивается значение энергии, запасаемой в элементах резонансной LC-цепи.

Управление силовыми транзисторами при реализации фазового принципа обеспечивается двумя последовательностями парафазных импульсных сигналов. Вторая последовательность сдвинута относительно первой на регулируемое время, равное $(T/2) \times D$. Здесь $T = 1/f$ — период повторения импульсных сигналов, которые следуют с частотой, равной f , D — значение параметра управления. Регулирование выходной мощности производится путем изменения параметра D в пределах от нуля до единицы.

В каждой из двух упомянутых последовательностей сигналов их длительность незначительно меньше половины периода их повторения, из-за чего между моментом окончания одного сигнала и началом другого имеется небольшая задержка.

Ограничение энергии, запасаемой в элементах резонансной LC-цепи, которое имеет место в схеме, рассмотренной в [2], означает, что ограничивается максимум выходной мощности DC/DC-преобразователя в режиме управления при $D \rightarrow 1$. Упрощение силовой схемы преобразователя достигается тем, что задача ограничения запасаемой энергии достигается путем исключения из устройства дополнительного трансформатора. Вместо этого в дроссель резонансной LC-цепи вводится вторая (дополнительная) обмотка, выводы которой через вентильные элементы (диоды) выпрямителя тока этой обмотки подключены к шинам питания преобразователя (рис. 1).

В упрощенной силовой схеме, представленной на рис. 1, резонансная LC-цепь образована дросселем L_3 и конденсатором C_3 , а мощность в нагрузку передается силовым трансформатором TV .

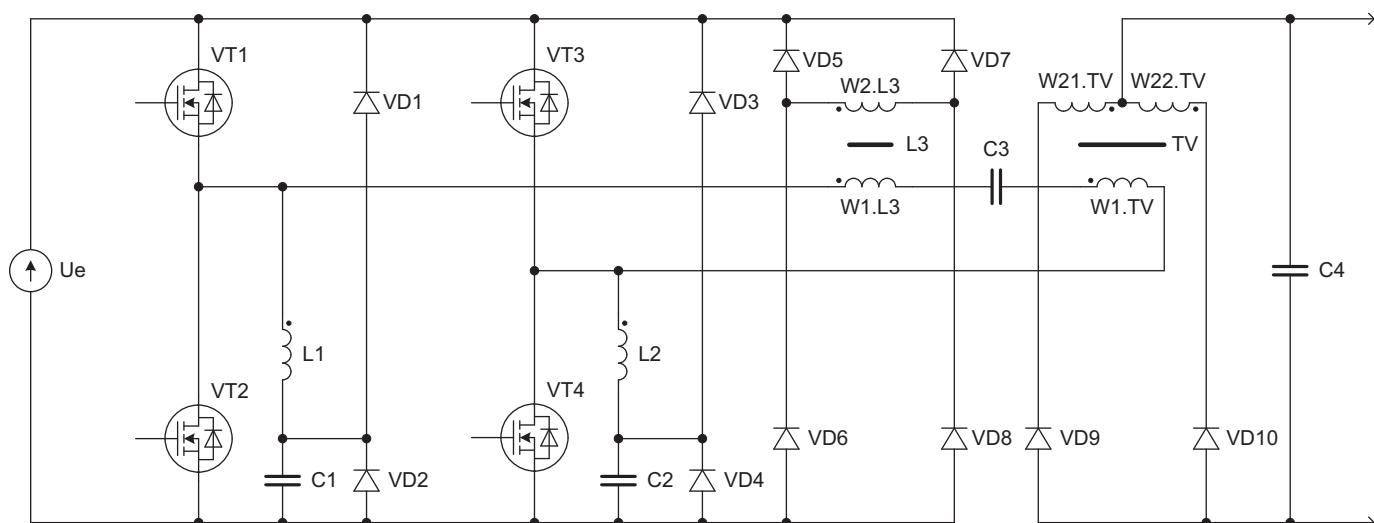


Рис. 1. Упрощенная силовая схема мостового резонансного DC/DC-преобразователя

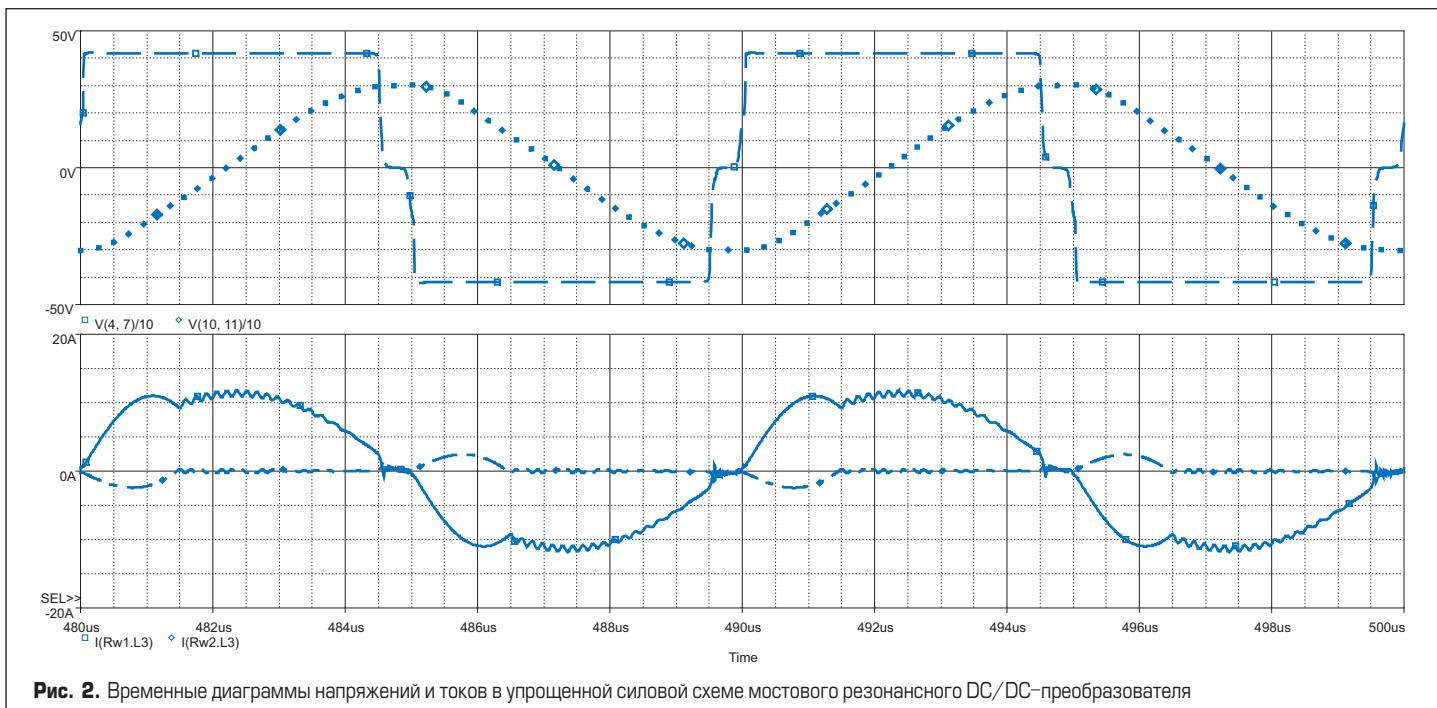


Рис. 2. Временные диаграммы напряжений и токов в упрощенной силовой схеме мостового резонансного DC/DC-преобразователя

Его коэффициент трансформации соответствует рекомендациям, приведенным в [2]. Значение коэффициента выбирается так, чтобы напряжение, передаваемое в первую обмотку из второй, незначительно превышало 90% напряжения питания.

Как в устройстве, рассмотренном в [2], в силовой схеме преобразователя присутствуют LC-цепи ($L_1, L_2, C_1, C_2, D_1, \dots, D_4$), обеспечивающие «мягкий» характер процесса коммутации транзисторов мостовой цепи. При этом минимизируются выделяющиеся в транзисторах тепловые коммутационные потери.

Электрические процессы в силовой схеме преобразователя и выбор параметров элементов схемы

Знакопеременное напряжение на первой обмотке дросселя L_3 резонансной LC-цепи плавно изменяется между отрицательным и положительным значениями уровня ограничения U_{lim} . Значение этого уровня определяется выбором коэффициента трансформации $n_{Lres} = w_{2Lres}/w_{1Lres}$ в дросселе резонансной LC-цепи и соответствует приближенному равенству $U_{lim} \approx U_e/n_{Lres}$. Если его выразить в относительных единицах, то есть $U_{lim,r} = U_{lim}/U_e$, то равенство представляется в виде $U_{lim,r} \approx 1/n_{Lres}$.

Напряжение на первой обмотке дросселя резонансной цепи плавно изменяется в положительном направлении во время нечетных (первых) тактов работы схемы и в отрицательном направлении во время четных (вторых) тактов. Соответственно, плавно изменяется напряжение на второй обмотке. Когда модуль напряжения на этой обмотке незначительно превысит напряжение питания, отпираются диоды выпрямителя ее тока (D_1, \dots, D_4). Выпрямленный ток протекает короткое время и поступает в источник питания, возвращая в него часть ранее потребленной из него же энергии. Этим ограничивается ее значение,

накапливаемое в элементах резонансной LC-цепи в каждом такте работы устройства. В результате ограничиваются амплитудные значения токов в обмотках дросселя этой цепи, а также амплитуда знакопеременного напряжения на ее конденсаторе. Следствием этого является ограничение максимума выходной мощности устройства.

В начале нечетных тактов напряжение на выходе транзисторной мостовой схемы скачкообразно изменяется в положительном направлении, достигая значения, практически равного напряжению питания. Возникшее положительное напряжение на выходе транзисторной мостовой схемы складывается с напряжением, до которого к моменту начала нечетного такта зарядился конденсатор C_3 резонансной LC-цепи. Это приводит к скачку напряжения на дополнительной (второй) обмотке w_{2Lres} дросселя резонансной LC-цепи, из-за чего отпираются диоды выпрямителя, подключенного к ней, и начинается протекание тока по этой обмотке. Ее ток трансформируется в первую обмотку w_{1Lres} дросселя, что вызывает дополнительный «горб» (максимум) в кривой тока первой обмотки (рис. 2).

Рассмотренный выше процесс иллюстрируются временными диаграммами, которые показаны на рис. 2 для режима выходной мощности преобразователя, равной 3 кВт. Диаграммы построены на основе моделирования процессов в силовой схеме, показанной на рис. 1. В них использованы следующие обозначения: пунктир — напряжение между выходными выводами мостовой схемы, образованной силовыми транзисторами; точки — напряжение на конденсаторе резонансной LC-цепи; сплошная линия — ток в первой обмотке дросселя резонансной LC-цепи; штрих-пунктир — ток во второй (дополнительной) обмотке дросселя.

Таким образом, ток первой обмотки дросселя резонансной LC-цепи, задаваемый в первичную обмотку трансформатора, содержит два максимума. Поэтому и выпрямленный ток его вторичной обмотки, то есть выходной ток преобразователя, тоже содержит два максимума. Среднее значение этого тока отвечает постоянству выходной мощности преобразователя (3 кВт).

Процессы во втором такте работы схемы практически повторяют процессы, которые

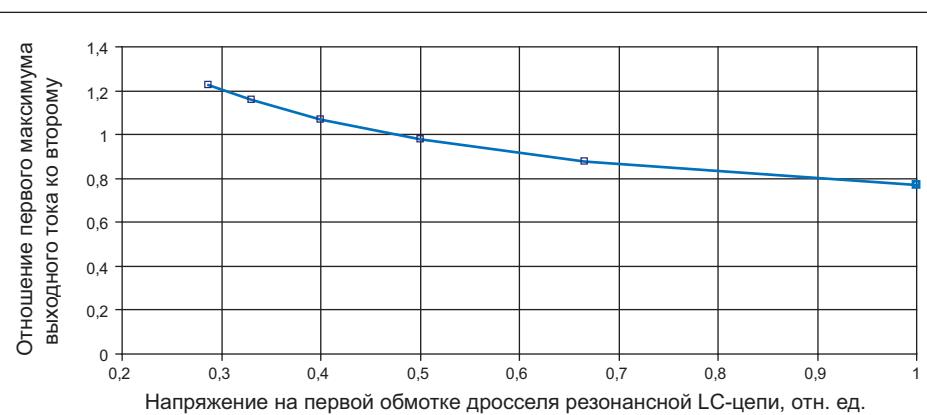


Рис. 3. Отношение первого максимума выходного тока ко второму в функции от значения $U_{lim,r}$

рассмотрены в первом такте. Они отличаются только тем, что в этом такте полярность напряжений обратна той, что существовала в первом такте, и, кроме того, во втором такте противоположны направления токов.

При увеличении значения n_{Lres} (то есть при уменьшении $U_{lim,r}$) возрастает амплитуда знакопеременного тока, который трансформируется в первую обмотку дросселя резонансной LC-цепи. Соответственно возрастает амплитуда «первого горба» этого тока во временной диаграмме выходного тока, что вызывает увеличение значения первого максимума выходного тока по отношению к его второму максимуму, как это представлено на рис. 3.

В режиме передачи в нагрузку максимальной мощности преобразователем временные диаграммы тока его выходной цепи представляются в виде непрерывной последовательности импульсов выпрямленного тока вторичной обмотки. Создание заданного максимума выходной мощности DC/DC-преобразователя при изменении уровня ограничения знакопеременного напряжения на первой обмотке резонансной LC-цепи, то есть значения $U_{lim,r}$, возможно только при условии неизменности среднего значения выходного тока.

Уменьшению $U_{lim,r}$ при неизменности индуктивности основной (первой) обмотки дросселя резонансной LC-цепи отвечает понижение величины тока в этой обмотке, который задается в первичную обмотку силового трансформатора. Поэтому для сохранения среднего значения выходного тока при условии, что понижается $U_{lim,r}$, необходимо уменьшать значения индуктивности основной (первой) обмотки дросселя резонансной LC-цепи и, кроме того, увеличивать емкость конденсатора резонансной LC-цепи. Зависимость расчетных значений L_{res} и C_{res} от величины коэффициента $U_{lim,r}$ приведена в таблице.

Уменьшение значения L_{res} индуктивности дросселя L_{res} дает возможность снизить его массу и габариты. При этом возрастание емкости конденсатора C_{res} происходит одновременно с уменьшением амплитуды напряжения на нем. Это позволяет использовать для формирования емкости C_{res} менее высоковольт-

Таблица. Зависимость расчетных значений L_{res} и C_{res} от величины $U_{lim,r}$

$U_{lim,r}$, В	1	0,668	0,5	0,408	0,335
L_{res} , мГн	51,84	36	31,36	27,04	23,04
C_{res} , нФ	39,58	56,99	65,43	75,88	89,05

ные и, соответственно, меньшие по габаритам конденсаторы. В целом снижение величины $U_{lim,r}$ способствует улучшению массогабаритных показателей устройства.

При конструировании схемы преобразователя резонансную частоту f_{res} целесообразно выбирать несколько выше рабочей частоты f коммутации силовых транзисторов. В этом случае резонансный процесс в каждом данном такте завершается раньше момента отпирания силовых транзисторов в следующем такте работы. Запирание транзисторов происходит при незначительном значении тока их выходной цепи, благодаря чему снижаются коммутационные потери при запирании.

Во всех вариантах схем, результаты моделирования которых отражены на рис. 3 и в таблице, было принято:

- длительность периода работы схемы — 10 мкс ($f = 100$ кГц);
- длительность колебательного процесса в резонансной LC-цепи — 9 мкс;
- напряжение питания $U_e = 420$ В;
- выходное напряжение $U_{out} = 120$ В;
- транзисторы мостовой цепи — типа IRFPS38N60L (680 В, 38 А, 0,12 Ом);
- модели кремниевых диодов [3]:D ($R_s = 5$ мОм, $C_{jo} = 0,3$ нФ, $T_t = 28$ мКс, $I_s = 1$ нА);
- параметры LCD-цепей: $L_1 = L_2 = 756$ нГн; $C_1 = C_2 = 4,7$ нФ. Дроссели L1, L2 используют сердечники, выполненные из магнитного материала типа 3F3, Ferroxcube, AL = 250 нГн;
- сердечник силового трансформатора выполнен из магнитного материала типа N87, EPCOS [4];
- сердечник дросселя резонансной LC-цепи типоразмера RM14i выполнен из магнитного материала типа 3F3 (Ferroxcube);
- силовой трансформатор TV использует сердечник типоразмера PQ35/35. Данные трансформатора: $w_1 = 29$; $w_{21} = 9$; $w_{22} = 9$; $L_{w1} = 0,00378$ Гн; $R_{w1} = 0,0349$ Ом; $R_{w21} = 0,00766$ Ом; $R_{w22} = 0,00863$ Ом; $U_{w1,r} = 0,924$;

• дроссели L_{res} в вариантах схем отличаются друг от друга значениями чисел витков обмоток.

В устройстве, временные диаграммы которого изображены на рис. 3, числа витков первой и второй обмоток дросселя L_{res} равны соответственно 14 и 28. Такое соотношение между числами витков наилучшим образом подходит с точки зрения минимизации пульсации выходного тока преобразователя, поскольку близко к единице отношение первого максимума в кривой этого тока к его второму максимуму. Поэтому имеет смысл выбирать значение $U_{lim,r}$, исходя из соотношения $U_{lim,r} \approx 0,5$.

Согласно рис. 4, на котором приведены зависимости КПД схемы от выходной мощности при ряде значений величины $U_{lim,r}$, энергетическая эффективность устройства практически не зависит от $U_{lim,r}$ (в его диапазоне от двух и выше). Поэтому при конструировании схемы это значение следует выбирать в соответствии с приведенным выше соотношением $U_{lim,r} \approx 0,5$. Ему отвечает $n_{Lres} \approx 2$.

Определение параметров элементов резонансной LC-цепи (L_{res} , C_{res}) имеет смысл осуществлять на основе моделирования схемы DC/DC-преобразователя. При этом необходимо принимать во внимание, что с увеличением индуктивности первой обмотки дросселя LC-цепи уменьшается значение максимума выходной мощности преобразователя, а при снижении индуктивности — оно, наоборот, возрастает.

При проведении моделирования предполагается, что выбраны типы основных элементов силовой схемы.

Моделирование проводится в два этапа. На первом из них определяются конструктивные данные всех элементов силовой схемы DC/DC-преобразователя, а также их PSpice-моделей, которые записываются в формате PSpice-программ.

В модели силовой схемы преобразователя первого этапа моделирования содержатся:

- Данные источника питания (V_e , R_e) и точки подключения его элементов в PSpice-модели силовой схемы DC/DC-преобразователя.
- Значение выходного напряжения и точки подключения источника напряжения V_{out} , которым в PSpice-модели силовой схемы отображается цепь нагрузки.
- Значение выходной мощности силовой схемы преобразователя (P_{out}).
- Наибольшее значение параметра регулирования выходной мощности, при котором достигается ее максимум, то есть значение $D = 1$.
- Тип и точки подключения транзисторов, которые образуют мостовую цепь в PSpice-модели силовой схемы DC/DC-преобразователя. Описание модели этих транзисторов берется из Интернета.
- Модели кремниевых диодов, которые выбраны из Интернета или приведены в [3].
- Параметры импульсов управления силовых транзисторов. К ним относятся: начальное и конечное значения напряжения импульсов ($V_{g,0}$ и $V_{g,max}$); период и частота повторения импульсов (T , и $f = 1/T$); время задержки импульса управления относительно начала очередного периода работы си-

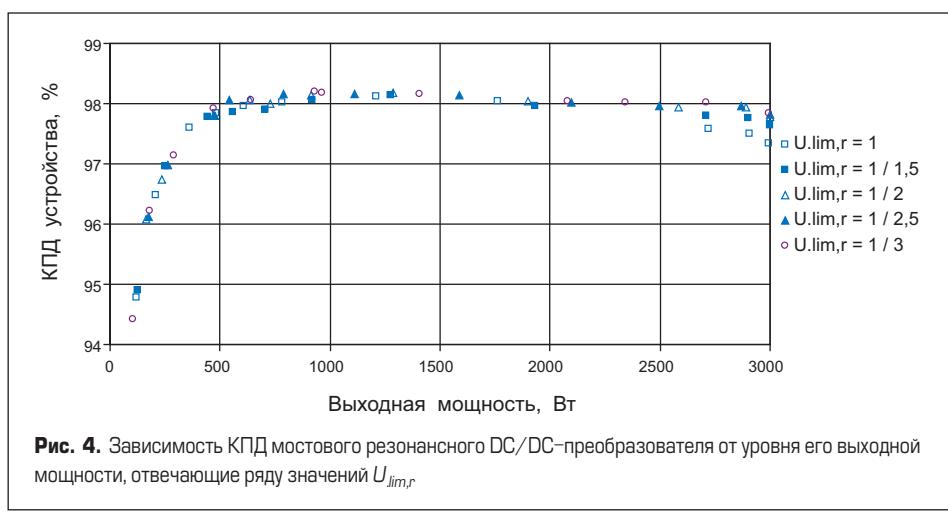


Рис. 4. Зависимость КПД мостового резонансного DC/DC-преобразователя от уровня его выходной мощности, отвечающие ряду значений $U_{lim,r}$

ловой схемы (T_d); длительности переднего и заднего фронтов (T_r и T_f); длительность вершины импульса (T_p).

- Источники импульсов управления (V_g — напряжение источника, R_g — его внутреннее сопротивление), а также точки подключения элементов этих источников (V_g , R_g) к электродам цепей управления силовых транзисторов.
- Модели LCD-цепей. В каждой из них имеется дроссель с индуктивностью обмотки L , числом ее витков wL и сопротивлением R_{wL} , а также многополюсник, который отображает магнитные свойства сердечника дросселя [4]. Кроме того, в модели LCD-цепи присутствует конденсатор, а также диоды.
- В описании общей модели силовой схемы преобразователя даются точки, к которым подключены элементы LCD-цепей.
- Коэффициент магнитной связи между первичной и вторичными обмотками силового трансформатора ($K_{mc.TV}$).
- Коэффициент магнитной связи между первой и второй обмотками (основной и дополнительной) дросселя резонансной LC-цепи ($K_{mc.Lres}$).
- Значение коэффициента трансформации в дросселе резонансной LC-цепи. Оно устанавливается равным двум в соответствии с ранее приведенными рекомендациями, то есть $n_{Lres} = (w_{2Lres}/w_{1Lres}) = 2$. При этом $L_{w1Lres} = AL \times (w_{1Lres})^2$, $L_{w2Lres} = AL \times (w_{2Lres})^2$, и тогда $L_{w2Lres} = 4 \times L_{w1Lres}$.
- Конструктивные данные силового трансформатора. К ним относятся: вид и тип сердечника трансформатора, а также магнитного материала, из которого он изготовлен; числа витков обмоток трансформатора; индуктивности этих обмоток и их сопротивления; параметры многополюсника, отображающего магнитные характеристики сердечника.
- На первом этапе моделирования преобразователя в его PSpice-модель встраивается «идеализированная» резонансная LC-цепь, которая содержит индуктивность со значением L_{res} . Это значение выбирается произвольно, а сама индуктивность не привязана к какому-либо виду и типу сердечника, причем сопротивление ее «обмотки» R_{res} ничтожно мало, составляя, например, 10^{-9} Ом.
- Емкость C_{res} конденсатора «идеализированной» резонансной LC-цепи рассчитывается как $C_{res} = (1/L_{res}) \times (T_{res}/2\pi)^2$.

При проведении первого этапа моделирования задается произвольное значение $L_{res,1}$ индуктивности и рассчитывается соответствующее ей значение емкости $C_{res,1}$ конденсатора резонансной LC-цепи с применением соотношения $C_{res,1} = (1/L_{res,1}) \times (T_{res}/2\pi)^2$. На основе моделирования находится значение максимума выходной мощности $P_{out,1,max}$, соответствующую величинам $L_{res,1}$, $C_{res,1}$, $D = 1$.

Если выполняется неравенство $P_{out,1,max} < P_{out}$ то следует увеличить значение максимума выходной мощности, получаемое в результате моделирования. Это означает, что необходимо задаться новым значением $L_{res,2}$, которое меньше, чем $L_{res,1}$. Затем по формуле $C_{res,2} = (1/L_{res,2}) \times (T_{res}/2\pi)^2$ рассчитывается новое значение емкости конденсатора резонансной

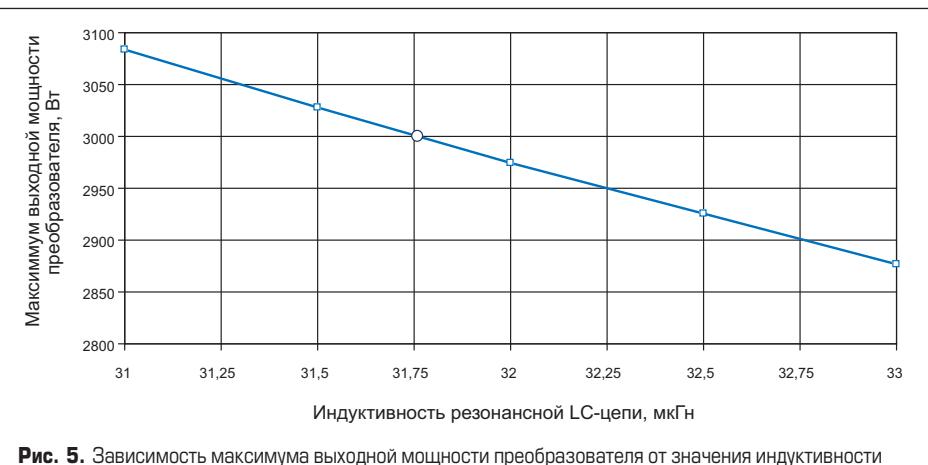


Рис. 5. Зависимость максимума выходной мощности преобразователя от значения индуктивности резонансной LC-цепи

LC-цепи, и вновь проводится моделирование (второе) с новыми значениями параметров элементов резонансной цепи ($L_{res,2}$, $C_{res,2}$). По его результатам находится новое значение $P_{out,2,max}$.

Далее процесс моделирования, проводимый в соответствии с первым его этапом, продолжается до тех пор, пока по его результатам не будет получено значение $P_{out,k,max}$, которое отвечает неравенству $P_{out,k,max} > P_{out}$.

По результатам многократно повторяющегося первого этапа моделирования строится график зависимости $P_{out,max}$ в функции от значения L_{res} . По нему определяется значение $L_{res,0}$, как это показано на рис. 5, после чего проводится второй этап моделирования.

Предлагается следующий порядок проведения второго этапа моделирования:

- Выбирается вид и тип сердечника дросселя L_{res} . Выбор осуществляется так, чтобы имелось множество их вариантов, отличающихся значением AL . Таковым, например, является сердечник типоразмера RM14i, который выполнен из магнитного материала 3F3 (Ferroxcube). В нем значения AL составляют: 160, 250, 315, 400, 630, 1000 нГн. При этом меньшему значению AL соответствует больший немагнитный зазор в сердечнике.
- Выбирается минимальное значение коэффициента AL ($AL = 160$ нГн), и при этом значении AL определяется число $w_{1Lres,0}$ витков первой обмотки дросселя L_{res} . Для этого используется соотношение $w_{1Lres,0} = (L_{res,0}/AL)^{1/2}$. Число $w_{1Lres,0}$ практически всегда не является целой величиной. Поэтому принимается, что число витков w_{1Lres} первой (основной) обмотки дросселя имеет значение, равное целой величине, которая ближе других целых величин находится к значению $w_{1Lres,0}$, оставаясь при этом меньше его.
- Проводится расчет конструкции дросселя, в котором применен выбранный вид и типоразмер сердечника, а значения чисел витков первой и второй обмоток равны соответственно w_{1Lres} и $w_{2Lres} = 2 \times w_{1Lres}$. В расчете находятся значения индуктивностей.
- Рассчитывается значение C_{res} емкости конденсатора C_{res} для чего используется соотношение $C_{res} = (T_{res}/2\pi)^2 \times (1/L_{w1Lres})$.

• Проводится моделирование устройства, причем при его проведении используется резонансная LC-цепь с указанными (расчитанными) значениями ее параметров. По его результатам определяется значение $P_{out,max}$ максимума выходной мощности, который достигается в режиме $D = 1$.

• Значение $P_{out,max}$ максимума выходной мощности, полученное в конце второго этапа моделирования, больше значения P_{out} , которое задано техническими условиями. При этом превышение $P_{out,max}$ над P_{out} минимально.

Второй этап моделирования проводится многократно. Это осуществляется при более высоких значениях AL коэффициента AL (250, 315, ..., нГн), которым соответствуют меньшие толщины немагнитного зазора в сердечнике дросселя L_{res} . Следует заметить, что увеличение AL позволяет уменьшить числа витков обмоток, а значит, и их сопротивления, что приводит к уменьшению мощности тепловых потерь в обмотках. Однако одновременно с этим возрастают тепловые потери в сердечнике, что происходит из-за уменьшения в нем толщины немагнитного зазора, которое ведет к увеличению индукции магнитного поля.

Противоположный характер зависимости потерь мощности в обмотках и в сердечнике дросселя L_{res} от значения AL говорит о возможности существования оптимальной конструкции дросселя, при которой тепловыделение в нем минимально.

Литература

1. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. Справочник. 2-е изд., испр. и доп. М.: Издательский дом «Додэка — XXI», 2001. 608 с.
2. Глебов Б. А. Способ улучшения свойств мостового резонансного DC/DC-преобразователя // Силовая электроника. 2023. № 2.
3. Разевиг В. Д. Система проектирования OrCAD 9.2. М.: Изд-во «СОЛООН-Р», 2001. 519 с.
4. Ferrites and Accessories. EPCOS Data Book 2013. EPCOS AG A Member of TDK-EPC Corporation.
5. Глебов Б. А. Процессы перемагничивания ферромагнетиков и их моделирование: учебное пособие. М.: Изд-во МЭИ, 2015. 48 с.

Ускорение «электромобильности»

С ПОМОЩЬЮ МОЩНЫХ МОДУЛЬНЫХ ТЯГОВЫХ ИНВЕРТОРОВ НА ОСНОВЕ КАРБИДА КРЕМНИЯ

На грузовой транспорт, внедорожники и промышленные транспортные средства, судовую технику и авиацию сегодня приходится более 55% общих выбросов парниковых газов от работы двигателей внутреннего сгорания [1]. Электрификация их тяговых приводов может существенно помочь в деле борьбы с изменением климата. Однако большое количество таких приложений требует огромного разнообразия типов и платформ инверторов.

**Пьер Делатт
(Pierre Delatte)¹**

Перевод: Иван Сергеев

Для оперативной разработки новых высокоеффективных электроприводов инженерам полезна любая помощь, которую они могут получить. Существующие требования к инверторным платформам касаются не только электрических характеристик, они связаны с размерами, формой и весом таких решений. Вопросы функциональности и электробезопасности, а также условия окружающей среды в значительной степени зависят от области применения и географического расположения рынков. В то же время высокая степень конкуренции между производителями предполагает быстрый вывод продукции на рынок.

С точки зрения производительности и надежности карбид кремния (SiC) является самой современной технологией силовых полупроводниковых приборов. Ограниченный пробег стал одной из проблем, которая заставляет рынок легковых электромобилей отказаться от кремниевых и перейти на более эффективные карбидокремниевые ключи. Однако такие транспортные средства, как автобусы, работающие по известным маршрутам, или внедорожники преодолеваю относительно короткие расстояния.

В этих случаях благодаря высокой блокирующей способности SiC-приборы обеспечивают быструю зарядку при меньшем времени простоя, а расширенный температурный диапазон карбида кремния гарантирует повышенную надежность. Применение SiC-технологии позволяет сократить количество полупроводниковых ключей, кроме того, при аналогичных параметрах SiC MOSFET-приборы имеют меньшие размеры, чем их кремниевые аналоги.

Тем не менее силовые модули на основе карбида кремния не являются прямой заменой кремниевым MOSFET или IGBT. Организация надлежащего управления затвором в условиях сверхвысоких скоростей коммутации остается непростой задачей. Существуют и другие проблемы, в частности интеграция аппаратных компонентов, таких как инверторы и интеллектуальные силовые модули с системой управления, или настройка и калибровка программного обеспечения моторного контроллера.

Ускорение процесса проектирования

Для помощи разработчикам и ускорения выхода изделий на рынок компания CISSOID спроектировала эталонную платформу тягового инвертора на базе SiC-приборов (рис. 1). Производители приводов могут использовать эту разработку для создания систем, способных функционировать от аккумулятора с напряжением до 850 В. Устройство является модульным и масштабируемым, что позволяет создавать приводные системы в широком диапазоне мощности.

Использование подобного «эталонного» дизайна во многом помогает решить наиболее сложные вопросы проектирования и заметно ускорить этот процесс. Устройство содержит трехфазный интеллектуальный силовой модуль (IPM) 1200 В, интегрированный с драйвером затворов, оптимизированным для управления SiC-ключами и рассчитанным на эксплуатацию в расширенном температурном диапазоне



Рис. 1. Эталонный высоковольтный SiC-инвертор CISSOID

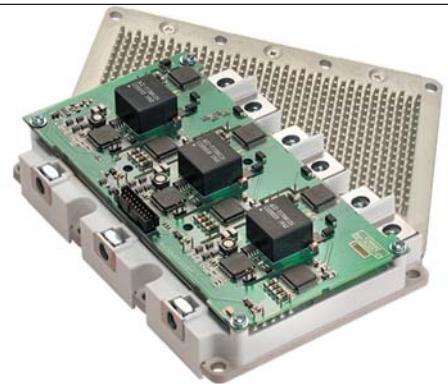


Рис. 2. Интеллектуальный силовой модуль (IPM) содержит силовой каскад на базе SiC MOSFET на радиаторе с прямым охлаждением (pin-fin) и драйвер, установленный сверху [2].

(рис. 2). Драйвер с пиковым выходным током выше 10 А может работать при температуре окружающей среды до +125 °C.

Интеграция платы управления с SiC MOSFET-модулем значительно упрощает процесс проектирования. Это проверенное и оптимальное решение, обеспечивающее большую скорость переключения и низкие потери и не подверженное воздействию высоких значений di/dt и dv/dt , то есть гарантирующее высокую помехозащищенность и надежность.

Благодаря этому значительно сокращается количество итераций, необходимых для обеспечения высокой производительности устройства и надлежащего отвода тепла.

Дополнительное оборудование в базовой комплектации включает датчики тока питания инвертора (DC) и фазного тока (AC), фильтр EMI, компактный жидкостный радиатор и банк конденсаторов DC-шины с высокой удельной емкостью. Масштабируемое звено постоянного тока, предусмотренное в данной платформе, рассчитано на эксплуатацию в широком диапазоне напряжений и токов.

Программное обеспечение: управление и калибровка

В дополнение к прототипу инвертора разработана плата управления двигателем со специализированным процессором и ПО, которая сертифицирована по стандарту функциональной безопасности ISO 26262, ASIL (level D). С помощью ПО можно выполнять широкий спектр регулировок привода, что обеспечивает оптимизацию режимов двигателя в соответствии с конкретной задачей. При необходимости разработчики могут воспользоваться собственным ПО.

Плата микроконтроллера спроектирована на основе программируемого блока Silicon Mobility OLEA T222 (FPCU). Такой подход позволяет использовать программную гибкость обычного процессора с аппаратным ускорением для обеспечения высокой производительности в режиме реального времени вплоть до максимальной частоты вращения двигателя. Наличие эталонного инвертора в сочетании с платой микроконтроллера помогает избежать обычных проблем с механической

и электрической интеграцией устройства управления и интеллектуального силового модуля.

OLEA APP INVERTER — это гибкое и полностью настраиваемое ПО (рис. 3), соответствующее любой конфигурации электропривода в широком диапазоне мощностей благодаря возможностям калибровки, которые используются как в автономном режиме, так и в режиме реального времени. Программное обеспечение OLEA COMPOSER поставляется с системой отладки и калибровки, включая графический интерфейс. Применение этих программных пакетов сокращает время, необходимое разработчикам для оптимизации алгоритмов управления двигателем.

Характеристики SiC-инвертора

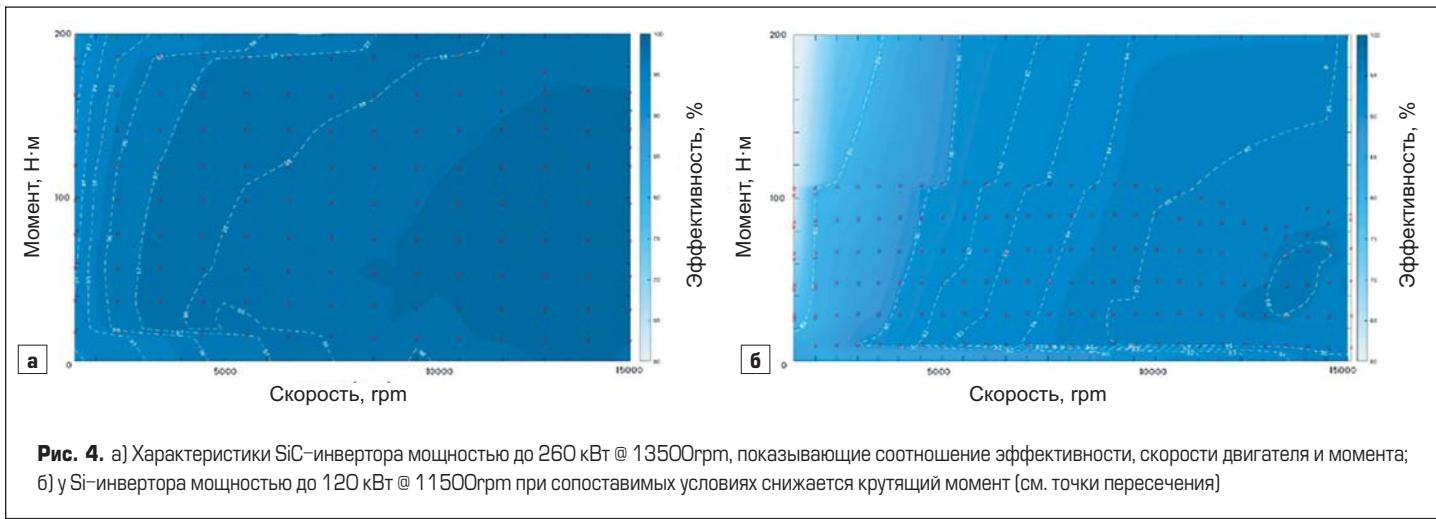
После настройки параметров привода можно протестировать режимы работы двигателя и составить графики эффективности комбинации «инвертор-мотор». На рис. 4а и б сравниваются характеристики инверторов, созданных с применением SiC и Si силовых ключей, протестированных в одинаковых режимах работы.

Настройка и калибровка привода

Набор инструментов OLEA COMPOSER помогает настроить работу привода в соответствии с техническими требованиями и выполнить калибровку таких параметров, как напряжение, номинальная мощность, частота



Рис. 3. Программное обеспечение OLEA APP INVERTER предоставляет множество функций регулирования и оптимизации работы двигателя



вращения и крутящий момент, для достижения оптимального рабочего диапазона. После настройки можно оценить эффективность комбинации «инвертор-двигатель».

Настройка и калибровка выполняются в четыре этапа:

Этап 1. Конфигурация параметров ПО

Настройка программного обеспечения OLEA APP INVERTER в соответствии с параметрами электродвигателя.

Этап 2. Настройка параметров инвертора

Настройка инвертора двигателя с учетом данных резольвера и датчиков температуры. Подключение интерфейсов электронного блока управления (ECU) EV и стенда (например, CAN), шин питания и системы охлаждения.

Проверка безопасности подключения инвертора с помощью испытательного стенда.

Этап 3. Калибровка системы управления двигателем

Разомкнутый контур управления: калибровка сигналов датчиков тока и напряжения с помощью OLEA T222 FOCUS.

Частично разомкнутый контур управления: калибровка напряжения смещения датчика положения с использованием резольверов или индукционных датчиков.

Замкнутый контур тока: настройка векторов ID и IQ с помощью внутреннего PI-контроллера для векторного управления (FOC).

Режим управления крутящим моментом: точная настройка контура управления моментом для обеспечения точности и динамического отклика.

Замкнутый контур скорости: калибровка регулятора скорости.

Этап 4. Усовершенствованная оптимизация системы

Масштабирование частоты переключения: регулировка частоты в зависимости от скорости и фазных токов.

Компенсация «мертвого времени»: настройка алгоритма компенсации «мертвого времени» для минимизации гармоник фазного тока. Ослабление магнитного потока: оптимизация установок ID/IQ для эффективной работы в диапазоне максимального соотношения крутящего момента и напряжения (MTPV).

SVPWM/DPWM: определение порога между пространственно-векторной ШИМ (SVPWM) и прерывистой ШИМ (DPWM), обеспечивающей более высокую эффективность при высокой скорости.

Использование такого подхода позволяет довести эффективность работы инвертора до 99% при напряжении на DC-шине 700 В и скорости до 4000 об/мин, как показано на рис. 5.

Графики на рис. 5 демонстрируют преимущества привода с инвертором, созданным с применением карбидокремниевых приборов. С увеличением частоты и нагрузки крутящий момент двигателя, управляемого от Si IGBT-инвертора, значительно снижается из-за меньшего КПД. Перегрев, связанный с высокими потерями энергии в силовых ключах, требует значительного повышения эффективности системы охлаждения. В отличие от этого, привод с инвертором на SiC MOSFET может создавать близкий к максимальному крутящий момент в гораздо более широком диапазоне скоростей и нагрузок.

Заключение

Рынок автобусов, грузовых автомобилей и сельскохозяйственной техники предоставляет хорошие возможности для электрификации и снижения выбросов вредных веществ в окружающую среду. Использование технологии карбида кремния позволяет повысить надежность и срок службы электротранспорта, а также обеспечить более высокую эффективность по сравнению с кремниевыми IGBT-или MOSFET-ключами.

Проблемы, связанные с переходом на быстрые SiC-приборы, а также желание быстрого вывода изделия на рынок требуют наличия гибких инверторных платформ, помогающих проектировщикам в создании приводов для различных категорий и типов транспортных средств. Эталонные платформы с использованием карбидокремниевых ключей, обеспечивают гибкость и масштабируемость в широком диапазоне мощностей и напряжений аккумуляторных батарей. Это упрощает разработку приводов для электротранспорта различного назначения, минимизирует ошибки проектирования и ускоряет вывод изделия на рынок.

Литература

- NESTE: Towards sustainable mobility. April 2023. www.journeytozerostories.neste.com/transportation/_towards-sustainable-mobility#885e75ed
- CISOID SiC Intelligent Power Modules. www.cisoid.com/sic-power-modules/
- Материалы сайта. www.cisoid.com/tools/reference-designs

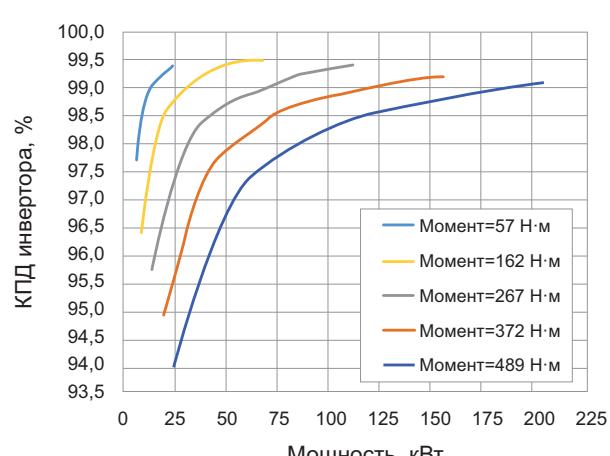


Рис. 5. Эффективность инвертора в диапазоне мощности при различных значениях момента



Специализированные конференции

ПЕРЕДОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ АВТОМАТИЗАЦИИ 2024

Промышленная автоматизация

Цифровизация производства

Интернет вещей и большие данные

Искусственный интеллект

Информационная безопасность

Автоматизация зданий и инженерных систем

25
сентября

4-я специализированная конференция

ΠΤΑ - ΥΦΑ

Отель Nesterov Plaza

30
октября

14-я специализированная конференция

ПТА - НОВОСИБИРСК

Гранд Автограф Новосибирск Отель

«Двойной импульс»:

размышления производителя
испытательного оборудования

За последние 20 лет автор слышал много разного по поводу «двойного импульса», иногда эта информация была очень забавной. Есть, например, такое мнение: «двойной импульс — это характеристика электрического квадруполя, где первый импульс описывает вход, а второй — выход». То, что очевидно для опытного специалиста, зачастую может вызывать непонимание у начинающих инженеров. Производитель испытательного оборудования оценивает отношение пользователей к теме тестирования методом «двойного импульса» и рассказывает о его реальных возможностях.

**Конрад Домес
(Konrad Domes)¹**

**Перевод и комментарии:
Евгений Карташев**

Разработка силовых электронных преобразователей состоит из нескольких этапов, один из них предусматривает оценку динамических характеристик полупроводниковых приборов. Для этой цели используется так называемая двухимпульсная испытательная установка, которая состоит из следующих узлов:

- емкостный накопитель (звено постоянного тока или DC-шина);
- тестируемые силовые ключи с антипараллельными/оппозитными диодами и драйвером затвора;
- управляющий контроллер, формирующий последовательность импульсов с регулируемой длительностью;
- индуктивная нагрузка, выполняющая функцию магнитного преобразователя.

Схема установки и результаты измерений на примере IGBT описаны в стандарте IEC 60747-9. Как и ожидалось, в этом документе нет никаких дополнительных подробностей о примерах конструкции

стенда и возможных подводных камнях, хотя специалистам, занимающимся разработкой и тестированием силовых преобразователей, такая информация очень нужна.

Для чего нужен «двойной импульс»?

Возможная схема стенда для тестирования методом «двойного импульса» показана на рис. 1, а примерные результаты измерений — на рис. 2. Внешний вид испытательной установки SAXOGY с возможностью регулировки температуры приведен на рис. 3.

В ходе первого импульса индуктивность нагрузки намагничивается при нарастании тока MOSFET/IGBT до нужного номинального значения, а его окончание дает первые данные (A) о режиме отключения в рабочей точке. По истечении периода восстановления, в ходе которого транзистор должен быть полностью закрыт, он включается снова. На время паузы ток,

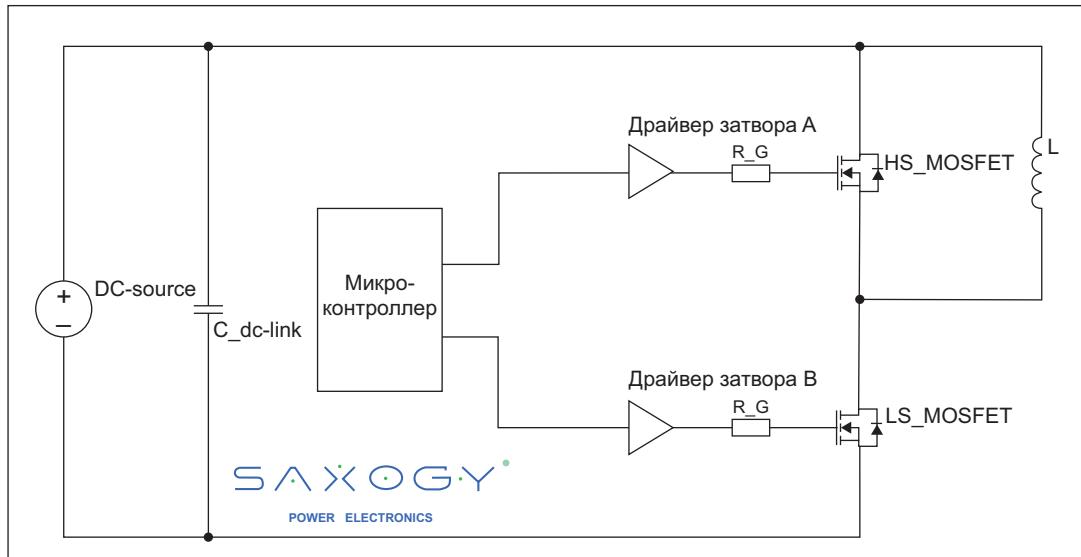


Рис. 1. Базовая схема «двуимпульсного» теста с двумя MOSFET

¹Saxogy powerpower electronics

«запасенный» в индуктивности, «перекоммутируется» в оппозитный диод.

При повторном включении силового прибора ток, протекающий через индуктивность, возвращается в тестируемый ключ. Это обеспечивает второй набор данных (B) о поведении транзистора при его открывании. После того как процесс включения при номинальном токе полностью зарегистрирован, второй импульс отключается.

Вопрос состоит в том, какой практический интерес представляют полученные таким образом данные? Считается, что прибор, который без каких-либо проблем выдерживает тест в заданной рабочей точке, будет надежно функционировать в подобных режимах в условиях реального применения. При этом не происходит деградации свойств силового ключа, и выделяющееся тепло непрерывно рассеивается. Требуемую производительность системы охлаждения можно определить, рассчитав потери мощности с учетом частоты переключения для всех возможных рабочих режимов.

Паразитные элементы — невидимые, но опасные

В дополнение к естественной индуктивности нагрузки, все соединительные кабели и шины также имеют распределенную индуктивность L_s . К сожалению, это справедливо и для цепей коммутации, где величина L_s должна быть как можно меньше, а лучше отсутствовать вообще. Кроме того, между близко расположенным кабелями и шинами всегда присутствует емкостная связь. Паразитные пассивные компоненты, в свою очередь, образуют резонансные контуры, в которых при переключении силовых полупроводников возбуждаются паразитные осцилляции.

Очевидно, что расстояния между компонентами и длины силовых цепей должны быть как можно меньше. При оптимально выполненной конструкции индуктивность в цепи коммутации полумостового каскада, образованная двумя полупроводниками ключами и емкостью DC-шины, может быть уменьшена до значений около 10 нГн.

После отключения соответствующего полупроводникового прибора его емкость образует резонансный контур с индуктивностью цепи

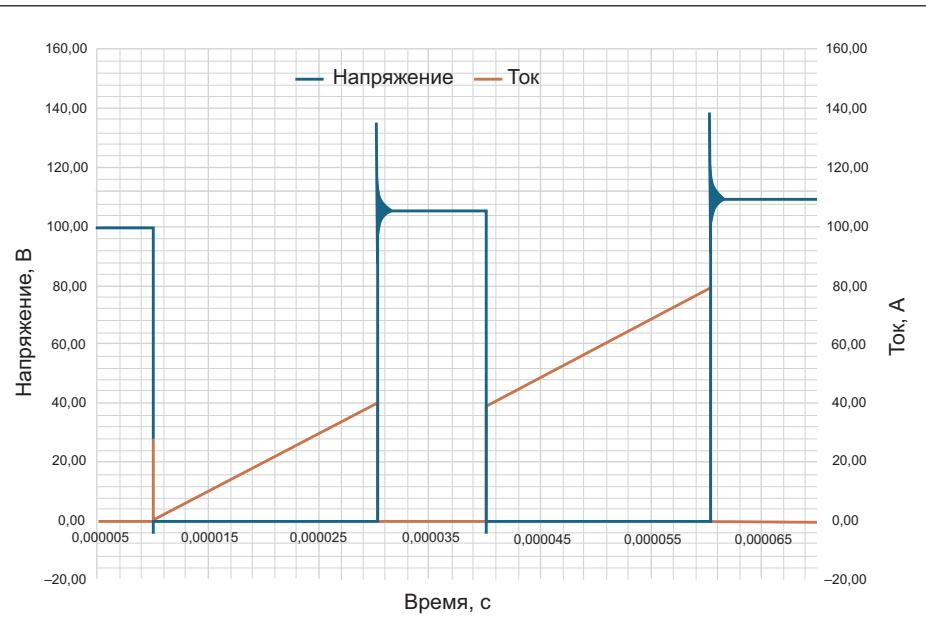


Рис. 2. Эпюры «двухимпульсного» теста

коммутации. Генерируемые при этом осцилляции накладываются на кривую обратного напряжения. Кроме того, прерывание тока в индуктивности цепи коммутации создает перенапряжение, амплитуда которого пропорциональна величине L_s и скорости спада тока di/dt .

Коммутационное перенапряжение и осцилляции, возникающие при отключении транзистора, могут превысить его блокирующую способность. Чтобы предотвратить пробой и разрушение полупроводникового прибора, следует определить наихудшие условия режима отключения. Важно охарактеризовать элементы конструкции силового каскада, влияющие на L_s , температуру чипов при наибольшей скорости переключения и максимально возможное значение di/dt . Опыт показывает, что критические состояния иногда возникают даже в рабочих режимах, не превышающих предельные значения параметров прибора.

Тест методом «двойного импульса» позволяет оценить значения распределенных элементов конструкции и понять, насколько безопасной будет эксплуатация силового прибора в данной конструкции.

1. Индуктивность нагрузки запасает определенное количество энергии, которое обеспечивается емкостью DC-шины.

2. Потери энергии в период включения обусловлены потерями проводимости силовых ключей. В результате напряжение на емкости звена постоянного тока в конце импульса проводимости будет ниже, чем в начале. Таким образом, для запирания транзистора при определенном значении напряжения питания V_{DC} его уровень должен быть соответственно скорректирован. Для выбранного диапазона испытательных токов следует учитывать все возможные вариации напряжения, включая сценарии короткого замыкания.

Диапазон токов выбирают в зависимости от особенностей конкретного прибора: обычно используется 5–10 рабочих точек в пределах номинальных значений. Очевидно, что полностью автоматический испытательный стенд позволяет получить более точные характеристики и хранить их в течение длительного времени. К счастью, времена, когда каждый график сохранялся на диске и оценивался с привлечением большого количества специалистов, давно прошли...

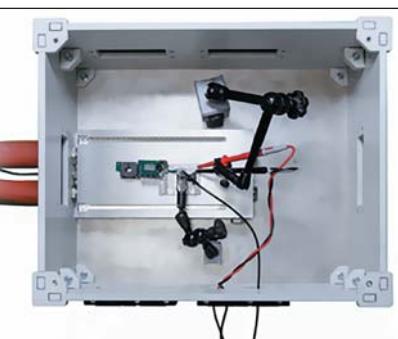


Рис. 3. «Двухимпульсный» испытательный стенд SAXOGY с возможностью регулировки температуры и подачи инертного газа

Правильный порядок действий экономит время

Существуют фундаментальные различия между параметрами полупроводниковых приборов и устройств силовой электроники, которые следует понимать специалистам, занимающимся тестированием аппаратуры.

Ток нагрузки

Самый простой и быстрый способ получения данных — вариации рабочей точки, то есть изменение тока отключения, связанного с длительностью импульса проводимости силового прибора. Здесь необходимо учитывать два аспекта:



Рис. 4. Автоматизированный «двуимпульсный» испытательный стенд SAXOGY с встроенным измерительным оборудованием

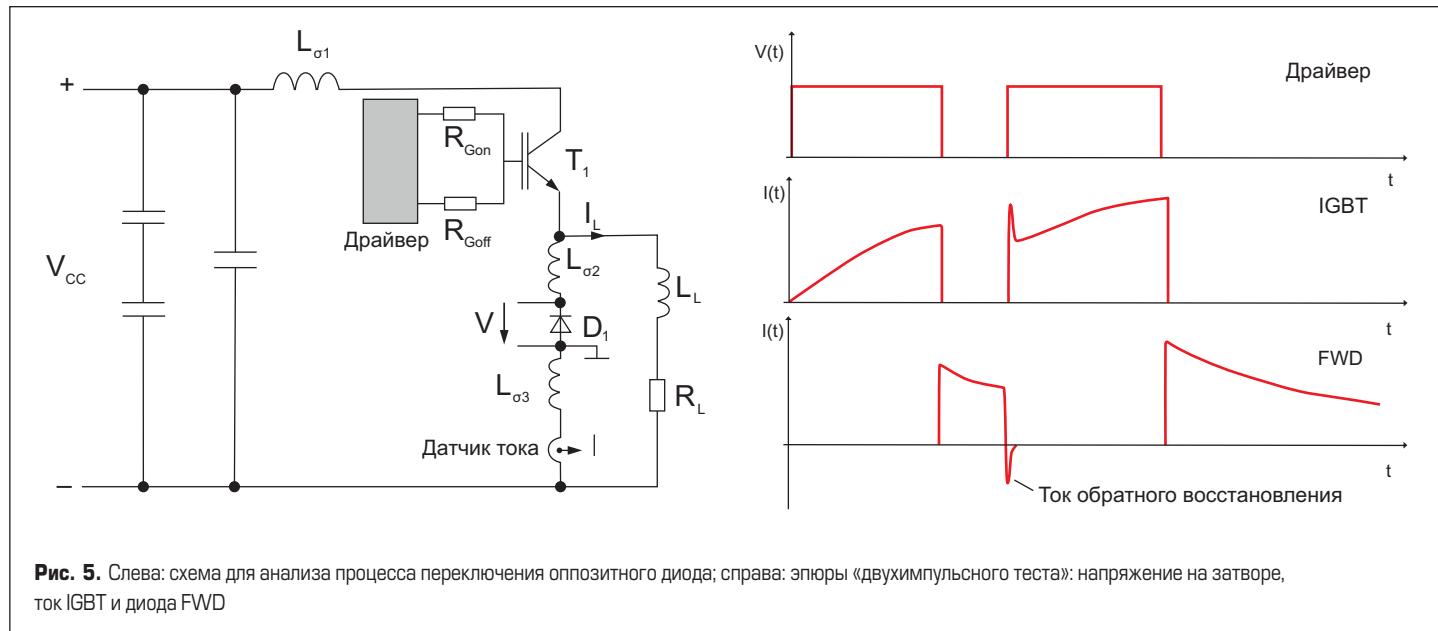


Рис. 5. Слева: схема для анализа процесса переключения оппозитного диода; справа: эпюры «двуихимпульсного теста»: напряжение на затворе, ток IGBT и диода FWD

Схема управления затвором

В некоторых испытательных установках предусмотрена возможность конфигурирования драйвера затвора. Сюда относится изменение резисторов, тока или напряжения на затворе, в том числе в автоматическом режиме. Поскольку эти факторы оказывают непосредственное влияние на режим переключения, их необходимо учитывать при оценке параметров полупроводниковых приборов. Часто для повторной настройки платы управления затвором требуется всего несколько секунд, поэтому рекомендуется (после изменения рабочей точки или в конце серии тестов с одинаковым напряжением DC-шины) включать новые установки драйвера в итоговый файл.

Однако если устройство управления затвором не автоматизировано, то после проведения серии измерений следует вы-

полнить ручную настройку. Установку необходимо отключать от источника питания после каждого импульса, при этом количество статистических данных получается гораздо выше, чем при параметризации полной серии, но значительно повышается безопасность. Для экономии энергии и времени рекомендуется характеризовать несколько рабочих точек при одном и том же напряжении в звене постоянного тока. Это позволяет избежать многократного повторения процесса зарядки и разрядки конденсаторов DC-шины.

Напряжение DC-шины (VDC)

Допустимый диапазон напряжений для определения характеристик полупроводниковых приборов находится в диапазоне 0–80% от максимально допустимого значения. При всех режимах работы, включая КЗ, уровень перенапряжения при отключении не должен

превышать блокирующую способность полупроводника.

Оценку параметров силовых электронных преобразователей следует проводить в диапазоне рабочих напряжений, выбрав несколько типовых уровней. Обычно при всех используемых значениях V_{DC} измерения проводятся по крайней мере в 5–10 рабочих точках, что дает достаточно подробную картину.

Температура кристаллов

Температура кристаллов T_j является основным параметром, определяющим правильность выбора компонентов, а также используемым для нормирования характеристик.

Существует несколько методов задания T_j , самый простой — установка силового прибора или радиатора на нагреваемую до нужной температуры пластину. Более точно этот параметр можно задавать с помощью регулируемого нагревателя, по сути представляющего собой маслонаполненный радиатор. Температура масла регулируется с помощью блока контроля, позволяющего изменять температуру в диапазоне $-40\dots+200^\circ\text{C}$.

Следует исключить климатические режимы ниже точки росы, когда на тестируемом приборе (DUT) может образовываться конденсат, а затем наступать обледенение. Кроме того, металлические поверхности могут окисляться при высоких температурах. В идеале тестируемый прибор должен проверяться в среде инертного газа, бескислородная среда предотвращает как обледенение, так и окисление.

«Двуихимпульсный тест» на практике

Поведение IGBT и его оппозитного диода FWD (Free Wheeling Diode) в процессе коммутации можно наглядно продемонстрировать на примере понижающего DC/DC-конвертера, работающего на индуктивную нагрузку L_L/R_L (рис. 1). Транзистор T_1 включается и выключается дважды путем подачи «двойного импульса», подобный тестовый режим используется большинством производителей

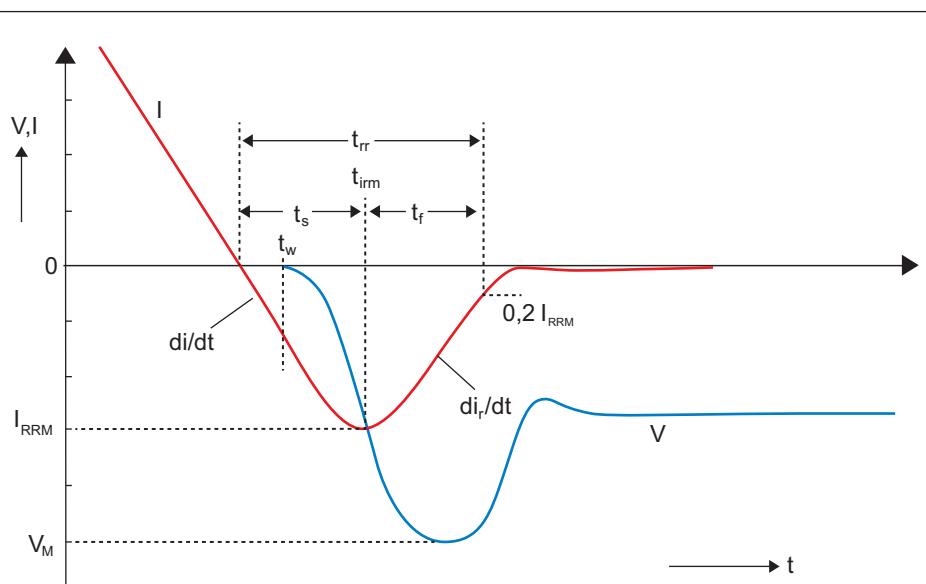


Рис. 6. Эпюры тока и напряжения при обратном восстановлении диода, определение основных параметров

модулей IGBT для оценки их динамических свойств [2].

Скорость изменения тока (di/dt) задается резисторами затвора R_{Gon} и R_{Goff} . На схеме показаны паразитные индуктивности $L_o1\dots3$, находящиеся в цепи коммутации между конденсаторами DC-шины и активными элементами T_1 и D_1 . Типовые эпюры сигналов при проведении «двуихимпульсного» теста приведены на рис. 5. Когда IGBT закрывается, ток нагрузки L_L замыкается через оппозитный диод $D1$. При следующем включении транзистора в первый момент он будет проводить ток не только нагрузки, но и обратного восстановления диода. В этом состоянии к IGBT все еще приложено высокое напряжение, почти равное V_{CC} , поэтому потери включения E_{on} максимальны.

Характеристику восстановления диода можно разделить на два участка, соответствующих росту обратного тока до пикового значения I_{RRM} и последующего спада до нуля со скоростью di/dt (рис. 6). Вторая из описанных фаз соответствует протеканию «хвостового» тока IGBT, поэтому время восстановления t_{rr} не может быть определено точно. Хвостовой участок создает наибольшие потери в диоде, поскольку к нему в этот период времени уже приложено напряжение. Компоненты с «резкой» кривой восстановления имеют меньший «хвост» и, соответственно, меньший уровень динамических потерь, однако они генерируют более высокое перенапряжение при выключении. Для IGBT данный участок характеристики не является столь критическим, поскольку

напряжение на нем к этому времени уже существенно спадает.

Для перехода диода из проводящего в закрытое состояние необходимо удалить заряд, накопленный в области перехода. Его рассасывание приводит к появлению реверсивного тока, форма и длительность которого определяют характеристики обратного восстановления диода. Крутизна фронта тока FWD (di/dt , рис. 6) зависит от скорости включения IGBT и индуктивности цепи коммутации. В точке t_0 ток меняет направление, а в момент времени t_w начинается резкий рост напряжения на диоде, при этом $p-n$ -переход уже полностью освобожден от носителей заряда. Ток обратного восстановления достигает своего пика I_{RRM} , после чего уменьшается до уровня утечки. Форма токовой кривой полностью зависит от свойств диода, ее крутой спад говорит о резком характере восстановления, а медленный, соответственно, свойствен диодам с плавной или «мягкой» характеристикой.

От скорости восстановления di/dt зависит величина коммутационного перенапряжения, поэтому для антипараллельных/оппозитных диодов «плавность» важнее, чем быстродействие. Как видно из рис. 6, время обратного восстановления t_{rr} определяется t_0 до момента, когда ток спадает до 20% от I_{RRM} .

Заключение

Представленный в статье материал дает лишь приблизительный обзор темы «двуихимпульсного теста», о котором можно написать



Рис. 7. Многофункциональный цифровой генератор Firstack для проведения «двуихимпульсного» теста

целую книгу. Автор надеется, что это краткое изложение увеличит число поклонников метода double pulse, позволяющего, кроме всего прочего, определить оптимальные величины резисторов затвора, элементов схемы защиты и т. п.

Для специалистов, понимающих важность подобного рода испытаний, сообщим, что ряд фирм выпускает оборудование для их проведения. В частности, такой прибор, производимый компанией Firstack, показан на рис. 7 [3]. ■

Литература

1. Материалы сайта www.saxogy.de
2. Винтрич А. и др. О феноменальном поведении диодов // Силовая электроника. 2016. № 6.
3. Колпаков А. Разворот на Восток и доступная функциональность. Часть 3. Firstack Technology // Силовая электроника. 2023. № 2.

**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 танталовые
K52-1, K52-1М, K52-1БМ, K52-1Б, K52-9, K52-11, K52-17, K52-18, K52-19, K52-20, K52-21, K52-24, K52-26(чип), K52-27(чип), K52-28, K52-29, K52-30

оксидно-полупроводниковые танталовые
K53-1А, K53-7, K53-65(чип), K53-66, K53-68(чип), K53-69(чип), K53-71(чип), K53-72(чип), K53-74(чип), K53-77(чип), K53-78(чип), K53-82

суперконденсаторы (ионисторы)
K58-26, K58-27, K58-28, K58-29, K58-30, K58-31, K58-32, K58-33

накопители электрической энергии
на основе модульной сборки суперконденсаторов
МИК, МИЧ, ИТИ, НЭЭ

Модульный импульсный генератор dv/dt

для оценки долговременной надежности изоляции. Часть 1

Технологии силовой электроники постоянно совершенствуются, что неизбежно сопровождается появлением новых требований. Изоляция вращающихся электрических машин, трансформаторов, кабелей или подшипников испытывает очень высокие стрессы, связанные с крутыми фронтами напряжения dv/dt , генерируемыми инвертором. В частности, стремительный прогресс технологий быстрых полупроводников ставит новые задачи, которые должны решаться производителями изоляционных материалов и системными интеграторами.

**Проф. Бенджамин Сахан
(Benjamin Sahan)¹**

**Проф. Кристиан Штаубах
(Christian Staubach)¹**

**Кевин Качмарек
(Kevin Kaczmarek)¹**

**Штефан Реддиг
(Stefan Reddig)¹**

**Конрад Домс
(Konrad Domes)²**

**Филипп Беркемайер
(Philipp Berkemeier)²**

**Феликс Шенлебе
(Felix Schönlebe)²**

**Перевод:
Евгений Карташев**

Проблемы надежности изоляции становятся все более актуальными из-за увеличения уровней напряжения питания во многих областях применения, например в электромобилях (400–800 В) и фотоэлектрических системах (1000–1500 В). Повышение скорости коммутации и крутизны фронтов инвертора dv/dt создает дополнительный стресс для изоляции, отсутствующий при использовании традиционного синусоидального напряжения 50 Гц, по следующим причинам:

- понижение начального напряжения частичного разряда (P_{div}) и повышение активности частичного разряда;
- неоднородное распределение напряжения в обмотках [1];
- эффекты поляризации и нагрев диэлектрика, вызванный токами смещения.

На рис. 1а представлен испытательный образец витого провода, подвергающийся dv/dt -стрессу во время работы инвертора. Сильный коронный разряд хорошо виден невооруженным глазом. На рис. 1б показано повреждение эмалированной изоляции провода, выполненного в виде витой пары. Воздействие импульсного напряжения выявило явные признаки эрозии при частичном разряде. И наконец, на рис. 1в представлена пример отказалавшего двигателя с поврежденной изоляцией обмоток.

В таких сложных условиях эксплуатации электрических машин решающее значение приобретает четкое понимание процесса старения и возможность оценки срока службы изоляции.

Компания SAXOGY и Ганноверский университет прикладных наук (Hannover University of Applied Sciences) разработали испытательный стенд, имитирующий процессы, возникающие при работе инвертора, и предназначенный для ускоренной оценки долговечности изоляции. Проект, названный «ISODyn», поддержан немецким исследовательским фондом ZIM.

Технические требования к испытательному напряжению

В настоящее время не существует единого международного стандарта по тестированию проводов

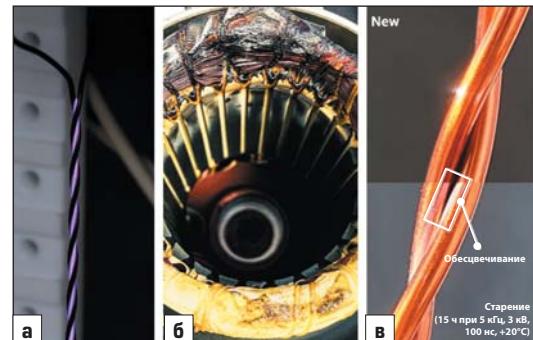


Рис. 1. а) Испытательный образец витого провода с сильным коронным разрядом; б) обмотки двигателя с поврежденной изоляцией; в) витая пара после испытаний на надежность (протестирован в Ганноверской лаборатории)

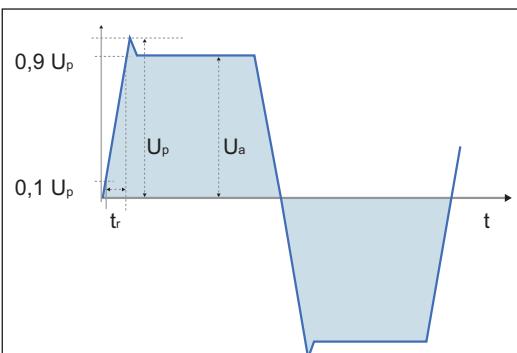


Рис. 2. Определение формы испытательного напряжения

¹Ганноверский университет прикладных наук

²SAXOGY POWER ELECTRONICS GmbH

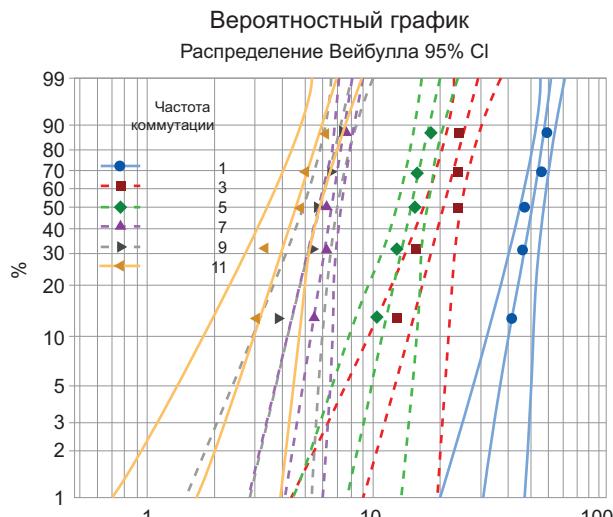


Рис. 3. Вероятностный график срока службы в зависимости от частоты переключения

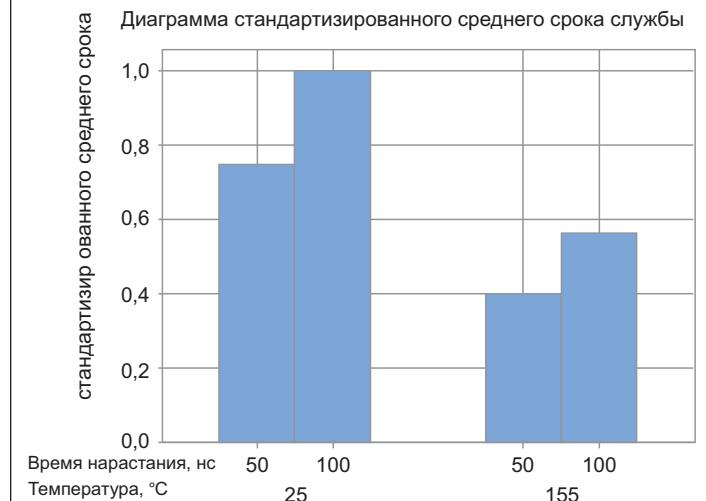


Рис. 4. Влияние времени нарастания и температуры на срок службы обычных эмалей для медной проволоки

обмоток при воздействии высокочастотных импульсов напряжения. Поэтому на основе действующего китайского стандарта GB/T 4074.21-2018, а также отзывов производителей оборудования были сформированы требования к импульсному генератору dv/dt в соответствии с рис. 2:

- форма напряжения: двуполярные прямоугольные импульсы;
- пиковое напряжение: 1,5 кВ (с возможностью масштабирования);
- время нарастания $t_r > 25$ нс (10–90%) – регулируемое;
- макс. крутизна фронта dv/dt : 60 кВ/мкс;
- частота повторения импульсов: 20 кГц;
- температура $>+180$ °C;
- перенапряжение ($1\text{-Up}/U_a$) $<2\%$;
- испытуемое устройство должно быть заземлено.

Обмотки двигателя выходят из строя из-за повреждения изоляции, которая разрушается с течением времени под воздействием импульсов напряжения с крутыми фронтами dv/dt . Постепенная деградация может привести к образованию дуги, что в конечном итоге снижает сопротивление изоляции и заканчивается пробоем. Оценка этого процесса необходима для достоверного определения конечного срока службы электрической машины.

Факторы, влияющие на долговременную надежность изоляции

В ходе испытаний проводились различные измерения, полученные результаты подвергались статистическому анализу. Испытательные образцы представляют собой витые пары медных проводов, соответствующих спецификациям стандарта IEC 60851. На первом этапе исследовалось влияние частоты импульсов f_p на ресурс обычной медной проволочной эмали без добавок (рис. 3). Образцы получали повреждения в среднем за время от 4 минут (при частоте 11 кГц) до 55 минут (при частоте 1 кГц).

Кроме того, исследовалось влияние скорости нарастания, температуры и изоляционного материала на конечный срок службы, при этом использовались различные комбинации времени нарастания (t_r) и температуры [2]. Это позволяет сделать следующие выводы:

- срок службы изоляции уменьшается почти линейно с увеличением частоты f_p ;
- изменение времени нарастания импульса оказывает заметное влияние на срок службы (рис. 4);
- повышение рабочей температуры сокращает ресурс изделия (рис. 4).

Также было обнаружено, что выбор изоляционного материала и его структурный состав существенно влияют на общий срок службы [2].

Модульный импульсный генератор dv/dt для проверки надежности изоляции

Компания SAXOGY POWER ELECTRONICS и Ганноверский университет прикладных наук (Hannover University of Applied Sciences) совместно разработали модульный генератор высоковольтных импульсов, показанный на рис. 5.

Генератор создан с применением технологии SiC MOSFET. Возможность настройки режимов позволяет адаптировать его к кон-

кретным условиям испытаний и новым стандартам в области проверки изоляции.

Концепция масштабируемости обеспечивает расширение возможностей прибора в зависимости от особенностей тестируемых систем. Форма биполярного сигнала регулируется в широком диапазоне напряжений 0,4–12 кВ, при этом генератор способен создавать перепады напряжения до 200 кВ/мкс.

Конфигурация режимов работы генератора

Для того чтобы уровень перенапряжений инвертора на основе SiC MOSFET не превышал 2%, была разработана прецизионная схема управления затвором. Во время переключения формируется почти линейный перепад напряжения, обеспечивающий постоянное испытательное воздействие на фронтах нарастания и спада. Для регулировки уровня воздействия выполняется 16 шагов точной настройки величины dv/dt в соответствии с требованиями конкретного стандарта тестирования изоляции. Для изменения времени тестирования в ходе ускоренных испытаний частоту импульсов можно установить в диапазоне 2–20 кГц.

В дополнение к ключевым электрическим характеристикам установки для проверки изоляции, при разработке стенда были учтены два основных требования, предъявляемых к надежностным тестам:

1. Тестовый сигнал ни при каких условиях не должен превышать пределы возможностей собственной изоляции генератора и создавать для нее недопустимые нагрузки.
2. Большинство испытаний изоляции заканчивается пробоем, который, с точки зрения генератора, представляет собой низкоимпедансное короткое замыкание. Ток КЗ должен быть обнаружен и прерван в течение нескольких мкс. Это требование должно выполняться в течение всего срока службы устройства.



Рис. 5. Силовой блок импульсного генератора dv/dt SAXOGY

Более подробная информация о разработке генератора и его конфигурациях будет дана во второй части статьи.

Исследования и разработки в области ускоренных испытаний долговечности изоляции

Результатом совместных усилий SAXOGY и Ганноверского университета прикладных наук стала разработка усовершенствованного модульного импульсного генератора dv/dt , что

стало заметным шагом вперед в области ускоренных испытаний изоляции на долговечность. Прибор является ценным инструментом для проверки существующих и разработки новых изоляционных материалов и технологий, что способствует совершенствованию перспективных силовых электронных систем.

Учитывая важность темы, мы планируем опубликовать продолжение статьи. Следующая часть будет посвящена конструкции и задачам новой установки для испытаний изоляции на воздействие dv/dt .

Литература

- WEG technical guide “Induction motors fed by PWM frequency inverters” <https://static.weg.net/medias/downloadcenter/hcb/h20/WEG-induction-motors-fed-by-pwm-frequency-inverters-50029350-brochure-english-web.pdf>
- Staubach C. et al. Inverter voltage endurance testing of twisted pairs acc. IEC 60851 with a self-developed, adjustable generator” IEEE Electrical Insulation Conference (EIC), 2024 (accepted for publication).

Твердотельное реле переменного тока с управлением по интерфейсу RS-485 (MODBUS RTU) от «Протон-Импульс»



Предприятие ЗАО «Протон-Импульс» запускает производство серии твердотельных реле переменного тока с управлением по интерфейсу RS-485, использующих протокол MODBUS RTU. Устройство предназначено для применения в системах автоматики, автоматизированных системах управления технологическими процессами, а также в высоконадежных устройствах, включая объекты на удаленных площадках. Прямое управ-

ление реле через последовательный интерфейс устраняет необходимость в использовании промежуточных контроллеров, тем самым повышая гибкость и надежность системы. Реле выпускается с номинальным током до 100 А и напряжением до 510 В переменного тока.

Особенности реле:

- Коммутационный элемент: тиристоры (не возникает дуг и искр при коммутации, неограниченное количество коммутаций, включение и выключение через «»).
- Детекция разрыва нагрузки до и после включения.
- Контроль перегрева силового элемента с автоматическим отключением/включением.
- Гибкая настройка параметров RS-485 соединения через MODBUS-регистры (скорость, стоп-биты, контроль четности).
- Защита силовых цепей и цепей RS-485 от перенапряжений.

- NHWD-таймер (No Host Watch Dog) — отслеживание связи с HOST-устройством с автоматическим переключением в безопасный режим.
- Регистр команд (CMD) для удаленной перезагрузки устройства и сброса на заводские настройки.
- Регистр, показывающий внешнее напряжение питания.
- Регистр, отображающий текущую температуру силовых элементов.
- Регистр, показывающий текущее состояние устройства (наличие ошибок в работе или перегрев).
- Светодиодный индикатор состояния устройства.
- Два вспомогательных контакта могут быть настроены с заказчиком для различных функций (дополнительные дискретные выходы, аналоговые входы и другое).

<https://proton-impuls.com/>

Новая серия DC/DC-преобразователей для железнодорожного транспорта от MEAN WELL

Компания MEAN WELL представляет новую серию источников питания для железнодорожного транспорта — RQB150W12, которая продолжает ж/д линейку MEAN WELL мощностью 40 и 150 Вт в корпусе форм-фактора Quarter Bricks. Данная серия обеспечивает высокий КПД (до 90%) в широком диапазоне рабочих температур $-40\dots+90^{\circ}\text{C}$. Новинки удовлетворяют потребности в преобразовании энергии во всех электронных модулях железнодорожного состава, таких как GSM/LTE-ретрансляторы, модули управления поездом, системы видеонаблюдения, системы противопожарной безопасности, системы управления дверями, мониторы, внутреннее освещение и информационно-развлекательные системы.

Общеизвестно, что электроника железнодорожных систем должна надежно выдерживать самые суровые условия эксплуатации: резкие перепады температуры, удары и вибрации, высокую влаж-

ность, воздействие загрязнений и солевого тумана, а также иметь устойчивость к огню и дыму, защищенность от перебоев и перепадов напряжения питания. Благодаря соответствуию всем перечисленным требованиям такая электроника отличается высокой надежностью и длительным циклом эксплуатации.

Новая серия RQB150W12 обеспечивает следующие ключевые преимущества:

- широкий диапазон входного напряжения 12:1 (14~160 В пост. тока);
- полностью герметичный: ударопрочный, пыленепроницаемый и влагостойкий корпус форм-фактора Quarter Bricks (2,28×1,45×0,5") (Д×Ш×В): 57,9×36,8×12,7 мм с выводами промышленного стандарта;
- широкий диапазон рабочей температуры: $-40\dots+90^{\circ}\text{C}$;
- изоляция вход/выход: 2 кВ перем. тока или 3 кВ пост. тока;



- функции защиты: короткое замыкание, перегрузка, перенапряжение, перегрев, защита от пониженного входного напряжения;
- дистанционное управление включением/выключением;
- выходное напряжение регулируется $\pm 10\%$;
- сертификаты соответствия: EN50155/EN50121-3-2, UL 62368-1, EAC, CE;
- гарантия: 3 года.

www.eltech.spb.ru

ОРГАНИЗATOR



МИНИСТЕРСТВО ОБОРОНЫ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ВЫСТАВОЧНЫЙ ОПЕРАТОР



МЕЖДУНАРОДНЫЕ
КОНГРЕССЫ И ВЫСТАВКИ

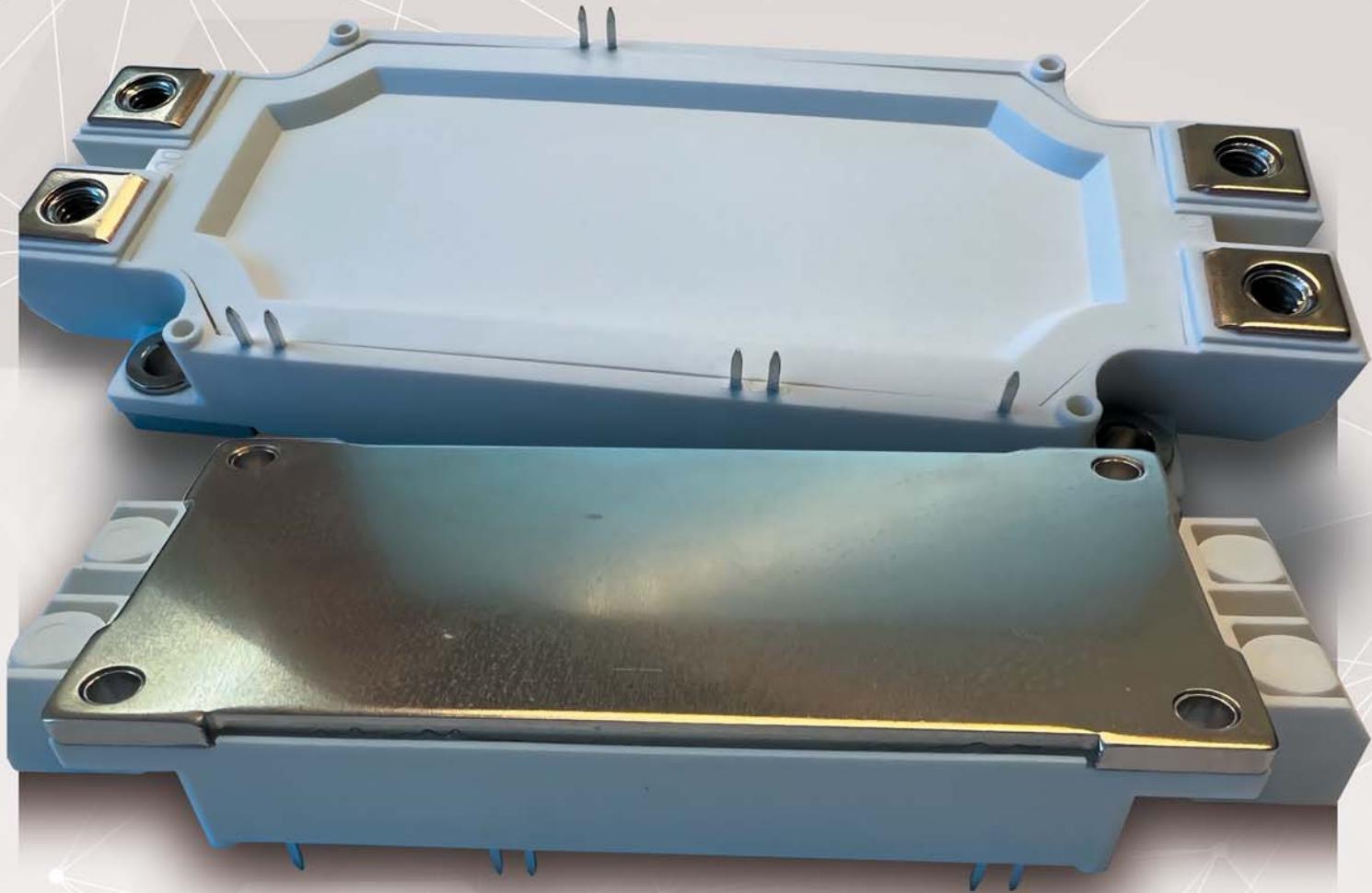


МЕЖДУНАРОДНЫЙ
ВОЕННО-ТЕХНИЧЕСКИЙ
ФОРУМ «АРМИЯ-2024»

12–18 АВГУСТА
ПАТРИОТ ЭКСПО

www.rusarmyexpo.ru

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



WWW.I-POWERS.RU