

ТЕМАТИЧЕСКОЕ  
ПРИЛОЖЕНИЕ  
К ЖУРНАЛУ  
КОМПОНЕНТЫ  
И ТЕХНОЛОГИИ

№ 1'2016  
ФЕВРАЛЬ

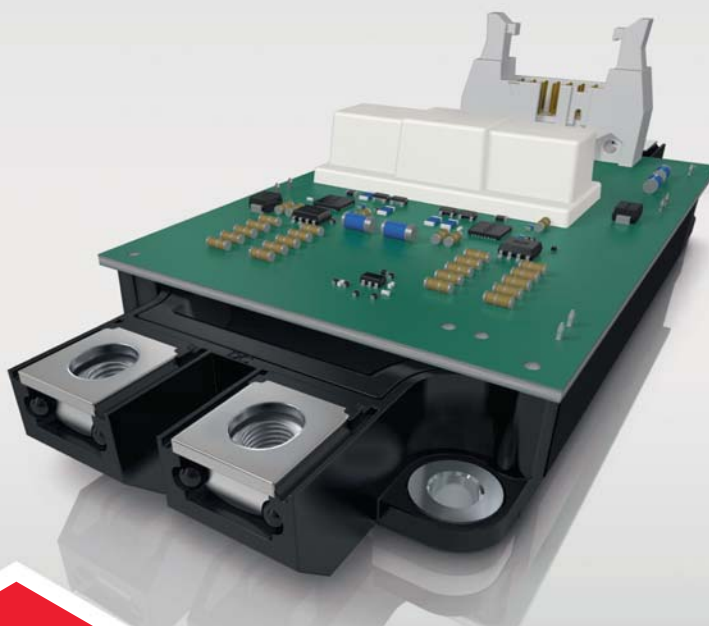
# СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

ISSN 2079-9322

**SEMIKRON**  
innovation + service

SEMIx3 Press Fit / SEMIX 12

новое поколение модулей IGBT и цифровых драйверов  
с соединением методом прессовой посадки



#### Модули IGBT SEMIX3 Press Fit

Рабочее напряжение — 1200 и 1700 В  
Номинальный ток — 300, 450, 600 А

Новейшее поколение кристаллов Trench 4, CAL 4HD  
Опционально — поставка модулей с нанесенной термопастой с изменяемым фазовым состоянием

#### Цифровой драйвер SKYPER 12

Цифровой способ передачи данных по дифференциальному каналу  
Все базовые виды защит

Высокие показатели EMC

Первая на рынке сборка «модуль IGBT-драйвер»,  
сертифицированная производителем



Моторные  
привода



Энергетика



Системы  
электропитания



Городской  
транспорт

www.semikron.com/contact

#### SEMIKRON

197101, Санкт-Петербург,  
ул. Большая Пушкарская, д. 41  
Тел. +7 (812) 232-9825  
E-mail: andrey.kolpakov@semikron.com

#### Новые технологии www.ntcom.ru

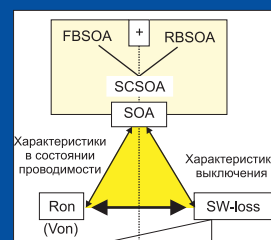
Москва  
+7 (499) 201-00-81  
E-mail: semikron@ntcom.ru

Новосибирск  
+7 (383) 315-31-77  
E-mail: semikron@ntcom.ru

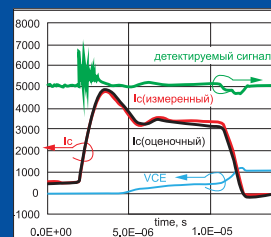
#### PT Electronics

www.ptelectronics.ru  
Санкт-Петербург  
Тел. +7 (812) 324-63-50  
E-mail: power@ptelectronics.ru

Москва  
Тел. +7 (495) 517-92-66  
E-mail: moscow@ptelectronics.ru



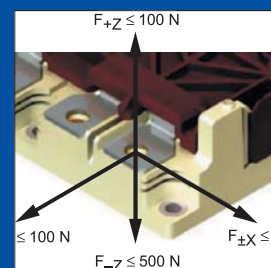
Все, что надо знать про SOA



Высоковольтные модули  
с низкой внутренней  
индуктивностью  
для следующего поколения  
чипов — nHPD<sup>2</sup>



Повышающий  
DC/DC-конвертер в режиме  
чередования фаз  
на основе нового поколения  
карбидокремниевых MOSFET



О климатике, механике,  
космическом излучении  
и прочих полезных вещах



# POWER ELECTRONICS



ufi  
Approved  
Event

13-я Международная выставка компонентов  
и систем силовой электроники

**25–27 октября 2016**  
Москва, Крокус Экспо

Организаторы:



primexpo

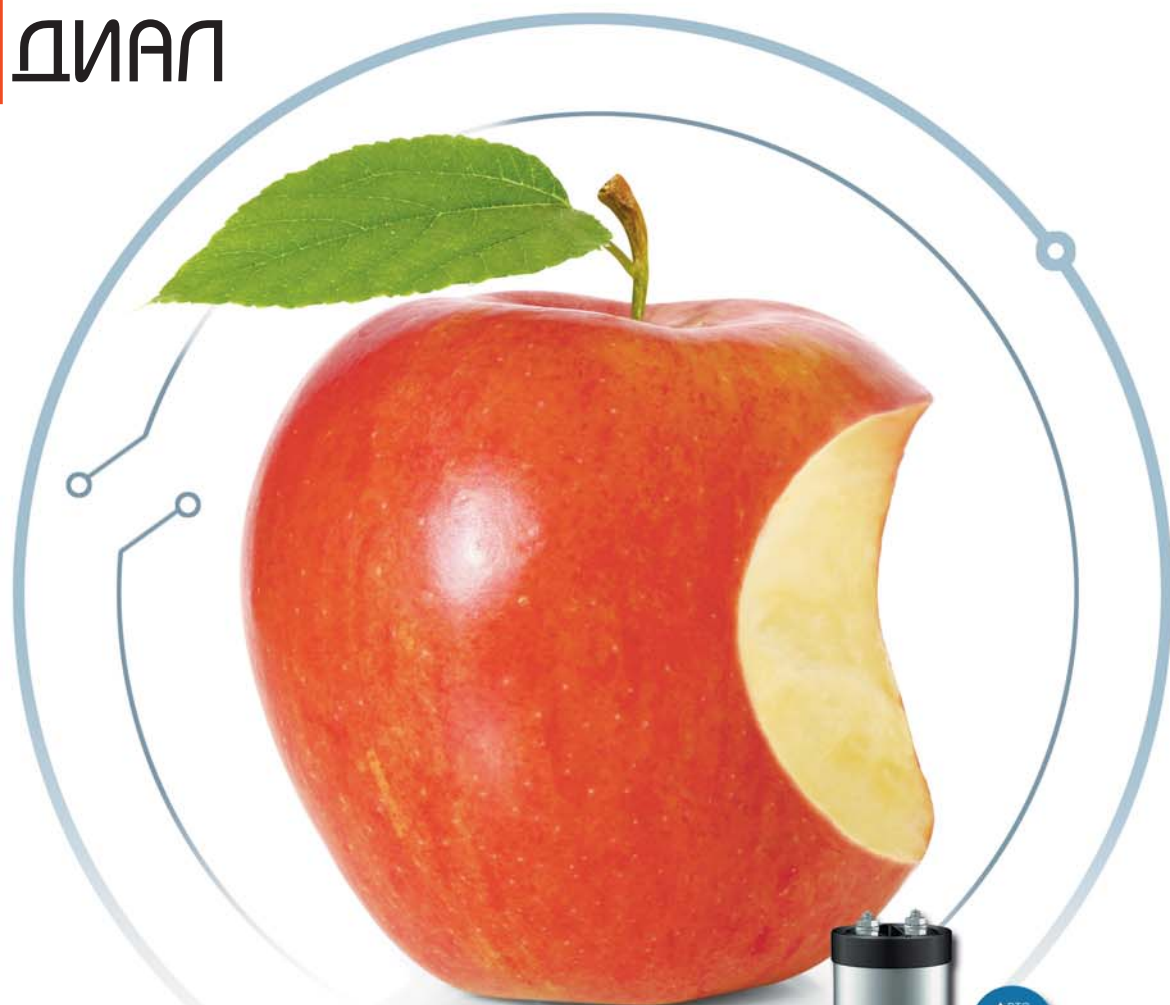


+7 (812) 380 6003 / 07 / 00  
power@primexpo.ru

Забронируйте стенд на сайте:  
**powerelectronics.ru**







Или гаджеты.  
Всё ценное внутри!

# ЭЛЕКТРОНИКА

[www.dialelectrolux.ru](http://www.dialelectrolux.ru)

**ELECTRONICON** always in charge **Fuji Electric** Innovating Energy Technology

**TDK** **MITSUBISHI ELECTRIC** **VISHAY**

**IXYS** **KEMET** CHARGED



Центральный офис: «ДИАЛ-Компонент»  
Тел./факсы: +7 (495) 777-03-27, 995-20-20  
E-mail: [sales@dialcomponent.ru](mailto:sales@dialcomponent.ru)

Представительство в Санкт-Петербурге: «ДИАЛ-Нева»  
Тел./факсы: +7 (812) 600-17-55, 493-39-24  
E-mail: [spb@dialcomponent.ru](mailto:spb@dialcomponent.ru)



dialmovie



dialcompany



**Главный редактор**  
Павел Правосудов pavel@fsmedia.ru

**Зам. главного редактора**  
Анна Соснина a.sosnina@mtu-net.ru

**Выпускающий редактор**  
Елена Якименко elena.yakimenko@fsmedia.ru

**Технический консультант**  
Андрей Колпаков

**Новостной редактор**  
Наталья Новикова natalia.novikova@fsmedia.ru

**Литературный редактор**  
Екатерина Трофимова

**Дизайн и верстка**  
Дмитрий Никаноров dmitry.nikanorov@fsmedia.ru

**Отдел рекламы**  
Ольга Зайцева olga\_z@fsmedia.ru  
Ирина Миленина irina@fsmedia.ru

**Отдел подписки**  
Наталья Виноградова podpiska@fsmedia.ru

**Москва**  
105120, Москва,  
Нижняя Сыромятническая ул., 10, стр. 4, офис 218  
Тел./факс: (495) 987-3720

**Санкт-Петербург**  
197101, Санкт-Петербург,  
Петроградская наб., 34, лит. Б  
Тел. (812) 438-1538  
Факс (812) 346-0665  
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  
E-mail: murom@premier-electric.com

**Подписной индекс**  
Каталог агентства «Роспечать» 20370  
Агентство KSS 27039  
Тел. в Киеве: (044) 270-6220, 270-6222

Подписано в печать 04.02.16  
Тираж 4000 экз.  
Свободная цена

Журнал «Силовая электроника» зарегистрирован  
Федеральной службой по надзору в сфере связи  
и массовых коммуникаций. Свидетельство  
о регистрации средства массовой информации  
ПИ № ФС77-34160 от 26 ноября 2008 года.

**Учредитель:** ЗАО «Медиа Групп Файнстрит»  
**Издатель, редакция:** ООО «Медиа КиТ»  
197101, г. Санкт-Петербург,  
Петроградская наб., 34Б  
Отпечатано в типографии ООО «Акцент Групп»,  
194044, Санкт-Петербург,  
Б. Сампсониевский пр., д. 60 лит. И4

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

**Антон Гореев**

Защита от кондуктивных помех с помощью фильтров EPCOS .....7

**Томас Шютце (Thomas Schütze), Георг Боргхофф (Georg Borghoff),  
Маттиас Виссен (Matthias Wissen), Александр Хен (Alexander Höhn)**

«Ответ» на вызовы прогресса. ....14

**Андрей Колпаков**

Все, что надо знать про SOA. ....18

**Станислав Резников, Игорь Харченко, Андрей Лавринович**

Модернизация нерассеивающих демпферно-снабберных  
цепочек для мягкой коммутации и защиты ключей  
импульсных преобразователей .....26

**Дайсукэ Кавасае (Daisuke Kawase), Масамитсу Инаба (Masamitsu Inaba),  
Кейсукэ Хориючи (Keisuke Horiuchi), Кацуаки Сайто (Katsuaki Saito)  
Перевод: Андрей Колпаков, Евгений Карташев**

Высоковольтные модули с низкой внутренней  
индуктивностью для следующего поколения чипов — nHPD<sup>2</sup>. ....30

**Патрик Шуле (Patrick Schuler)**

Мониторинг состояния трансформатора  
с помощью интеллектуального счетчика и катушек Роговского ....36

## Источники питания

**Руслан Хансуваров**

Применение программируемых источников питания  
для тестирования мощных лазерных диодов и светодиодов .....38

**Сергей Шишкин**

К вопросу обеспечения электропитанием  
научных установок и оборудования на борту самолета .....41

**Константин Менакер, Максим Востриков, Анна Цветаева**

Создание высокоэффективных  
импульсных источников электропитания  
на основе квадратичного способа накопления энергии .....46

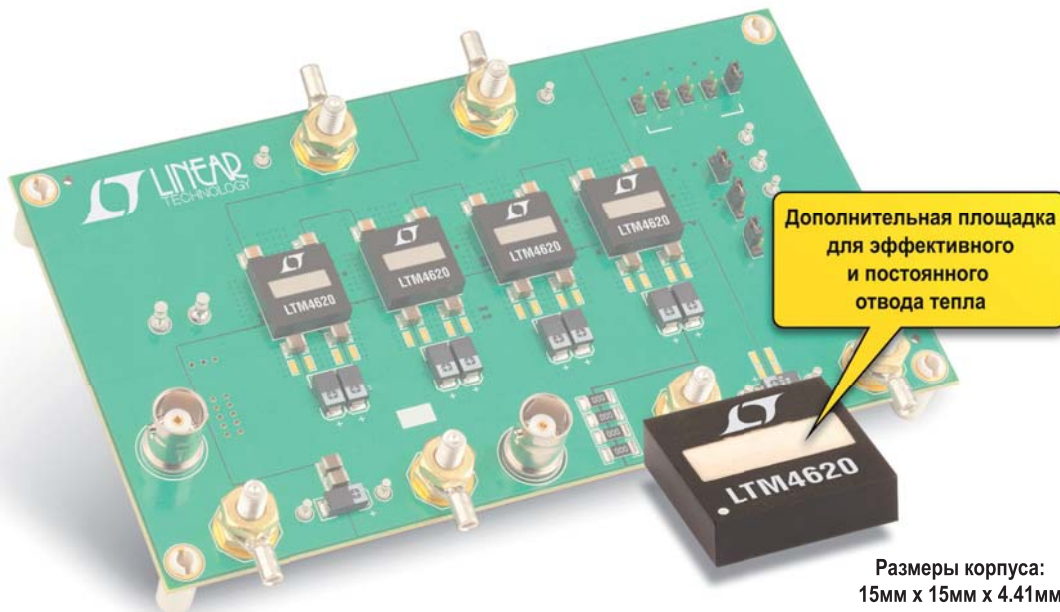
**Дарья Мамаева, Юрий Зинин**

Схемотехническое моделирование полирезонансного источника  
электропитания в программе Micro-Cap 10 .....52



# Стабилизатор $\mu$ Module: 26A на один канал или два канала по 13A

Возможность получить выходной ток до 100А с помощью четырёх микромодулей LTM<sup>®</sup>4620



## Производительность



Высокий КПД



точность установки тока на канал\*



Быстросрабатывающая защита от короткого замыкания



Превосходный тепловой режим\*\*

## Особенности

- Готовый понижающий стабилизатор со встроенными индуктивностью, силовыми ключами (MOSFET) и контроллером DC/DC обеспечивает два канала по 13A или 26A в одноканальном режиме
- $4,5V \leq U_{вх} \leq 16V$
- $0,6V \leq U_{вых} \leq 2,5V$
- Встроенные цепи измерения температуры
- $\pm 1,5\%$  - точность установки выходного напряжения во всём диапазоне рабочих температур при использовании схемы измерения тока на нагрузке (Remote Sense Amplifier)
- Совместимость по выводам с микромодулем LTM4628: два канала по 8A или один канал на 16A

\* 4 x LTM4620 при 100A

\*\* Нагрев 60°C, T<sub>а</sub> = 28°C, Скорость обдува 200LFM, 12V<sub>вх</sub>, 1.2V<sub>вых</sub>, 100A

## Просмотр Видео



[www.linear.com/umodule/techclips](http://www.linear.com/umodule/techclips)

## Информация

[www.linear.com/LTM4620](http://www.linear.com/LTM4620)



Скачать каталог по uModule

[www.linear.com/umoduleguide](http://www.linear.com/umoduleguide)

*L, LT, LTC, LTM, Linear Technology, the Linear logo and  $\mu$ Module are registered trademarks of Linear Technology Corporation. All other trademarks are the property of their respective owners.*

Linear Technology AB (Finland)  
Linear Technology AB (Sweden)

+358-46-712 21 71  
+46-8-623 16 00  
nordicsales@linear.com

 **LINEAR**  
TECHNOLOGY

Официальные Дистрибьюторы  
Atrow Electronics St. Petersburg  
Гамма  
PT Electronics St. Petersburg

+7-812-334 31 01  
+7-813-783 15 09  
+7-812-324 63 50

Editor-in-chief

Pavel Pravosudov pavel@fsmedia.ru

Managing editor

Elena Yakimenko elena.yakimenko@fsmedia.ru

Technical editor

Andrey Kolpakov

News Editor

Natalia Novikova natalia.novikova@fsmedia.ru

Literary editor

Ekaterina Trofimova

Design and layout

Dmitry Nikanorov dmitry.nikanorov@fsmedia.ru

Advertising department

Olga Zaytseva olga\_z@fsmedia.ru  
Irina Milenina irina@fsmedia.ru

Subscription department

Natalia Vinogradova podpiska@fsmedia.ru

Editorial office

105120, Russia, Moscow,  
Nizhnaya Syromatnicheskaya str., 10, str 4, of. 218  
Tel./Fax: (495) 775-1676

197101, Russia, St. Petersburg,  
Petrogradskaya Emb., b. 34 "B"  
Tel. (812) 438-1538  
Fax (812) 346-0665  
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

KSS agency

Tel. in Kiev: (044) 270-6220, 270-6222  
Subscription index 27039

## Геннадий Белов

Использование нелинейных структурных динамических моделей импульсных преобразователей постоянного напряжения для расчета статических характеристик. ....58

## Джимми Лю (Jimmy Liu), Кин Лап Вонг (Kin Lap Wong), Скотт Аллен (Scott Allen), Джон Моокен (John Mookken) Перевод: Евгений Карташов, Андрей Лебедев

Повышающий DC/DC-конвертер в режиме чередования фаз на основе нового поколения карбидокремниевых MOSFET .....64

## Приводы

### Валентин Юрзин

Система контроля нагрузки высоковольтных синхронных электродвигателей на основе микропроцессора STM32F407 .....70

## Надежность

### Аренд Винтрих (Arendt Wintrich), Ульрих Николаи (Ulrich Nicolai), Вернер Турски (Werner Tursky), Тобиас Рейман (Tobias Reimann) Перевод и комментарии: Андрей Колпаков

О климатике, механике, космическом излучении и прочих полезных вещах .....74

## Список рекламы

Linear Technology	3
Microchip Limited	45
PT Electronics	4-я обл.
Диал Компонент, ООО	1
НПФ Диполь, АО	вклейка
Компания Квест, ООО	51
ЛЕМ Россия, ООО	37
ЛИГРА, ООО	37
Макро групп, ООО	73
Платан Компонентс, ЗАО	29
Промэлектроника ТД, ООО	13
Протон-Электротекс ТД, АО	25
СЕМИКРОН, ООО	1-я обл.
Силовая Электроника, ООО	6
Симметрон, ЗАО	17
Элеконд, ОАО	35

Выставка "POWER-GEN"	3-я обл.
Выставка «Силовая Электроника»	2-я обл.
Выставка «Фотоника»	73
Выставка «ЭкспоЭлектроника»	5
Выставка «Электроника-транспорт»	80
Выставка «Энергетика. Электротехника»	51



# Е•Х•Р•О ELECTRONICA



ufi  
Approved  
Event

19-я Международная выставка  
электронных компонентов,  
модулей и комплектующих

0+



15–17 марта

2016

Москва, Крокус Экспо

ВСЕ ЦВЕТ ЭЛЕКТРОНИКИ

Совместно  
с выставкой



Организаторы:

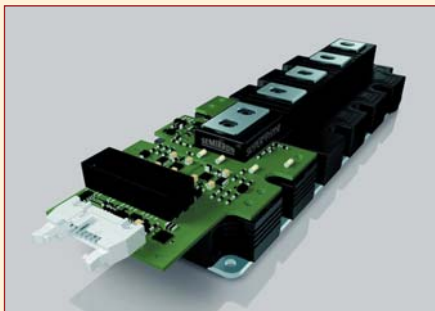


+7 (812) 380 6003/07/00  
electron@primexpo.ru

Получите электронный билет: [exproelectronica.ru](http://exproelectronica.ru)



## SKYPER Prime — новый цифровой драйвер IGBT для управления модулями SEMITRANS 10 и PrimePACK от SEMIKRON



Компания SEMIKRON выпустила новый цифровой драйвер SKYPER Prime, предназначенный для работы с модулями IGBT SEMITRANS 10 и PrimePACK. Помимо функции управления и защиты, новый драйвер формирует гальванически развязанные сигналы напряжения и температуры. Эта возможность, а также отсутствие внешних источников питания позволяет сэкономить до 10% стоимости системы. С датчиков поступают ШИМ модулированные сигналы, допускающие прямое подключение к контроллеру без дополнительного аналого-цифрового преобразования. Встроенная защита от перегрева и перенапряжения в сочета-

нии со схемой обработки сигналов неисправности позволяет безопасно эксплуатировать силовые модули в соответствующих мощностных пределах. SKYPER Prime предназначен для управления модулями 12-го и 17-го класса с током до 1400 А. Адаптация области безопасной работы (SOA) для конкретного модуля IGBT предусматривает увеличение выходной мощности до 30% по сравнению с существующими решениями. Это дает возможность исключить применение дорогостоящих дополнительных схем защиты и существенно повысить производительность. С той же целью создана новая концепция параллельного соединения. Цифровая обработка сигнала обеспечивает высокую синхронность переключения параллельных модулей, независимый анализ неисправности и симметричное распределение токов, что необходимо для получения максимальной выходной мощности. В драйвере SKYPER Prime использован новый чипсет SEMIKRON ASIC, имеющий среднюю наработку на отказ (MTBF) более 3 млн ч при полной нагрузке. Специализированная микросхема обеспечивает действие источника питания, функции защиты и управления, а внешние выходные

каскады спроектированы с учетом оптимальной тепловой развязки. Изолированная информация передается по цифровым каналам — такой способ трансляции данных намного надежнее традиционного (аналогового), даже при высоких значениях  $dv/dt$ . Благодаря этому устройство управления стабильно работает даже при наличии помех на сигнальных линиях с уровнем до 4 кВ. Функция мягкого отключения (SoftOff) и мониторинг напряжения VCE предотвращают возникновение опасных перенапряжений в случае короткого замыкания без использования цепей активного ограничения. Высокая устойчивость к электромагнитным шумам у драйверов SKYPER достигается за счет функции подавления коротких импульсов и новой концепции заземления интерфейсной платы.

Наличие встроенной схемы обработки сигнала датчиков, доступных пользователю в виде цифровых сигналов, и легкость параллельного соединения модулей IGBT делают новый драйвер SKYPER Prime хорошим выбором для применения в устройствах мегаваттного диапазона мощности.

[www.ptelectronics.ru](http://www.ptelectronics.ru)

### ВСТРАИВАЕМЫЕ И МОДУЛЬНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ПО КАТАЛОГУ И НА ЗАКАЗ



- Серийные блоки и модули питания мощностью 3...600 Вт

- Заказные блоки питания мощностью до 1600 Вт

- Приемка ОТК и ВП

- Гарантийный срок до 5 лет

- Сертификат соответствия СМК  
ГОСТ ISO 9001-2011, ГОСТ РВ.15.002-2012  
№ ВР 31.1.7202-2014



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



# Защита

# ОТ КОНДУКТИВНЫХ ПОМЕХ

## С ПОМОЩЬЮ ФИЛЬТРОВ EPCOS

Антон Гореев

goreev@promelec.ru

**Т**ермин «электромагнитная совместимость» (ЭМС) объединяет такие известные электромагнитные явления, как радиопомехи, влияние на сеть, перенапряжения, колебания напряжения сети, электромагнитные влияния, паразитные связи, фон промышленной частоты 50 Гц, воздействия заземления и т. д. Однако у этого понятия существует ряд толкований. Например, стандарт VDE 0870 (Общество немецких электротехников) определяет ЭМС как «способность электрического устройства удовлетворительно функционировать в его электромагнитном окружении, не влияя на это окружение, к которому принадлежат также и другие устройства, недопустимым образом»; ГОСТ Р 50397-92 определяет электромагнитную совместимость как «способность технического средства функционировать с заданным качеством в заданной электромагнитной обстановке и не создавать недопустимых электромагнитных помех другим техническим средствам».

Основные понятия электромагнитной совместимости рассматривают воздействие как излучаемых, так и кондуктивных помех (наводки), распространяющихся по проводникам (например, наводки по цепям питания), а также чувствительность электрооборудования к воздействию помех (помехоустойчивость).

Наиболее характерными примерами проявлений проблемы ЭМС могут быть такие явления, как:

- отказы систем контроля и управления АЭС;
- отказы систем контроля и управления на производстве, в том числе и химическом;
- отказы бортовых систем самолетов и аэродромных систем наведения;
- сбои медицинской аппаратуры диагностики и жизнеобеспечения;
- непосредственное влияние на здоровье человека электромагнитных излучений от различного рода радиоэлектронного оборудования, особенно высокочастотного (сотовых телефонов, компьютеров, радиостанций, СВЧ-печей, ВЧ-установок, линий высоковольтной передачи и т. д.).

В данной статье, прежде всего, будут рассмотрены кондуктивные помехи.

Кондуктивная помеха — помеха, распространяющаяся в проводящей среде (по проводам, проводя-

щим поверхностям, то есть помеха, передаваемая контактным способом). Высокочастотные кондуктивные помехи могут быть по характеру процесса отнесены либо к непрерывным колебаниям, либо к аperiodическим и колебательным переходным процессам.

В зависимости от происхождения и характера распространения кондуктивные помехи разделяют на следующие виды:

- симметричные;
- несимметричные.

Симметричная помеха возникает, когда напряжение помехи приложено между фазным (линейным) и нейтральным проводами. Другими словами, это помеха, распространяющаяся аналогично протеканию переменного тока в сети. В цепях постоянного тока напряжение симметричной помехи приложено между положительным и отрицательным проводами.

Несимметричная помеха — это помеха, действующая между проводниками и корпусом или шиной заземления через паразитный импеданс (паразитной емкости) между данными объектами. В цепях постоянного тока напряжение несимметричной помехи приложено между проводниками (положительным, отрицательным) и корпусом.

Действие таких промышленных электромагнитных помех распределяется практически на весь используемый радиоспектр от 0,011 до 1000 МГц, что в работе наземного, бортового и подвижного электрооборудования вызывает различные нарушения, которые могут привести к выходу их из строя, сбоям, авариям и даже катастрофическим последствиям.

Над проблемой ЭМС долгое время не задумывались, пока не были зарегистрированы массовые сбои в банковских системах при воздействии помех. Это и привело к появлению директивы 336ЕС 89, которая обязала страны Европейского сообщества ввести единые стандарты по электромагнитной совместимости и разработать систему сертификации. В результате с 1996 года в Европе не допускается продажа технических средств без сертификата соответствия стандартам по электромагнитной совместимости.

В России до начала 2001 года обязательной сертификации по ЭМС подлежало электротехническое

**Таблица 1.** Нормы напряжения ИРП на сетевых зажимах ОИТ согласно ГОСТ Р 51527-99

Частота	Напряжение радиопомех, дБ (мкВ)			
	A	B	C	D
10 кГц	80	-	92	-
20 кГц	74	-	86	-
50 кГц	66	-	78	-
150 кГц	58	66	70	79
150-500 кГц	54	66-56	66	79
0,5-5 МГц	48	56	60	73
5-30 МГц	48	60	60	73

**Примечания.** 1. На граничной частоте нормой является меньшее значение. 2. Нормы не применяются к устройствам, в конструкции которых отсутствуют помехоподавляющие фильтры. Отсутствие встроенных помехоподавляющих фильтров должно быть указано в технической документации на устройство

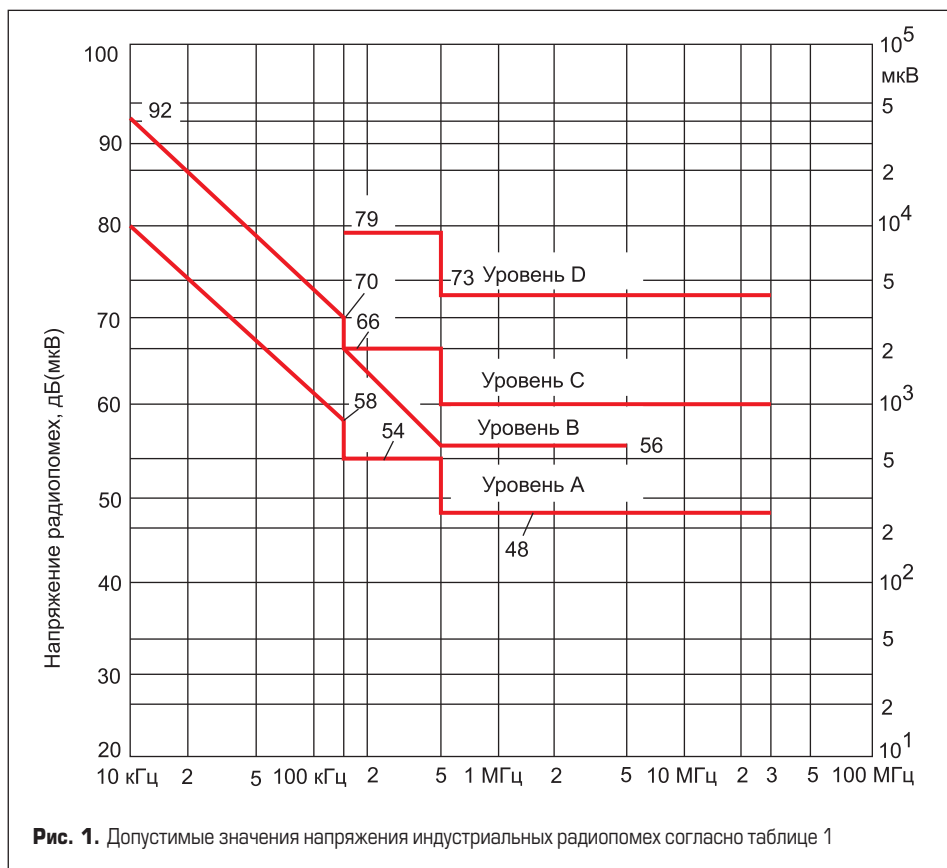
и электронное оборудование, включенное в соответствующий реестр. Теперь Россия приблизилась к Европе и ввела свою систему стандартов и сертификации. С появлением новых стандартов практически вся электротехническая продукция подпадает под обязательную сертификацию по ЭМС. Базовые стандарты на устойчивость к помехам соответствуют МЭК 1000-4. Стандарты на допустимые уровни создания помех основаны на стандартах СИСПР.

Рассмотрим электромагнитную совместимость полупроводниковых преобразователей электрической энергии (транзисторов), которые входят в состав блока питания разрабатываемого устройства и вносят основной вклад в составляющую помехи, излучаемой прибором.

Взаимное влияние и связь силовой и информационной частей полупроводникового преобразователя электрической энергии требует особого внимания к вопросам их электромагнитной совместимости и защиты от помех, вызываемых всплесками и скачками напряжений и токов при коммутациях силовых ключей.

Частотный спектр и уровень энергии, выделившейся при коммутации силовых ключей, в мощном преобразователе весьма велики, и генерируемые помехи могут как распространяться по соединительным проводам, так и излучаться в пространство. При этом пути распространения помех и наводок трудно выявить. Они могут включать, например, сетевые трансформаторы питания электрических подстанций, трансформаторы питания системы управления преобразователя, импульсные трансформаторы цепей управления ключами, трансформаторы и резисторы цепей обратной связи, паразитные емкости монтажа между цепями, относящимися к различным частям преобразователя, и т. д. [1].

Существует множество ГОСТов по электромагнитной совместимости, но для источника питания с характеристиками источника тока идеально подходит ГОСТ Р 51527-99. «Совместимость технических средств электромагнитная. Стабилизированные источники питания постоянного тока. Кондуктивные электромагнитные помехи» [2].



Существует классификация оборудования информационных технологий (ОИТ), подразделяющаяся на две категории: ОИТ класса А и ОИТ класса Б.

ОИТ класса А относится к промышленным устройствам, которые в свою очередь применяются на заводах и в промышленных районах. ОИТ класса Б предназначено в основном для применения в бытовой обстановке и включает:

- оборудование без фиксированного места использования, например переносное оборудование с питанием от встроенных батарей;
- оконечное оборудование связи, питаемое от сети связи;
- персональные компьютеры и вспомогательное оборудование, подключаемое к ним.

Из классификации ОИТ видно, что разрабатываемые источники питания относятся к ОИТ класса А (табл. 1). При этом характеристики измерителя радиопомех должны удовлетворять нормам, приведенным в таблице 2.

Рассмотрим анализ, проведенный на специализированном источнике тока для коагуляции водных растворов (И. И. Насыров) [3]. Измерения напряжений радиопомех в вход-

ных зажимах выполнены с нагрузкой, применяемой в условиях эксплуатации устройства, а именно 100 и 250 Вт.

При измерении кондуктивных ЭМП на сетевых зажимах использован эквивалент сети электропитания, обеспечивающий определенное значение полного сопротивления на высоких частотах в точке измерений на вилке сетевого шнура, а также развязку испытуемого оборудования от радиопомех в сети питания.

Испытуемое оборудование подсоединяли к эквиваленту сети и размещали таким образом, чтобы расстояние между внешней поверхностью оборудования и эквивалентом сети составляло 0,8 м.

Если испытуемое оборудование имеет штатный гибкий сетевой шнур длиной более 1 м, то часть его избыточной длины укладывают в связку, длина которой не должна превышать 0,4 м.

Кондуктивные ЭМП измеряли между зажимом фазного провода и эталонным заземлением измерительной схемы (зажимом «земля» эквивалента сети). Измерение напряжений радиопомех осуществлялось селективным микровольтметром SMV 11,

**Таблица 2.** Характеристики измерителя радиопомех с квазипиковым детектором в соответствии с ГОСТ Р 51527-99

Характеристики	Полоса частот	
	10-150 кГц (QP I)	0,15-30 МГц (QP II)
Ширина полосы пропускания на уровне 6 дБ, кГц	0,2	9
Постоянная времени заряда детектора, мс	45	1
Постоянная времени разряда детектора, мс	500	160
Баллистическая постоянная времени индикаторного прибора, мс	160	160



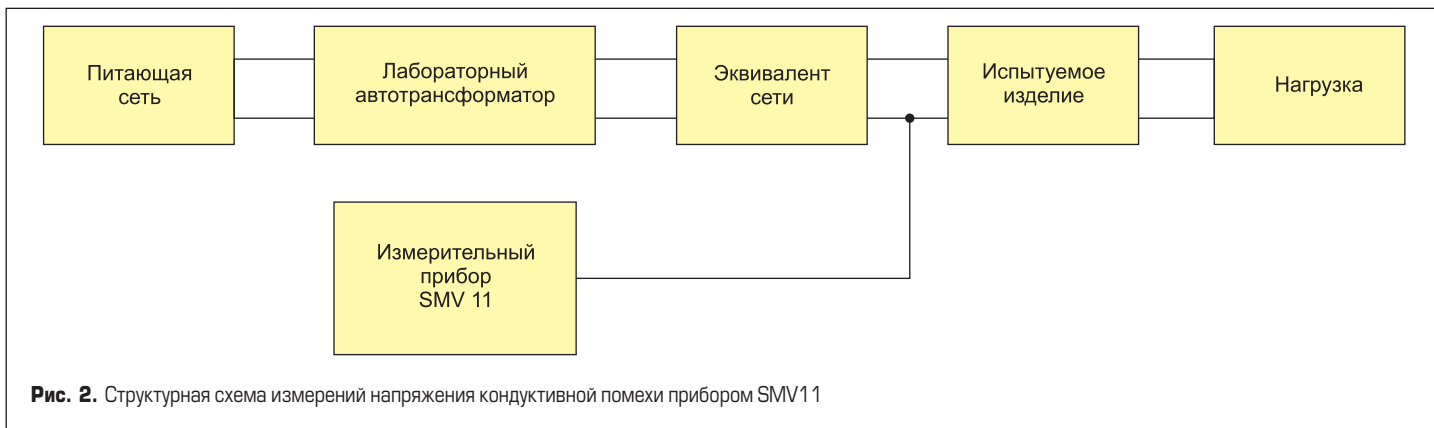


Рис. 2. Структурная схема измерений напряжения кондуктивной помехи прибором SMV11

который представляет собой измерительный приемник для диапазона частот от 9 кГц до 30 МГц и предназначен для селективного измерения синусоидальных высокочастотных напряжений, для квазипикового и пикового измерения импульсных напряжений помех. Без дополнительных принадлежностей селективный микровольтметр типа SMV 11 приспособлен для обычного селективного измерения напряжений в пределах от -20 до +125 дБ (мкВ). Его высокая динамическая избирательность и крутые фронты фильтров промежуточной частоты обеспечивают измерение небольших напряжений даже вблизи сильных посторонних сигналов.

На рис. 2 представлена структурная схема измерения значений напряжения промышленных радиопомех прибором SMV 11.

Измерение помех проводилось на всем частотном диапазоне 0,011–0,15 МГц на QP I и от 0,15 до 30 МГц на QP II. Напряжение помехи рассчитывается по следующей формуле:

$$U = U_p + U_{пр} + 20 \text{ дБ},$$

где  $U_p$  — уровень затухания напряжения радиопомех, вводимого переключателем предела измерений (6) и отображающегося на индикаторе предела измерений (5);  $U_{пр}$  — показания индикаторного прибора (8); 20 дБ — затухание, вносимое эквивалентом сети.

Проделан ряд экспериментов, который полностью отражает влияние кондуктивных электромагнитных помех разрабатываемого прибора на питающую сеть. Все эксперименты были проведены в соответствии с ГОСТом.

Был выполнен эксперимент, демонстрирующий влияние потребляемой мощности на кондуктивную помеху, излучаемую прибором. Для этого с помощью лабораторного автотрансформатора выставлялось выходное напряжение на эквиваленте сети в 220 В, к которому подключался испытуемый источник питания. Далее с помощью селективного микровольтметра SMV 11 проводились измерения кондуктивной помехи, излучаемой прибором в сеть переменного тока на фазном проводе при различных нагрузках (100 и 250 Вт). Диаграммы экспериментов представлены на рис. 3–6.

При анализе данного эксперимента отчетливо видно, что практически на всем диапазоне частот уровень помехи, излучаемой прибором, значительно превышает допустимый предел, установленный ГОСТом. Изменение

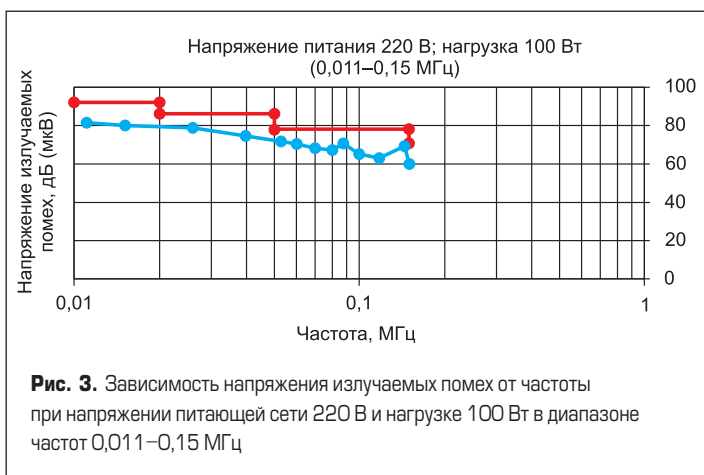


Рис. 3. Зависимость напряжения излучаемых помех от частоты при напряжении питающей сети 220 В и нагрузке 100 Вт в диапазоне частот 0,011–0,15 МГц

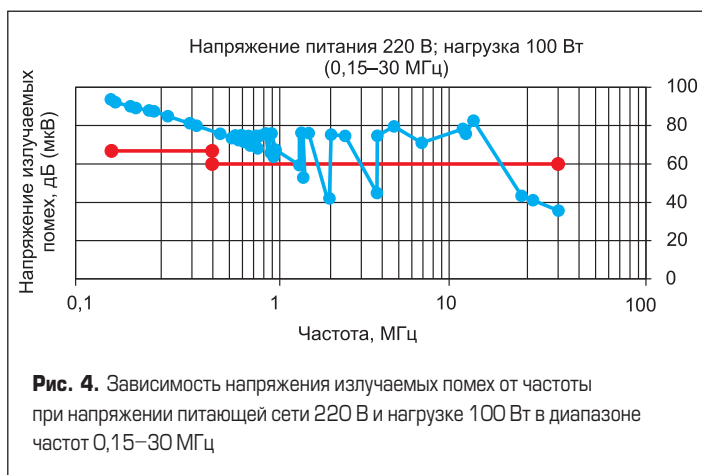


Рис. 4. Зависимость напряжения излучаемых помех от частоты при напряжении питающей сети 220 В и нагрузке 100 Вт в диапазоне частот 0,15–30 МГц

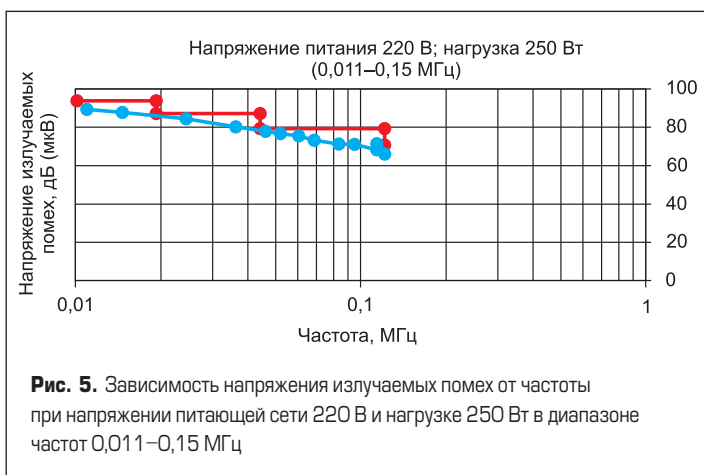


Рис. 5. Зависимость напряжения излучаемых помех от частоты при напряжении питающей сети 220 В и нагрузке 250 Вт в диапазоне частот 0,011–0,15 МГц

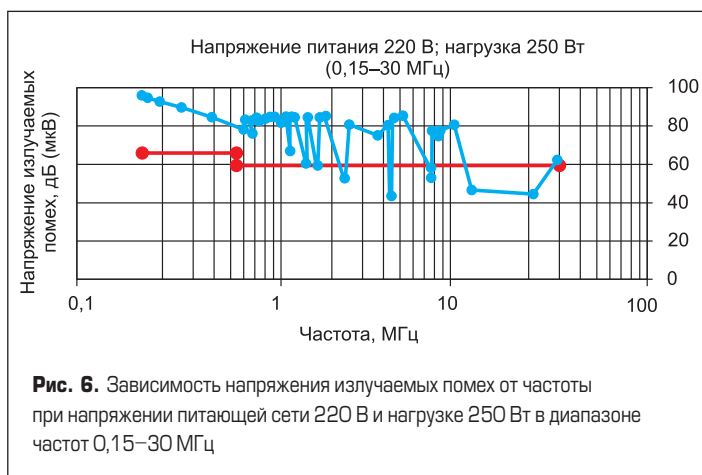
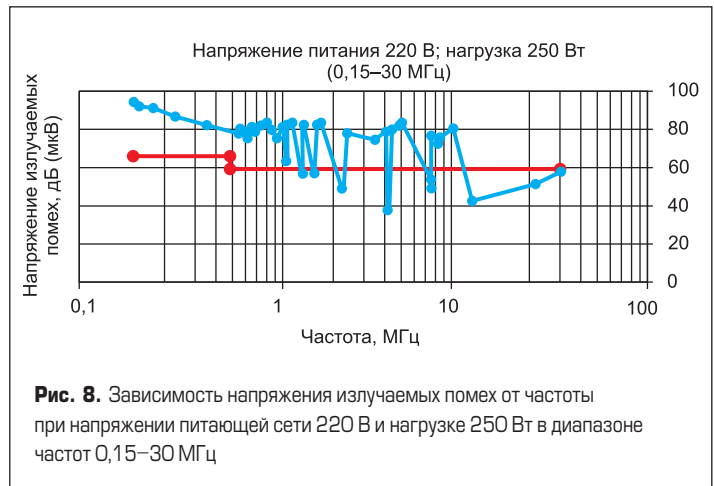
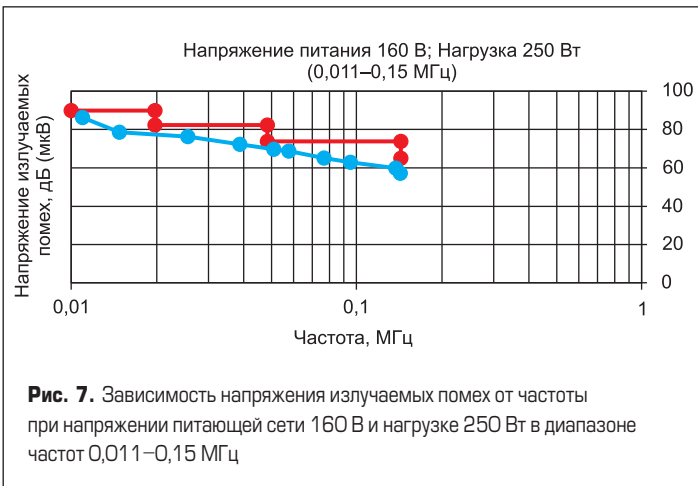


Рис. 6. Зависимость напряжения излучаемых помех от частоты при напряжении питающей сети 220 В и нагрузке 250 Вт в диапазоне частот 0,15–30 МГц



нагрузки практически не повлияло на уровень излучаемой помехи.

Далее был проведен эксперимент, отражающий влияние изменения напряжения питающей сети на уровень излучаемых в сеть помех. Для этого подключим к испытываемому источнику питания нагрузку в 250 Вт и проведем измерения кондуктивной помехи, излучаемой прибором в сеть переменного тока при различных уровнях напряжений питающей сети (160 и 220 В). Диаграммы экспериментов представлены на рис. 7, 8.

Анализируя эксперименты, представленные на рис. 5, 6 и 7, 8, приходим к выводу, что уровень излучаемых прибором помех напрямую зависит от напряжения питающей сети. Таким образом, можно сделать вывод о том, что на уровень помехи, излучаемой прибором в сеть, влияет напряжение питающей сети, а не ток, потребляемый устройством.

Вышеприведенные графики свидетельствуют о помехах, превышающих допустимые значения, и становится очевидно, что данный прибор может не пройти ряд приемосдаточных испытаний, установленных по ГОСТу.

Для обеспечения требуемого по ГОСТ Р 51527-99 уровня кондуктивных помех в диапазоне частот от 0,15 до 30 МГц нужно принять меры, а именно внедрить помехозащитный фильтр в схему.

Убедившись на простом примере, что фильтр необходим, проанализируем ряд компонентов, которые предлагает нам компания EPCOS, — B84773A (стандартное исполнение)

и B84773M (медицинское исполнение). К сожалению, оценить устройство с фильтром EPCOS на предыдущем примере не представляется возможным.

Оба варианта схемной конфигурации стандартного и медицинского фильтров представлены на рис. 9. В таблице 3 указаны параметры используемых компонентов в фильтре.

Оптимальный выбор параметров компонентов C1, L, C2, C3, R обеспечивает достаточную степень подавления ВЧ-помех порядка 20–80 дБ в частотном диапазоне 0,15–30 МГц. Конденсатор C1, включенный между фазным проводом и нейтралью, фильтрует симметричные помехи, в то время как конденсаторы C2 и C3 фильтруют помехи несимметричного вида. Исследования показали, что до сотен килогерц преоблада-

ют симметричные помехи, а несимметричные — выше 1 МГц [4]. Дроссель L, выполненный на феррите, имеет две аналогичные обмотки. Обмотки включены согласно, представляя, таким образом, высокое индуктивное сопротивление для несимметричных помех, а для симметричных помех — сопротивление низкое.

Используя расчет, приведенный в [5], оценим значение тока заземления  $I_3$  для стандартного фильтра, а именно для номенклатуры B84773A:

$$I_3 = C2(C3) \times 4\pi \times f_c \times U_{\text{сmax}} = 2200 \times 10^{-12} \times 4 \times 3,14 \times 50 \times 364 = 0,364 \text{ мА.}$$

Таким образом, значение тока заземления не превышает 0,5–2 мА и безопасно для человека. Ориентируясь на частоту 1 МГц,

Таблица 3. Параметры компонентов, используемых в сетевых фильтрах B84773\* EPCOS

I <sub>R</sub> , А	C <sub>R</sub> X2, мкФ	C <sub>R</sub> Y2, пФ	L <sub>R</sub> , мГн	I <sub>ЛК</sub> , мА	R <sub>разр</sub> /МОм	Вес, г	Код номенклатуры	Соответствие стандартам		
								IEC 60939	UL 1283	CSA C22.2 No.8
VR = 250 В AC/DC										
1		2×2200	2×5,4	0,173		55	B84773A0001A000	+	+	+
1		–	2×5,4	0			B84773M0001A000			
2		2×2200	2×2,7	0,173			B84773A0002A000			
2		–	2×2,7	0			B84773M0002A000			
4	1×0,1	2×2200	2×1,1	0,173	1		B84773A0004A000			
4		–	2×1,1	0			B84773M0004A000			
6		2×2200	2×0,3	0,173			B84773A0006A000			
6		–	2×0,3	0			B84773M0006A000			
10		2×2200	2×0,2	0,173		75	B84773A0010A000			
10		–	2×0,2	0			B84773M0010A000			

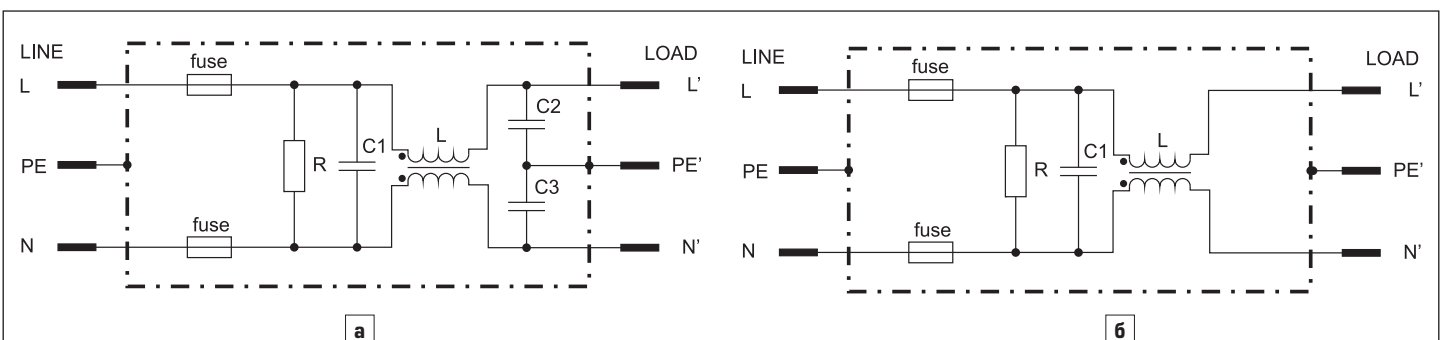


Рис. 9. Схемная конфигурация: а) стандартного фильтра; б) медицинского фильтра

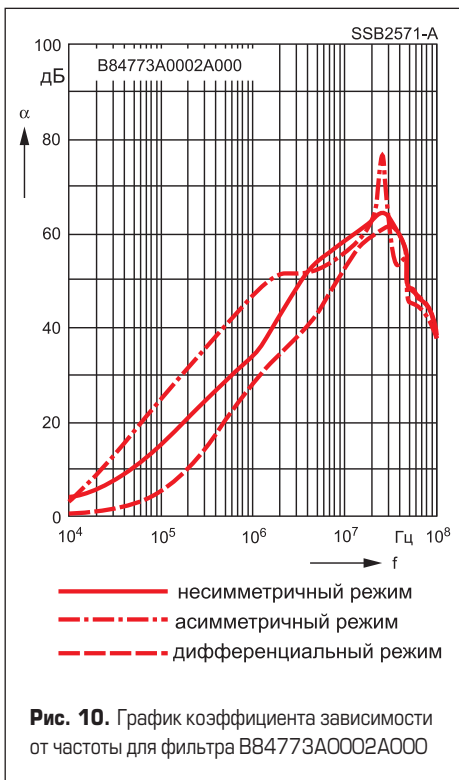


Рис. 10. График коэффициента зависимости от частоты для фильтра B84773A0002A000

можно рассчитать минимальное значение индуктивности дросселя L на основании коэффициента подавления синфазных помех  $K_{\text{ппп}}$ , взятого из графика для конкретного фильтра B84773A0002A000 на ток 2 А (рис. 10), пересчитав его по формуле  $A = 20 \lg K_{\text{ппп}}$  из дБ.

По нижеприведенной формуле определим L и сравним это значение с табличным для фильтров EPCOS:

$$L_{\text{min}} > \frac{K_{\text{ппп}}}{(2\pi f)^2 \times 2C_2} = \frac{200}{(2 \times 3,14 \times 10^6)^2 \times 2 \times 2200 \times 10^{-12}} = 1,15 \text{ мГн.}$$

Табличное значение составляет 2,7 мГн для одной катушки, то есть оно в 2,35 раза больше минимального значения, что полностью удовлетворяет требованиям.

Расчет конденсаторов подавления симметричных помех  $C_2$  и  $C_3$  проведем на частоте  $f_1 = 0,15$  МГц. По графику, представленному на рис. 10, уровень подавления симметричных помех составляет 8 дБ, тогда  $K_{\text{ппп}}$  равен 2,5. Следовательно:

$$C_{x\text{min}} > \frac{K_{\text{ппп}}}{(2\pi f_1)^2 \times 2L_{\text{min}}} = \frac{2,5}{(2 \times 3,14 \times 0,15 \times 10^6)^2 \times 2 \times 1,15 \times 10^{-3}} = 1,23 \text{ нФ.}$$

Табличное значение составляет  $C_x = 100$  нФ, запас более чем достаточный.

Простейший анализ, проведенный по кривым затухания, которые представлены в документации на определенную группу фильтров, подтверждает высокое качество компонентов EPCOS.

Помимо стандартных фильтров, компания EPCOS представляет ряд медицинских фильтров. На рис. 11 приведены графики зависимости коэффициентов затухания в децибелах от частоты для этих фильтров. Следует отметить еще одно достоинство, а именно компактный размер и возможность встраивания в корпус изделия (рис. 12).

Оба фильтра соответствуют требованиям МЭК 60939-1 и ГОСТ Р 51527-99.

Представленные фильтры — далеко не единственные фильтры компании EPCOS,

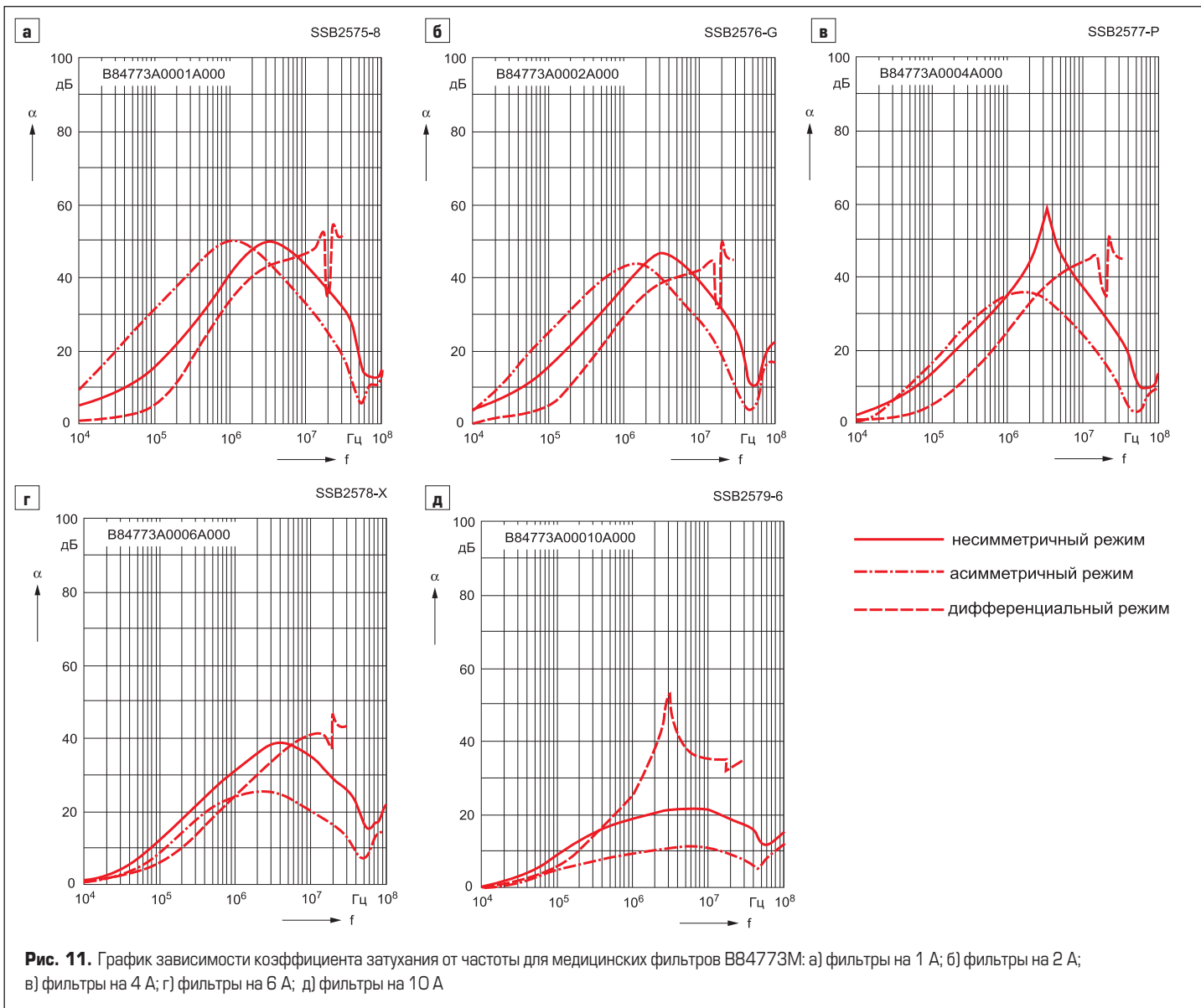


Рис. 11. График зависимости коэффициента затухания от частоты для медицинских фильтров B84773M: а) фильтры на 1 А; б) фильтры на 2 А; в) фильтры на 4 А; г) фильтры на 6 А; д) фильтры на 10 А



Литература

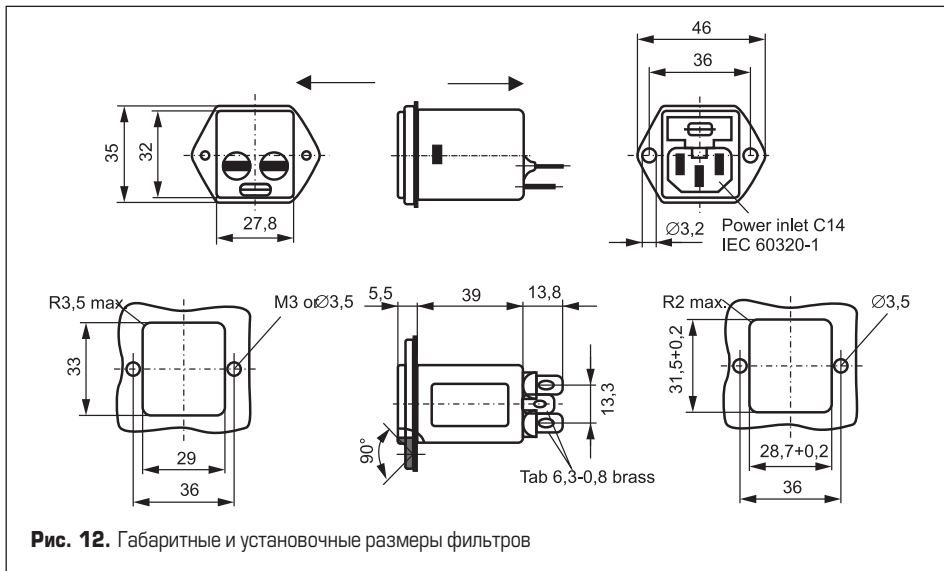


Рис. 12. Габаритные и установочные размеры фильтров

разработчик без труда сможет выбрать необходимый компонент из широкого спектра доступной номенклатуры.

Если возникнут затруднения с выбором, можно воспользоваться руководством, которое представлено на сайте EPCOS [6].

1. Глазенок Т. А., Сеньков В. И. Прогнозирование высокочастотных помех, создаваемых транзисторными широтно-импульсными преобразователями // Электричество. 1984. № 12.
2. ГОСТ Р 51527-99 «Совместимость технических средств электромагнитная. Стабилизированные источники питания постоянного тока. Кондуктивные электромагнитные помехи». Нормы и методы испытаний — Госстандарт РФ.
3. Насыров И. И. Специализированный источник тока для коагуляции водных растворов / Диссертация. Томск, 2011.
4. Векслер Г. С., Недочетов В. С. и др. Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания. Киев, 1990.
5. Ланцов В., Эраносян С. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания. Часть 2 // Силовая электроника. 2007. № 1.
6. <http://en.tdk.eu/blob/531460/download/4/pdf-selectorguide.pdf>

### Серия силовых соединителей HVB компании Smiths Connectors — цилиндрические соединители с обратным байонетом



Компания Smiths Connectors представляет серию силовых соединителей HVB — цилиндрические соединители с обратным байонетом. Эта серия совмещает возможность работы с большими

токами, компактный размер и высокие эксплуатационные характеристики в суровых условиях окружающей среды.

Соединители данной серии способны переносить ток до 500 А/контакт и подходят для применения в аэрокосмической, промышленной, нефтегазовой отраслях. Соединители HVB выполнены на основе технологии гиперболических гнезд, дающей высокую вибростойкость и ударопрочность, а также обладают степенью электрической безопасности fingerproof IP2X. Корпус изготавливается из алюминия и обеспечивает степень защиты от внешних воздействий IP 67 и возможность 360° EMI/RFI экранирования. Силовые соединители HVB выпускаются в вариантах исполнения с 1, 2, 3 и 4 контактами и возможностью цветового кодирования.

Материалы:

- Корпус: алюминиевый сплав.
- Изоляция: PPS (полифениленсульфид).
- Крышка контакта: нейлон 66.
- Система крепления: нержавеющая сталь.
- Контакты: медь.
- Гнезда: бериллиевая медь.

Характеристики:

- Допустимый ток: 300 и 500 А.
- Ток перегрузки: 6000 и 10 000 А/с.
- Напряжение: 750 и 1000 В.
- Сопротивление контакта: 0,1 и 0,05 мОм.
- Сопротивление изоляции: 5 ГОм.
- Целостность цепи корпуса: 15 мОм.
- Диапазон рабочих температур: от -55 до +150 °С.

[www.ptelectronics.ru](http://www.ptelectronics.ru)

### Миниатюрные планарные трансформаторы от Rayton для автомобильных применений



Компания Rayton представила новую линейку силовых планарных трансформаторов, созданных для использования в автомобильном оборудовании и эксплуатации в жестких условиях окружающей среды.

Новая линейка планарных трансформаторов Rayton предназначена для работы от корректора коэффициента мощности с входным напряжением 400 В и обеспечивает выходное напряжение для заряда батареи током 200 А. Суммарная выходная мощность устройства составляет 3000 Вт при работе трансформатора на радиаторе температурой 90 °С. Зажимы компонента позволяют

осуществить простое и безопасное как в температурном, так и в механическом отношении крепление трансформатора к охлаждающей пластине. Рабочая частота коммутации компонента составляет 186 кГц для полномостовой схемы. Размеры изделия не превышают 6×3 дюйма, а значение плотности мощности равно 500 Вт/дюйм<sup>3</sup>. На основе данной модели могут быть разработаны другие варианты исполнения в соответствии со специфическими техническими требованиями заказчика. Трансформаторы доступны также с другими конфигурациями выводов.

[www.icquest.ru](http://www.icquest.ru)

## Оптимальный выбор ЭМС фильтра для широкого спектра задач

Внешний вид	Серии	Номинальный ток, А	Номинальное напряжение, В		Применение
			АС	DC	
	Проходные конденсаторы, проходные фильтры Серии В85121*, В85321*	16...500	75...600	75...600	Применяются в источниках питания и медицинской электронике.
	Фильтры для однофазных сетей Серии В8411* В84142*	0.5...1600	250...520	250...2000	Применяются в альтернативных источниках питания, в том числе в солнечных батареях и ветряках.
	Встраиваемые фильтры для 1-х фазных сетей Серии В84771*, В84773*, В84776*	1...20	250	250	Применяются в источниках питания, медицинской электронике и POS – терминалах.
	Фильтры для 3-х фазных сетей Серии В84143*, В84144*	6...2500	440...760	-	Применяются в преобразователях и источниках питания.
	Выходной фильтр Серии В84143U*, В84143V*, В86301U*	4...1500	440...760	-	Применяются в промышленном оборудовании.
	Фильтры для экранирования помещений Серии В84299*, В84312*	0.1...1600	100...690	100...1000	Применяются в лабораториях, научных центрах.
	Монтируемые на печатную плату, серия В84110А	0,5–6	250	250	Источники питания
	Встраиваемые фильтры для 1-фазных сетей серия В84103	1–6	250	-	Источники питания и POS-терминалы



# «Ответ» на вызовы прогресса

**Непрерывный прогресс в области рабочих характеристик силовых полупроводниковых компонентов порождает потребность в соответствующем усовершенствовании технологий корпусирования. Компания Infineon вот уже более двух десятилетий вносит свой вклад в эту эволюцию. Благодаря анонсированному в 2014 г. «Ответу» (The Answer) разработчики теперь могут удовлетворить самые строгие требования к преобразователям электроэнергии. В данной статье рассказывается о создании новой гибкой платформы высокой мощности и демонстрируются преимущества подхода, используемого компанией Infineon на различных этапах — от замысла продукции до глубинного анализа работы системы.**

**Томас Шютце**  
(Thomas Schütze)

**Георг Боргхофф**  
(Georg Borghoff)

**Матиас Виссен**  
(Matthias Wissen)

**Александр Хен**  
(Alexander Höhn)

## Историческая справка

Компания Infineon уже давно задает международные стандарты для модулей IGBT. В 1993 г. на рынок был выпущен первый IGBT-модуль высокой мощности (IHM) с блокирующим напряжением до 1,7 кВ. Следующим достижением стала разработка семейства модулей IHV на напряжение до 3,3 кВ, а с появлением 6,5-кВ чипов — выпуск корпуса IHV на 6,5 кВ (1999 г.). В 2006 г. на рынок вышли гибкие модули в корпусе PrimePACK на напряжение 1,2 и 1,7 кВ с высоким номинальным током в сдвоенной конфигурации.

Все разработки были доступны для лицензирования другим поставщикам, что обеспечило данным семействам продукции высокой мощности впечатляющий успех на рынке. То же самое можно сказать и о модулях малой и средней мощности, таких как Easy, Smart, Econo и EconoPACK+. На протяжении нескольких поколений полупроводниковой технологии дизайн, изначально разработанный компанией Infineon и лицензированный множеством по-

ставщиков, нашел свое применение в бесчисленных приложениях, широко распространенных по всему миру.

«Системное мышление» — одна из важнейших движущих сил исследований Infineon в области инновационных технологий, которые обеспечивают максимальные преимущества заказчикам. С учетом требований новых приложений необходимо совершенствование силовых модулей по четырем основным направлениям: плотность мощности, эффективность, длительный срок службы и надежность. Все более важной становится гибкость для удовлетворения потребности в «индивидуальных» решениях для некоторых отраслей. Кроме того, постоянное улучшение характеристик силовых чипов и предполагаемое внедрение новых технологий означают, что популярные сегодня модули в конечном счете перестанут отвечать требованиям рынка. Новые технологии корпусирования и соответствующие изменения форм-фактора позволят удовлетворить новым требованиям и помогут конечным пользователям контролировать стоимость систем.

Компания Infineon обсудила планы выпуска своих модулей высокой мощности на европейской конференции по силовой электронике PCIM 2014. Впоследствии были анонсированы планы предоставления лицензий без уплаты роялти для новых корпусов и график выхода двух первых платформ (рис. 1). Сегодня компания представляет более глубокий взгляд на будущее гибких модулей высокой мощности.

## Область применения

Новый корпус для IGBT-модулей высокой мощности призван охватить весь диапазон напряжений IGBT: 1,2–6,5 кВ (рис. 2). Основной областью применения нового корпуса, как ожидается, станут промышленные и тяговые приводы, системы, использующие возобновляемые источники энергии, устройства для передачи мощности. Одной из клю-

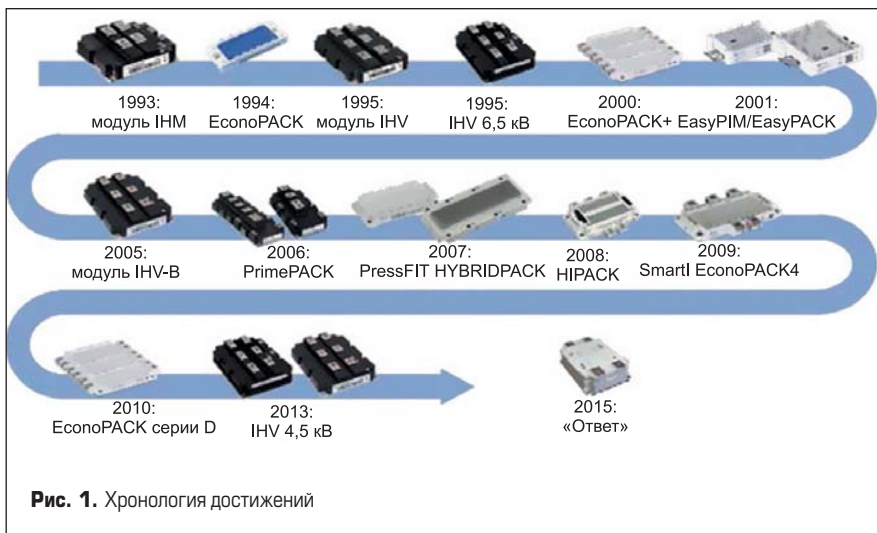


Рис. 1. Хронология достижений

чевых инноваций стала масштабируемость корпуса, которая значительно упрощает проектирование и производство систем. Кроме того, благодаря надежной архитектуре новая платформа высокой мощности обеспечит длительный срок службы в жестких условиях эксплуатации.

Основной акцент при разработке новой платформы делался на достижении гибкости, надежности и простоты интеграции в системы заказчика. Для достижения этой цели было необходимо следующее:

- модульный подход, широкая масштабируемость и высокая плотность тока;
- полумостовая конфигурация схемы ключа, позволившая создать первые полумостовые модули на 4,5 и 6,5 кВ;
- напряжение 1,2–3,3 кВ в низковольтном (LV) корпусе, 3,3–6,5 кВ в высоковольтном (HV) корпусе, оптимизация каждого типа корпуса для конкретных потребностей соответствующего диапазона напряжений;
- конструкция, обеспечивающая минимальную индуктивность паразитных контуров внутренних соединений и низкую индуктивность внешних соединений;
- ультразвуковая сварка, обеспечивающая наивысшую надежность и качество соединений;
- новые полупроводниковые технологии и технология соединений, которые впервые будут реализованы в модулях на 1,2 и 1,7 кВ (рис. 3).

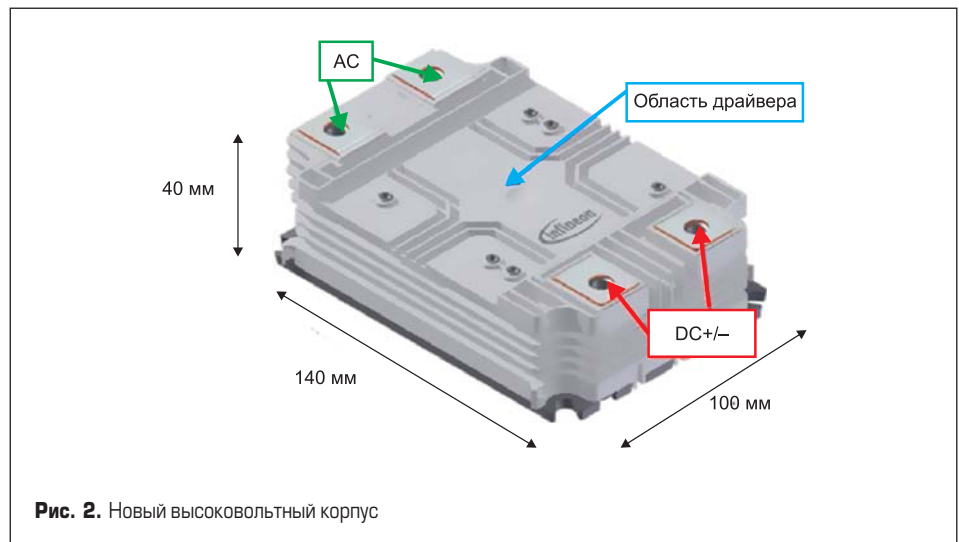
**Разработка**

Планируется создать два корпуса разной высоты. Низковольтный корпус с изоляцией 6 кВ и соответствующими зазорами предназначен для модулей на напряжение 1,2–3,3 кВ. Два дополнительных вывода переменного тока позволят достичь более высоких токов в этих классах по напряжению. Высоковольтный корпус для модулей на 3,3, 4,5 и 6,5 кВ обеспечит изоляцию до 10,4 кВ и соответствующую ширину зазоров.

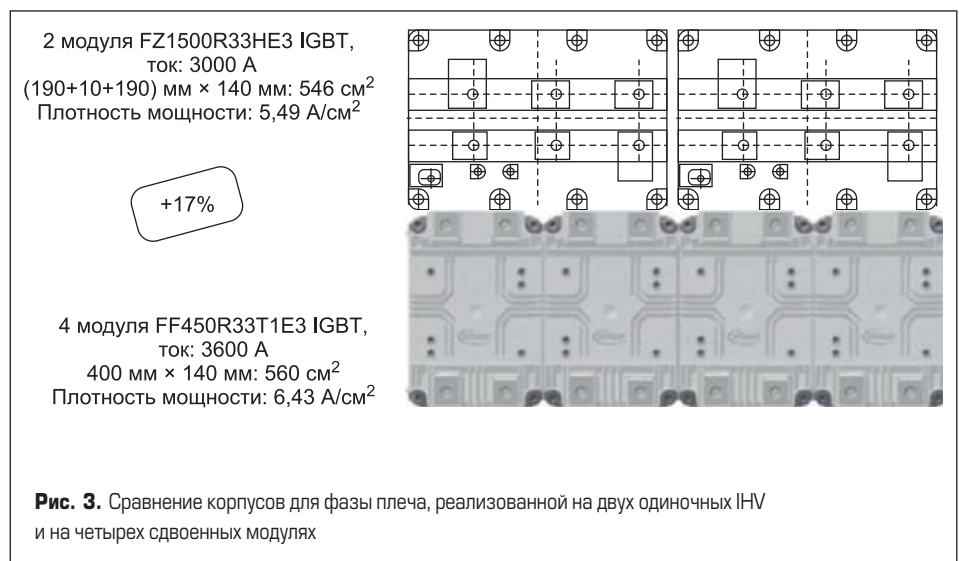
Размеры модуля выбраны так, чтобы его посадочное место было близким к размерам используемых в настоящее время модулей IHV-A и IHV-B. Благодаря неизменной глубине (140 мм) можно использовать штампованный теплоотвод с аналогичным профилем. Четыре модуля с посадочным местом 140×100 мм, монтируемые без зазора благодаря специальной защелке, уместятся точно в то же пространство, которое сегодня используется двумя модулями IHV размером 140×190 мм для реализации плеча одной фазы. Полученная в этой конфигурации плотность тока на четырех подключаемых параллельно приборах на 17% больше, чем при использовании на той же площади двух модулей IHV с аналогичными по технологии кристаллами (рис. 4, 5).

**IGBT MODULES**

Данный пример демонстрирует, как модульный подход, использованный в этих корпусах, значительно повышает гибкость



**Рис. 2.** Новый высоковольтный корпус



**Рис. 3.** Сравнение корпусов для фазы плеча, реализованной на двух одиночных IHV и на четырех сдвоенных модулях

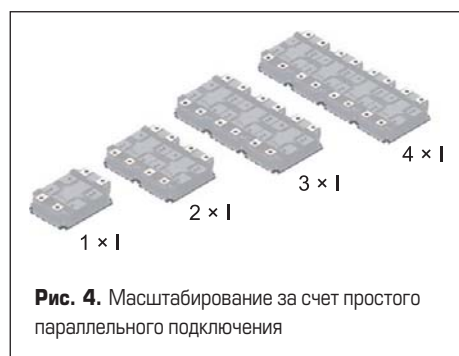
в сравнении с имеющейся продукцией. Такая концепция позволяет легко соединять модули в параллель для реализации разных по мощности устройств; один модуль просто является компоновочным блоком для устройств с более высокими номинальными токами. Параллельное подключение до четырех устройств не требует снижения нагрузки по току для каждого модуля благодаря превосходному внутреннему и внешнему распределению тока (таблица).

Кроме того, расположение силовых выводов новой гибкой платформы Infineon позволяет реализовать концепцию Flow Through. Обеспечивается простое подключение конден-

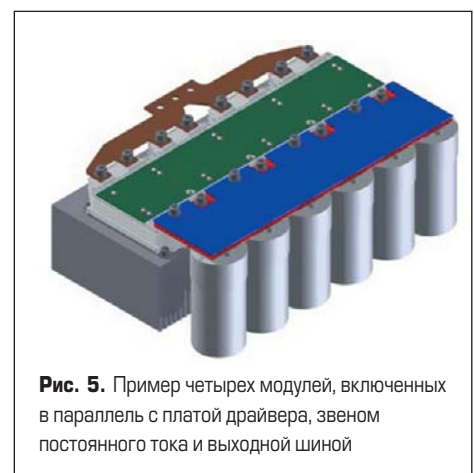
саторной батареи, и выводы переменного тока могут быть соединены в параллель одиночной шиной. Промежуточное пространство между силовыми контактами можно использовать для установки платы драйвера или усилительных каскадов (буферов).

**Таблица.** Параметры приборы

Класс по напряжению, кВ	3,3	4,5	6,5
Технология	IGBT 3	RCDC	RCDC
Номинальный ток, А	2×450	2×400	2×275



**Рис. 4.** Масштабирование за счет простого параллельного подключения



**Рис. 5.** Пример четырех модулей, включенных в параллель с платой драйвера, звеном постоянного тока и выходной шиной



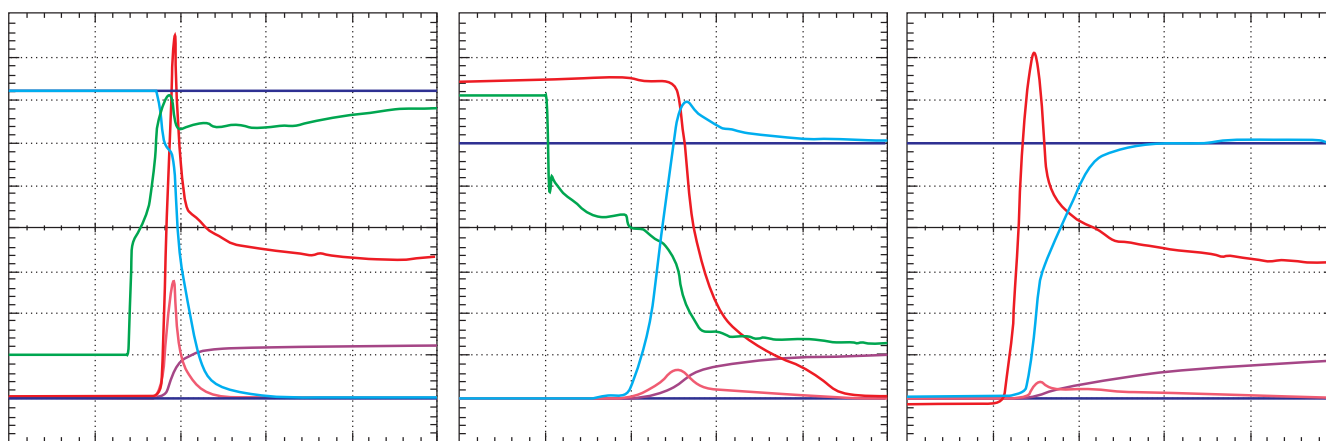


Рис. 6. Формы сигналов переключения FF450R33TE3 при номинальных условиях 1800 В/+125 °С

Благодаря низкому (менее 25 нГн) значению коммутационной индуктивности между верхним и нижним ключом высоковольтного модуля, а также простой реализации конструкции шин новая платформа обеспечивает непревзойденно малую индуктивность общего коммутационного контура.

#### Ассортимент продукции новой высоковольтной платформы

Концепция гибкого параллельного соединения позволяет разработчику системы заменить множество различных корпусов на установленные в ряд универсальные приборы. Например, линейку поставляемых сегодня высоковольтных модулей одиночных

или вдвоенных ключей площадью 73×140, 130×140 и 140×190 мм можно заменить одним прибором того же класса по напряжению, используемым в параллельных конфигурациях. На рис. 6 представлены формы сигналов переключения прибора FF450R33TE3 при включении, выключении и восстановлении.

#### Заключение

Компания Infineon, опираясь на свое более чем двадцатилетнее лидерство, в очередной раз готова предложить стандартную платформу для реализации высоковольтных силовых систем. Разработанный «Ответ» на проблемы, с которыми сталкиваются заказчики из раз-

личных отраслей промышленности, предоставит фундаментальные преимущества — поддержку современных и будущих новых технологий. Пользователи получат:

- масштабируемый набор продукции на базе единой платформы для низковольтных и высоковольтных приложений с гибкими размерами посадочного места, позволяющий снизить стоимость конечной системы и эксплуатационные затраты;
- поддержку новейших полупроводниковых технологий, таких как RCDC, для наивысшей плотности мощности;
- возможность использования новейших технологий соединения, которые обеспечивают максимальную надежность и длительный срок службы.

### Новые серии в линейке IEC EMI-фильтров от EPCOS



Компания EPCOS расширяет свою серию EMC-фильтров B84771\*, успешно зарекомендовавшую себя в ответственных применениях, двумя новыми сериями — B84773\* (с интегрированным плавким предохранителем) и B84776\* (с выключателем и плавким предохранителем).

Новинки имеют держатель для двух предохранителей диаметром 5 мм и длиной 20 мм. Встроенный выключатель в устройствах серии B84776\* позволяет одновременно разомкнуть и фазу, и нейтраль, номинальное напряжение составля-

ет 250 В, номинальный ток — 1–10 А. Приборы серии B84771\* рассчитаны на ток до 20 А. Фильтры монтируются на корпусе оборудования при помощи винтов или защелкивающейся клипсы. Все фильтры разработаны для эксплуатации при температуре окружающей среды до +85 °С.

Область применения данных серий — медицинское, офисное и измерительное оборудование, а также импульсные источники питания и POS-терминалы.

[www.promelec.ru](http://www.promelec.ru)

### Новый унифицированный модуль электропитания SynQor типа VPX-6U



DC270P-001-SN, который выполнен в формате VPX-6U.

Новый модуль VPX представляет группу специализированных корпусированных модульных блоков питания и адаптирован под входное напряжение 270 В (155–425 В), при этом он обеспечивает пять номиналов выходных напряжений: +12 В @ 50 А; +5 В @ 30 А; +3,3 В AUX @ 40 А; ± 12 В AUX @ 1 А. Максимальная выходная мощность составляет 730 Вт, значение КПД достигает 90%. Диапазон рабочих температур от –40 до +85 °С (на защелках), без потери рабочих характеристик, при этом основу для построения составляют се-

рийные изделия SynQor группы MilQor с диапазоном рабочих температур от –55 до +100 °С.

Из особенностей данного модуля следует отметить наличие встроенной защиты от перегрева, перегрузки по току, короткого замыкания, а также возможность параллельной работы модулей со встроенным механизмом перераспределения нагрузки. По входу VPX-6U-DC270P-001-SN имеет в своем составе встроенный EMI-фильтр, обеспечивающий защиту и ЭМС. Данный модуль соответствует стандартам VITA62, MIL-STD-704, MIL-STD-461 и VITA47/MIL-STD-810G.

[www.radiant.su](http://www.radiant.su)

Компания SynQor объявила о выпуске нового мощного модуля электропитания VPX-6U-

Силовые компоненты



IGBT-модули, тиристорные/диодные модули, тиристоры/диоды в «таблеточном» корпусе, интеллектуальные IGBT-модули, силовые IGBT-модули для гибридного привода, силовые инверторные и выпрямительные сборки, MOSFET, IGBT дискретные

Решение ваших задач. Безкомпромиссно и эффективно.

**Symmetron**

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

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

НОВОСИБИРСК  
ул. Блюхера, д. 716  
Тел. +7 383 361-34-24  
sibir@symmetron.ru

МИНСК  
ул. В. Хоружей, д. 1а, оф. 507  
Тел. +375 17 336-06-06  
minsk@symmetron.ru

[www.symmetron.ru](http://www.symmetron.ru)



# Все, что надо знать про SOA

При выборе силового ключа для конкретного применения мы анализируем массу различных факторов, но очень редко задумываемся о таком важном показателе, как область безопасной работы (Safe Operating Area, SOA). Во многом это связано с тем, что появление современных MOSFET- и IGBT-модулей, допускающих коммутацию при номинальных значениях токов и напряжений, несколько снизило актуальность SOA для обеспечения надежной работы изделия. Напомним, что в отношении биполярных транзисторов (BJT) данная характеристика имела исключительно важное значение в динамических режимах работы, где ограничения по максимальному коммутируемому току и напряжению зависели от длительности импульса. Поэтому применение биполярных ключей в мощных преобразователях класса D было невозможно без использования снабберов — цепей формирования траектории переключения.

Андрей Колпаков

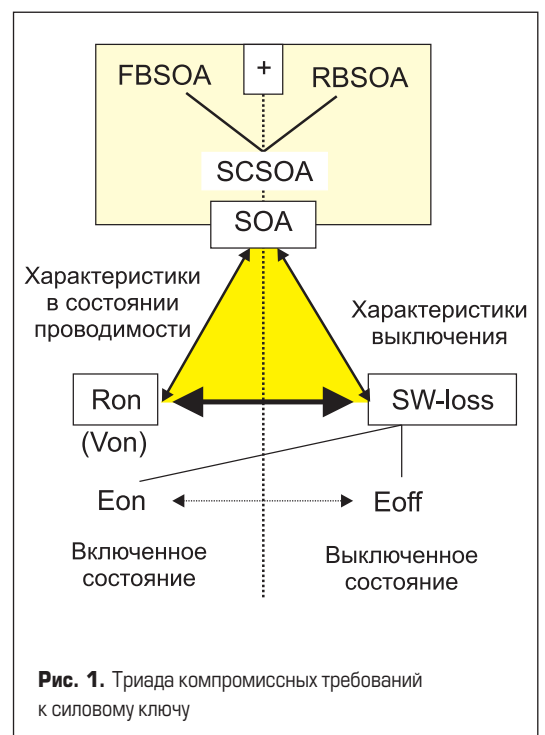
Andrey.Kolpakov@semikron.com

Создание «идеального» ключа, к которому стремятся производители силовых кристаллов, подразумевает реализацию трех основных требований, показанных в виде «триады компромиссов» на рис. 1. Чтобы электронный релейный элемент мог считаться «почти идеальным», он должен иметь близкие к нулевым потери проводимости, которые определяются сопротивлением открытого канала  $R_{dson}$  для MOSFET или напряжением насыщения  $V_{CEsat}$  для IGBT. В то же время транзистор должен выдерживать высокое обратное напряжение  $V_{CE}$  в заблокированном состоянии и генерировать минимальные потери выключения  $E_{off}$ .

Совокупность характеристик  $V_{CEsat}$ ,  $V_{CEbr}$  и  $E_{off}$  определяет свойства IGBT как биполярного силового ключа. Для униполярной MOSFET-структуры в качестве основного критерия используется соотношение  $R_{dson}$  и обратного напряжения  $V_{DSS}$ . Естественным третьим фактором, от которого зависит надежность работы транзистора во всех режимах, является SOA. Эта характеристика должна обеспечиваться в трех основных режимах (включение, выключение и короткое замыкание), соответственно она имеет три составляющие: FBSOA — Forward Biased SOA, RBSOA — Reverse Biased SOA и SCSOA — Short Circuit SOA [1, 2].

На рис. 2 показан процесс «жесткой» коммутации IGBT на резистивно-индуктивную нагрузку, обеспечивающую непрерывность тока, когда постоянная времени нагрузки  $L/R$  намного больше периода рабочей частоты ( $1/f_{sw}$ ). Такой режим работы является наиболее показательным для каче-

ственной оценки динамических свойств силового ключа. На рис. 2 приведены типовые кривые тока и напряжения коллектора, сигнал управления  $V_{GE}$ , там же показана рабочая характеристика включения и выключения в виде графика  $I_C = f(V_{CE})$ . Эти графики с небольшими изменениями справедливы и для MOSFET-ключей.





В процессе «жесткой» коммутации в течение короткого времени на транзистор воздействуют одновременно высокие значения тока и напряжения, поскольку, благодаря наличию оппозитного диода, ток в индуктивности не прерывается при запираании IGBT:

- При включении транзистор берет на себя весь ток нагрузки  $I_{load}$  а к закрытому диоду прикладывается полное напряжение. Ток коллектора  $I_C$  достигает величины  $I_{load}$  до того, как напряжение  $V_{CE}$  упадет до уровня насыщения  $V_{CE(sat)}$ .
- При выключении транзистора оппозитный диод может принять на себя ток нагрузки только после перехода в проводящее состояние. Для этого напряжение «коллектор–эмиттер» должно превысить

уровень коммутируемого сигнала до того, как ток коллектора упадет ниже уровня отсечки.

В отличие от биполярных транзисторов и тиристоров, IGBT способны работать в жестком режиме без применения снабберов благодаря так называемому «динамическому переходу», формируемому в дрейфовой зоне кристалла при коммутации. Транзистор при этом, однако, рассеивает очень большую энергию:

$$E_{on}, E_{off} = \int_{t_{on}^{start}}^{t_{on}^{end}} u \times idt.$$

При включении IGBT напряжение  $V_{CE}$  в течение около 10 нс снижается до уровня, эквивалентного падению на  $n$ -дрейфовой области. Затем  $n$ -зона переносится положительно заряженными носителями от  $p$ -коллектора; спустя период времени от нескольких наносекунд до нескольких микросекунд напряжение динамического насыщения  $V_{CE(sat)dyn}$  падает до уровня статического насыщения  $V_{CE(sat)}$ .

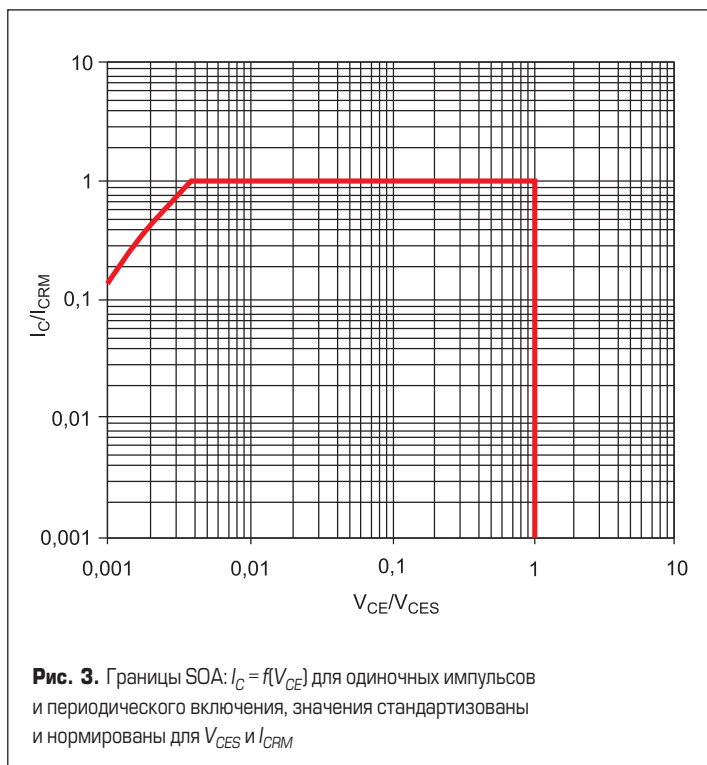
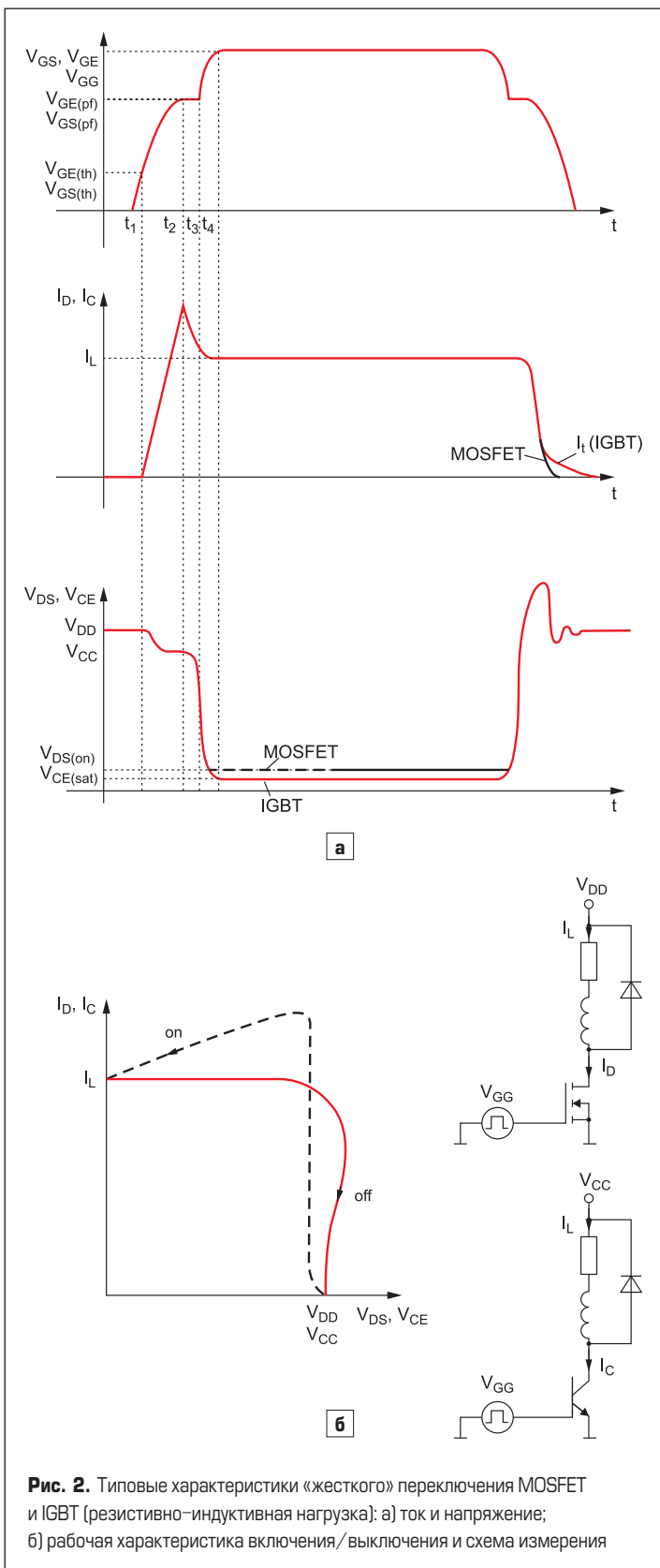
С помощью пассивной снабберной цепи рабочая характеристика (рис. 2б) может быть смещена ближе к осям координат. Потери переключения при этом переходят от транзистора к снабберу, что в большинстве случаев снижает эффективность всей системы.

Поскольку максимально возможная рабочая зона зависит не только от тока/напряжения/частоты, но и от факторов, связанных с неидеальностью транзистора, то реальная SOA, как правило, приводится для различных условий работы.

**SOA в режиме одиночного импульса и периодического включения (FBSOA)**

На логарифмических шкалах (рис. 3) представлены граничные значения тока коллектора и напряжения «коллектор–эмиттер» для одиночных импульсов. Приведенные данные стандартизованы и нормированы относительно пиковых величин напряжения  $V_{CES}$  и тока  $I_{CRM}$ .

Важно, чтобы при воздействии максимальных токов кристаллы не перегревались выше предельной температуры  $T_j = +150\text{ }^\circ\text{C}$  (+175  $^\circ\text{C}$  для последних поколений транзисторов). Модули IGBT применяются только в импульсных режимах, линейные состояния для них недопустимы. В процессе коммутации силовой ключ может частично войти в линейную зону в качестве активного усилителя с характеристикой  $I_C = f(V_{GE})$ . Однако работа в подобном режиме в течение длительного времени невозможна, поскольку это приводит



**Рис. 2.** Типовые характеристики «жесткого» переключения MOSFET и IGBT (резистивно-индуктивная нагрузка): а) ток и напряжение; б) рабочая характеристика включения/выключения и схема измерения

**Рис. 3.** Границы SOA:  $I_C = f(V_{CE})$  для одиночных импульсов и периодического включения, значения стандартизованы и нормированы для  $V_{CES}$  и  $I_{CRM}$

к возникновению локальных перегрузок, вызванных вариациями передаточных функций между ячейками кристалла IGBT и параллельными чипами. Поэтому «диагональные» характеристики, приводимые ранее в технической документации и относящиеся к импульсам с различной длительностью  $t_{on}$ , а также к величине постоянного тока при максимальной рассеиваемой мощности, больше не используются.

**SOA в режиме выключения (RBSOA)**

При периодическом выключении IGBT в «жестком» режиме с током  $I_{CRM}$  температура кристалла может достигать максимума  $T_{j(max)}$ . При этом напряжение  $V_{CE}$  (на уровне чипа) не должно превышать уровня  $V_{CES}$  — такой режим используется для исследования влияния паразитных индуктивностей и параметров драйвера. В большинстве спецификаций на IGBT-модули до настоящего времени предельный пиковый ток был равен двойному номинальному значению:  $I_{CRM} = 2I_{Cnom}$ . Напомним, что величина  $I_{Cnom}$  задается производителем кристаллов в отличие от тока коллектора  $I_C$  определяемого изготовителем модуля и зависящего от свойств конструктива [3].

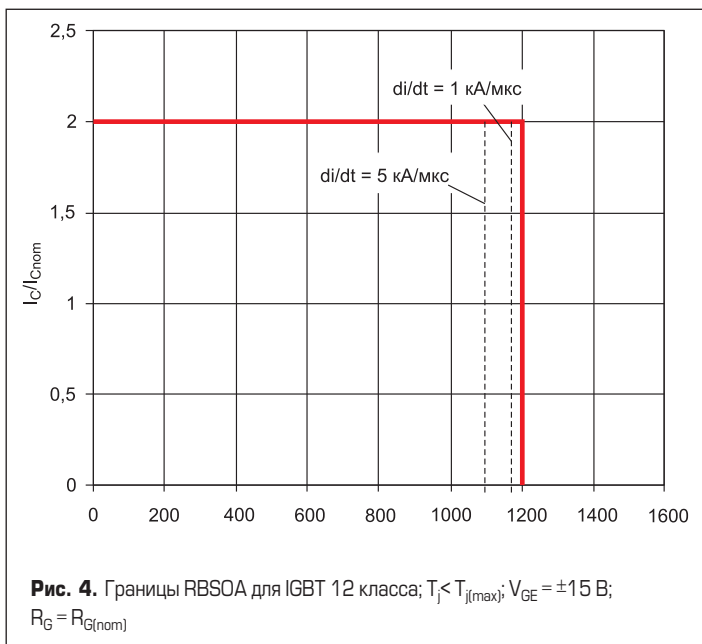
Для IGBT-чипов 4-го поколения (серии T4, E4), используемых в новейших силовых ключах фирмы SEMIKRON, допустимое значение пикового тока увеличено в 1,5 раза:  $I_{CRM} = 3I_{Cnom}$ . При сопротивлении затвора  $R_G$  определенном для номинальной рабочей точки, и высоком напряжении DC-шины отключение такого тока способно создать перенапряжение в цепи «коллектор-эмиттер», превышающее предел блокирующей способности  $V_{CES}$ .

Как показывают соответствующие тесты, повторяющаяся коммутация  $I_{CRM}$  может привести к раннему выходу из насыщения наиболее нагретых чипов, резкому повышению мощности потерь и преждевременному отказу. Поэтому в документации SEMIKRON и других ведущих производителей рекомендуется ограничивать ток отключения на прежнем уровне  $2I_{Cnom}$ , соответствующем границам RBSOA. Коммутация более высоких токов допускается только в виде исключения и при соблюдении следующих условий:

- пониженное напряжение DC-шины;
- использование режима активного ограничения;
- медленное выключение (Soft Turn-Off, STO);
- применение специальных снабберных цепей.

Подобные меры, как правило, приводят к увеличению потерь мощности, этот факт должен быть учтен при проектировании.

Область безопасной работы при выключении IGBT показана на рис. 4, сплошной линией отмечены ограничения режимов на уровне чипов. Поскольку на паразитной индуктивности модуля  $L_{CE}$  при выключении наводится коммутационное перенапряжение, границы RBSOA смещаются в зависимости от тока коллектора и параметров



драйвера; конкретная величина может быть определена с помощью следующего уравнения:

$$V_{CEmaxT} = V_{CES} - L_{CE}(0,8 \times I_C / t_f(I_C)),$$

где  $V_{CEmaxT}$  — максимальное напряжение «коллектор-эмиттер» на DC-выводах модуля. Пример измененных границ RBSOA при индуктивности  $L_{CE} = 20$  нГн для разных скоростей выключения  $di/dt$  показан пунктирными линиями.

Следует также помнить о том, что большая часть паразитной индуктивности цепи коммутации приходится не на сам модуль, а на звено постоянного тока преобразователя, поэтому SOA определяет величину  $V_{CEmax}$  именно на DC-терминалах силового ключа.

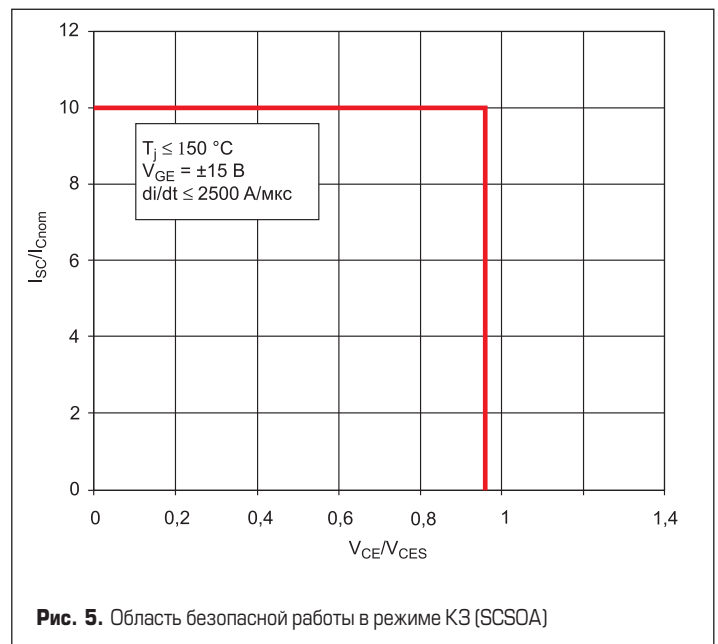
**SOA в режиме короткого замыкания (SCSOA)**

Границы SCSOA определяют безопасные режимы работы при непериодическом отключении тока короткого замыкания (рис. 5). Некоторые графики SOA задают ограничения режимов на уровне чипов, где напряжение ниже, чем на терминалах модуля  $V_{CES}$ , на величину  $dV = L_{CE} \times di_{off}/dt$ . Эти значения являются абсолютными для всех условий эксплуатации. В отличие от них, границы RBSOA и SCSOA, определяющие предельные состояния на DC-выводах модуля, зависят от режимов управления.

В большинстве случаев IGBT способны прерывать ток короткого замыкания (КЗ). При этом генерируются очень высокие потери мощности, поскольку транзистор находится в активной рабочей зоне, что может привести к мгновенному увеличению температуры чипа далеко за пределы  $T_{j(max)}$ . Тем не менее за счет собственных свойств и положительного температурного коэффициента  $V_{CE(sat)}$  IGBT переходит в режим стабилизации тока короткого замыкания на уровне  $4-6 \cdot I_{Cnom}$ .

Чтобы ограничить рассеяние мощности IGBT-чипов, отключение тока КЗ должно происходить при следующих условиях:

- Состояние КЗ следует детектировать и прерывать за время менее 10 мкс (6 мкс для Trench IGBT с напряжением 600 В).
- Период между двумя циклами КЗ должен быть не менее 1 с, чтобы температура кристаллов упала до начального состояния.
- Количество КЗ за срок службы IGBT ограничено, как правило, оно не превышает 1000. Большее количество циклов КЗ допускается для некоторых интеллектуальных модулей, имеющих так называемую опцию «мягкого» отключения, например IPM SKiP [4, 5].
- Температура чипа перед обнаружением состояния КЗ не должна превышать  $+150$  °C (это справедливо и для нового поколения IGBT4 с максимальной рабочей температурой  $T_{j(max)} = +175$  °C).
- Рабочее напряжение  $V_{CC}$  для модулей 12-го класса не должно превышать 800 В, для модулей 17-го класса — 1200 В.



- Максимальные значения  $di/dt$  должны контролироваться драйвером, в предельных случаях ограничение скорости спада тока осуществляется с помощью режимов STO, SSD (Soft Turn-Off, Soft Shut-Down) или за счет т. н. многоступенчатого выключения (IntelliOff в IPM SKiiP 4).
- В ряде случаев отключение режима КЗ приводит к недопустимому увеличению напряжения «затвор–эмиттер»  $V_{ge}$  способы его ограничения приведены в [8].

На рис. 5 приведен пример зависимости тока короткого замыкания  $I_{SC}$  (нормированное значение по отношению к  $I_{Cnom}$ ) от соотношения  $V_{CE}/V_{CES}$  для заданной скорости выключения  $di/dt$ . Также следует принимать во внимание тот факт, что напряжение на терминалах выше, чем на чипе на  $dV = L_s \times di/dt$ , то есть предельная величина  $V_{CE}$  должна быть соответственно скорректирована. При быстром выключении режима КЗ (при этом значение  $di/dt$  максимально) на паразитных индуктивностях цепи коммутации наводится очень высокое перенапряжение, и если оно превысит лимит  $V_{CES}$ , то транзистор выйдет из строя.

**Методы тестирования характеристик SCSOA [7]**

В международном стандарте МЭК 60747-9 рассматриваются два вида КЗ, для которых нормируются лимиты SCSOA IGBT. Первый соответствует режиму включения IGBT на существующую КЗ нагрузку. Во втором случае IGBT находится в открытом состоянии, после чего происходит КЗ нагрузки. Другими словами, КЗ типа 2 соответствует пробую или ложному отпираанию оппозитного IGBT при работе инвертора.

Основной областью применения инверторов считается привод электродвигателя, который может работать в режиме рекуперации энергии. Третий тип КЗ относится именно к такому случаю.

Оценка многих характеристик IGBT, включая SCSOA, производится на примере полумостового каскада, содержащего последовательно соединенные транзисторы с оппозитными диодами. Схемы испытаний, приведенные ниже, также содержат источник питания PS, индуктивную нагрузку L и общую паразитную индуктивность  $L_s$ . Тестируемый ключ имеет обозначение DUT.

**КЗ 1-го типа**

Как указано выше, в этом случае IGBT включается на КЗ нагрузку. Эпоэры напряжения на затворе и тока коллектора, а также эквивалентная схема для этого режима показаны на рисунке 6а. Короткозамкнутая нагрузка имитируется путем поддержания IGBT верхнего плеча во включенном состоянии при напряжении на затворе  $V_{GE1}$  выше 15 В (например, 18 В). Это необходимо для того, чтобы ток коллектора B1 в режиме насыщения  $I_{Csat}$  был больше, чем  $I_{Csat}$  IGBT B2 (DUT). Транзистор B2 включается (на открытый B1) и выключается в соответствии с управляющими импульсами на затворе  $V_{GE2}$  (рис. 6а), там же показан путь тока КЗ ( $I_s$ ) и эпоэра тока коллектора  $I_C$ .

**КЗ 2-го типа**

КЗ типа 2 относится к случаю, когда инвертор работает в нормальном режиме, испытываемый прибор (DUT) открыт и при этом возникает КЗ

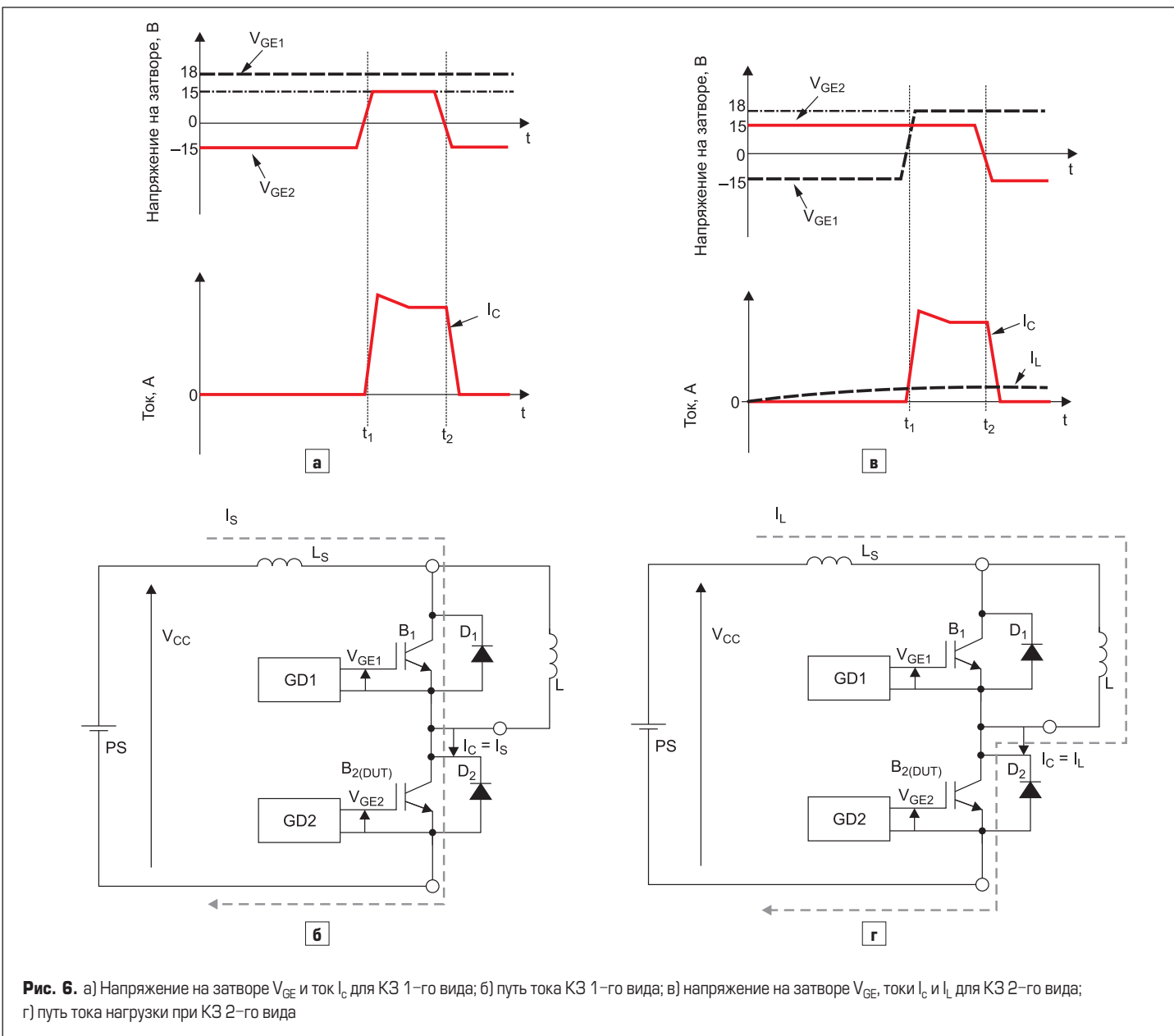


Рис. 6. а) Напряжение на затворе  $V_{GE}$  и ток  $I_C$  для КЗ 1-го вида; б) путь тока КЗ 1-го вида; в) напряжение на затворе  $V_{GE}$ , токи  $I_C$  и  $I_L$  для КЗ 2-го вида; г) путь тока нагрузки при КЗ 2-го вида



по цепи  $L$ . Такое состояние также может возникнуть, например, при ложном включении оппозитного IGBT ( $B1$ ) в процессе эксплуатации инвертора. Данный случай моделируется путем подачи на затвор определенной последовательности импульсов, представленной на рис. 6в. В течение первого периода времени  $0-t_1$  ток нагрузки  $I_L$  протекает, как показано на рисунке, затем оппозитный IGBT открывается в момент  $t_1$ . При этом возникает КЗ ( $I_S$ ), а ток коллектора транзистора достигает значения  $I_C = I_S + I_L$  (рис. 6г).

**КЗ 3-го типа**

КЗ типа 3 происходит в рекуперативном режиме работы инвертора, когда ключ DUT оказывается открытым при пробое или ложном включении оппозитного IGBT ( $B1$ ). Данное состояние имитируется в схеме рис. 7б подачей последовательности импульсов управления, показанных на рис. 7а. В отличие от предыдущего случая, индуктивная нагрузка  $L$  подключена не к верхнему, а к нижнему плечу полумоста. В течение первого периода времени  $0-t_1$  ток нагрузки  $I_L$  увеличивается, его путь показан на рисунке 7б. Во время  $t_1-t_3$  ток  $I_L$  циркулирует через диод  $D2$  (рис. 7в). Транзистор  $B2$  (DUT) включается при  $t = t_2$ , а оппозитный IGBT переходит в открытое состояние в момент  $t_3$ . Вследствие этого возникает режим КЗ ( $I_S$ , рис. 7г), а ток коллектора становится равным  $I_C = I_S - I_L$ .

**Механизмы пробоя коллекторного перехода**

Превышение лимита  $V_{CES}$  задаваемого SOA, неизбежно приводит к пробую цепи коллектора «биполярной»  $pnp$ -части IGBT-транзистора. Однако перенапряжение является далеко не единственной причиной пробоя.

Для лучшего понимания причин разрушения полупроводниковых приборов, рассмотрим структуру перехода «коллектор–база».

Как и у  $p-n$ -диода, блокирующая способность транзистора ограничена лавинным процессом. Если напряжение достаточно велико, то  $n$ -зона обедненной области распространяется до  $n^+$  диффузионного контакта. При дальнейшем возрастании напряжения контакт будет снабжать электронами  $p-n$ -переход, при этом переход «коллектор–база» практически замыкается накоротко и ток коллектора ограничивается только внешней нагрузкой. Существует три механизма пробоя, которые мы рассмотрим более подробно: тепловая неустойчивость (или тепловое убежание), туннельный эффект и лавинное умножение.

**Тепловое убежание**

Пробой при так называемом «тепловом убежании» происходит вследствие резкого увеличения тока утечки и соответствующего роста температуры кристалла, приводящего к дальнейшему нарастанию тока утечки. Процесс развивается лавинообразно и может привести к разрушению чипа, если перегрев превысит критическую температуру (около  $+200$  °C для кремниевых полупроводников).

**Туннельный эффект**

Когда напряженность электрического поля в кремнии приближается к  $10^6$  В/см, возникает резкий скачок тока, обусловленный междиапазонным туннельным эффектом. Чтобы развить такое мощное поле, полупроводниковый прибор должен иметь относительно высокую концентрацию примесей по обе стороны  $p-n$ -перехода. В реальности напряженность поля действительно может быть очень высокой и достаточной для освобождения ковалентно связанных электронов. В результате образуются носители обоих типов, что провоцирует рост тока.

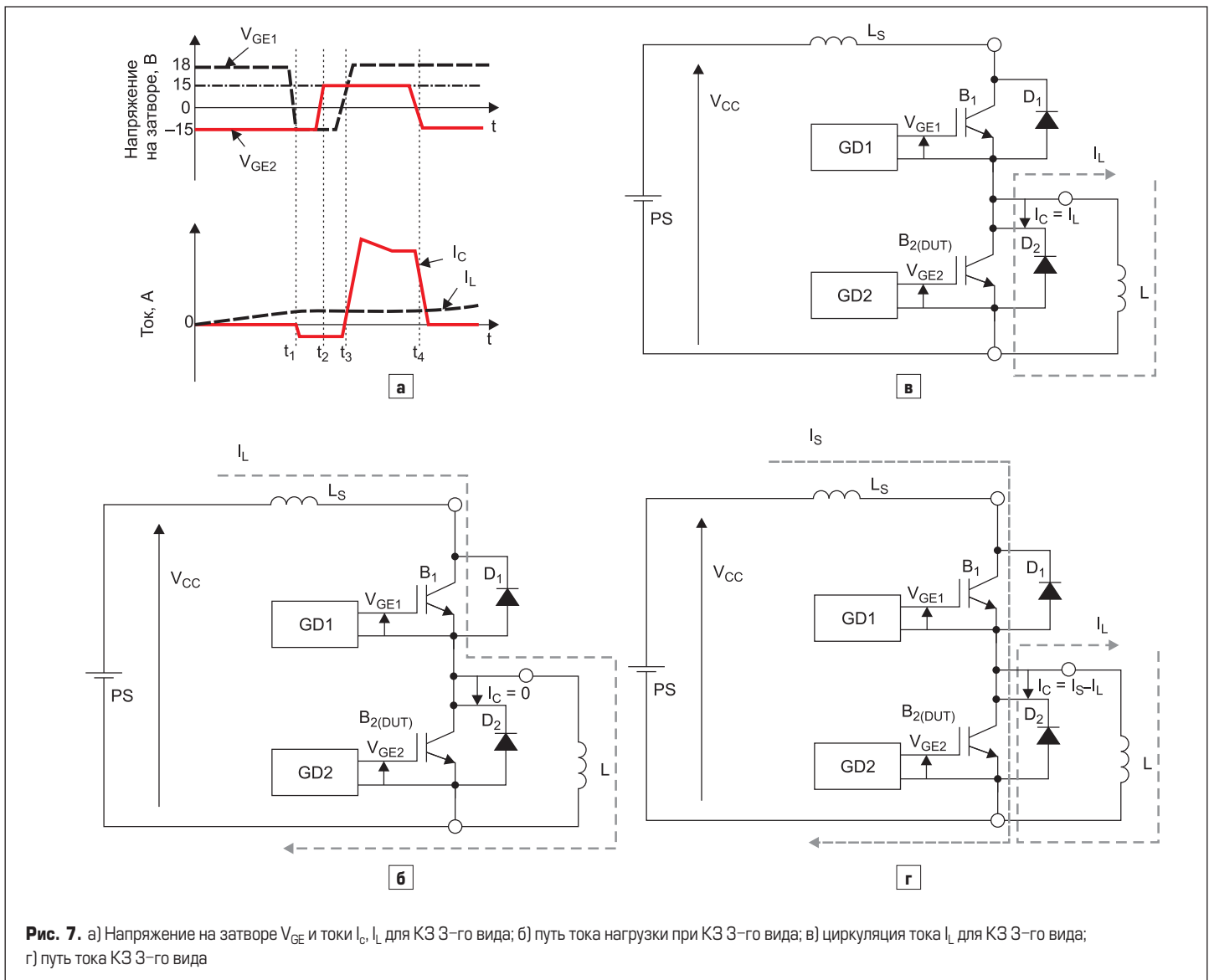


Рис. 7. а) Напряжение на затворе  $V_{GE}$  и токи  $I_C, I_L$  для КЗ 3-го вида; б) путь тока нагрузки при КЗ 3-го вида; в) циркуляция тока  $I_L$  для КЗ 3-го вида; г) путь тока КЗ 3-го вида

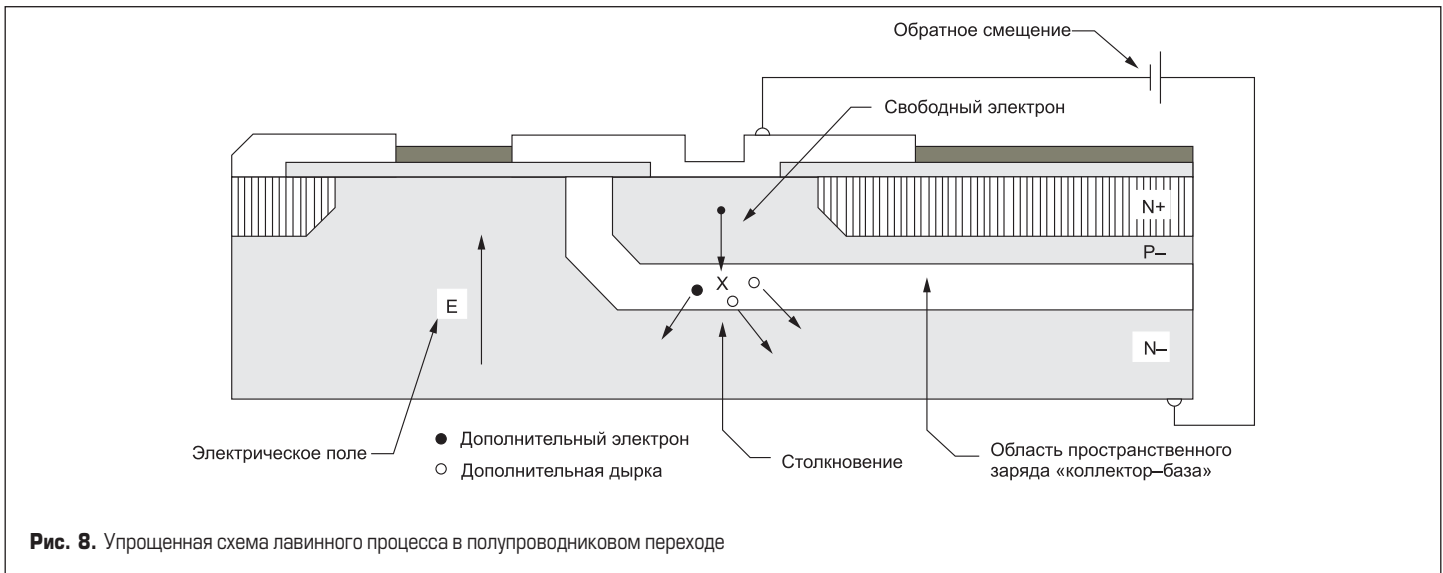


Рис. 8. Упрощенная схема лавинного процесса в полупроводниковом переходе

С точки зрения энергетики, в ходе этого процесса электрон переходит из валентной зоны в область проводимости без взаимодействия с другими частицами. Механизм пробоя для кремниевых приборов с пробивным напряжением  $V_{br}$  менее  $4Eg/q$  связан с туннельным эффектом. Для полупроводников, имеющих  $V_{br}$  свыше  $6Eg/q$ , пробой возникает вследствие лавинного умножения. При напряжении между  $4Eg/q$  и  $6Eg/q$  пробой обусловлен комбинацией этих двух эффектов.

Поскольку ширина запрещенной зоны в кремнии уменьшается при понижении температуры, пробивное напряжение, вызванное туннельным эффектом, имеет отрицательный температурный коэффициент. Эту зависимость можно использовать, чтобы отличить туннельный механизм от лавинного, имеющего положительный ТКН. Отметим, что туннельный эффект в полупроводниках является доминирующим, и он используется в стабилитронах с напряжением 5–6 В. Этот механизм отсутствует у высоковольтных приборов, поскольку концентрация примесей там слишком мала.

**Лавинное умножение**

Данный эффект, также называемый ударной ионизацией, является основной причиной разрушения полупроводниковых переходов, поскольку напряжение лавинного пробоя определяет верхний предел обратного смещения коллектора. Величина сигнала, при котором происходит пробой, зависит от структуры перехода и концентрации легирующих примесей, используемых при изготовлении транзистора. Поскольку структура и процесс эпитаксии четко контролируются, блокирующая способность конкретного полупроводникового прибора определяется на стадии его проектирования.

В ходе лавинного процесса свободные носители могут получить от электрического поля достаточное количество энергии между стол-

кновениями, чтобы разорвать ковалентные связи в решетке. При этом каждый носитель, взаимодействующий с решеткой, создает еще два, дальше события развиваются лавинообразно, поскольку уже три носителя начинают участвовать в столкновениях. Следствием является внезапное резкое умножение их количества в области пространственного заряда, когда электрическое поле становится достаточно большим, чтобы вызвать пробой.

Рассмотрим процесс перемещения электрона в области пространственного заряда обратного смещенного *p-n*-перехода. В среднем, электрон проходит расстояние  $L$  (длина свободного пробега), прежде чем он потеряет энергию от взаимодействия с атомом в решетке. Энергия  $\Delta E$ , полученная от поля  $E$  движущимся электроном между столкновениями, определяется следующим образом:

$$\Delta E = q \int_0^L E \cdot dx$$

Если предположить, что электрон накопил достаточно энергии до столкновения с атомом, связь между атомным ядром и одним из связанных электронов может быть нарушена при их взаимодействии. В результате образуются три носителя, которые способны свободно покинуть область столкновения. Упрощенная схема этого процесса представлена на рис. 8.

На краях зоны пространственного заряда электрическое поле является слабым и носители не могут получить энергию, достаточную для того, чтобы создать пару «дырка-электрон» до потери кинетической энергии в момент столкновения с решеткой. Следовательно, лавинный процесс может происходить только в центре области объемного заряда, где поле достаточно мощное. Данную ситуацию иллюстрирует рис. 9, центральная зона обозначена как  $x_1$ .

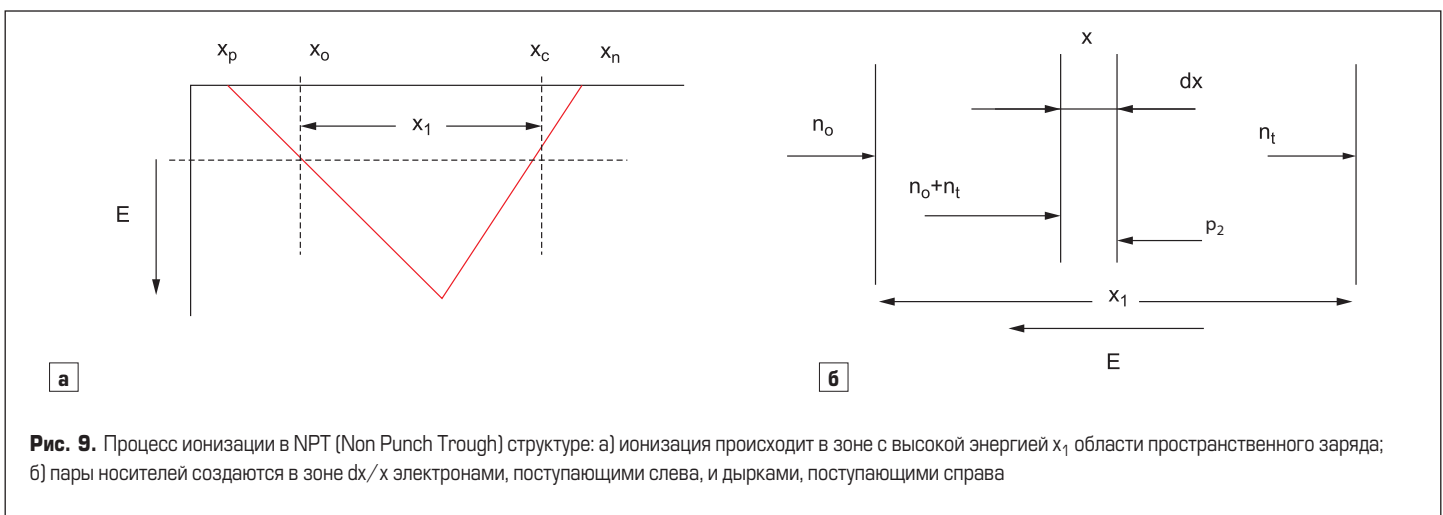


Рис. 9. Процесс ионизации в NPT (Non Punch Trough) структуре: а) ионизация происходит в зоне с высокой энергией  $x_1$  области пространственного заряда; б) пары носителей создаются в зоне  $dx/x$  электронами, поступающими слева, и дырками, поступающими справа



Рис. 10. Типовая ВАХ вторичного пробоя

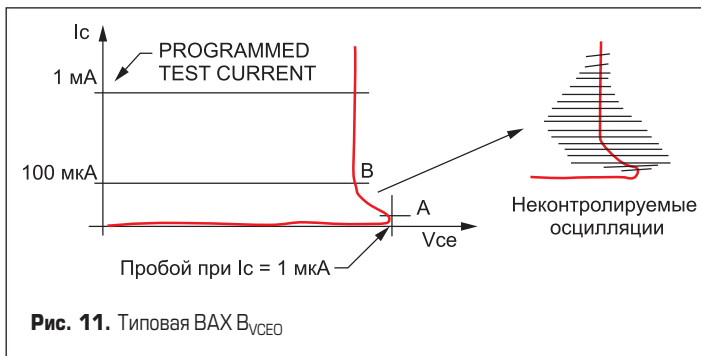


Рис. 11. Типовая ВАХ  $V_{CE}$

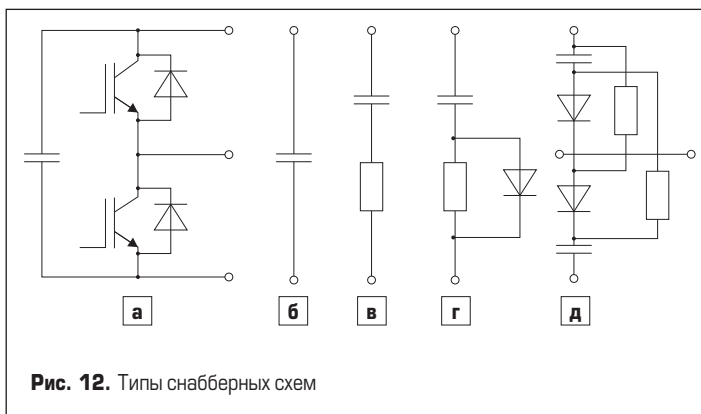


Рис. 12. Типы снабберных схем

Лавинный эффект создает массу носителей в малом объеме шириной  $dx$  в области  $x$  (рис. 96). Допустим, что  $n_0$  — это плотность электронов, входящих в зону слева ( $x_a$ ). Лавинный эффект увеличивает этот показатель между границами  $x_a$  и  $x_c$  таким образом, что электроны, попадающие в зону  $A_{dx}$  с левого края, будут иметь плотность  $n_0 + n_1$ .

Вероятность того, что электроны создадут электронно-дырочные пары при движении через  $dx$ , определяется произведением коэффициента ионизации  $\alpha n$  на длину  $dx$ . Чем выше напряженность поля, тем быстрее электроны получают энергию, поэтому коэффициент ионизации является функцией электрического поля, следовательно, он зависит от зоны полупроводника. Точно так же плотность дырок будет увеличиваться в результате лавинного эффекта, а параметр  $\alpha p$  является коэффициентом ионизации для дырок.

**Вторичный пробой**

Возможности силовых транзисторов во многом ограничены эффектом вторичного пробоя, который представляет собой резкое снижение блокирующего напряжения с одновременным уменьшением нагрузочной способности. На рис. 10 показана типовая вольт-амперная характеристика (ВАХ) транзистора в режиме вторичного пробоя. Лавинный (или «первичный») пробой происходит, когда напряжение на полупроводниковом переходе достигнет предельного значения, определенного для этого прибора. При его дальнейшем увеличении происходит вторичный лавинный пробой.

Инициализация этого механизма имеет четкую температурную зависимость. Спустя некоторое время после воздействия на транзистор импульса мощности  $P = I_c \times V_{CE0}$  он переходит во вторичную лавин-

ную область. За время, прошедшее между лавинным и вторичным пробоем, полупроводник находится в неустойчивом состоянии и может быстро разрушиться, поскольку сопротивление перехода в зоне пробоя становится чрезвычайно низким. В третьей части кривой, когда напряжение заметно снижается, температура кристалла оказывается очень высокой, и зона пробоя полупроводника расширяется. Если ток продолжает расти, кремний плавится, и транзистор полностью выходит из строя.

Обратные характеристики IGBT включают два семейства, относящихся к току утечки и режиму пробоя. Проверка тока утечки не создает опасную нагрузку на чип до тех пор, пока блокирующее напряжение транзистора выше напряжения смещения. При этом обратные токи находятся в микроамперном диапазоне, и выделяемая энергия недостаточна для повреждения чипов, особенно в современных кремниевых транзисторах.

Однако такой вид испытаний не характеризует ни напряжение пробоя, ни лавинный режим биполярного перехода. Эти состояния анализируются с помощью тестов SOA, описанных выше. При проверке  $V_{CE0}$  ВАХ транзистора демонстрируют «обратный» эффект, когда напряжение «коллектор–эмиттер» резко изменяется от состояния пробоя до тестовой рабочей точки, определенной для большого тока. Это выражается в появлении мощных неконтролируемых колебаний (рис. 11) вследствие отрицательного импеданса, наблюдаемого между точками А и В на кривой.

**Снабберы**

Формирование траектории переключения осуществляется с помощью так называемых снабберных цепей, основные виды которых показаны на рис. 12 [9]. Практически все современные модули IGBT имеют прямоугольную SOA и допускают работу в режиме «жесткого переключения» при одновременной коммутации номинального тока и напряжения. Для ограничения коммутационных перенапряжений рекомендуется простейший вариант снаббера (рис. 12а), представляющий собой низкоиндуктивный пленочный конденсатор, устанавливаемый на DC-терминалах модуля. В этом случае он работает как фильтр низких частот, замыкающий через себя ток переходного процесса.

Номинал конденсатора  $C_s$  вычисляется исходя из заданного уровня перенапряжения  $V_{os}$  и величины энергии, запасенной в паразитной индуктивности шины  $L_B$  при коммутации тока  $I_{peak}$ .

$$V_{os} = I_{peak} \times \sqrt{L_B / C_s}$$

Для снижения добротности паразитного колебательного контура последовательно со снабберным конденсатором может быть установлен резистор (рис. 12б). Такая схема обычно используется в низковольтных силовых преобразователях с MOSFET-ключами, она актуальна и для современных высокоскоростных SiC-транзисторов.

На рис. 13а показан график изменения напряжения  $V_{CE}$  «коллектор–эмиттер» при выключении IGBT со скоростью  $di/dt$  при наличии и отсутствии снабберного конденсатора. Для анализа использована эквивалентная схема, приведенная на рис. 13б.

Амплитуду пика перенапряжения  $\Delta V_1$ , вызванного наличием паразитной индуктивности цепей коммутации  $L_S$ , можно рассчитать по формуле:

$$\Delta V_1 = \Sigma L_S \times di/dt.$$

Суммарная величина  $\Sigma L_S$  включает в себя индуктивность выводов IGBT  $L_{CE} = L_C + L_E$  и DC-шины  $L_{DC} = L_{DC+} + L_{DC-}$ .

При использовании снаббера значения  $\Delta V_2$  и  $\Delta V_3$  зависят от распределенных характеристик терминалов IGBT, паразитной индуктивности снабберного конденсатора  $L_S$ , его емкости  $C_s$  и запасенной в  $L_{DC}$  энергии:

$$\Delta V_2 = (L_C + L_E + L_S) \times di_c / dt,$$

$$\Delta V_3 < \sqrt{\frac{L_{DC} \times I_c^2}{C_s}}$$



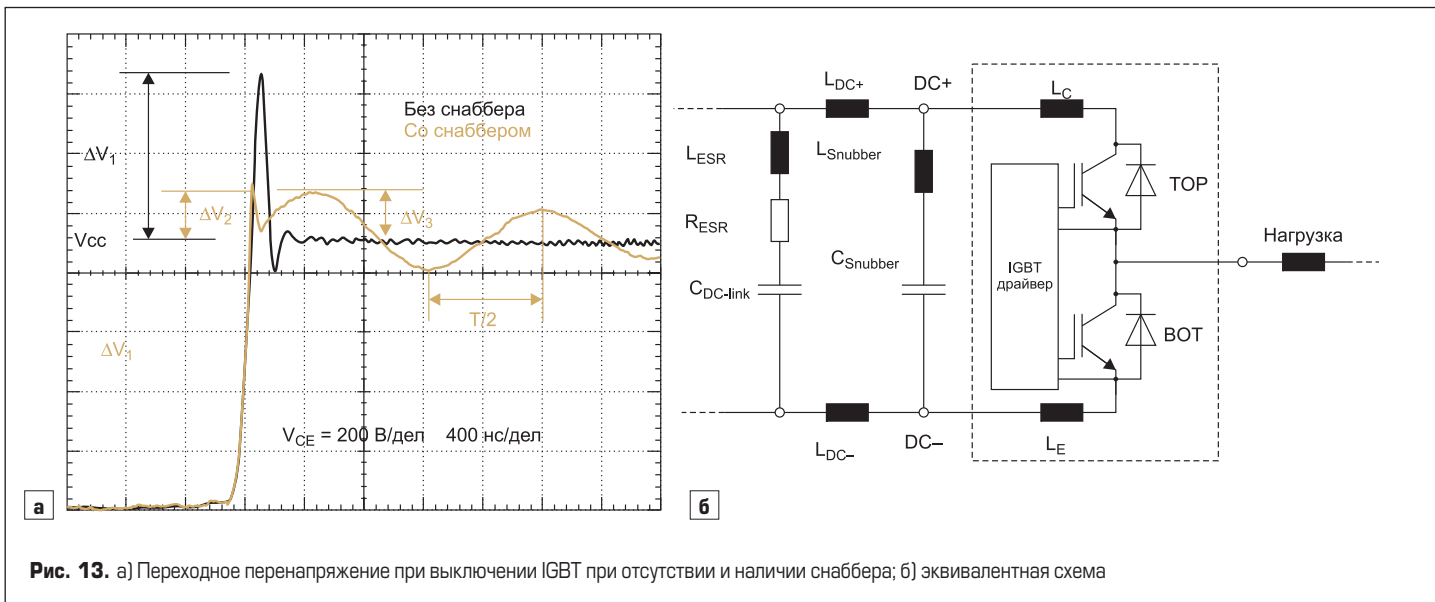


Рис. 13. а) Переходное перенапряжение при выключении IGBT при отсутствии и наличии снаббера; б) эквивалентная схема

Приведенные выражения можно использовать для вычисления емкости снаббера и его максимально допустимой индуктивности при заданных  $\Delta V_2$  и  $\Delta V_3$ . Значение  $C_S$  оказывается прямо пропорциональным величине паразитной индуктивности. Таким образом, корректная топология силового каскада, обеспечивающая минимальное значение  $L_{DC}$  позволяет снизить требования к снабберным цепям.

**Литература**

1. Ralph Annacker, Markus Hermwille. 1200V Modules with Optimised IGBT and Diode Chips. Semikron Elektronik GmbH.
2. Arendt Wintrich, Ulrich Nicolai, Werner Tursky, Tobias Reimann. SEMIKRON Application Manual Power Semiconductors. SEMIKRON International GmbH. 2010.
3. Колпаков А. Контрольная точка, или Об умении читать Datasheet между строк // Электронные компоненты. 2006. № 9.
4. Колпаков А. Сила и интеллект // Компоненты и технологии. 2007. № 7.
5. Колпаков А. SKiiP 4 — новая серия IPM высокой мощности // Силовая электроника. 2009. № 4.
6. Michaël Bairanzade. Understanding Power Transistors Breakdown Parameters. AN1628/D. ON Semiconductor. 2003.
7. Test Methods for Evaluating SCSOA of IGBT. Hitachi Power Semiconductor Device Ltd. 2015.
8. Колпаков А. Защитные функции современных драйверов IGBT // Силовая электроника. 2010. № 5.
9. Колпаков А. Снабберы и перенапряжения // Компоненты и технологии. 2008. № 5.

## IGBT МОДУЛИ НА СРЕДНИЕ ЧАСТОТЫ

- Номинальный ток: 75-400 А
- Напряжение: 1200/1700 В
- Исполнение: 34/62 мм

Стенд В221

WWW.PROTON-ELECTROTEK.COM

# Модернизация нерассеивающих демпферно- снабберных цепочек

## для мягкой коммутации и защиты ключей импульсных преобразователей

**Предлагаются новые схемотехнические решения для улучшения массо-энергетических и надежности характеристик демпферно-снабберных цепочек (ДСЦ), предназначенных для «мягкой» коммутации и защиты электронных ключей импульсных преобразователей (ИП). Решения защищены приоритетом РФ и представляются полезными для использования в широкой практике в области силовой электроники.**

**Станислав Резников**

rezn41@mail.ru

**Игорь Харченко**

**Андрей Лавринович**

**Классические пассивные  
нерассеивающие ДСЦ для мягкой  
коммутации и защиты ключей ИП**

Резкие изменения (скачки) тока и напряжения при коммутациях электронных ключей (ЭК) приводят к существенным помехоизлучениям, ухудшающим электромагнитную совместимость (ЭМС) ЭК — как с собственными блоками управления (драйверами), часто приводя к аварийному высокочастотному автоколебательному процессу, так и с другими электронными устройствами. Кроме того, указанные скачки сопровождаются высокими коммутационными тепловыми потерями из-за временного растяжения и наложения процессов изменения токов и напряжений ( $di/dt$  и  $dU/dt$ ) в ЭК, снижающими КПД и повышающими удельные массо-габаритные параметры ИП. Кроме того, ЭК требуют защиты от коммутационных перенапряжений (при размыканиях), а также от сквозных и диодно-инверсных сверхтоков, возникающих при непосредственной разрядке фильтровых конденсаторов на цепь из двух (и более) несанкционированно одновременно включившихся ключей (например, при воздействии на драйверы электромагнитного импульса молнии) или на цепь ранее проводившего диода с нерассосавшимися («горячими») основными носителями п/п перехода (вплоть до момента резкого восстановления его электрической прочности в обратном направлении проводимости).

Для устранения указанных недостатков жесткой коммутации ЭК в ИП силовой электроники при-

меняются классические, так называемые пассивные нерассеивающие ДСЦ для мягкой коммутации и защиты ЭК.

На рис. 1 приведены силовые схемы простейших ИП: а, б) понижающие (step-down, или buck); в, г) повышающие (boost); д, е) полярно-инвертирующие понижающе-повышающие (buck-boost) с общими для входа и выхода минусовыми (а, в, д) и плюсовыми (б, г, е) выводами, а также обобщенные схемы включения классических пассивных ДСЦ: ж) с демпферным дросселем ( $L_d$ ) для мягкого (без скачка тока) замыкания (turn-on); з) со снабберным конденсатором ( $C_{CH}$ ) для мягкого (без скачка напряжения) размыкания (turn-off) [1]. Основными элементами ДСЦ являются  $L_d$  и  $C_{CH}$ - $VD_{CH}$ , а вспомогательными (для рекуперации энергии, накопленной в  $L_d$  и  $C_{CH}$ ) —  $L_p$ ,  $C_p$ ,  $VD_{p1,2}$ . Следует указать, что один из конденсаторов  $C_{0-1}$ ,  $C_{0-2}$ ,  $C_{1-2}$ , соединенных между собой в треугольник для каждой схемы (показан пунктиром), не является необходимым, но упрощает преобразование схем рис. 1ж и рис. 1з для схем рис. 1а–е. Подробно работа указанных классических ДСЦ описана в [1–4]. К существенным недостаткам этих пассивных ДСЦ относятся:

- относительно большая внутренняя реактивная мощность, развиваемая рекуператорными элементами ( $L_p$  и  $C_p$ ) и основными демпфирующими элементами ( $L_d$  и  $C_{CH}$ ), определяющая ухудшение массо-габаритных и энергетических показателей ДСЦ;
- усложнение алгоритма и схемы управления ЭК (VT) из-за необходимости синхронизации моментов его коммутации с «квазирезонансны-

ми» процессами в ДСЦ, что снижает функциональную надежность и усложняет схему блока управления ИП.

В связи с указанным, авторами предлагается модернизация нерассеивающих ДСЦ для мягкой коммутации и защиты ЭК ИП, исключая указанные недостатки [4–6].

**Простейшие ИП с нерассеивающими пассивно-активными ДСЦ**

На рис. 2 приведены модернизированные авторами силовые схемы ИП с нерассеивающими пассивно-активными ДСЦ: а) понижающий, с общим «минусом»; б) повышающий, с общим «плюсом»; в) полярно-инвертирующий понижающе-повышающий. Основным отличием этих ИП от рассмотренных выше является введение дополнительного рекуперативно-шунтирующего электронного ключа ( $VT_{P/Ш}$ ), выполняющего две взаимно независимые функции: 1) рекуперации энергии снабрного конденсатора ( $C_{CH}$ ) через балластный дроссель (реактор) в нагрузку; 2) шунтирования балластного дросселя для использования его в качестве регулируемого накопительно-демодуляторного реактора ( $L_{H/Д}$ ), формирующего постоянный или модульно-синусно пульсирующий ток зарядки выходного емкостного фильтра ( $C_{0-2}$ ,  $C_{0-1}$  и  $C_{1-2}$  соответственно) и позволяющего исключить из состава входного емкостного фильтра ( $C_{0-1}$ ,  $C_{1-2}$  и  $C_{0-2}$  соответственно) электролитический конденсатор с низкими показателями надежности (термостойкости, безотказности и срока службы).

В качестве пояснения принципа работы приведенных на рис. 2 схем представляется достаточным подробно рассмотреть работу первой из них (рис. 2а при отсутствии рекуператорного конденсатора  $C_P$  и рекуператорного дросселя  $L_P$ ). Здесь так же, как и на рис. 1, наличие конденсатора  $C_{1-2}$  не является необходимым (его цепь показана пунктиром), т. к. его напряжение является зависимым:  $U_{1-2} = U_{1-0} - U_{2-0} > 0$ .

При широтно-импульсном модулированном (ШИМ) управлении с постоянным периодом ( $T_{ШИМ}$ ) каждый период имеет три произвольно чередующихся этапа (при непрерывном токе реактора ( $L_{H/Д}$ ): а) этап нарастания тока реактора ( $dl/dt > 0$ ) с длительностью  $t_{НАР} = \gamma_H T_{ШИМ}$ ; б) этап приближенного сохранения тока (потокосцепления и энергии) реактора ( $dl/dt \approx 0$ ) с длительностью паузы:  $\Delta t_{П} = \gamma_{П} T_{ШИМ}$ ; в) этап частичного (или полного) спада тока ( $dl/dt < 0$ ) с длительностью  $t_{СП} = (1 - \gamma_H - \gamma_{П}) T_{ШИМ}$ . Рассмотрим перечисленные этапы в указанной последовательности при непрерывном токе  $I$ :

- На этапе  $dl/dt > 0$  синхронно включаются ключи  $VT$  и  $VT_{P/Ш}$ , и ток нарастает сначала в цепях разрядки снабрного конденсатора  $C_{CH} - VT - L_{Д} - VD$  (инверсно)  $- C_{0-2} - VT_{P/Ш} - C_{CH}$  и  $C_{CH} - VT - L_{Д} - L_{H/Д} - VT_{P/Ш} - C_{CH}$ , затем в цепи разрядки входного фильтра  $C_{0-1} - VT - L_{Д} - VD$  (инверсно)  $- C_{0-1}$ , а затем, после восстановления электрической прочности запертого

- На этапе  $dl/dt \approx 0$  (токозамыкающей паузы) ключ  $VT$  выключен, а ключ  $VT_{P/Ш}$  остается

включенным, и токи дросселя  $L_{Д}$  и реактора  $L_{H/Д}$  протекают по цепям  $L_{Д} - VD_{P1} - VT - L_{Д}$  (перекачка энергии из  $L_{Д}$  в  $C_{CH}$ ) и  $L_{H/Д} - VT_{P/Ш} - VD_{Ш} - L_{H/Д}$  (сохранение потокосцепления и энергии  $L_{H/Д}$ ). На этапе  $dl/dt < 0$  ключ  $VT_{P/Ш}$  также выключен, а ток реактора спадает по цепи  $L_{H/Д} - C_{0-2} - VD - L_{H/Д}$ .

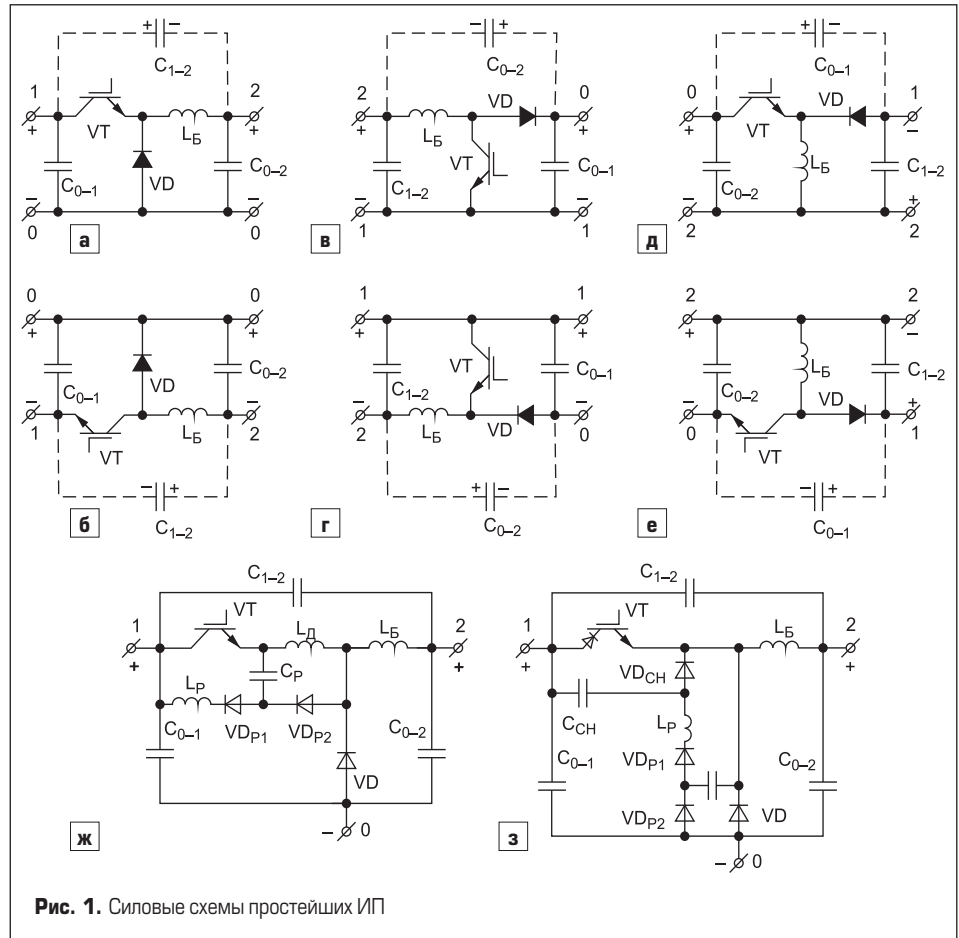


Рис. 1. Силовые схемы простейших ИП

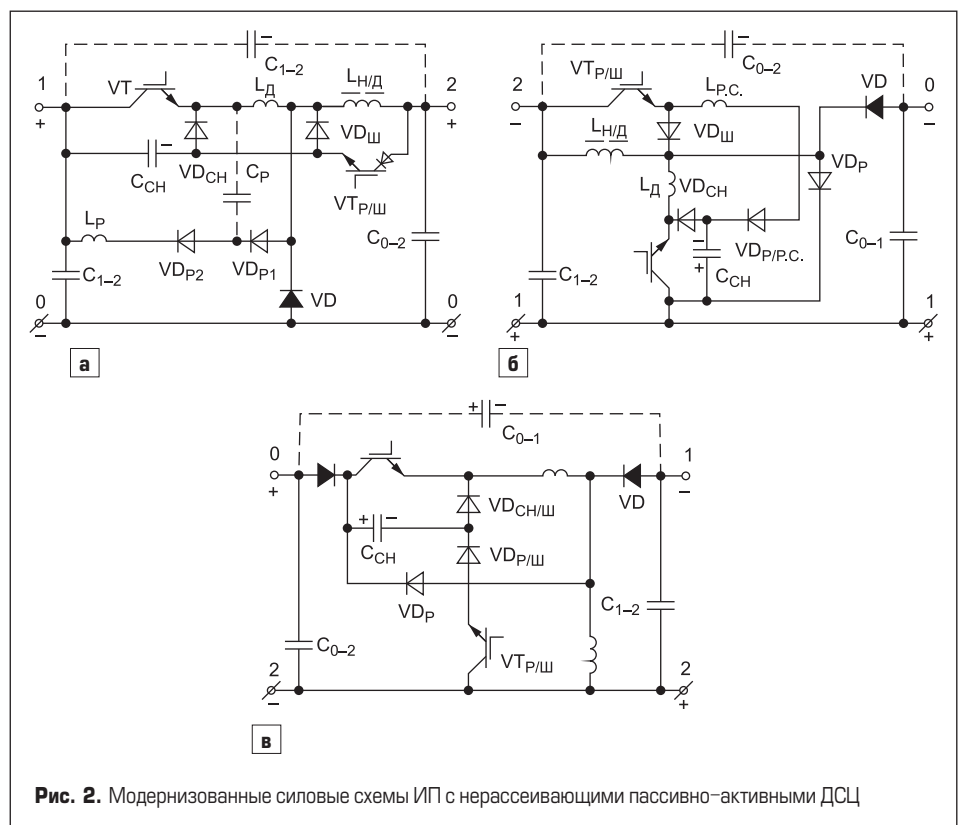


Рис. 2. Модернизированные силовые схемы ИП с нерассеивающими пассивно-активными ДСЦ



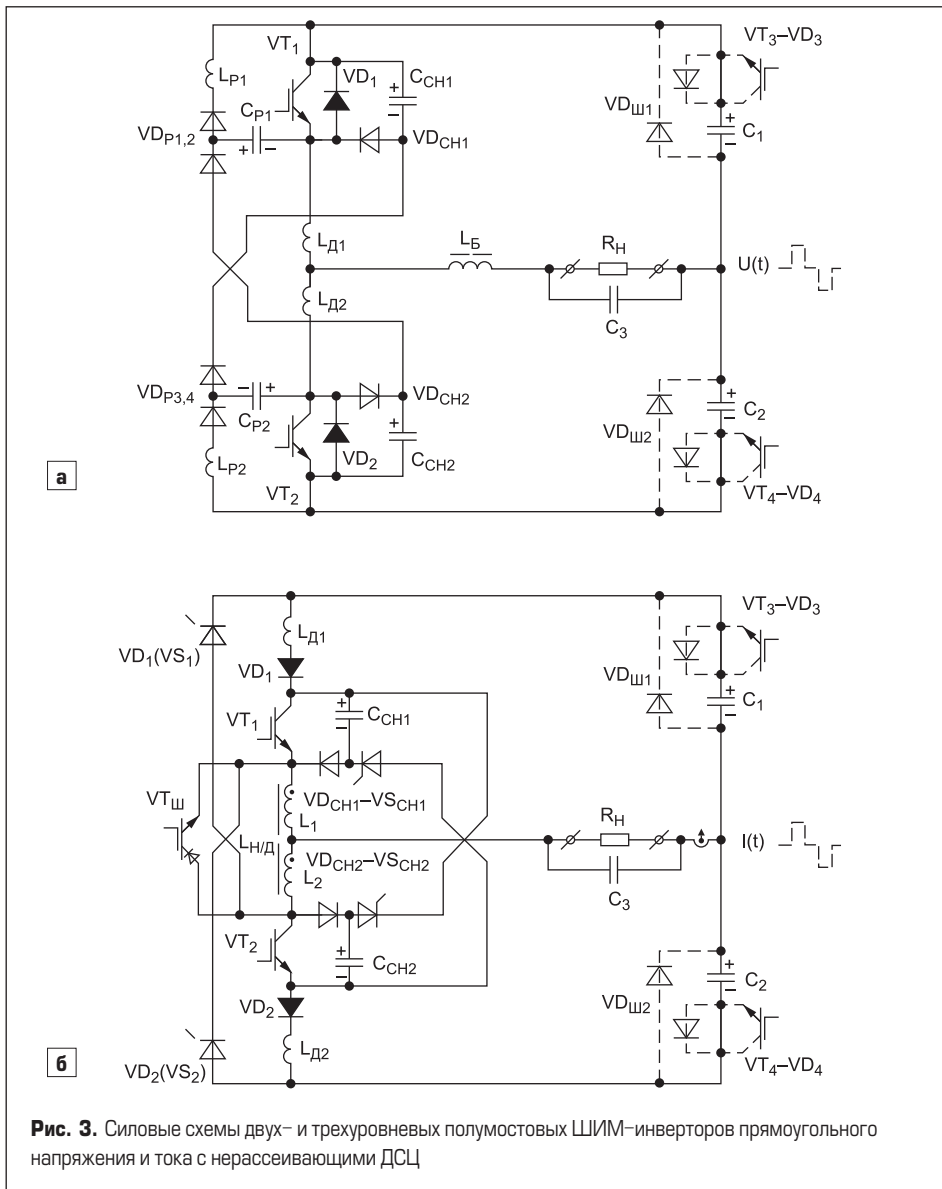


Рис. 3. Силовые схемы двух- и трехуровневых полумостовых ШИМ-инверторов прямоугольного напряжения и тока с нерассеивающими ДСЦ

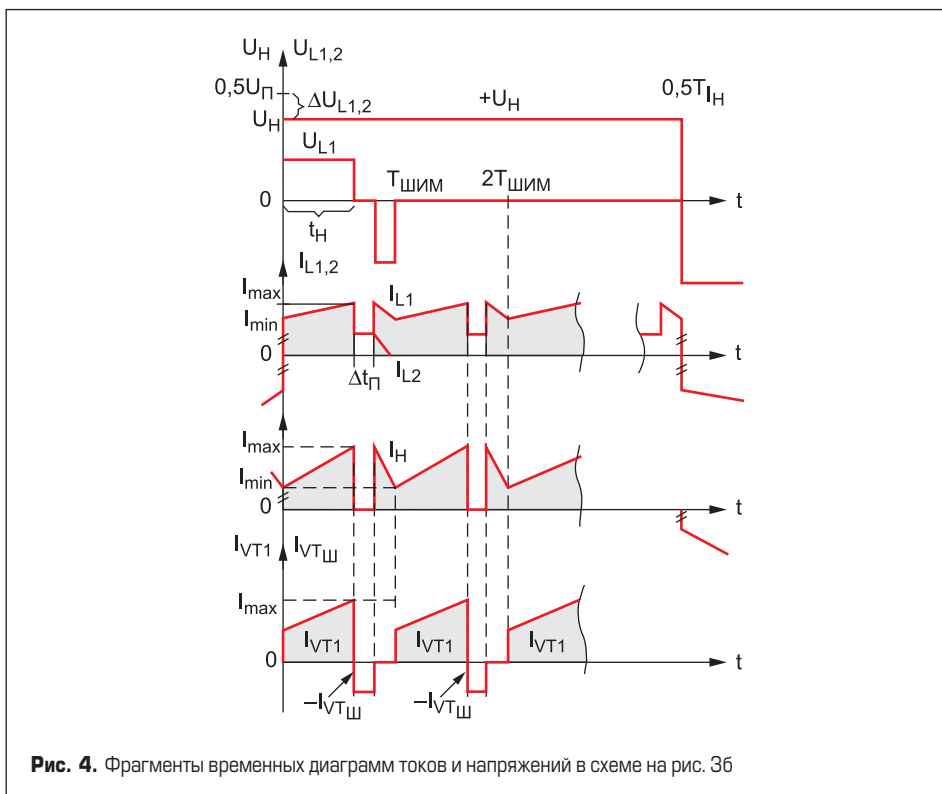


Рис. 4. Фрагменты временных диаграмм токов и напряжений в схеме на рис. 3б

Таким образом, основной электронный ключ (VT) осуществляет мягкую коммутацию: включается при нулевом токе в  $L_{Д}$ , а выключается при нулевом напряжении на  $C_{CH}$ .

С помощью изменения двух взаимонезависимых параметров (коэффициентов заполнения  $\gamma_H$  и  $\gamma_{СП}$ ) производится не только регулирование (или стабилизация) выходного напряжения ( $U_{2,0}$ ), но и регулирование (в том числе и стабилизация) среднеимпульсной величины потокосцепления (а следовательно, и электромагнитной энергии) накопительно-демодуляторного реактора ( $L_{H/Д}$ ), формирующего выходной ток и позволяющего скомпенсировать емкость исключенного из состава  $C_{0-1}$  электролитического конденсатора.

В более сложных двухтактных схемах ИП, например инверторах тока или напряжения, роль рекуператорно-шунтирующих ключей могут выполнять уже имеющиеся в схеме силовые ключи. Далее приводится пример предлагаемого способа демпфирования.

### Полумостовые ШИМ-инверторы прямоугольных напряжений и токов с классическими и модернизированными ДСЦ

На рис. 3 приведены силовые схемы двух- и трехуровневых полумостовых ШИМ-инверторов прямоугольного напряжения (а) и тока (б) с нерассеивающими ДСЦ; а) с классическими пассивными ДСЦ [1, 8]; б) с модернизированными пассивно-активными ДСЦ. В первой схеме (а) на выходе инвертора прямоугольного напряжения установлен Г-образный индуктивно-емкостный фильтр низкой частоты ( $L_{Б}-C_{3}$ ) с балластным дросселем переменного тока ( $L_{Б}$ ). Во второй схеме вместо балластного дросселя применен двухсекционный накопительно-демодуляторный реактор ( $L_{H/Д}$ ) с однополярно-пульсирующим полным потокосцеплением. При этом добавлен шунтирующий ключ  $VT_{ш}$ , а вместо пассивных рекуператорных цепочек ( $L_{P1,2}$ ,  $C_{P1,2}$ ,  $VD_{P1,2(3,4)}$ ) установлены вентильные цепочки  $VD_{1,2}(VS_{1,2})$  и  $VS_{CH1,2}$ . В вариантах трехуровневых инверторов (с нулевым уровнем в паузах) в обеих схемах устанавливаются дополнительные ключи с обратно-шунтирующими диодами ( $VT_{3-VD_3}$  и  $VT_{4-VD_4}$ , показанные пунктиром), а также дополнительные диоды для шунтирования в паузах ( $VD_{ш1,2}$ ). Оба инвертора являются понижающими ( $0,5U_{П} > U_H$ ).

Модernизованная схема (рис. 3б) представляет собой инвертор тока: в простейшем варианте управления — прямоугольного (с нулевыми паузами или без них), а в варианте управления по синусоидальному эталону — синусоидального (за счет формирования полного потокосцепления реактора  $L_{H/Д}$  по модульно-синусному закону:  $\psi(t) = \psi_0 |\sin(\omega t)|$ ). Указанный способ защиты приоритетом РФ.

Рассмотрим работу модернизированной схемы (рис. 3б) в двухуровневом варианте (без установки (или без модуляции) дополни-

тельных ключей ( $VT_{3,4}-VD_{3,4}$ ) и без установки шунтирующих диодов ( $VD_{Ш1,2}$ ).

При высокочастотном ШИМ-управлении произвольный период ( $T_{ШИМ}$ ) имеет чередующиеся три этапа изменения полного потокоцепления реактора  $L_{H/д}$ : а)  $d\psi/dt > 0$  с длительностью  $t_H = \gamma_H T_{ШИМ}$ ; б)  $d\psi/dt \approx 0$  с длительностью  $\Delta t_{II} = \gamma_{II} T_{ШИМ}$ ; в)  $d\psi/dt < 0$  с длительностью  $(1-\gamma_H-\gamma_{II}) T_{ШИМ}$ . Токосцепления цепи на указанных этапах первого полупериода выходного тока будут следующими:

а) на этапе  $d\psi/dt > 0$  — цепи  $C_{CH1}-VT_1-L_1-L_2-VT_2-VS_{CH1}-C_{CH1}$  (полная разрядка первого снабберного конденсатора) и  $C_1-L_{д}-VD_1-VT_1-L_1-C_3||R_H-C_1$ ;

б) на этапе  $d\psi/dt \approx 0$  — цепь шунтирования  $L_{H/д}-VT_{III}-L_{H/д}$ ;

в) на этапе  $d\psi/dt < 0$  — цепи  $L_1-C_3||R_H-C_2-VD_2(VS_2)-L_1, C_1-L_{д1}-VD_1-C_{CH1}-VD_{CH1}-L_1-C_3||R_H-C_1$  (зарядка первого снабберного конденсатора) и  $L_2-VD_{CH2}-C_{CH2}-VS_{CH1}-VD_{CH1}-L_1-L_2$  (зарядка второго снабберного конденсатора с поглощением энергии индуктивности рассеяния  $L_{H/д}$ ).

На втором полупериоде выходного тока процессы протекают аналогичным образом (после включения ключа  $VT_2$ ).

На рис. 4 приведены фрагменты временных диаграмм токов и напряжений в схеме на рис. 3б: среднеимпульсное напряжение на фильтровом конденсаторе нагрузки ( $U_H$ ), напряжение на первой секции  $L_{H/д}$  ( $U_{L1}$ ), токов на первой и второй секциях ( $I_{L1}, I_{L2}$ ), ток нагрузки ( $I_H$ ), а также ток в первом и шунтирующем ключах ( $I_{VT1}$  и  $I_{VTIII}$ ).

Ввиду сложности аналитического расчета токов и напряжений (особенно в варианте трехуровневого инвертора прямоугольного тока с дополнительными ключами  $VT_3, VT_4$  на рис. 3б) предлагается производить компьютерное моделирование схемы, например в симуляторе LTSpice на базе данных для конкретного технического задания (по типу моделирования в [1, 4 и др.]).

**Вывод**

Предложенная модернизация схемотехнических решений для нерассеивающих пассивно-активных ДСЦ по сравнению с классическими пассивными цепочками позволяет существенно снизить внутреннюю реактивную мощность, развиваемую рекуператорными и основными демпфирующими элементами, уменьшить массу, габариты и тепловые потери ИП (конвертеров, инверторов, преобразователей частоты и др.), а также повысить их функциональную надежность за счет упрощения алгоритмов и схем управления. Предлагаемые схемотехнические решения защищены приоритетом РФ и представляются полезными для использования в широкой практике в области силовой электроники.

**Литература**

1. Володин В. Расчет нерассеивающего демпфера DC/AC-преобразователя // Силовая электроника. 2011. № 4.

2. Williams B. W. Principles and Elements of Power Electronics // Devices, Drivers, Applications and Passive Components. 2006.

3. Ben-Yaakov S., Ivensky G. Passive lossless snubbers for high frequency PWM converters. Power Electronics Laboratory Department of Electrical and Computer Engineering Ben-Gurion University of the Negev. 1997.

4. Глебов Б., Лебедев А., Недолужко И. Расчет с помощью PSРice демпфирующих цепочек для транзисторных ключей преобразователей напряжения // Силовая электроника. 2005. № 4.

5. Резников С., Чуев Д. Защита от сверхтоков и перенапряжений и снижение коммутационных потерь в силовых импульсных преобразователях // Компоненты и технологии. 2006. № 5.

6. Резников С., Бочаров В., Харченко И., Ермилов Ю., Лавринович А. Импульсные вторичные источники питания с повышенным качеством входных и выходных токов // Силовая электроника. 2013. № 2.

7. Белов Г. А. Расчет и анализ зависимостей размаха пульсаций тока дросселя от параметров режимов непрерывного и прерывистого тока импульсных преобразователей // Практическая силовая электроника. 2014. № 1(53).

8. Mark Smith Jr., Smedley K. M. Lossless, passive soft switching methods for inverters and amplifiers. Department of electrical and computer Engineering University of California. 1997.


















# СИЛОВЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ

- » Конденсаторы для печей обжига
- » Конденсаторы для ж/д транспорта
- » Низковольтные конденсаторы для компенсации мощности
- » Схемы фильтрации гармоник

## VISHAY ESTA







www.platan.ru

Офисы в Москве: м. Молодежная, ул. Ивана Франко, 40, стр. 2, (495) 97 000 99, info@platan.ru;  
 м. Электrozаводская, ул. Б. Семеновская, 40, стр. 26, БЦ Агат, (495) 744 70 70, platan@platan.ru;  
 Офис в Санкт-Петербурге: ул. Зверинская, 44, (812) 232 88 36, baltika@platan.spb.ru

# Высоковольтные модули

## с низкой внутренней индуктивностью для следующего поколения чипов — nHPD<sup>2</sup>

Для того чтобы получить преимущества от использования полупроводниковых приборов на основе полупроводников с широкой запрещенной зоной (WBG), необходимо снизить суммарное значение паразитной индуктивности системы. Новая технология Hitachi, ориентированная на концепцию мощных высоковольтных модулей, называется next High Power Density Dual, или HPD<sup>2</sup>. Технология предлагает не только резкое сокращение внутренней индуктивности (на 75% по сравнению с обычными модулями), но и увеличение удельной мощности по сравнению с модулями F-серии, представленными Hitachi в 2014 году. Тогда компании удалось добиться повышения удельной мощности на 20% в сравнении с аналогичными компонентами. Однако модули nHPD<sup>2</sup> обеспечивают еще более высокую плотность мощности (увеличение до 10%). Разработанная технология дополнена функцией измерения тока, которая позволяет детектировать перепад напряжения на внутренней индуктивности выводов. Хотя получить высокую точность измерения при чрезвычайно малой индуктивности модуля сложно, в данной статье предлагается новый алгоритм измерения тока с использованием внутренней индуктивности и проводится его проверка для подтверждения требуемой точности.

**Дайсукэ Кавасе**  
(Daisuke Kawase)

daisuke.kawase.ey@hitachi.com

**Масамитсу Инаба**  
(Masamitsu Inaba)

masamitsu.inaba.qz@hitachi.com

**Кейсукэ Хориучи**  
(Keisuke Horiuchi)

Keisuke.horiuchi.oa@hitachi.com

**Кацуаки Сайто**  
(Katsuaki Saito)

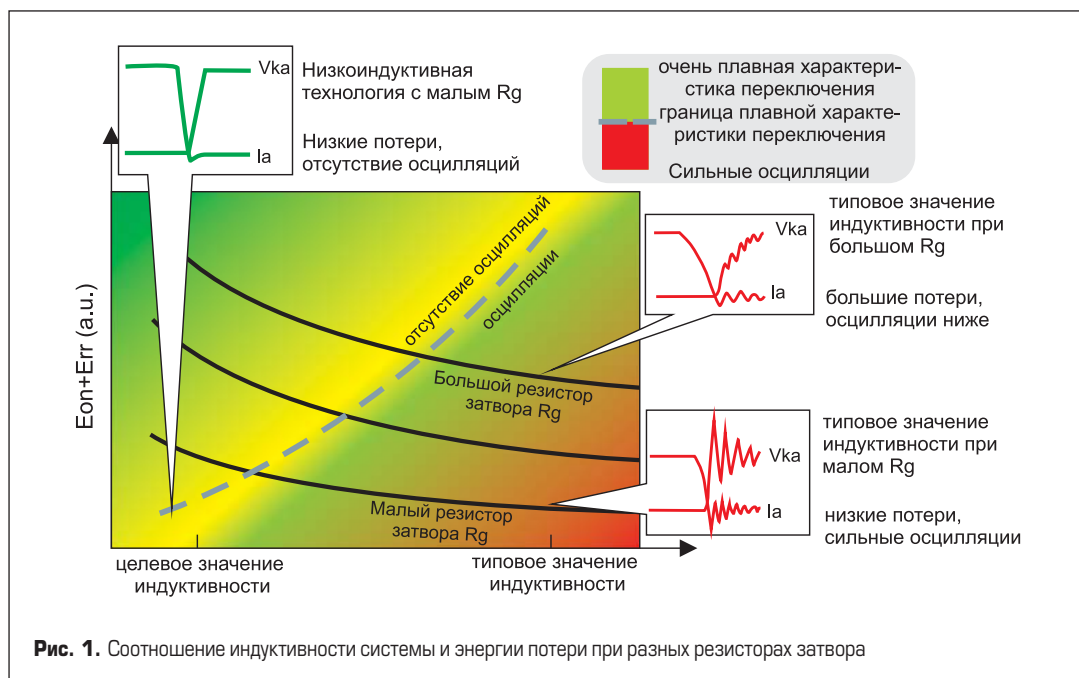
katsuaki.saito@hitachi-eu.com

**Перевод:**  
**Андрей Колпаков**  
**Евгений Карташев**

### Введение

Приборы на полупроводниковых материалах с широкой запрещенной зоной предлагают очень хорошие динамические характеристики, причем не только для высокочастотных DC/DC-преобразователей, но и для инверторов электродвигателей [1]. Однако при использовании WBG-приборов в системах управления

двигателями неизбежно возникают проблемы коммутационных колебаний. Для их решения можно уменьшить скорость переключения, что, к сожалению, сводит на нет преимущества WBG-устройств. Другим, более рациональным решением является снижение индуктивности. Этот подход уже был предложен многими исследователями [2–4]. На рис. 1 показана связь между коммутационными потерями и индуктивно-





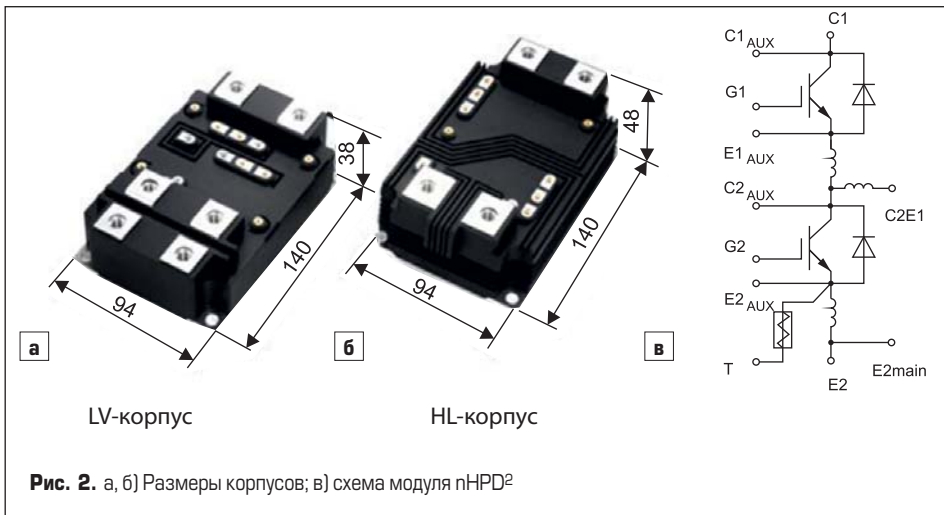


Таблица. Номинальные напряжения и токи

Корпус	$V_{ce\ cr}$ , В	$I_{cr}$ , А
LV	1200	1000
LV	1700	900
LV/HV	3300	450
HV	4500	330
HV	6500	225

**Оптимизированный дизайн терминалов**

Оптимизация конструкции терминалов модуля предусматривает не только уменьшенную индуктивность, но и большую стойкость к механическим воздействиям, а также повышение температуры. Для снижения индуктивности целесообразно использовать взаимную индуктивность между антипараллельными терминалами. В последнем варианте корпуса (F-версия, рис. 3б) достигнуто сокращение паразитной индуктивности примерно на 40% по сравнению с обычным типом корпуса (E-версия, рис. 3а) за счет размещения большей части площади выводов вплотную на малом расстоянии [5, 6].

Кроме того, благодаря расширению площади терминалов полумостовой цепи в новой модели nHPD<sup>2</sup> удалось обеспечить дальнейшее снижение индуктивности (рис. 3в). На рис. 4 представлено сравнение сигналов выключения обычного и nHPD<sup>2</sup>-корпусов. nHPD<sup>2</sup> демонстрирует меньшее пиковое напряжение выключения за счет низкой

стью петли. Сопротивление затвора ( $R_g$ ) на рисунке представляет собой параметр, влияющий на скорость переключения. Целевое значение внутренней индуктивности определено в статье на уровне 10 нГн.

**Корпус с низкой индуктивностью**

**Конструктив**

На рис. 2 показаны габаритные размеры и соответствующая принципиальная схема. В таблице приведены номинальные напряжения и токи новых корпусов Hitachi — nHPD<sup>2</sup>.

Один общий типоразмер охватывает широкий спектр применений с напряжением 1200–6500 В. На рис. 2 показаны характеристики LV- и HV-модулей для каждого уровня рабочего напряжения, напряжение изоляции составляет 6 и 10,2 кВ rms соответственно. Как видно из схемы, nHPD<sup>2</sup> содержит двойной ключ для достижения низкой внутренней индуктивности. В модуле установлен датчик тока, использующий паразитную индуктивность конструкции. В данной статье рассмотрены электрические характеристики LV-корпуса.

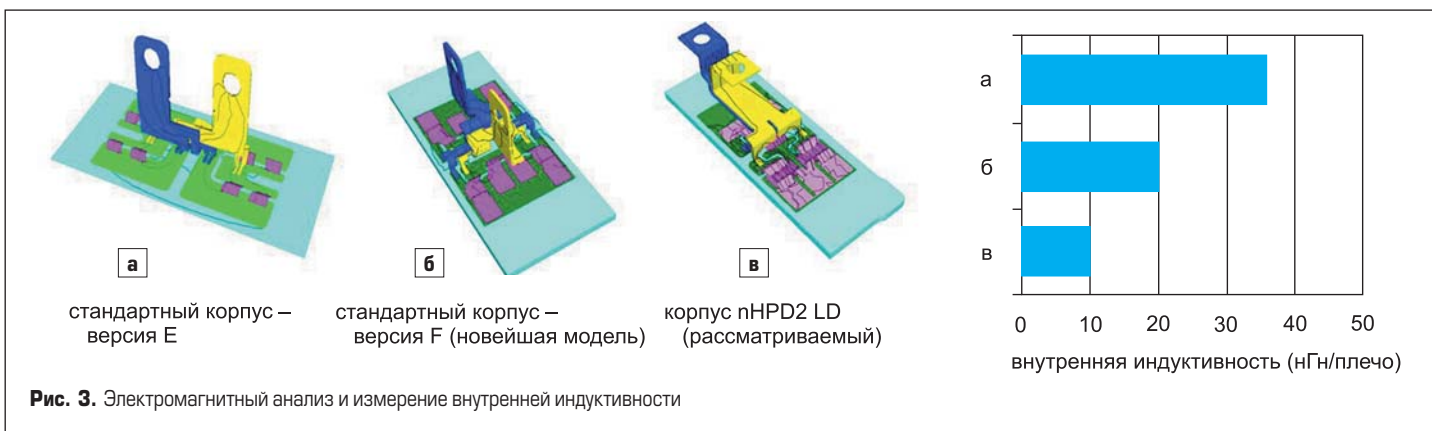


Рис. 3. Электромагнитный анализ и измерение внутренней индуктивности

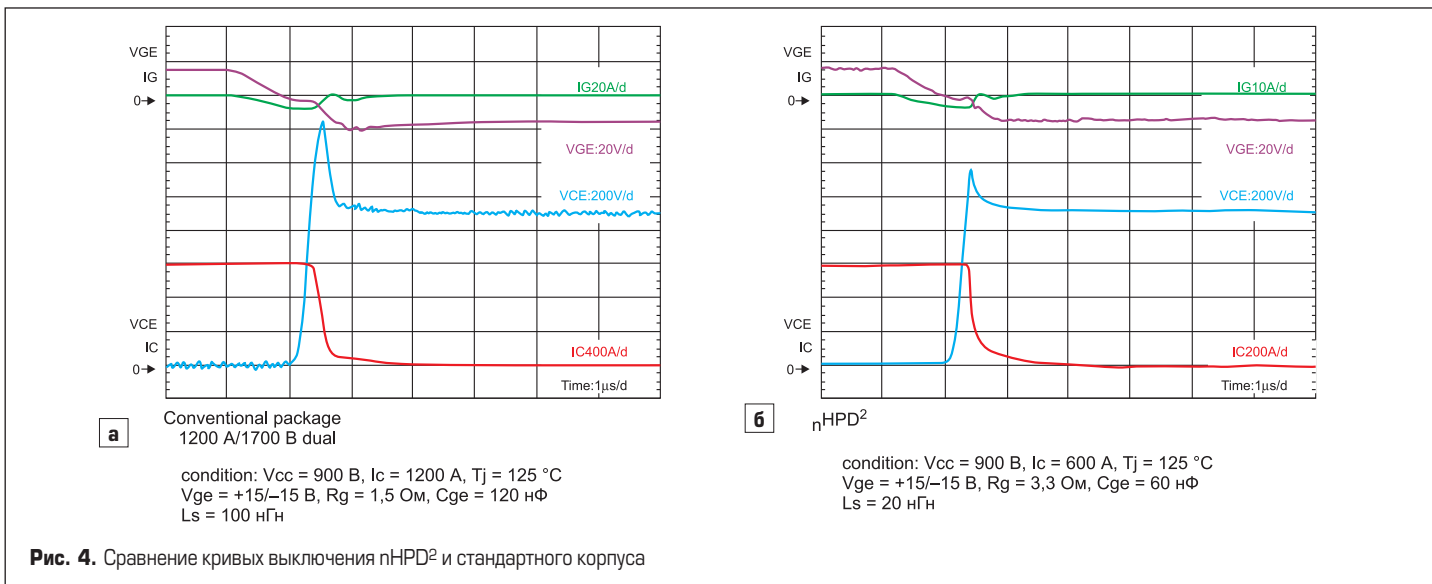


Рис. 4. Сравнение кривых выключения nHPD<sup>2</sup> и стандартного корпуса

	1 in 1 (Current)	2 in 1 (nHPD <sup>2</sup> )
	<p>Два MBN800E33E или MBN1000E33E2  <math>18 \text{ нГн} \times 2 = 36 \text{ нГн}</math>                  Два MBN1200F33F  <math>10 \text{ нГн} \times 2 = 20 \text{ нГн}</math></p>	<p>два параллельных LV корпуса  <math>10 \text{ нГн}/2 = 5 \text{ нГн}</math>                  (снижение на 75%)</p>
Три фазы	<p>Конденсатор <math>290 \times 410 = 118,9 \text{ мм}^2</math></p> <p><math>1200 \text{ А} \times 6 / (290 \times 410) = 0,061 \text{ А/мм}^2</math></p>	<p>Конденсатор <math>140 \times 564 = 78,96 \text{ мм}^2</math>                  (снижение на 34%)</p> <p><math>900 \text{ А} \times 6 / (140 \times 564) = 0,068 \text{ А/мм}^2</math>                  (Высокая плотность мощности, улучшение 13%)</p>

Рис. 5. Топология конвертера со стандартным модулем и nHPD<sup>2</sup>

внутренней индуктивности, составляющей 9,7 нГн, что удовлетворяет целевым требованиям для WBG-модулей.

**Преимущества для применения в инверторах**

**Концепция двойного ключа (низкая индуктивность)**

Использование концепции двойного ключа — важное условие для уменьшения индуктивности каждой фазной стойки на 75%. Проводилось сравнение индуктивностей однофазных модулей nHPD<sup>2</sup>. На рис. 5 (слева) показана конфигурация с двумя одиночными ключами с током 800 или 1200 А и паразитной индуктивностью в 18 нГн (или 10 нГн в последней F-версии на 1200 А). Общая индуктивность фазной стойки оценивается как 36 нГн. На рис. 5 (справа) представлена полумостовая конфигурация nHPD<sup>2</sup> с паразитной индуктивностью 10 нГн. Эквивалентная индуктивность полной фазы составляет всего 5 нГн (10 нГн/2). Это означает, что конструктив nHPD<sup>2</sup> обеспечивает резкое сокращение собственной индуктивности — на 75% по сравнению с обычным модулем. На рис. 5 также показана относительная плотность мощности, приведенная к используемой площади и номинальному току 3-фазной схемы. Эти данные подтверждают, что конструктив nHPD<sup>2</sup> способен повысить удельную мощность на 10% по сравнению с обычным модулем поколения 2014-го, в котором плотность мощности уже была увеличена на 20% [5, 6].

**Параллельная работа nHPD<sup>2</sup> (повышение выходной мощности)**

Расположение пары выводов P и N на одной из коротких сторон корпуса и AC-терминала на противоположной стороне формирует модульную концепцию дизайна nHPD<sup>2</sup>. Подключение к подсистемам и другим компонентам может быть упрощено при использовании отдельных шин постоянного и переменного тока. Это позволяет уменьшить

габариты инвертора за счет оптимизации соединений звена постоянного тока и нагрузки. На рис. 6 приведен пример сборки при установке двух модулей nHPD<sup>2</sup> в параллель и 3-фазной конфигурации схемы (в общей сложности 6 модулей nHPD<sup>2</sup>).

При параллельном включении необходимо рассмотреть возможный дисбаланс токов между модулями. На стороне DC-терминала конденсаторы равномерно установлены от-

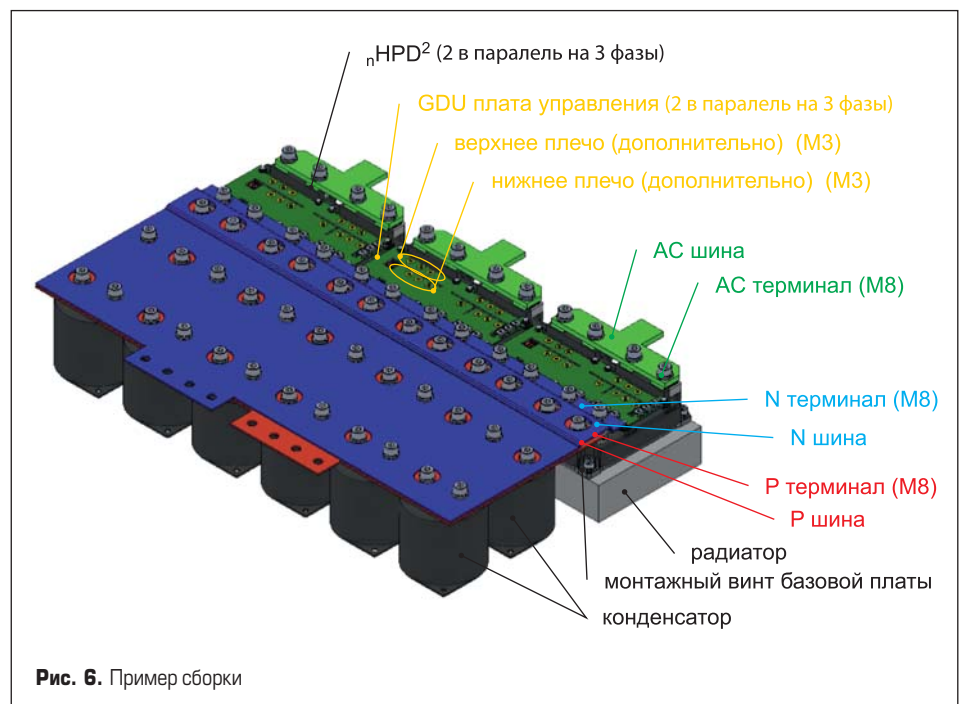


Рис. 6. Пример сборки

носителем каждого nHPD<sup>2</sup>-модуля, чтобы предотвратить возникновение дисбаланса. С другой стороны вдоль АС-вывода общая шина соединена с двумя модулями nHPD<sup>2</sup>. Здесь следует анализировать индуктивность шины переменного тока, поскольку внутренняя индуктивность nHPD<sup>2</sup> относительно невелика. Особенно важно учитывать паразитную индуктивность АС-терминала, чтобы исключить вероятный дисбаланс. На рис. 7 показана эпюра тока короткого замыкания двух параллельно включенных nHPD<sup>2</sup>-модулей. Прямым следствием индуктивного баланса является хорошее распределение токов короткого замыкания и отсутствие существенных различий формы сигналов.

**Функция измерения тока**

**Токовый датчик для низкоиндуктивного корпуса**

Корпус nHPD<sup>2</sup> имеет низкую внутреннюю индуктивность, что позволяет снизить уровень колебаний при использовании WBG-полупроводников. Благодаря малой паразитной индуктивности потери включения оказываются больше, чем у обычных модулей, поскольку перепад напряжения на коммутиремом приборе растет во время включения. Такое большое увеличение потерь неприемлемо, поэтому, чтобы их компенсировать, приходится использовать меньшее сопротивление затвора ( $R_g$ ) для увеличения  $di/dt$ . Однако малая величина  $R_g$  повышает скорость изменения тока  $di/dt$  сразу после короткого замыкания. Таким образом, низкая индуктивность корпуса позволяет обнаруживать ток короткого замыкания за счет прямого детектирования  $di/dt$ .

**Точность детектирования  $di/dt$  в низкоиндуктивном корпусе**

Технология измерения тока с использованием внутренней индуктивности корпуса

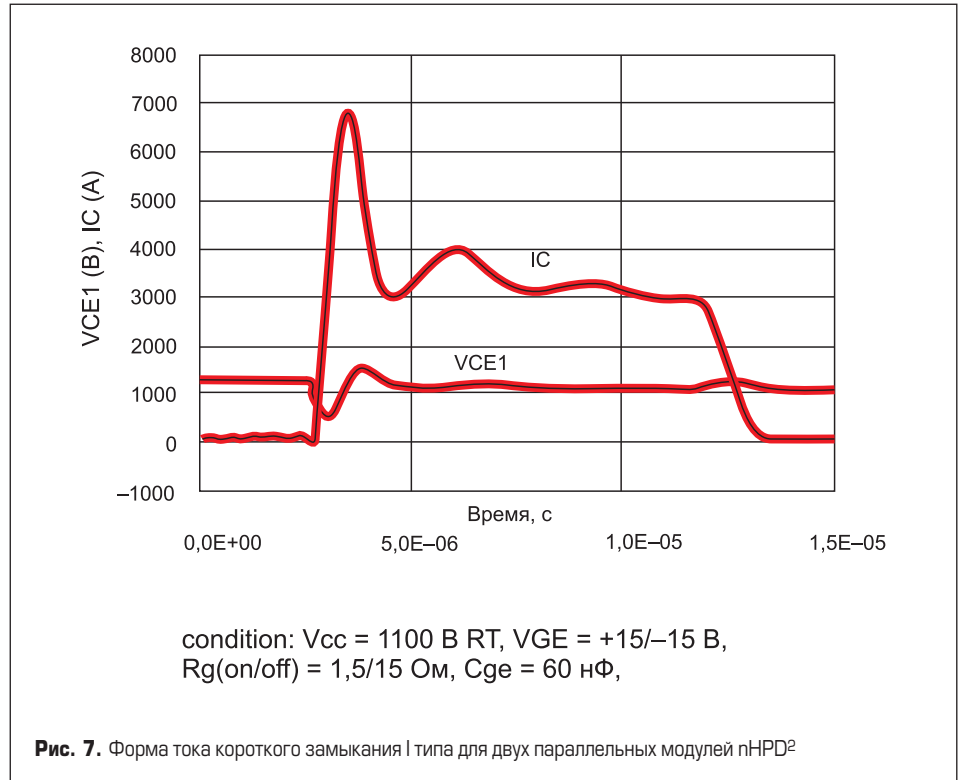


Рис. 7. Форма тока короткого замыкания I типа для двух параллельных модулей nHPD<sup>2</sup>

описана в [7]. Такой метод предполагает достаточно большую индуктивность, чтобы обеспечить высокую точность. Это противоречит требованию снижения потерь за счет использования низкоиндуктивного корпуса. В данной статье конструктив nHPD<sup>2</sup> был оснащен терминалом измерения тока, использующим внутреннюю индуктивность относительно небольшой величины. При применении стандартного алгоритма ток верхнего плеча вычисляется на основе разности потенциалов ( $L_2 \times di_1/dt$ ) между вспомогательными выводами 6 и 4, показанными на рис. 5. В нижнем плече выводы 10 и 8 использованы для измерения разности потенциалов ( $L_3 \times di_2/dt$ ). Для реализации низкоиндуктивного корпуса

разработаны терминалы, обеспечивающие протекание тока во встречном направлении на некоторое расстояние.

Таким образом, взаимная индуктивность между соседними терминалами не может быть проигнорирована. Здесь мы предлагаем новый алгоритм, позволяющий точно оценить ток коллектора на основе измеренного перепада напряжения ( $V_{6-4}$  и  $V_{10-8}$ ), описанного в уравнении (1). Это выражение может быть преобразовано в уравнение (2), а ток в верхнем и нижнем плече — получен с помощью уравнения (3), представленного на рис. 8. Использование метода численного электромагнитного анализа позволяет определить каждую сосредоточенную константу.

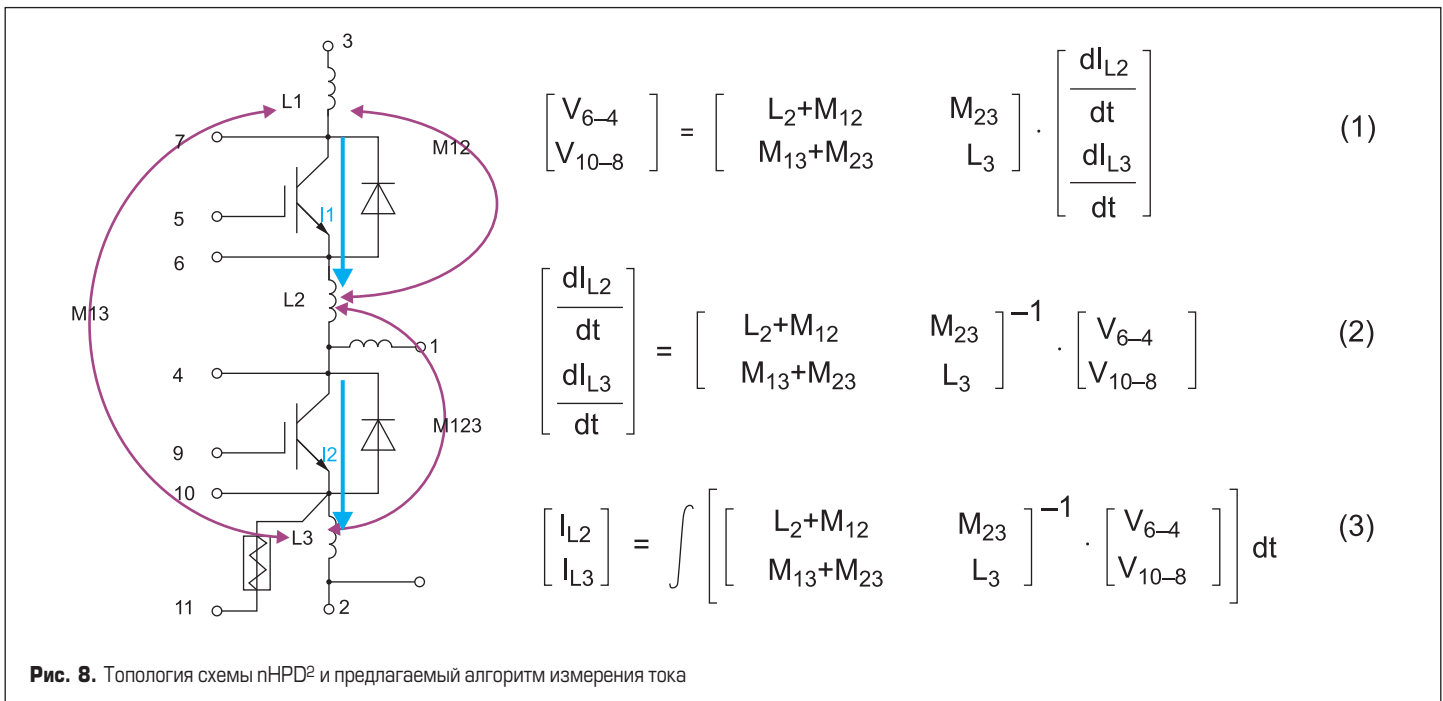
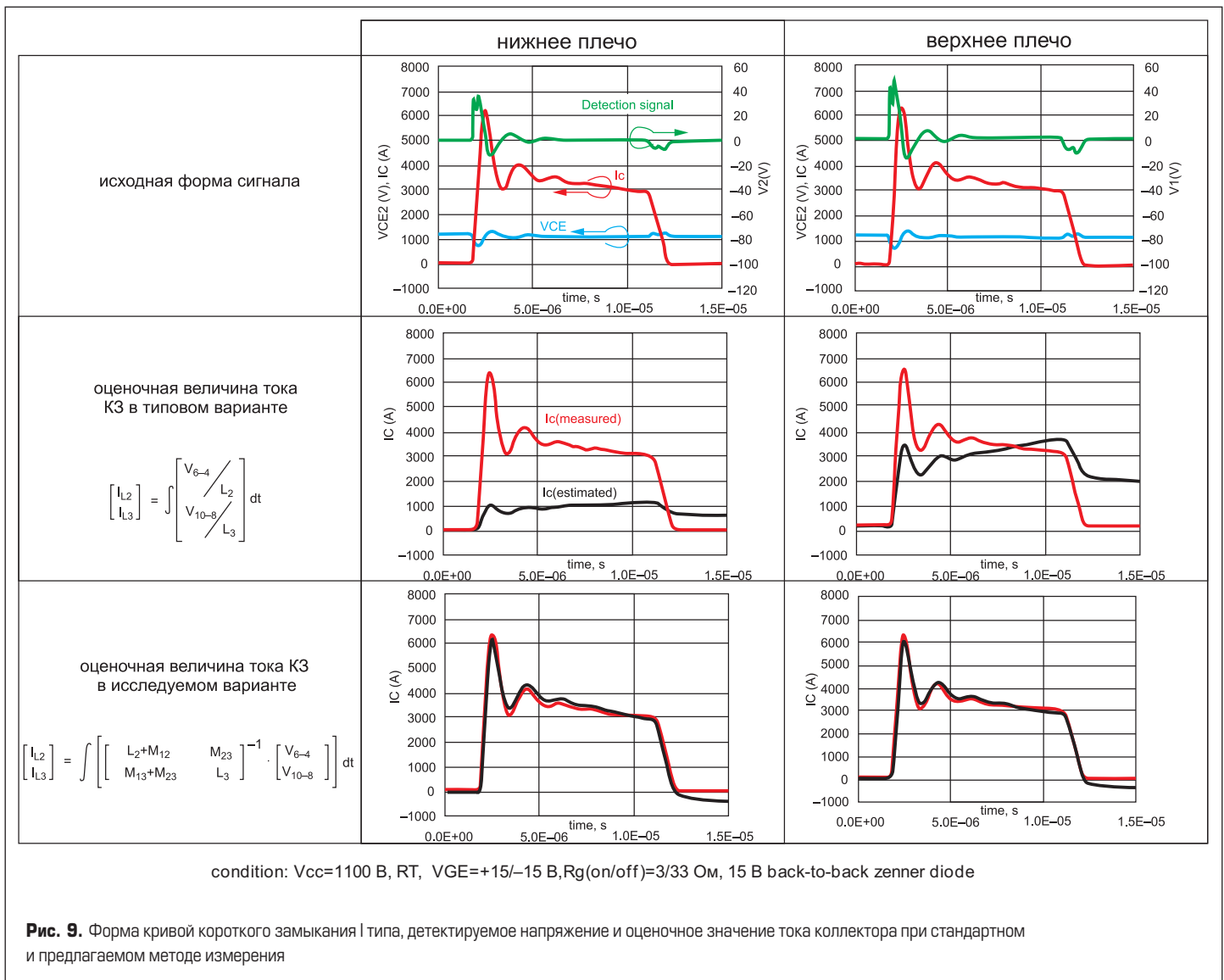


Рис. 8. Топология схемы nHPD<sup>2</sup> и предлагаемый алгоритм измерения тока





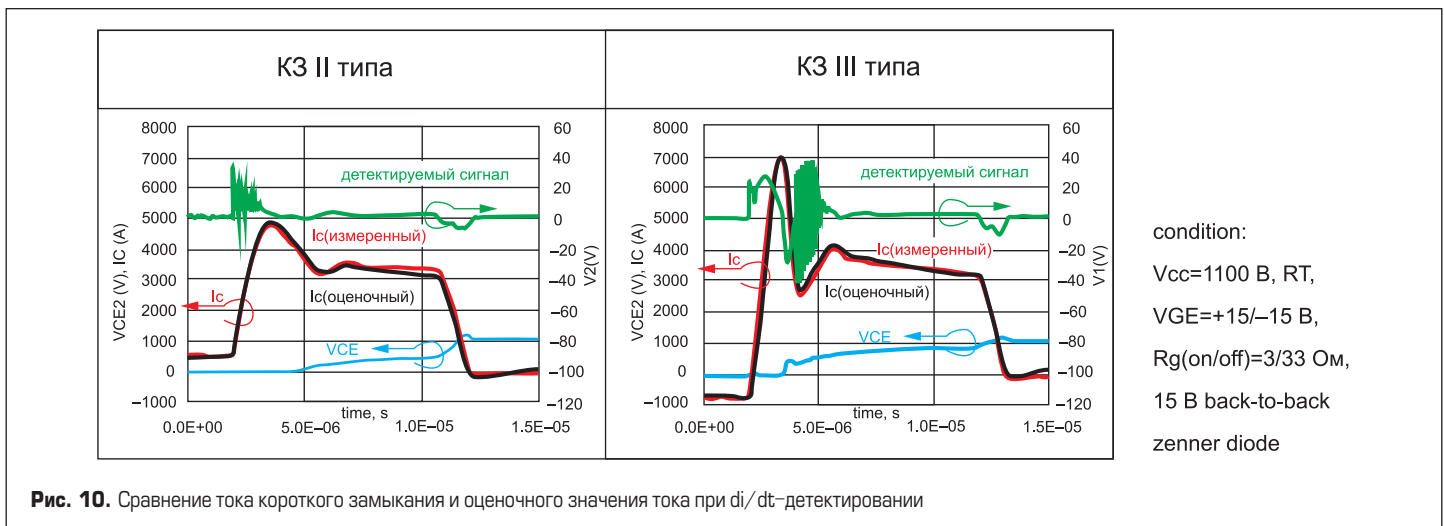
На рис. 9 показан пример экспериментальных результатов оценки величины тока. Во-первых, были сопоставлены сигналы токов короткого замыкания I типа. Значения токов, полученных по обычной методике, оказываются менее половины и более чем в два раза больше тока в нижнем и верхнем плече. Оценка тока в соответствии с предложенным алгоритмом

демонстрирует хорошее согласование с измеренными значениями.

Во-вторых, были сопоставлены сигналы токов короткого замыкания II и III типа. На рис. 10 показаны оценочные и измеренные значения токов КЗ II и III типа, полученные с помощью такого же алгоритма. Обе оценочные величины токов имеют хорошее согласование с измеренными значениями.

**Заключение**

Был разработан конструктив модуля с высокой плотностью мощности (nHPD<sup>2</sup>), имеющий внутреннюю индуктивность менее 10 нГн. Поскольку корпус nHPD<sup>2</sup> спроектирован для реализации двухключевой схемы, он обеспечивает кардинальное снижение паразитной индуктивности полной



фазы — на 75% относительно обычного модуля. Мы также убедились в том, что nHPD<sup>2</sup> имеет на 10% большую плотность мощности по сравнению с последним поколением модулей. Был предложен новый алгоритм, который использует паразитную индуктивность модуля и предназначен для оценки тока коллектора на основе измеренного падения напряжения. Новый метод применяет взаимную индуктивность между соседними терминалами, что обеспечивает высокую точность измерений. Прогнозируемое значение тока коллектора, полученное с помощью предложенного алгоритма, хорошо согласуется с экспериментальными результатами,

несмотря на чрезвычайно низкую индуктивность модуля.

**Литература**

1. Ogawa K. et al. Traction inverter that applied SiC hybrid module. PCIM, 2011.
2. Neeb C. et al. A 50 kW IGBT Power Module for Automotive Applications with Extremely Low DC-Link Inductance. EPE, 2014.
3. Borghoff G. Implementation of low inductive strip line concept for symmetric switching in a new high power module. PCIM, 2013.

4. Beckendahl P. et al. Breakthrough into third dimension — Sintered multi-layer flex for ultra-low inductance modules.
5. Kushima T. et al. 3.3kV/1800A IGBT module using advanced trench HiGT structure and module design optimization. PCIM, 2014.
6. Azuma K. 3.3kV IGBT module with low power loss and high current ratings. PCIM, 2013.
7. Oinonen M. et al. Current measurement and short-circuit protection of an IGBT based on module parasitic. EPE, 2014.
8. Andenna M. et al. The next generation high voltage IGBT modules utilizing Enhanced-Trench ET-IGBTs and Field Charge Extraction FCE-Diodes. EPE, 2014.

**Высокотемпературная транзисторная сборка SiC MOSFET 60 A/1200 В СHT-PLUTO от CISSOID**

Компания CISSOID завершила разработку СHT-PLUTO — транзисторной сборки на SiC MOSFET 60 A/1200 В.

Модуль представляет собой герметичную сборку двух отдельных SiC-ключей 30 A/1200 В с диапазоном рабочих температур от -55 до +225 °С. Каждый MOSFET снабжен отдельным SiC-диодом Шоттки с малым прямым падением напряжения. Сопротивление канала в открытом состоянии составляет 45 мОм при +25 °С и 100 мОм при +225 °С.

PLUTO целесообразно использовать как полумост в преобразователях мощности, инверторах и системах управления электродвигателями. Максимальный ток одной сборки при параллельном

подключении транзисторов составляет 60 А и может быть увеличен параллельным подключением нескольких СHT-PLUTO.

Для управления сборкой CISSOID рекомендует использовать недавно представленные драйверы транзисторов HADES v2. Совместное применение такого драйвера и СHT-PLUTO увеличивает рабочую частоту конечного изделия, уменьшает номиналы и стоимость пассивных компонентов. Комбинация PLUTO и HADES позволяет создавать малогабаритные преобразователи мощностью до десятков киловатт, работающие при температурах до +225 °С.



[www.ranet.ru](http://www.ranet.ru)

ОТКРЫТОЕ АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО  
**ЭЛЕКОНД**



**КОНДЕНСАТОРЫ**  
разработка и производство



**оксидно-электролитические алюминиевые**  
K50-15, K50-17, K50-27, K50-37, K50-68, K50-74,  
K50-76, 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

**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

**оксидно-полупроводниковые танталовые**  
K53-1А, K53-7, K53-65(чип), K53-66, K53-68(чип),  
K53-71(чип), K53-72(чип), K53-74(чип)

**оксидно-полупроводниковые ниобиевые**  
K53-4, K53-52, K53-60

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@mail.ru](mailto:elecond-market@mail.ru)  
<http://www.elecond.ru>

Система менеджмента качества сертифицирована на соответствие требованиям ГОСТ Р ИСО 9001-2008

# Мониторинг состояния трансформатора

## с помощью интеллектуального счетчика и катушек Роговского

Патрик Шуле  
(Patrick Schuler)

### Интеллектуальная сеть (Smart Grid) для города будущего

Интеллектуальная электрическая сеть (Smart Grid) лежит в основе любого «умного» города, поскольку она:

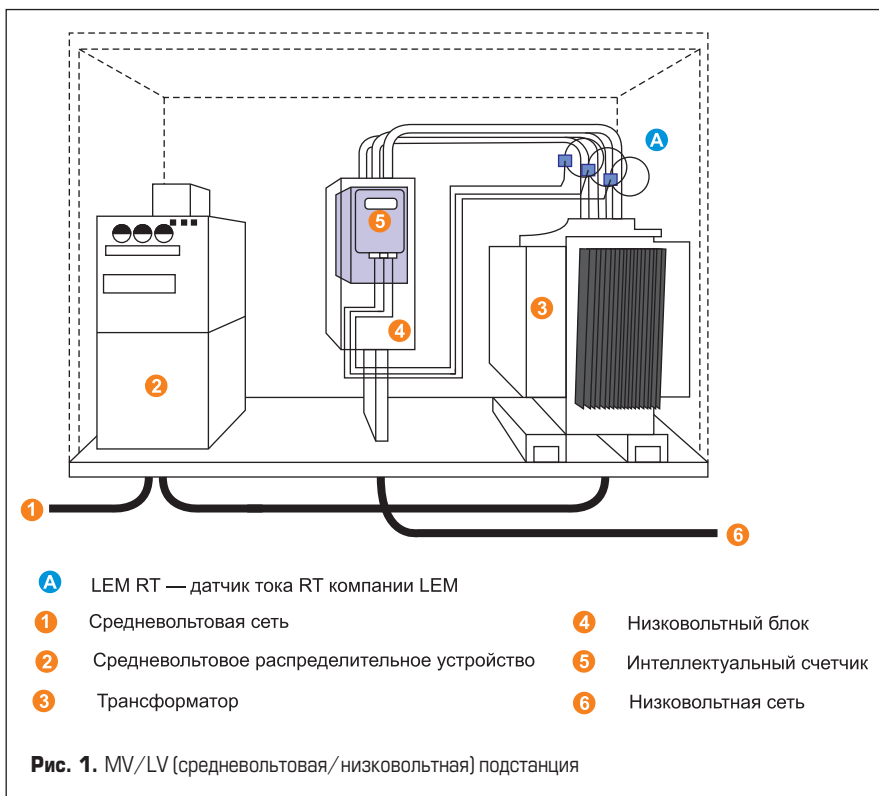
- Информировать активных пользователей и производителей электроэнергии об уровне потребления и позволяет им принимать решения о том, как и когда использовать, хранить или даже перепродавать электроэнергию (солнечные батареи на крышах домов). Это способствует участию жилых, коммерческих и промышленных зданий в программах энергосбережения, повы-

шения энергоэффективности и оперативного реагирования на спрос.

- Обеспечивает надежную интеграцию распределенных возобновляемых источников, накопителей энергии и зарядных станций электрических транспортных средств. Это дает возможность повысить уровень «интеллектуализации» защитного оборудования и подстанций и обеспечивает более быстрое обнаружение неисправностей, их локализацию и устранение.
- Улучшает характеристики сети с помощью интеллектуальных компонентов (датчиков, электронных устройств, интеллектуальных счетчиков и пр.), что позволяет осуществлять контроль, автоматизацию и удаленный мониторинг путем обмена данными в режиме реального времени. Совместная работа этих элементов обеспечивает центр управления информацией о текущих и прогнозируемых характеристиках сети и о состоянии критически важных компонентов, таких как трансформатор.

### Интеллектуальный трансформатор = интеллектуальный счетчик + катушка Роговского

Ведущий производитель измерительных систем предлагает использовать датчики тока на основе гибких катушек Роговского (RT) компании LEM совместно с интеллектуальным счетчиком, подключенным к низковольтной части распределительного трансформатора в MV/LV-подстанции (с напряжения среднего класса в низковольтное напряжение). Программное обеспечение интеллектуального счетчика рассчитывает с помощью тепловой и электрической модели трансформатора на основе измерения параметров низковольтной цепи (LV) температуру масла и скорость его старения, а также ток и величину протекающей в средневольтовой цепи (MV) электроэнергии. Это инновационное и экономичное решение для управления распределительной сетью, исключая необходимость использования допол-





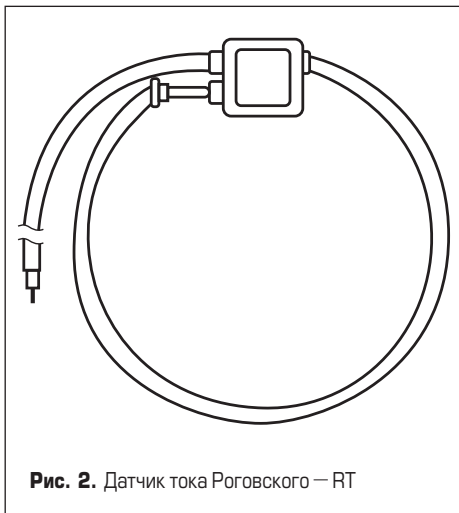


Рис. 2. Датчик тока Роговского — RT

нительных датчиков в средневольтной (MV) цепи. Суммарная погрешность интеллектуального счетчика вместе с датчиком LEM RT составляет не более 1%, что превосходит показатели аналогичного измерителя класса 0,5 с трансформатором тока (СТ) класса 0,5.

**MV/LV (средневольтная/низковольтная) подстанция**

В MV/LV-подстанции (рис. 1) поступающее из MV-сети входное напряжение среднего класса (1) проходит через распределительное устройство (2), после чего преобразуется трансформатором (3) в низкое напряжение и поступает в низковольтную цепь (6). Интеллектуальный счетчик (5), установлен-

Таблица. Сравнительные характеристики катушек Роговского

Особенности		LEM RT	Другие катушки Роговского
Точность	Класс	Класс 1 без калибровки	Класс 1 с калибровкой
	Погрешность позиционирования, %	Менее 0,65	Менее 1
	Температурная погрешность, PPM/K	30	50
	Ошибка ортогональности	Низкая	Высокая (более 1%)
	Рабочая температура, °C	-40...80	-30...80
Катушка	Погрешность позиционирования из-за зажима	Нет (патент LEM)	Есть (ошибка 1-2%)
	Диаметр, мм	5-6 (гибкая)	8 (менее гибкая)
	Электростатический экран	Да (стандарт)	Нет (опционально)
Корпус	Защитная пломба	Да	Нет
	Способ фиксации зажима	Винт и защелка	Винт или защелка
	Длина выходного кабеля, м	1,5; 4,5	3

ный в низковольтном блоке (4), анализирует состояние трансформатора (3) с помощью трех независимых датчиков тока LEM RT (А). Разъемные датчики RT позволяют безопасно интегрировать интеллектуальные счетчики в уже эксплуатирующиеся трансформаторы.

Преимущества распределенной системы для операторов сетей:

- Анализ в режиме реального времени тепловых характеристик, эффекта старения, активных и реактивных потерь каждого распределительного трансформатора.
- Создание низковольтных профилей нагрузки потребителей, производителей и трансформаторов электроэнергии, что позволяет определять нетехнические потери.
- Объединение активной энергии, распределенной по каждому MV/LV-трансформатору, дает возможность выявить нетехнические потери в средневольтной (MV) сети.

**Катушка Роговского (RT) LEM**

Компания LEM разработала датчик тока Роговского, RT, с возможностью измерения тока до 5000 А и выше (рис. 2). Сенсор RT представляет собой катушку в чистом виде, позволяющую достичь класса точности 1 без использования дополнительных компонентов, таких как резисторы или потенциометры, обладающие нестабильными во времени параметрами. К тому же датчик RT с маркировкой «Идеальная петля» (Perfect Loop) имеет уникальный запатентованный зажим для соединения концов катушки, устраняющий погрешность, вызванную чувствительностью к положению проводника с измеряемым током внутри катушки. В итоге RT так же прост в установке, как и трансформатор тока с разъемным сердечником (СТ), и имеет такой же класс точности 1. Кроме того, датчик RT обладает наилучшими характеристиками среди всех производителей катушек Роговского (таблица).

ООО «ЛЕМ Россия»  
Представительство, дистрибьютор,  
производственное подразделение  
компании LEM в России  
170040, г. Тверь, Старицкое шоссе, 15  
Тел./факс: +7 (4822) 65-56-72, 65-56-73  
E-mail: lru@lem.com

**LEM**

Датчики тока и напряжения LEM – в сердце силовой электроники.

Более 3000 моделей датчиков тока и напряжения для различных условий применения и эксплуатации  
Гарантия 5 лет

**ЛИГРА** ольчатые диоды  
Образец бесплатно

Россия, 198095, Санкт-Петербург, ул. Швецова, д. 23  
Тел./факс (812) 600-18-55  
[www.ligra-spб.ru](http://www.ligra-spб.ru), [ligra-spб@mail.ru](mailto:ligra-spб@mail.ru)

**Новинка! Корпус-радиатор для светодиодного прожектора**

линза  
светодиод  
сердечник теплопроводящий  
корпус-радиатор

**ABK1195**

**Новинка! Корпус-радиатор для светодиодных светильников**

**Особенности:**

- Корпус-радиатор является сборной конструкцией
- Возможность изменения длины теплоотводящего сердечника в зависимости от мощности светодиодов

Серийное производство корпусов-радиаторов для светодиодных светильников

# Применение программируемых источников питания

## для тестирования мощных лазерных диодов и светодиодов

**В статье рассматриваются проблемы, возникающие при испытаниях и тестировании электротехнических параметров мощных лазерных диодов и светодиодов. Рассмотрены ключевые параметры, влияющие на выбор оборудования, режимы и способы его включения, а также приведены графики переходных процессов.**

**Руслан Хансуваров**

ruslan.hansuvarov@eltech.spb.ru

ametek@eltech.spb.ru

### Введение

Один из основных вопросов при управлении выходными параметрами любого излучающего электронного прибора, каким является лазерный диод (ЛД) или светодиод (СД), — обратимость процессов, происходящих внутри него, и недопустимость разрушения электронной структуры диода катастрофическим ущербом от пиковых значений входного тока. К примеру, накопленная энергия в выходной цепи источника питания (ИП) или драйвера может привести к фатальным значениям пикового тока, которая разрушит внутреннюю структуру лазерного устройства. Основными электротехническими параметрами мощных ЛД являются:

- выходная мощность излучения;
- пороговый ток, т. е. наименьший ток, при котором начинается лазерная генерация;
- рабочий ток и его максимально допустимое значение, т. е. ток, при котором ЛД излучает заявленную производителем выходную мощность, и такое значение этого тока, при котором процессы в электронной структуре ЛД еще обратимы;
- зависимость выходной мощности от частоты следования импульсов;
- количество часов непрерывной работы.

Поэтому при тестировании и исследовании ЛД и СД важно обладать возможностью высокоточ-

ного управления выходным током ИП, работающего в импульсном режиме.

### Тестирование и исследование ЛД и СД

На данный момент мощные ЛД и СД применяются в большом количестве отраслей науки и техники: ВПК, навигация (решение задач дальнометрии), оптоволоконная связь, освещение промышленных объектов и др. Очевидно, что выпускаемые промышленностью мощные ЛД и СД должны обладать стабильными параметрами, высокой надежностью и долговечностью, а для их тестирования необходимы комплексные решения, которые бы смогли подтвердить заявляемые изготовителем параметры и показатели.

Любой испытательный стенд для тестирования электротехнических параметров мощных ЛД и СД должен состоять из ИП, который либо обладает встроенной возможностью модулирования значения выходного тока, либо оснащен вспомогательным устройством (электронной нагрузкой), осуществляющим модуляцию тока посредством управления своим внутренним сопротивлением.

Что касается первого варианта, то на рынке представлен ИП, выпускаемый компанией АМТЕК под торговой маркой Sorensen SFA. Его основные параметры представлены в таблице [1].

**Таблица.** Параметры ИП Sorensen SFA

Мощность, кВт	Форм-фактор 3U			Форм-фактор 6U		
	5	10	15	20	25	30
<b>Напряжение, В</b>	<b>Сила тока, А</b>					
60	83	167	250	333	417	500
100	50	100	150	200	250	300
160	31	63	94	156	156	188
Величина шумов по току, пиковая амплитуда					Менее 1%	
Время отклика, мс					1	
КПД, %					87	
Максимальная скорость нарастания тока, А/мс					400	
Интерфейсы управления					LXI Ethernet	



Рис. 1. Передняя панель программируемого ИП Sorensen SFA

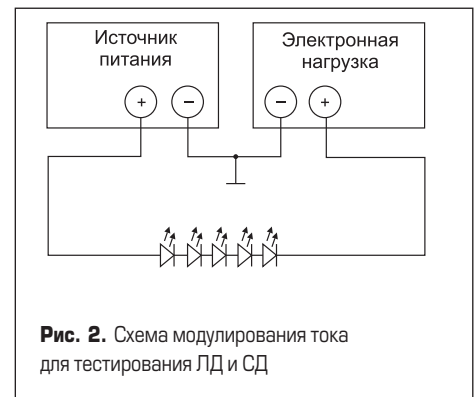
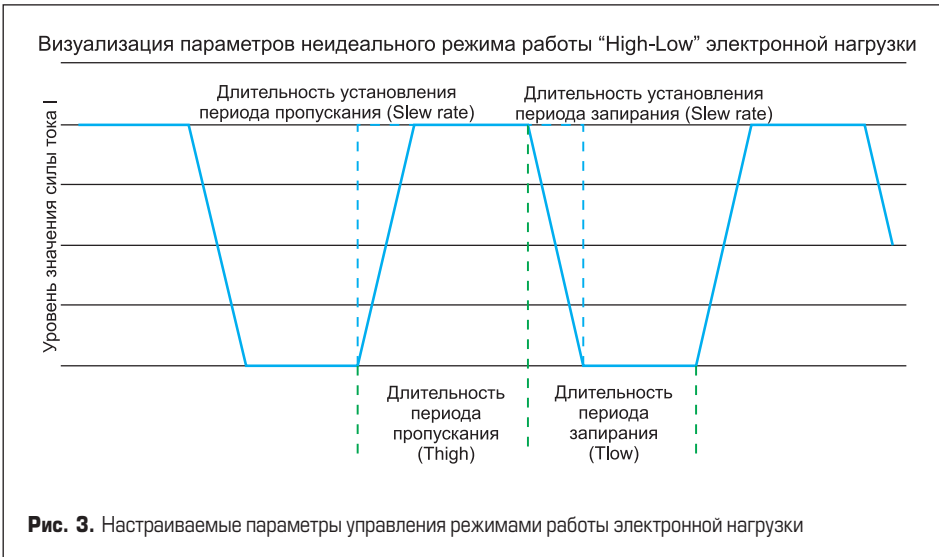


Рис. 2. Схема модулирования тока для тестирования ЛД и СД



Визуализация параметров неидеального режима работы "High-Low" электронной нагрузки

Рис. 3. Настраиваемые параметры управления режимами работы электронной нагрузки

Обладая достаточно высокой скоростью нарастания тока (400 А/мс), данный программируемый ИП может использоваться как комплексная система тестирования электротехнических параметров последовательно соединенных мощных ЛД и СД с возможностью удаленного управления и программирования посредством веб-интерфейса с ПК оператора. На рис. 1 приведено изображение передней панели ИП, где число слева — величина напряжения на выходе ИП, число справа — величина тока на выходе ИП, видны рукоятки регулировки выходных значений тока и напряжения и индикаторы режимов работы ИП.

Как уже сказано выше, альтернативой представленному на рынке быстродействующему

мощному программируемому ИП Sorensen SFA может являться система, представленная на рис. 2: ИП, соединенный с дистанционно управляемым программируемым модулятором тока — электронной нагрузкой. Рассмотрим совместную работу ИП серий Sorensen DLM, DCS или SG и электронной нагрузки серии Sorensen SL [2].

При тестировании мощных ЛД и СД необходимо, чтобы выходной ток ИП имел определенную форму, к примеру, псевдопрямоугольную форму импульсов тока скважностью 50% с настраиваемым временем нарастания порядка десятков микросекунд.

Для осуществления вышеописанных испытаний необходим ИП, обладающий воз-

можностью работы в режиме постоянного напряжения (Constant Voltage, CV) и достаточно высокой стабильностью выходного напряжения (<5%). Электронная нагрузка Sorensen SL должна работать в так называемом динамическом режиме с переключением пропускания от значений High до значений Low, устанавливаемых оператором с той частотой, которая необходима для тестирования. Таким образом, выходной сигнал такой системы приближается по своей форме к идеальному меандру (рис. 3–5).

Возможности электронной нагрузки по управлению параметрами квазипериодической последовательности псевдопрямоугольных импульсов в такой конфигурации показаны на рис. 3: оператор может настроить длительность периода пропускания/запирания, величину переходных процессов и общую длительность тестирования. Для примера на рис. 4 и 5 продемонстрированы выходные значения тока ИП, работающего в режиме постоянного напряжения 41 В, а параметры электронной нагрузки установлены таким образом, чтобы осуществлялось переключение от 0 до 2 А на частоте 500 Гц при скорости нарастания тока 400 А/мс. Кроме того, одной из важных особенностей электронной нагрузки Sorensen SL является поддержка ПО LabView благодаря имеющимся драйверам (их можно скачать с официального сайта разработчика).

В случае использования программируемых ИП Sorensen DLM задача оператора по контролю над ходом испытаний может быть упроще-

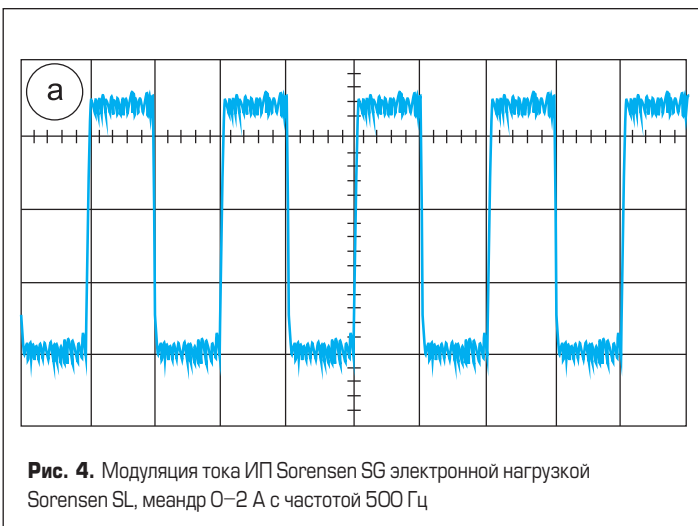


Рис. 4. Модуляция тока ИП Sorensen SG электронной нагрузкой Sorensen SL, меандр 0–2 А с частотой 500 Гц

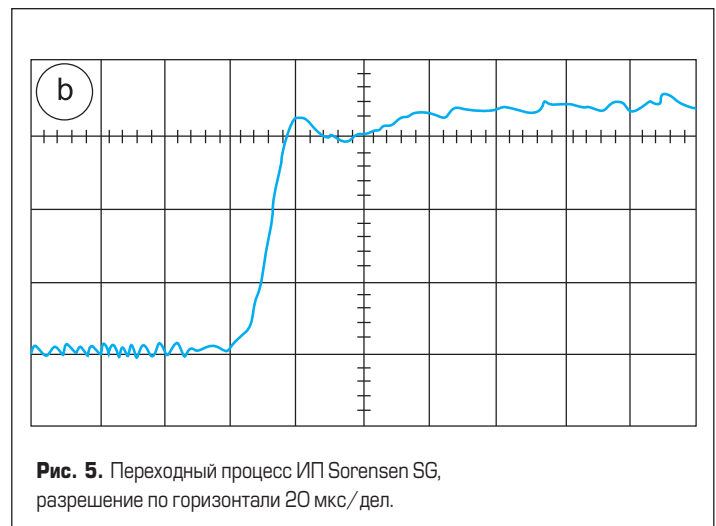


Рис. 5. Переходный процесс ИП Sorensen SG, разрешение по горизонтали 20 мкс/дел.



на наличием на передней панели ИП удобного осциллографа для отслеживания параметров выходного сигнала в режиме реального времени. Кроме того, желаемый уровень значений тока можно регулировать путем изменения скорости нарастания текущих переходов High-Low. В этом случае относительно медленная скорость нарастания используется для повышения точности регулирования.

По желанию оператора электронная нагрузка также может быть выставлена в режим постоянного тока (CC), предназначенный для тестирования устройств в режиме Continuous Wave (CW). Одной из ключевых особенностей нагрузок серии SL является то, что даже в режиме CC скорость нарастания может быть установлена для устранения превышения предустановленных параметров [3].

### Заключение

Снижение материальных и временных затрат при тестировании ЛД — актуальная

проблема современных промышленных предприятий, работающих в области производства и промышленного применения таких полупроводниковых устройств. В качестве одного из основных элементов лабораторной системы все чаще используются программируемые ИП. В статье были рассмотрены способы использования программируемых ИП как отдельно, так и в составе тестовых стендов, включающих также электронные нагрузки — модуляторы тока. Благодаря встроенным функциональным возможностям такого оборудования становятся возможными:

- автоматизация процесса проведения тестирования и анализа его результатов;
- задание программ поведения комплекса оборудования при возникновении нештатных ситуаций;
- удаленный контроль и управление испытаниями;
- интеграция ИП серии DLM, DSC и SG и электронных нагрузок серии SL в суще-

ствующую среду управления на основе вычислительной сети предприятия с использованием ПО LabView [3].

Встроенные функциональные возможности программируемых ИП и электронных нагрузок подразделения AMETEK Programmable Power позволяют провести комплексное тестирование ЛД и СД, заменить устаревшее испытательное оборудование и повысить эффективность работы лабораторного комплекса в целом.

### Литература

1. [www.programmablepower.com/dc-power-supply/SFA/downloads/Sorensen\\_SFA\\_Datasheet.pdf](http://www.programmablepower.com/dc-power-supply/SFA/downloads/Sorensen_SFA_Datasheet.pdf)
2. [www.programmablepower.com/Application\\_Notes/app\\_downloads/AMETEK\\_PPD\\_Laser\\_Diode\\_Pulsed\\_Power\\_Applications.pdf](http://www.programmablepower.com/Application_Notes/app_downloads/AMETEK_PPD_Laser_Diode_Pulsed_Power_Applications.pdf)
3. [www.programmablepower.com/electronic-load/SL/downloads/Sorensen\\_SL\\_Datasheet.pdf](http://www.programmablepower.com/electronic-load/SL/downloads/Sorensen_SL_Datasheet.pdf)

## Семейство двигателей ECX Speed от maxon motor



Компания maxon motor (Швейцария) представляет новое, полностью конфигурируемое семейство бесколлекторных двигателей ECX SPEED. Вслед за пилотной серией двигателей ECX SPEED 8 диаметром  $\varnothing 8$  мм, представленной в мае 2015 года, на рынок выводятся двигатели с диаметром  $\varnothing 16$  и 19 мм.

Для двигателей ENX SPEED 8 доступны специализированный редуктор GPX 8; инкрементальный энкодер ENX 8 Easy; абсолютный энкодер ENX 8 Absolute. Все изделия семейства ECX SPEED специально созданы для работы на больших скоростях и обеспечивают как высокую удельную мощность, так и прекрасное соотношение цены и качества. Также все двигатели доступны в версии, выдерживающей до 2000 циклов стерилизации.

На данный момент линейка состоит из десяти бесколлекторных двигателей различной мощности, редуктора, инкрементального и абсолютного энкодеров:

- ECX SPEED 08 M;
- ECX SPEED 08 M High Power;
- ECX SPEED 16 M Sterilizable (стерилизуемый);

- ECX SPEED 16 M Sterilizable, Ceramic Bearings (стерилизуемый с керамическими подшипниками);
- ECX SPEED 16 L Sterilizable (стерилизуемый);
- ECX SPEED 16 L Sterilizable, Ceramic Bearings (стерилизуемый с керамическими подшипниками);
- ECX SPEED 19 M Sterilizable (стерилизуемый);
- ECX SPEED 19 M Sterilizable, Ceramic Bearings (стерилизуемый с керамическими подшипниками);
- ECX SPEED 19 L Sterilizable (стерилизуемый);
- ECX SPEED 19 L Sterilizable, Ceramic Bearings (стерилизуемый с керамическими подшипниками);
- GPX 8;
- ENX 8 Easy.

Новые двигатели ECX SPEED работают с напряжением питания от 6 до 48 В (в зависимости от габарита) и представлены в версиях с датчиками Холла и без. Устройства серии ECX SPEED могут быть изготовлены как с проводными, так и со штыревыми выводами.

Редуктор GPX 8 оптимизирован для работы на входных скоростях до 12 000 об/мин и обеспечивает диапазон непрерывных моментов от 0,01 до 0,1 Н·м. Редуктор поставляется в версиях с количеством ступеней от одной до пяти и редукцией от 4:1 до 1296:1.

Энкодеры ENX 8 Easy и ENX 8 Absolute — продолжение популярной линейки магнитных энкодеров ENX — обеспечивают высокое разрешение сигнала, удобство подключения и минимальные габариты. Оба типа энкодеров полностью встраиваются в корпус двигателя и не приводят к увеличению его габаритов.

Трехканальный инкрементальный энкодер ENX 8 Easy изготавливается в двух версиях: с дополнительными коммутационными сигналами или без них. Обе версии рассчитаны на работу на скорости до 80 000 об/мин и поддерживают разрешения в диапазоне от 1 до 1024 имп/об.

Абсолютный однооборотный энкодер ENX 8 Absolute выпускается в двух версиях: с дополнительным коммутационным сигналом и без него. Обе версии обеспечивают разрешение 12 бит/об. Подключение энкодеров выполняется по протоколам SSI и BiSS-C. Следует учитывать, что и инкрементальные, и абсолютные энкодеры ENX 8 Easy комбинируются только с бездатчиковой версией двигателей ECX 8.

В настоящее время двигатели семейства ECX SPEED не могут быть укомплектованы соответствующими редукторами и энкодерами из семейства GPX, кроме двигателей с диаметром 8 мм. В будущем для этих двигателей ожидаются специализированные компоненты.

Линейка новых, полностью конфигурируемых двигателей ECX SPEED сохраняет все преимущества бесколлекторных двигателей maxon motor: высокую рабочую скорость, большой момент вращения, высокий КПД, превышающий средние значения для двигателей такого размера. Кроме того, новое семейство двигателей ECX предлагает прекрасное соотношение цены и качества изделий. Дополнительным преимуществом является короткий срок изготовления двигателей и сборок на их основе, составляющий 11 дней с момента размещения заказа до готовности к отгрузке.

[www.aviton.spb.ru](http://www.aviton.spb.ru)

# К вопросу обеспечения электропитанием

## научных установок и оборудования на борту самолета

**В публикации рассматриваются вопросы электропитания научных установок и оборудования на борту самолетов, их практическая реализация, а также приводятся конкретные примеры применения средств электроснабжения для научных установок.**

**Сергей Шишкин**

На борту самолета (вертолета) могут быть размещены научные установки и оборудование, на которых проводятся актуальные исследования как фундаментального, так и прикладного характера. Среди них экологический мониторинг атмосферы, изучение озонового слоя, грозовых явлений, облаков вулканического пепла и другие. Изучение физики атмосферы — большая, неотъемлемая тема. Кроме того, сам самолет является объектом исследований и на земле, и в небе. Размещение и эксплуатация научного оборудования на борту воздушного судна, обеспечение его электропитанием при проведении подобных работ — актуальная задача не только нынешнего дня. Даже художественная литература 50–60-х годов прошлого века дает представление о масштабах и глубине научных работ, проводимых на борту самолета. Ну как здесь не вспомнить эпохальный роман Д. Гранина «Иду на грозу». Конечно, тогда существовали другие нормативные документы, требования, оборудование было попроще, да и самолеты были иные (не ИЛ-76, а ИЛ-12, ИЛ-14 и др). Но суть проблемы с тех пор несколько не изменилась. Чтобы все научное оборудование, размещенное в самолете, функционировало в штатных режимах, необходимо решить вопрос качественного электропитания на борту, то есть нужны соответствующие средства электропитания и электроснабжения. Они должны отвечать нормативам по электробезопасности, электромагнитной совместимости, помехоустойчивости, пожаробезопасности и регламентам качества электроэнергии.

Основной нормативный документ, определяющий общие требования и нормы качества электроэнергии на борту самолетов и вертолетов, — ГОСТ Р 54073-2010 «Системы электроснабжения самолетов и вертолетов». Данный стандарт распространяется

на системы электроснабжения самолетов и вертолетов и устанавливает общие правила для бортового оборудования и нормы качества электроэнергии на входных выводах оборудования (приемников и потребителей электроэнергии). В соответствии с ним (пункт 4.1) на самолетах и вертолетах допускается применение систем электроснабжения следующих типов:

- переменного тока постоянной частоты 400 Гц;
- переменного тока переменной частоты 360–800 Гц;
- постоянного тока 27 и 270 В.

Кроме того, пункт 4.5 гласит: внешние источники должны поставлять электроэнергию с характеристиками на входных выводах приемников, приведенными в настоящем стандарте. Для того чтобы допустить в установившихся условиях падение напряжения между электрическим соединителем внешнего электропитания и входными выводами потребляющего оборудования, напряжения на электрическом соединителе должны быть при системе:

- переменного тока от 113 до 118 В;
- постоянного тока 27 В, от 27 до 29,4 В;
- постоянного тока 270 В, от 260 до 280 В.

При обеспечении электропитанием научного оборудования на борту самолета, пожалуй, следует выделить два момента:

- Достаточно ресурсов штатных средств системы электроснабжения самолета СЭС. В данном случае задача сводится к согласованию вопросов по размещению и установке оборудования в летательном аппарате.
- Если ресурсов штатных СЭС самолета не хватает, то необходимо задействовать дополнительные средства электроснабжения (генераторы, выпрямители, силовые установки), которые должны удовлетворять требованиям ГОСТ Р 54073.

Зачастую научная установка состоит из приборов и оборудования, которые работают в лаборатории при комнатной температуре. Оставим за скобками проблемы, связанные с устойчивостью научного оборудования в установке к климатическому и механическому воздействию на борту самолета.

Сформулируем основные требования к средствам электропитания и электроснабжения научной аппаратуры, которая функционирует в лаборатории на земле:

- электропитание осуществляется от стационарной промышленной трехфазной сети переменного тока с глухозаземленной нейтралью напряжением 380/220 В частотой 50 Гц с качеством питания по ГОСТ 13109-97 или от передвижной электростанции, обеспечивающей питание потребителей трехфазным переменным током с изолированной нейтралью напряжением 380/220 В частотой 50 Гц с качеством питания по ГОСТ 21671-82;
- система электроснабжения должна обеспечивать контроль несимметрии фазных напряжений, обрыва фаз и порядка чередования фаз питающей сети, а также защиту от перегрузок и коротких замыканий в цепях потребителей;
- СЭС должны обеспечивать защиту обслуживающего персонала от поражения электрическим током.

Разработчик СЭС должен найти компромисс и учесть требования вышеуказанных нормативных документов и спроектировать систему электропитания, которая в итоге удовлетворяет требованиям ГОСТ Р 54073-2010. В общем случае, задача сводится к вопросу адаптации лабораторного оборудования, подключаемого на земле в полевых условиях или в лаборатории к бортовой сети самолета.

Основную энергию в летательных аппаратах отбирают от генераторов, приводимых в действие маршевыми двигателями самолета (вертолета). Рассмотрим очень коротко систему электроснабжения самолета ИЛ-76МД (далее — самолета). На самолете различают первичную, вторичную и резервную (аварийную) системы электроснабжения. Первичной называется такая система электроснабжения, в которой генераторы приводятся маршевыми двигателями. Электрическая энергия вторичной системы получается преобразованием первичной системы. Резервная (аварийная) система электроснабжения — это такая система, в которой электрическая энергия получается от резервных источников: аккумуляторных батарей, электромашинных преобразователей, питаемых от аккумуляторных батарей, и генераторов с приводом от вспомогательной силовой установки (ВСУ). Система СПЗС4П60В переменного трехфазного тока напряжением 200/115 В и  $f = 400$  Гц является первичной и основной системой электроснабжения на самолете. Данная система объединяет четыре канала (каналы однотипны) по числу синхронных генераторов ГТ-60ПЧ6А и разделяется на две независимые подсистемы: подсистему левого и правого борта с двумя генераторами, работающими отдельно или

параллельно в каждой независимой подсистеме. Мощность одного генератора ГТ-60ПЧ6А 60 кВт·А. В системе СПЗС4П60В предусмотрена параллельная работа трех генераторов. Параллельная работа четырех генераторов исключается. Синхронные генераторы 1-го и 2-го авиационных двигателей относятся к подсистеме электроснабжения левого борта, 3-го и 4-го — к подсистеме правого борта. При отказе одного генератора происходит автоматическое подключение на его шины второго генератора. При выходе из строя одного или двух генераторов в одной подсистеме предусматривается автоматическое (с помощью блока коммутации шин БКШ-76) и ручное объединение шин двух подсистем левого и правого борта. БКШ-76 осуществляет включение двух-трех каналов и исключает включение четырех генераторов на параллельную работу.

В качестве вторичной системы переменного тока с  $U_n = 36$  В и  $f = 400$  Гц используются два трансформатора ТС320СО4А. Также в качестве вторичной системы на самолете применяется система электроснабжения постоянного тока с номинальным напряжением 27 В. Преобразование электрической энергии трехфазного переменного тока в энергию постоянного тока осуществляется выпрямительными устройствами ВУ-6А (4 шт.). В подсистемах левого и правого борта, работающих в нормальном режиме раздельно, имеется по два выпрямительных канала (все каналы — 4 шт. — однотипны). Оба канала в подсистеме действуют только параллельно. Подсистемы электроснабжения левого и правого борта объединяются вручную с помощью выключателя объединения бортов и контакторов при отказе электроснабжения в отдельном канале. В состав каждого канала входят: выпрямительное устройство ВУ-6А, аппарат защиты ДМР-200ВУ (дифференциально-минимальное реле), аккумуляторная батарея 20НКБН-25-

У3, контакторы и реле включения, отключения выпрямительным устройством, контакторы включения аккумуляторных батарей на бортовую сеть, контакторы отключения аварийных шин А. Сила тока на выходе ВУ-6А составляет 200 А.

Резервными (аварийными) источниками переменного тока являются генератор ГТ-40ПЧ6 трехфазного переменного тока с напряжением 200/115 В и  $f = 400$  Гц с приводом от ВСУ (ТА-6А) для питания потребителей электроэнергии на земле и в воздухе до высоты 7000 м при отказе основных генераторов. Электромашинные преобразователи ПТ-125Ц и ПО-750А используются как аварийные источники энергии при отказе первичной системы электроснабжения в воздухе на высоте полета более 7000 м. Питание преобразователей в этом случае осуществляется от аккумуляторных батарей.

Резервным (аварийным) источником постоянного тока является стартер-генератор ГС-12ТО. С приводом от ВСУ он используется для питания потребителей постоянного тока на земле и в воздухе до высоты 7000 м при отказе основных генераторов. Аккумуляторные батареи — это аварийные источники постоянного тока до включения генераторов ВСУ. Они обеспечивают электропитание жизненно важных потребителей 1-й категории: агрегатов запуска основных двигателей и ВСУ, приборов контроля работы двигателей, системы пожаротушения при посадке с убранными шасси, механизмов управления триммерами, преобразователей ПО-750А, ПТ-125Ц и др. Аккумуляторные батареи обеспечивают питание указанных потребителей в течение 20 мин полета. Размещение источников энергии переменного тока, блоков управления и защиты на самолете ИЛ-76МД приведено на рис. 1.

Несмотря на то, что с точки зрения «земного» электротехника в самолете имеется обилие средств электроснабжения и электропитания

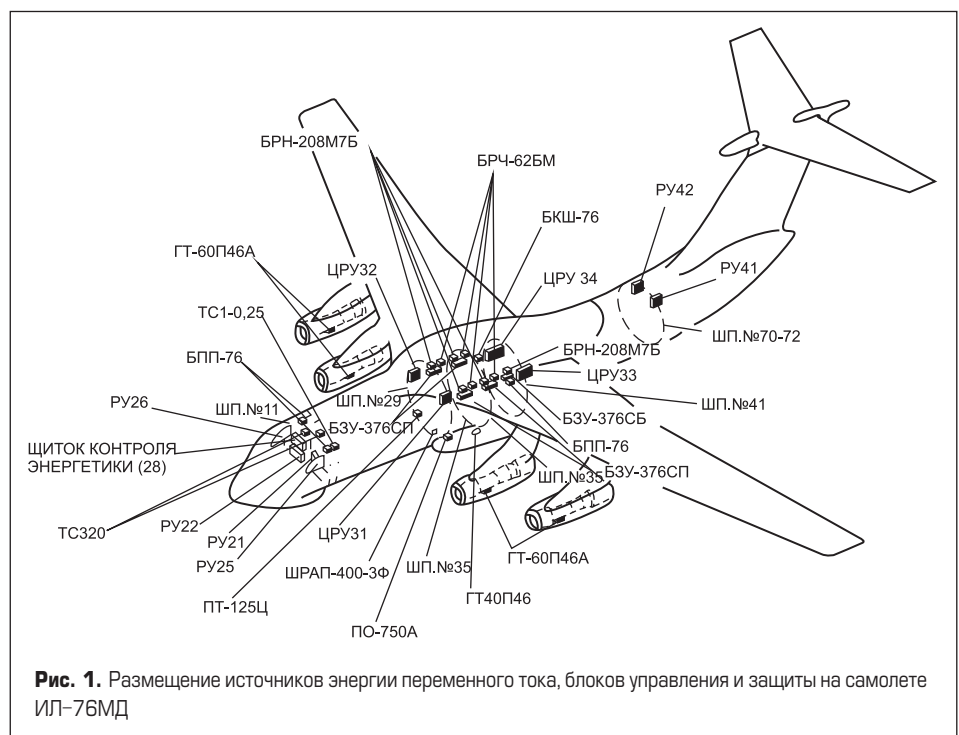


Рис. 1. Размещение источников энергии переменного тока, блоков управления и защиты на самолете ИЛ-76МД



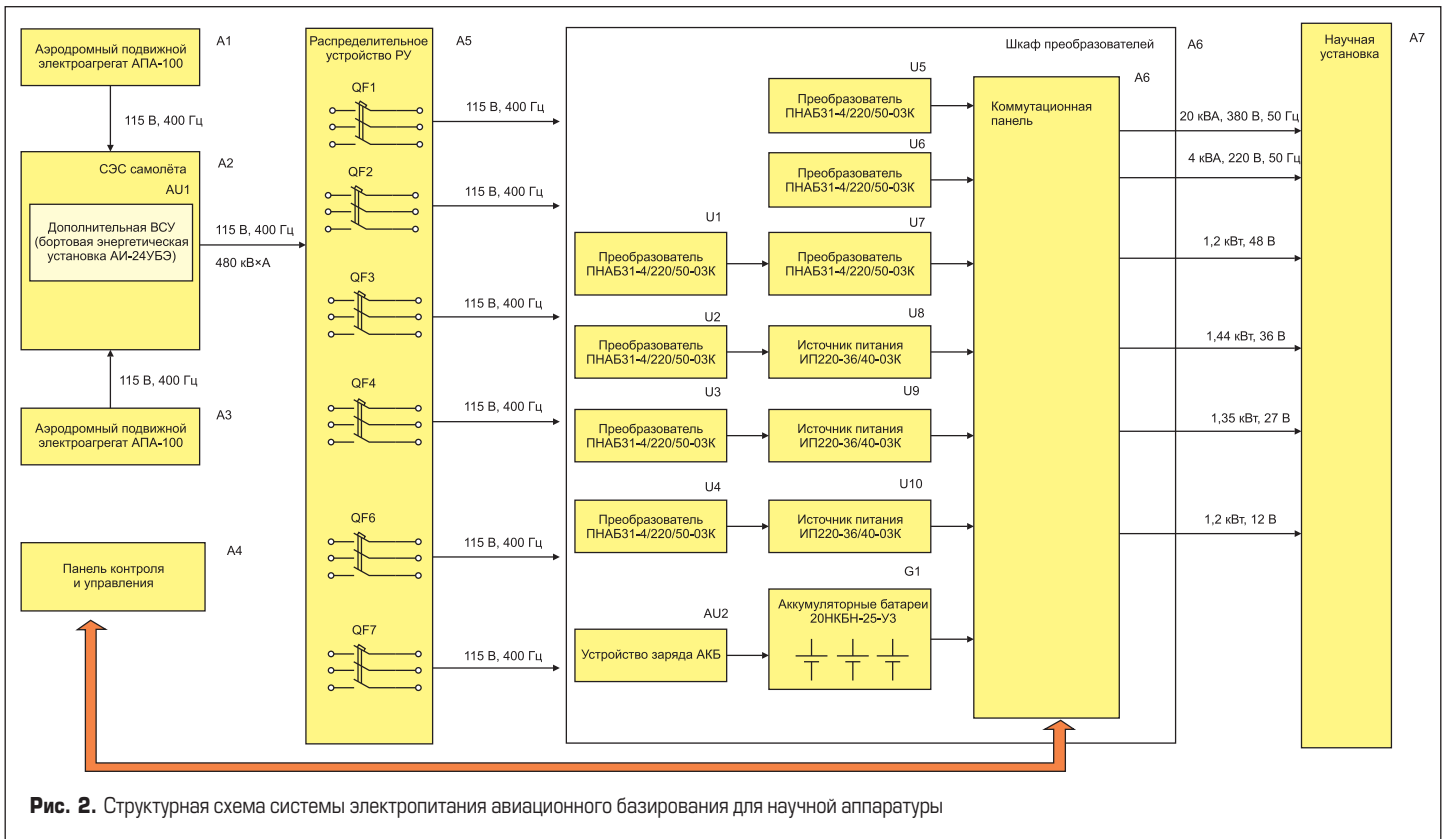


Рис. 2. Структурная схема системы электропитания авиационного базирования для научной аппаратуры

и солидный запас по мощности, авиаторы весьма ревниво относятся к подключению к СЭС самолета «постороннего» научного и прочего оборудования, даже небольшой мощности. Если уж что-то и подключается, то с пилотами оговариваются все параметры нагрузки. Это, прежде всего, интервал работы, характер нагрузки, потребляемая мощность, сдвиг фаз, работа при электрическом запуске авиадвигателя, операции, связанные с переходом (переключением) с питания от одних источников электроэнергии на другие, включая переходы с питания или на питание от внешних источников и пр.

Если мощности штатной системы электропитания самолета (вертолета) не хватает, если речь идет о научной установке, потребляющей десятки или даже сотни киловольтампер (киловатт), то на летательном аппарате может быть установлена ВСУ с генератором (генераторами).

Сформулируем основные требования к СЭС, включающей ВСУ, для электропитания научной установки на борту самолета:

- СЭС должна соответствовать требованиям ГОСТ Р 54073-2010;
- первичным источником электроэнергии является вспомогательная силовая установка (ВСУ);
- управление в части подключения нагрузки к СЭС, а также контроль питающих напряжений должны осуществляться из кабины пилотов (гермоотсека);
- СЭС должна обеспечивать контроль несимметрии фазных напряжений, обрыва фаз и порядка чередования фаз питающей сети, а также защиту от перегрузок и коротких замыканий в цепях потребителей;
- в состав системы электроснабжения должны входить аккумуляторные батареи доста-

точной емкости для электропитания оборудования заказчика; необходимо наличие устройства для подзарядки аккумуляторной батареи;

- необходимо устройство ввода и устройство распределения электроэнергии;
- при пропадании внешнего бортового напряжения от ВСУ потребители должны гарантированно осуществлять электропитание в течение заранее заданного интервала времени резервной системы электроснабжения, не связанной с резервной (аварийной) системой электроснабжения самолета: как правило, потребители при пропадании внешнего сетевого напряжения переходят сразу в режим пониженного энергопотребления.

При пусконаладочных работах, при настройке и проверке составных частей установки, а также при проведении экспериментов на земле (на аэродроме) можно задействовать аэродромный подвижной электроагрегат АПА-50 или АПА-100, подключаемые к СЭС самолета. Они служат автономными источниками электрической энергии и предназначены для питания постоянным и переменным током бортовой электро- и радиоаппаратуры летательных аппаратов при наземном обслуживании, а также для питания электрических систем запуска авиационных газотурбинных двигателей. Их можно переключить на РУ СЭС научной установки. Данные электроагрегаты могут выдавать как трехфазный переменный ток, так и постоянный ток. Выходная мощность у АПА-100 достигает 100 кВт·А. Электроагрегаты укомплектованы кабелями со штепсельными разъемами для соединения с бортовыми разъемами аэродромного питания самолетов. К ИЛ-76 можно подклю-

чить по одному подобному электроагрегату с каждого борта через штепсельный соединитель аэродромного питания ШРАП-400-3Ф. То есть суммарную подключаемую мощность на земле к научной установке можно довести до 200 кВт·А (по трехфазной сети 115 В, 400 Гц). ВСУ при этом не запускается.

Структурная схема системы электропитания для научной аппаратуры с потребляемой мощностью до 30 кВт·А приведена на рис. 2.

Вспомогательная силовая установка АУ1 и распределительное устройство А5 являются принадлежностью самолета и, как правило, устанавливаются предприятием, эксплуатирующим самолет-носитель. В качестве ВСУ могут быть задействованы следующие бортовые энергетические установки: АИ-24УБЭ (выходное напряжение 200/115 В частотой 400 Гц, выходная мощность до 480 кВт·А); АИ-450-МС (выход-



Рис. 3. Внешний вид бортовой энергетической установки АИ-450-МС

ное напряжение 200/115 В частотой 400 Гц, выходная мощность до 40 кВ·А); АИ9-3Б (выходное напряжение 200/115 В частотой 400 Гц, выходная мощность до 16 кВ·А). Внешний вид бортовой энергетической установки АИ-450-МС приведен на рис. 3.

Выходное напряжение с ВСУ поступает на распределительное устройство А5. Основная функция РУ — распределение энергии на составные части научной установки. В зависимости от состава, количества питающих напряжений на самолете может быть размещено несколько нештатных РУ в дополнение к приведенным на рис. 2. Шкаф преобразователей А6 выполнен на базе источников питания и преобразователей НТЦ «АКТОР» (Москва, г. Зеленоград). Внешний вид преобразователя ПНАБ31-4/220/50-03К представлен на рис. 4.

Панель контроля и коммутации А4 необходима для управления (подключения/отключения) выходных напряжений шкафа преобразователей А6 к нагрузкам научной установки, а также для контроля выходных напряжений. Данная панель может быть встроена в автоматизированное рабочее место оператора научной установки. Аэродромные подвижные электроагрегаты А1, А3 подключаются к СЭС самолета для электропитания установки только на аэродроме. Резервная (аварийная) система электропитания выполнена на аккумуляторной батарее G1. При работе ВСУ А1 или аэродромных подвижных электроагрегатов А1, А3 аккумуляторная батарея G1 заряжается через устройство заряда АУ2. Конечно, в каждом случае количество линий питающих напряжений как для основной, так и для резервной (аварийной) СЭС может быть разным. При размещении составных частей СЭС научной установки, а также при размещении и укладке силовых жгутов и кабелей в самолете необходимо учитывать помехозащищенность и электромагнитную совместимость исследова-



Рис. 4. Внешний вид преобразователя ПНАБ31-4/220/50-03К

тельской аппаратуры со штатными системами самолета. Если в научной установке есть приемники, которые удовлетворяют требованиям ГОС Р 54073, например входное питающее напряжение составляет 115 В, 400 Гц, то они могут быть подключены через устройства защиты напрямую к генераторам ВСУ.

Отдельно следует упомянуть о металлизации экранирующих покрытий проводов и жгутов, элементов конструкции и агрегатов самолета, в том числе и СЭС. Металлизация — соединение металлических элементов самолета и его агрегатов надежными электропроводящими связями для приведения всех элементов к одному электрическому потенциалу. Все требования для металлизации самолета в полной мере относятся как к средствам электропитания научной установки, так и к ней самой. На этапе изготовления опытного образца все части научной установки (в том числе экранированные жгуты и кабели) должны быть металлизированы. Нормативный документ, в соответствии с требованиями которого должна производиться металлизация, — ОСТ 1 01025-82. Металлизация должна выполняться по конструкторской документации, утвержденной в установленном порядке.

В настоящее время отечественная промышленность выпускает почти все необходимые комплектующие для разработки и изготов-

ления систем электроснабжения и электропитания на борту самолетов для научных установок. Можно применить комплектующие (контакты, автоматические выключатели, клеммные колодки и пр.) из перечня МОП 44 001.01-21 и отраслевых авиационных перечней. В настоящее время узким местом является поставка бортовых энергетических установок. Все приведенные в публикации бортовые энергетические установки выпускались ПАО «Мотор Сич» (г. Запорожье). В результате последних событий на Украине практически прекращены поставки комплектующих изделий и авиационных компонентов в Россию. Разработка и изготовление средств электроснабжения для электропитания научного и прочего оборудования на борту самолета — мероприятие очень затратное. Конечно, самый простой способ — найти контрагента, который поставит СЭС со всей нужной эксплуатационной документацией и сможет осуществить необходимое техническое сопровождение, присутствовать при пусконаладочных работах и т. д. Но, как показывает опыт, для крупных научных установок, потребляющих несколько сотен киловольт-ампер и имеющих большой спектр разного научного оборудования на десятки и сотни миллионов рублей, — найти готовую СЭС просто невозможно. Стоимость СЭС (с бортовой энергетической установкой) может быть сопоставима со стоимостью подключенной к ней научной установки.

#### Литература

1. [www.aktor.ru](http://www.aktor.ru)
2. [www.acmz.ru](http://www.acmz.ru)
3. Система электроснабжения самолета ИЛ-76МД. Учебное пособие / Сост. Н. С. Кикоть. Ульяновск: УВАУГА, 2004.
4. ГОСТ Р 54073-2010 Системы электроснабжения самолетов и вертолетов.

## Источники питания Delta Elektronika SM3300 и SM6000 внесены в Государственный реестр средств измерения РФ



Компания «АВИТОН» сообщает, что источники питания Delta Elektronika (Нидерланды) SM3300 и SM6000 внесены в Государственный реестр средств измерения РФ.

Лабораторные источники питания Delta Elektronika обеспечивают надежное высококачественное решение для приложений, требующих повышенной точности и стабильности от источника питания.

Delta Elektronika характеризуются высокой стабильностью параметров, низким уровнем шумов и высокой точностью управления. Благодаря этому они успешно применяются в различных областях промышленности, особенно в приложениях, связанных с проведением измерений и испытаний, где эти качества являются определяющими для источника питания.

В большинстве случаев в таких применениях требуется, чтобы источник питания был сертифицирован как средство измерения. Для того чтобы облегчить клиентам возможность применения подобных устройств для выполнения данных задач, компанией «АВИТОН» были дополнительно внесены в Государственный реестр средств измерения РФ еще две серии источников питания Delta Elektronika — серии SM3300 и SM6000.

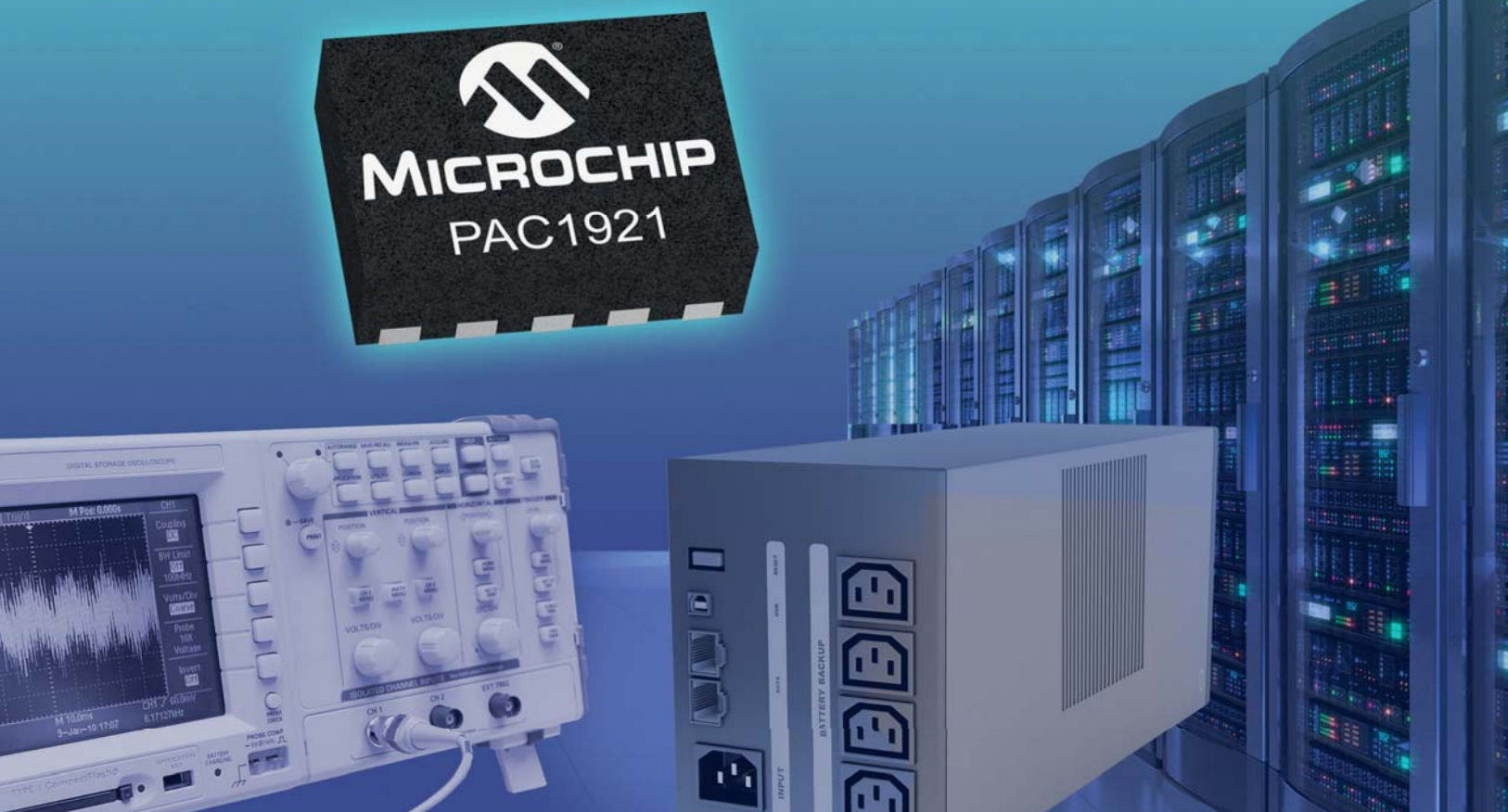
В Госреестр внесены все модели серий SM3300 (5 моделей) и SM6000 (8 моделей). Полученный сертификат охватывает как основные исполнения источников питания, так и опциональные версии с последовательными интерфейсами Ethernet, RS-232, IEEE488, CANopen и Profibus, обеспечивающими удобное и точное управление источником питания и интерфейсным модулем ISO-AMP. Таким образом, на текущий момент в Государственный реестр средств измерений РФ внесены четыре серии источников питания компании Delta Elektronika:

- серия SM800 (800 Вт);
- серия SM1500 (1500 Вт);
- серия SM3300 (3300 Вт);
- серия SM6000 (6000 Вт).

[www.aviton.spb.ru](http://www.aviton.spb.ru)

# Первый в мире датчик тока для высокой стороны

Результаты измерения мощности передаются через конфигурируемый аналоговый выход и цифровую шину



Первый в мире датчик мощности/тока PAC1921 для высокой стороны от Microchip. Для измерения мощности, тока или напряжения используется только один выходной контакт.

Для передачи диагностических и измеренных данных в максимальном объеме служит двухпроводная цифровая шина. Передача данных с минимальной задержкой происходит через конфигурируемый аналоговый выход. PAC1921 увеличивает гибкость высокоскоростных систем управления питанием.

Аналоговый выход PAC1921 настраивается в диапазонах 1,0; 1,5; 2,0 и 3,0 В. Диапазон входного напряжения: 0–32 В.

- ▶ Гибкое измерение мощности и диагностика
- ▶ 39-разрядный регистр аккумулятора
- ▶ 128-шаговое регулирование коэффициента усиления тока
- ▶ 32-шаговое регулирование коэффициента усиления напряжения



**microchip**  
**DIRECT**  
www.microchipdirect.com

 **MICROCHIP**

[www.microchip.com/get/eupac1921](http://www.microchip.com/get/eupac1921)



# Создание высокоэффективных импульсных источников электропитания

## на основе квадратичного способа накопления энергии

**В статье рассматривается возможность создания высокоэффективных импульсных источников электропитания резонансного накопительного типа. Приведено математическое обоснование возможности реализации подобного рода устройств. Представлены осциллограммы, снятые с действующих образцов, подтверждающие результаты исследований.**

**Константин Менакер,  
к. т. н.**

**Максим Востриков**

**Анна Цветаева**

**И**мпульсные источники электропитания (ИЭП) являются неотъемлемой частью большинства современных электронных устройств. От их эффективности во многом зависит экономичность питаемых устройств. Проведенные исследования, представленные в работах [1–4], подтвердили, что, несмотря на достигнутые высокие показатели коэффициента полезного действия (КПД) ряда современных импульсных источников, имеется большой запас по повышению их эффективности.

Абсолютно все схемы импульсных ИЭП построены на преобразовании постоянного или выпрямленного тока в импульсный высокочастотный ток с последующим его преобразованием в требуемый уровень напряжения на нагрузке. Накопление энергии и последующая ее передача на нагрузку происходит в течение одного периода работы электронных ключей. В этом и состоит ограничение эффективности современных импульсных источников. Докажем,

что при правильной организации накопления энергии в течение нескольких тактов работы ключей возможно значительное увеличение эффективности импульсных ИЭП, главным образом, за счет квадратичного роста энергии на реактивных элементах. Анализируемая схема замещения представлена на рис. 1.

Схема замещения состоит из двух контуров. В состав каждого контура входит постоянный источник напряжения  $V1$  и  $V2$ , полупроводниковый диод  $D1$  и  $D2$ , индуктивный элемент  $L1$  и  $L2$ , емкостной элемент  $C1$ , резистивные элементы  $R1$ ,  $R2$ ,  $R3$ , характеризующие активные потери, электронные ключи  $J1$  и  $J2$ , работающие в противофазе. Особенностью анализируемой схемы является включение источников  $V1$  и  $V2$  обратной полярностью по отношению к выводам емкостного элемента  $C1$ .

Операторным методом проанализируем переходные процессы в анализируемой схеме при первом

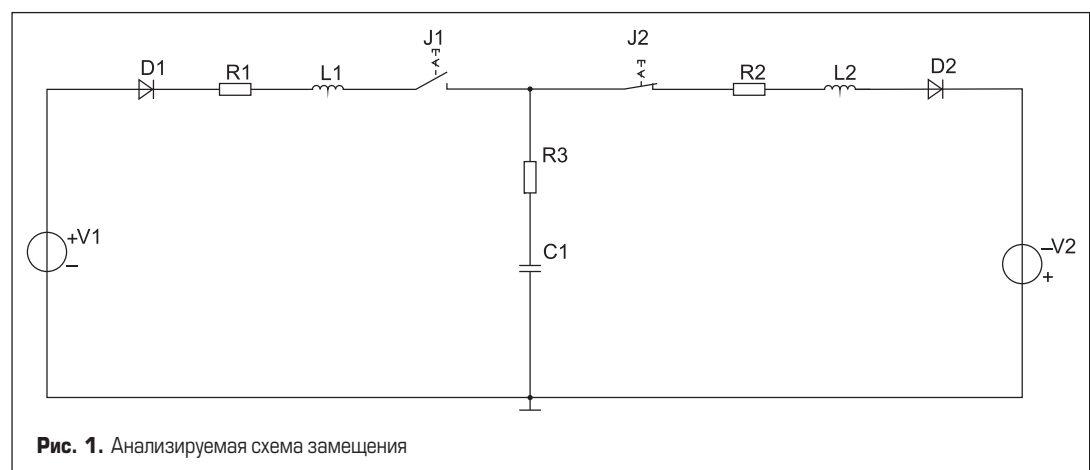


Рис. 1. Анализируемая схема замещения

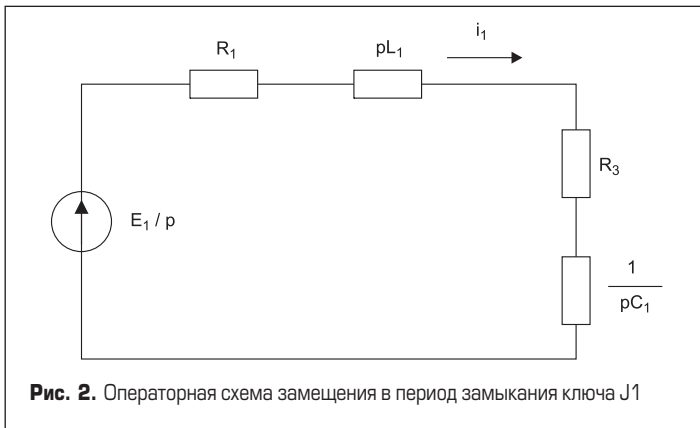


Рис. 2. Операторная схема замещения в период замыкания ключа J1

замыкании ключа J1. Операторная схема замещения анализируемой цепи представлена на рис. 2.

В результате разомкнутого состояния ключа J2 второй контур в составе схемы замещения не рассматривается.

Анализируя процессы в цепи до коммутации, определим начальные условия:

$$i_{L1}(0) = i_1(0) = i_1(0_+) = i_1(0_-) = 0, u_{C1}(0) = u_{C1}(0_+) = u_{C1}(0_-) = 0. \quad (1)$$

Система уравнений электрического равновесия цепи в операторной форме:

$$I_1(p) \times \left( R_1 + R_3 + pL_1 + \frac{1}{pC_1} \right) = \frac{E_1}{p}. \quad (2)$$

Из выражения (2) получим операторное изображение тока первого контура:

$$I_1(p) = \frac{\frac{E_1}{L_1}}{p^2 + p \frac{R_1 + R_3}{L_1} + \frac{1}{L_1 C_1}}. \quad (3)$$

Оригинал функции тока при высокой добротности контура, образованного индуктивностью L1 и емкостью C1:

$$i_1(t) = \frac{E_1}{L_1} \times \frac{e^{-\delta_1 t}}{\omega_{c\delta 1}} \times \sin(\omega_{c\delta 1} t), \quad (4)$$

где:  $\delta_1 = (R_1 + R_3)/2L_1$  — коэффициент затухания;  $\omega_{c\delta 1} = \sqrt{\omega_{01}^2 - \delta_1^2}$  — частота свободных колебаний в цепи;  $\omega_{01} = 1/\sqrt{L_1 C_1}$  — резонансная частота цепи.

Следует отметить, что в схеме замещения, представленной на рис. 1, в каждом контуре установлен полупроводниковый диод. Назначение диода состоит в пропуске одной положительной полуволны колебаний, возникающих при замыкании ключа. Диод позволяет исключить последующие колебания, приводящие к потерям энергии, и накопить эту энергию на конденсаторе C1.

С помощью найденного закона изменения тока в анализируемой цепи найдем выражение для напряжения емкости C1. Напряжение и ток емкостного элемента связаны соотношением:

$$u_{C1}(t) = u_{C1}(0) + \frac{1}{C_1} \times \int_0^t i_1(t) \times dt = \frac{1}{C_1} \times \int_0^t \frac{E_1}{L_1} \times \frac{e^{-\delta_1 t}}{\omega_{c\delta 1}} \times \sin(\omega_{c\delta 1} t) \times dt = \frac{E_1}{C_1 L_1 \omega_{c\delta 1}} \times \int_0^t e^{-\delta_1 t} \times \sin(\omega_{c\delta 1} t) \times dt. \quad (5)$$

Осциллограммы тока и напряжения в соответствии с выражениями (4) и (5) и учетом действия диода D1 приведены на рис. 3.

Таким образом, при первом замыкании ключа J1 емкость C1 заряжается практически до напряжения источника V1.

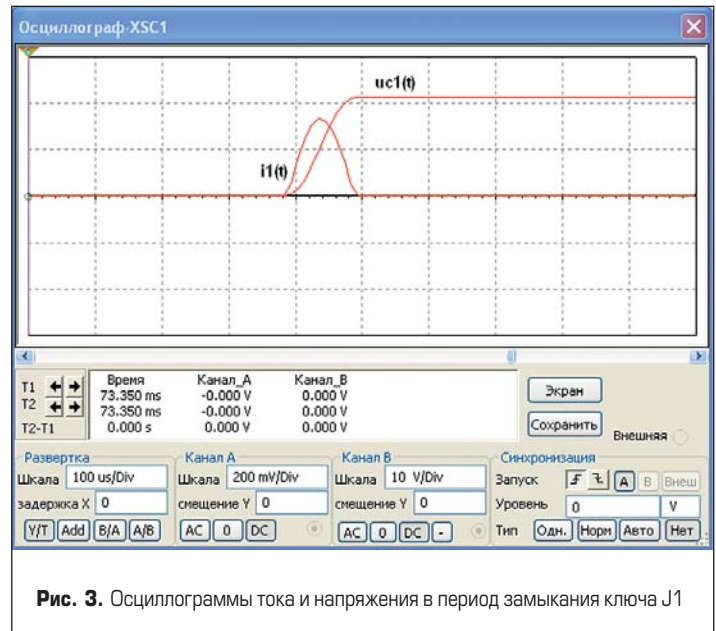


Рис. 3. Осциллограммы тока и напряжения в период замыкания ключа J1

Подобным образом проанализируем переходные процессы в анализируемой схеме при последующем замыкании ключа J2 и размыкании ключа J1. Операторная схема замещения анализируемой цепи в этом случае представлена на рис. 4.

Анализируя процессы в цепи до коммутации, определим начальные условия:

$$i_{L2}(0) = i_2(0) = i_2(0_+) = i_2(0_-) = 0, u_{C1}(0) = u_{C1}(0_+) = u_{C1}(0_-) = u_{C1}(t_{11}), \quad (6)$$

где  $u_{C1}(t_{11})$  — напряжение емкости C1 в момент первого размыкания ключа J1.

Система уравнений электрического равновесия цепи в операторной форме:

$$I_2(p) \times \left( R_2 + R_3 + pL_2 + \frac{1}{pC_1} \right) = \frac{E_2}{p} + \frac{u_{C1}(0)}{p}. \quad (7)$$

Найдем оригинал полученной функции и преобразуем его к удобному виду:

$$i_2(t) = \frac{E_2 + u_{C1}(0)}{L_2} \times \frac{e^{-\delta_2 t}}{\omega_{c\delta 2}} \times \sin(\omega_{c\delta 2} t), \quad (8)$$

где  $\delta_2 = (R_2 + R_3)/2L_2$ ;  $\omega_{c\delta 2} = \sqrt{\omega_{02}^2 - \delta_2^2}$ ;  $\omega_{02} = 1/\sqrt{L_2 C_1}$ .

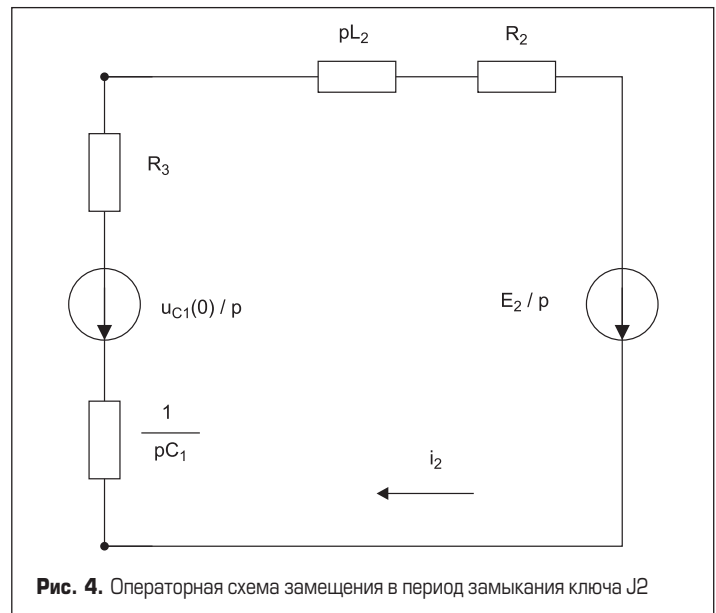


Рис. 4. Операторная схема замещения в период замыкания ключа J2

Найдем выражение для напряжения емкости C1 при замыкании ключа J2. Напряжение и ток емкостного элемента связаны соотношением:

$$u_{C1}(t) = u_{C1}(0) - \frac{1}{C_1} \times \int_0^t i_2(t) \times dt =$$

$$= u_{C1}(0) - \frac{E_2 + u_{C1}(0)}{C_1 L_2 \omega_{cб2}} \times \int_0^t e^{-\delta t} \times \sin(\omega_{cб2} t) \times dt. \quad (9)$$

Осциллограммы тока и напряжения в соответствии с выражениями (8) и (9) и учетом действия диода D2 приведены на рис. 5. Напряжение на емкости C1 в период замыкания ключа J2 практически достигает удвоенного значения напряжения источника V2 при соответствующем изменении полярности.

Проведенный анализ последующих тактов работы ключей J1 и J2 показал, что выражения для токов ветвей и напряжения емкости для каждого такта, кроме первого, идентичны и носят рекурсивный характер. Напряжение емкости, рассчитанное для предыдущего такта работы одного из ключей, является начальным значением для вычислений тока и напряжения на последующем такте.

Законы изменения токов ветвей и напряжения емкости носят колебательный характер. Однако установленные в анализируемой схеме диоды пропускают только одну положительную волну тока, вследствие чего напряжение на емкости изменяется ступенчато, достигнув очередного максимального значения. Для определения амплитудных значений токов в последующих тактах значение времени в найденных

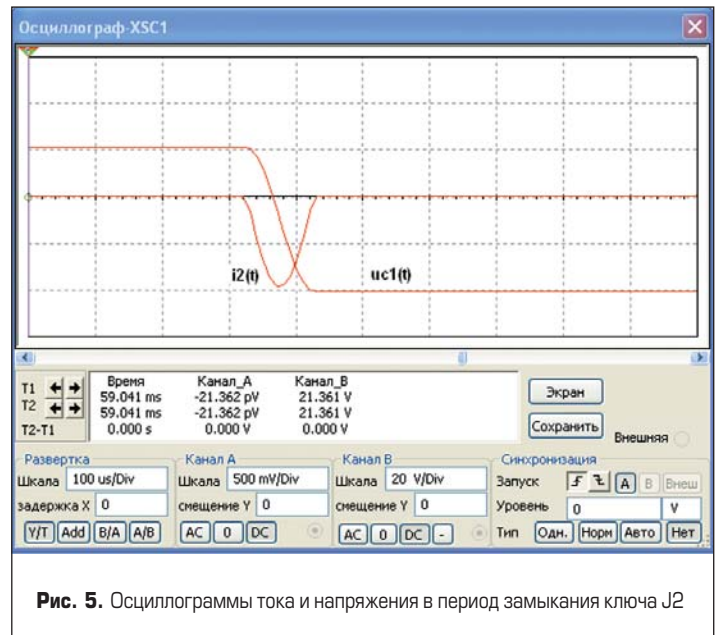


Рис. 5. Осциллограммы тока и напряжения в период замыкания ключа J2

выражениях оптимально принимать равным четверти периода свободных колебаний контуров  $T_{cб} = 2\pi/\omega_{cб1} = 2\pi/\omega_{cб2}$ . Для определения же напряжения емкости из-за фазового сдвига время следует принимать равным половине периода свободных колебаний контуров.

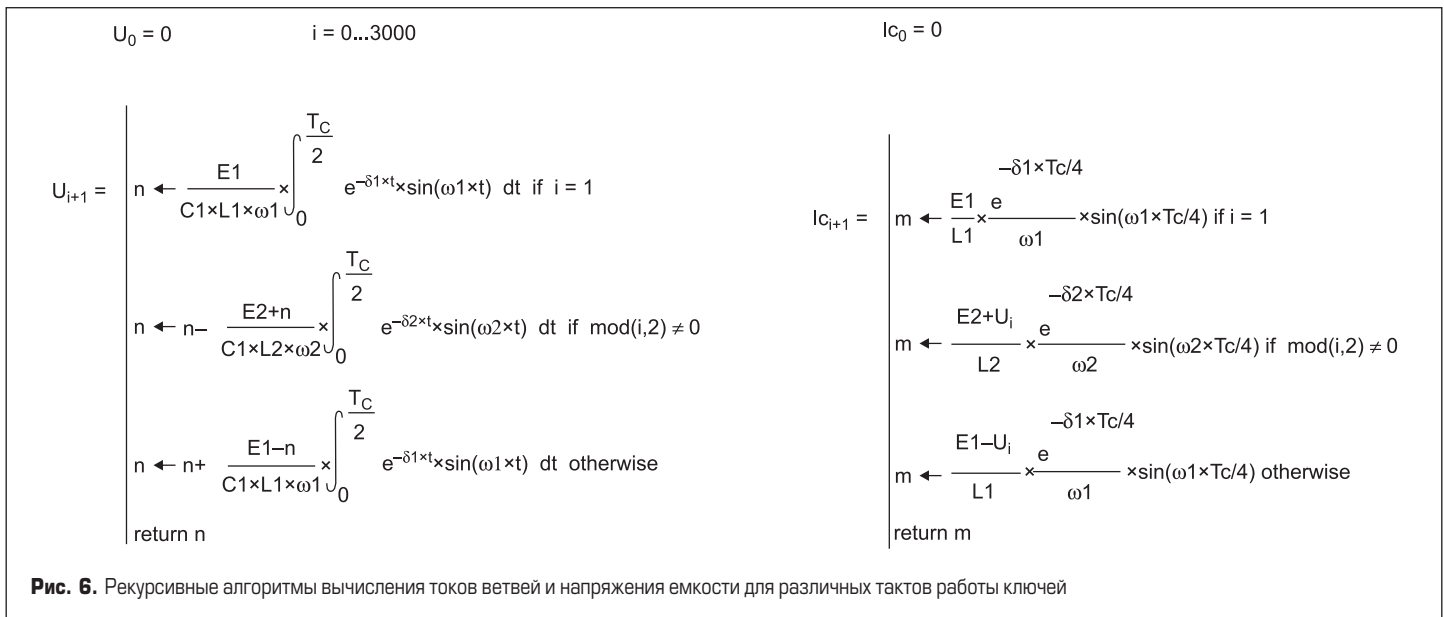


Рис. 6. Рекурсивные алгоритмы вычисления токов ветвей и напряжения емкости для различных тактов работы ключей

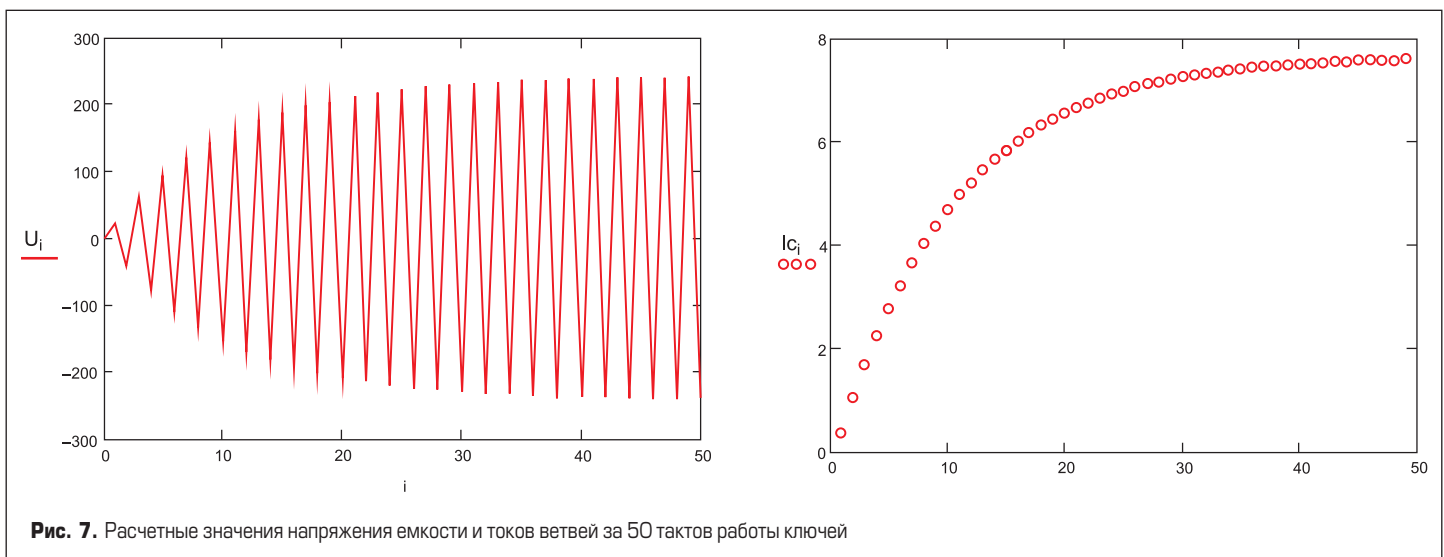


Рис. 7. Расчетные значения напряжения емкости и токов ветвей за 50 тактов работы ключей





Рис. 8. Осциллограммы напряжения емкости и токов ветвей, полученные в программе MultiSim 11.0

С целью получения значений токов ветвей и напряжений емкости для последующих тактов работы ключей в программе Mathcad были созданы рекурсивные алгоритмы, представленные на рис. 6.

В связи с наличием в анализируемой схеме активных потерь, рост тока и напряжения емкости происходит по экспоненциальному закону. Так, для анализируемой схемы при  $C_1 = 1$  мкФ,  $L_1 = L_2 = 1$  мГн,  $R_1 = R_2 = R_3 = 1$  Ом,  $E_1 = E_2 = 12$  В предельное значение напряжения емкости не превысит 250 В, а значение тока в ветвях — 7,5 А, что подтверждается вычислениями и результатами моделирования схемы в программе MultiSim 11.0 (рис. 7, 8).

Определив законы изменения тока ветвей и напряжения емкости, перейдем к главной задаче. Определим соотношение между затраченной энергией и энергией, накопленной в электрическом поле емкости  $C_1$  за различное число тактов работы ключей. Энергию, поступившую к моменту времени  $t_i$ , определяем интегрированием:

$$w = w(t_i) = \int_{-\infty}^{t_i} u \times i \times dt. \quad (10)$$

Для анализируемой схемы напряжение источника  $E_1$  или  $E_2$  постоянно и равно 12 В. Законы же изменения тока ветвей требуют дополнительного анализа. Для первого такта работы ключей закон изменения тока (см. выражение 4) носит колебательный затухающий характер, начальная амплитуда которого всецело определяется напряжением источника  $E_1$  и реактивным сопротивлением индуктивности  $L_1$ . Для второго такта работы ключей закон изменения тока (см. выражение 8) тоже носит колебательный затухающий характер, однако определяется двумя составляющими. Первая составляющая тока задается источником  $E_2$ . Вторая составляющая тока связана с напряжением  $u_{C1}(0)$  емкости  $C_1$ , заряженной в течение первого такта срабатывания ключа  $J_1$ . Обе составляющие тока имеют одну фазу, причем максимальная амплитуда второй составляющей тока на втором такте почти вдвое больше амплитуды тока первой составляющей вследствие превышения в два раза начального напряжения емкости  $u_{C1}(0)$  относительно напряжения источника  $E_2$ . Для третьего такта работы ключей закон изменения тока аналогичен закону для второго такта. Однако начальная амплитуда второй составляющей тока от напряжения емкости почти в три раза больше амплитуды тока первой составляющей от напряжения источника.

Таким образом, амплитудные значения составляющих токов от источников ЭДС  $E_1$  и  $E_2$  в каждом такте постоянны, численно равны  $E_1/\omega_1 L_1 = E_2/\omega_2 L_2$ , и определяют затрачиваемую на зарядку емкости энергию.

Диоды, установленные в каждой ветви анализируемой схемы, устраняют последующие колебания, кроме первой положительной полуволны. Энергию, затраченную на зарядку емкости, определим с округле-

нием в большую сторону. Для этого площади полуволн тока округлим до площади прямоугольников, ограниченных по высоте амплитудными значениями составляющих токов источников  $E_1/\omega_1 L_1 = E_2/\omega_2 L_2$ , а по ширине — одной второй периода свободных колебаний контура, образованного емкостью  $C_1$  и индуктивностью  $L_1$  или индуктивностью  $L_2$ , в зависимости от такта срабатывания ключей.

Для параметров анализируемой схемы  $L_1 = L_2 = 1$  мГн,  $C_1 = 1$  мкФ одна вторая периода свободных колебаний контура составит  $T_c/2 = 99,4$  мкс. Таким образом, энергия, затраченная на зарядку емкости  $C_1$ , за  $n$  тактов работы ключей может быть определена следующим образом:

$$w_{in} = \frac{E_1^2}{\omega_1 L_1} \times n \times \frac{T_c}{2} = \frac{E_2^2}{\omega_2 L_2} \times n \times \frac{T_c}{2}. \quad (11)$$

Накопленная энергия заряженной емкости  $C_1$  на каждом  $i$ -м такте определяется классической квадратичной функцией напряжения:

$$w_{2i} = C_1 U_{C1i}^2 / 2, \quad (12)$$

где  $U_{C1i}$  — амплитудные значения напряжения емкости  $C_1$ , определенные с помощью рекурсивного алгоритма, полученного ранее.

На рис. 9 представлены графики значений энергии, затраченной от источников к  $i$ -му такту работы ключей и накопленной на емкости  $C_1$ .

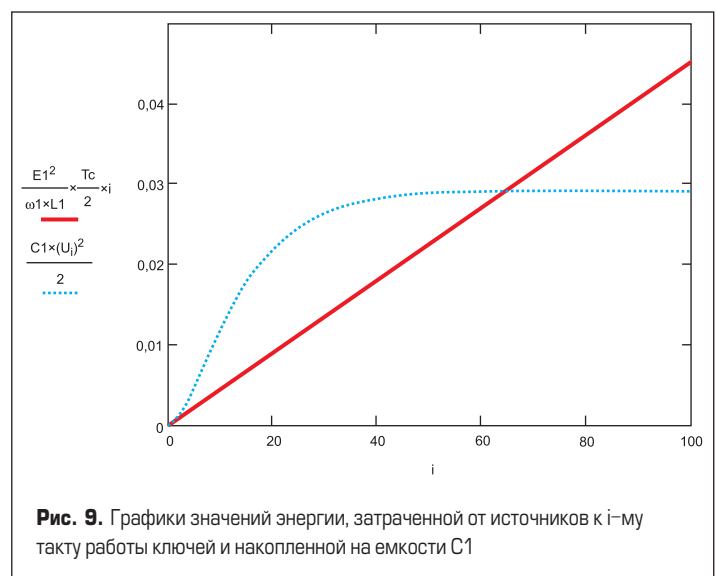
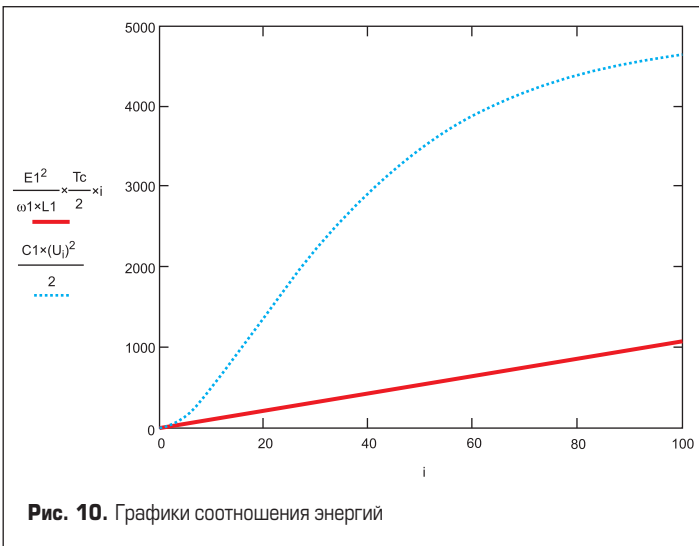


Рис. 9. Графики значений энергии, затраченной от источников к  $i$ -му такту работы ключей и накопленной на емкости  $C_1$



Анализ графиков, представленных на рис. 9, показывает, что коэффициент эффективности однотактных и двухтактных импульсных источников не может превышать 100%. Между тем для анализируемой схемы при накоплении энергии на емкости за 10–20 тактов работы ключей возможно превышение накопленной энергии относительно потребленного значения более чем в два раза.

Совершенно очевидно, что увеличение выходной мощности устройства и соотношения между затраченной и накопленной энергиями возможно за счет увеличения добротности контуров (снижение активных потерь) и увеличения напряжения первичных источников.

Работа рассматриваемой схемы возможна и на малых частотах. Так, для схемы с параметрами  $E_1 = E_2 = 220$  В,  $R_1 = R_2 = 1$  Ом,  $R_3 = 0,1$  Ом,  $L_1 = L_2 = 150$  мГн,  $C_1 = 70$  мкФ частота свободных колебаний составит 50 Гц. Графики соотношения энергий представлены на рис. 10.

В этом случае оптимальное время накопления энергии в конденсаторе — 25 тактов. Значение затраченной энергии за 1 с  $266 \times 50 / 25 = 532$  Дж, накопленной — соответственно  $1790 \times 50 / 25 = 3580$  Дж.

На основе доказанного квадратичного способа накопления энергии возможно построение большого разнообразия устройств электропитания с различными схемными способами накопления и съема энергии. Так, проанализированная схема первоначально была реализована на полумостовой транзисторной схеме, представленной на рис. 11.

Дальнейшее повышение эффективности устройства было достигнуто за счет использования мостовой схемы и усовершенствованных схем съема энергии.

Детальный анализ схем также показал, что при отсутствии диодов можно достичь аналогичных и даже лучших показателей. Наличие



диодов не требует точной синхронизации по частоте. Без полупроводниковых диодов схема работоспособна в режиме обычного резонанса. При этом необходимо либо получение синусоидального сигнала определенной частоты и точное совпадение этой частоты с частотой свободных колебаний контура, либо работа от постоянного тока, но точное кратковременное срабатывание ключей накачки при прохождении осциллограммы тока через нулевое значение.

**Выводы**

В ходе исследований было доказано, что в резонансных контурах возможно накопление энергии, многократно превышающей по значению затраченную энергию. Квадратичный способ накопления энергии может быть положен в основу большого разнообразия преобразовательных устройств, включая автономные ИЭП.

**Литература**

1. Пат. 125415 (РФ) МПК Н 02 М 3/00/. Импульсный резонансный преобразователь напряжения / К. В. Менакер, А. С. Цветаева. Заявитель и патентообладатель Менакер К.В., Цветаева А.С. № 2012135927 // Бюл. № 6. 27.02.13.
2. Менакер К. В., Цветаева А. С. Импульсный редуцирующий преобразователь мощности // Ежемесячный научно-теоретический и производственно-технический журнал ОАО «Российские железные дороги». «Автоматика, связь, информатика». 2012. № 6.
3. Менакер К. В., Цветаева А. С. Импульсный редуцирующий преобразователь мощности электрической энергии // Инженерные и научные приложения на базе технологий National instruments. Сб. трудов XI МНПК. 2012
4. Менакер К. В., Цветаева А. С. Создание ударного контура возбуждения импульсного резонансного преобразователя мощности // Электротехника. 2015. № 5.

**1-Вт DC/DC-преобразователи с изоляцией от RECOM, выдерживающие напряжение 6,4 кВ (DC)**



Компания RECOM представила новые серии DC/DC-преобразователей RK/H6 и RH/H6 — это

превосходный и надежный выбор для самого широкого спектра маломощных приложений в области промышленной электроники, измерительной техники и сенсорных систем, то есть там, где требуется особо высокая стойкость изоляции по пробивному напряжению.

Обе серии преобразователей рассчитаны на мощность в 1 Вт и характеризуются устойчивостью изоляции между входом и выходом по пробивному напряжению в 6,4 кВ постоянного тока в течение 1 с. В отличие от серии RK/H6, серия RH/H6 поставляется в варианте исполнения с двумя выходными напряжениями. Обе модели доступны для входных напряжений постоянного

тока: 5, 12, 15 и 24 В. Выходные напряжения постоянного тока преобразователей: 3,3; 5, 12 и 15 В (серия PK) и  $\pm 3,3$ ;  $\pm 5$ ,  $\pm 12$ ,  $\pm 15$  В (серия RH). Новые устройства имеют КПД до 80%, выдерживают долговременное короткое замыкание по выходу и допускают эксплуатацию без ограничений по минимальной нагрузке.

Обе серии выпускаются в компактном корпусе типа SIP7 (19,6×7×10,2 мм) и предназначены для работы при полной нагрузке в диапазоне рабочих температур от -40 до +90 °С. Преобразователи сертифицированы по требованиям IEC/UL60950-1 и поставляются с трехлетней гарантией от производителя.

[www.recom-power.com](http://www.recom-power.com)





# XXIII МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА **ЭНЕРГЕТИКА И ЭЛЕКТРОТЕХНИКА** Санкт-Петербург, КВЦ «ЭКСПОФОРУМ»

КОНФЕРЕНЦИЯ

Электротехническая продукция для промышленных предприятий и электросетевых компаний

**17–20  
мая 2016**

Официальный партнёр



**EXPOFORUM**

Генеральный информационный спонсор



Генеральные интернет-спонсоры



Официальные информационные партнёры



Интернет-партнёры



Тел.: +7 (812) 240 4040, доб. 154, [energetika@expoforum.ru](mailto:energetika@expoforum.ru)

Тел.: +7 (812) 303 88 68, [energo@restec.ru](mailto:energo@restec.ru)

[www.energetika-restec.ru](http://www.energetika-restec.ru)

Реклама



## DC/DC и AC/DC преобразователи

- Диапазон входных напряжений до 8:1
- Выходная мощность от 1 до 2100 Вт
- До трёх выходов
- Встроенные вспомогательные функции
- Диапазон рабочих температур от -55 °С до +105 °С
- MIL-STD-810F, MIL-STD-461, MIL-STD-275B



Компания КВЕСТ

Тел./факс (81378) 33780, 32755

E-mail: [info@icquest.ru](mailto:info@icquest.ru)

[www.icquest.ru](http://www.icquest.ru)

Официальный дистрибьютор  
Calex Manufacturing



Реклама



# Схемотехническое моделирование полирезонансного источника электропитания

## в программе Micro-Cap 10

**Дарья Мамаева**

darya.mamaeva.95@mail.ru

**Юрий Зинин**

umz42@mail.ru

В статье рассмотрена схемотехническая модель полирезонансного источника электропитания (ИЭП) на основе тиристорного преобразователя частоты для индукционного нагрева металлов токами повышенной частоты с несимметричным автономным инвертором тока и выходным согласующим трансформатором.

Приведен частотный анализ разработанной схемотехнической модели и изложены его результаты, позволившие определить диапазон рабочих частот колебательной нагрузки. Рассмотрен анализ установившихся процессов схемотехнической модели ИЭП, рассчитаны временные графики переходных процессов модели на интервалах от пуска и до момента выключения автономного инвертора. Приведены результаты анализа по Фурье гармонического состава выходного тока автономного несимметричного инвертора.

Предложенная схемотехническая модель позволяет исследовать в программе Micro-Cap 10 электромагнитные процессы тиристорных преобразователей с целью эффективного повышения рабочей частоты.

### Введение

Последний доклад ЮНЕСКО о состоянии науки в разных странах показал, что США тратят на фундаментальные исследования почти треть мировых расходов — 28,1%, Китай — одну пятую, почти 19,6%, Европейское сообщество — 19,1%, при этом доля России составляет всего 1,7%. При общей тенденции к увеличению количества ученых в развитых странах мира в среднем на 20%, в России их число сокращается. За два последних года по сравнению с общемировым вкладом количество научных публикаций в России сократилось с 2,7 до 2,3% [1].

Сказанное, пожалуй, в большей мере относится к отечественным публикациям в области разработки и проектирования ИЭП высокочастотных установок индукционного нагрева металлов, потому что силовые установки требуют значительных затрат

материальных ресурсов. Вместе с тем применение эффективных методов исследования, в частности схемотехнического моделирования, позволяет найти новые способы повышения эффективности существующих ИЭП. Данные публикации полезны специалистам в области разработки тиристорных преобразователей повышенной частоты для популяризации новых методов их исследования.

В технологиях индукционного нагрева металлов широко используются ИЭП током повышенной частоты на основе тиристорных автономных инверторов тока [2, 3]. Для ознакомления с ИЭП, схемотехническая модель которого приведена в статье, необходимо иметь представление о принципе работы последовательного автономного инвертора тока с закрытым входом и его резонансной нагрузки в виде параллельного колебательного контура, т. е. о тиристорных преобразователях повышенной частоты и индукционных установках на их основе [4–8].

В статье приведены результаты разработки и исследований схемотехнической модели полирезонансного ИЭП, называемого иначе тиристорным преобразователем повышенной частоты для индукционного нагрева металлов, способным генерировать различные гармоники выходного тока. Это свойство обеспечивается специфической формой выходного тока инвертора, имеющего несинусоидальную форму и, следовательно, широкий состав гармоник, определение которого представляет практический интерес. Колебательный контур индукционной нагрузки может настраиваться на различные гармоники, например с целью повышения рабочей частоты.

Ниже нами рассматривается несимметричная схема однофазного инвертора тока, и поэтому в ней необходим дроссель постоянного тока значительной величины. Такой вход инвертора называется «закрытым» от проникновения высших гармоник выходного тока в питающую сеть. В отличие от традиционных мостовых или полумостовых схем автономных инверторов, нагрузка этого инвертора включается последовательно с коммутирующими элементами

инвертора — конденсатором и катушкой индуктивности. Нагрузкой в электротермических устройствах для индукционного нагрева металлов служит параллельный резонансный контур, образованный индуктором и параллельным конденсатором, компенсирующим низкий коэффициент мощности индуктора.

Известно, что колебательный контур нагрузки автономного инвертора, в который включается однофазный индуктор с нагреваемым изделием для индукционного нагрева токами высокой частоты, для согласования параметров источника питания и эквивалентного сопротивления нагрузки требует применения согласующего выходного трансформатора. Согласующий трансформатор тока в расчетных моделях инверторов тока обычно представляют эквивалентными индуктивностями, которые необходимо линеаризовать. В то же время известен другой способ представления согласующего трансформатора — это магнитосвязанные общим ферромагнитным нелинейным сердечником индуктивности, задаваемые необходимым количеством витков обмоток. Такое представление трансформатора используется нами в программе схемотехнического моделирования Micro-Cap 10.

На рис. 1 приведен расчетный файл схемотехнической модели, выполненный в демо-версии программы Micro-Cap 10, для полирезонансного ИЭП, в который входят следующие узлы тиристорного преобразователя частоты: выпрямитель, конденсаторный выключатель, тиристорный несимметричный инвертор, а также нагрузка с согласующим высокочастотным трансформатором и индуктор.

Схемотехническая модель, на которой компоненты электрической схемы представлены в виде графического файла, соответствует принципиальной электрической схеме ИЭП. Некоторые изображения компонентов схемотехнической модели выбраны типа «евро», либо изменялись встроенным редактором программы.

Схемотехническая модель полирезонансного ИЭП сопровождается PSpice-описанием компонентов инвертора, она содержит Spice-модель трансформатора с сердечником. Поэтому в параметры модели входит число витков обмоток трансформатора и геометрические параметры сердечника, что позволяет легко перейти к его реальной конструкции. Выделение желтым цветом некоторых областей на файле схемотехнической модели служит мерой предосторожности от непреднамеренного изменения схемы или ее параметров и выполняется в последнюю очередь.

Показанная на рис. 1 схемотехническая модель использует предельное число компонентов для демо-версии программы Micro-Cap 10. Определенное удобство в демо-версии предоставляет опция **Enabled**, которая позволяет исключить компонент файла из расчетной модели, при этом на схеме он выделяется цветом.

В модели представлена трехфазная сеть, неуправляемый мостовой выпрямитель, бесконтактное устройство включения/выключения постоянного напряжения, несимметричный ав-

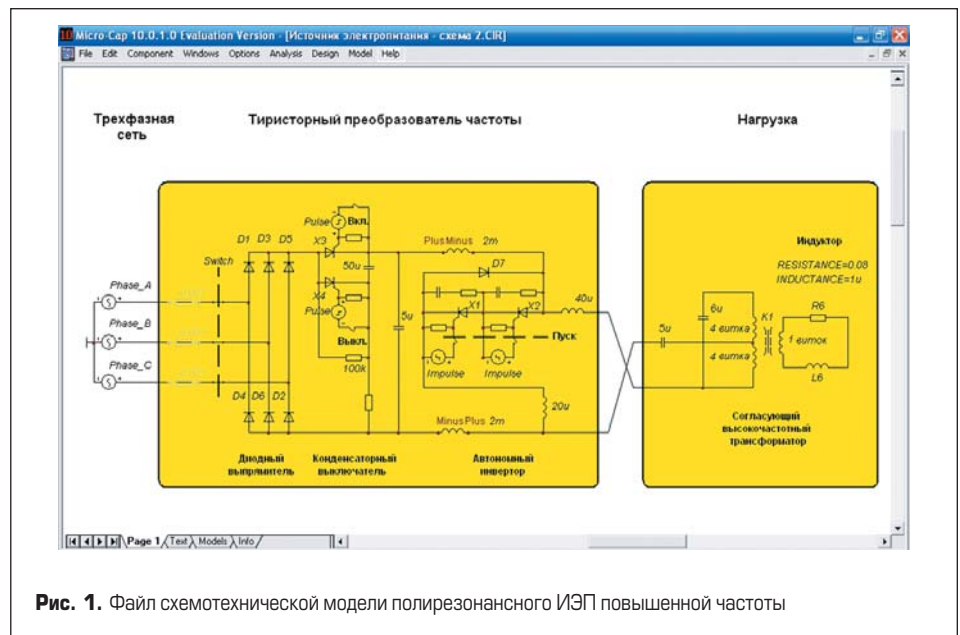


Рис. 1. Файл схемотехнической модели полирезонансного ИЭП повышенной частоты

тономный тиристорный инвертор, входящие в состав тиристорного преобразователя частоты, а также нагрузка ИЭП, состоящая из эквивалентной индуктивности и активного сопротивления индуктора, присоединенных через согласующий высокочастотный трансформатор.

### Частотный анализ модели ИЭП

Автономный последовательный инвертор тока является полирезонансным, т. к. он способен работать на колебательную нагрузку, настроенную на первую, вторую или третью гармонику выходного тока. Определение резонансной частоты нагрузочного контура с согласующим трансформатором производится в режиме частотного анализа схемотехнической модели.

Через нагрузку инвертора протекает полуволна тока тиристора, затем обратная полуволна тока диода, и перед очередным вклю-

чением тиристора формируется интервал паузы. Изменением интервала паузы производится регулирование выходной мощности тиристорного преобразователя.

Первым этапом исследований созданной схемотехнической модели полирезонансного инвертора является ее частотный анализ, проведением которого получаем амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) нагрузочного колебательного контура и согласующего трансформатора.

На рис. 2 показаны панель установки параметров частотного анализа и панель Stepping (изменение параметра с дискретным шагом) для расчета АЧХ схемотехнической модели ИЭП. Ось частот на графике задана в логарифмическом масштабе, график АЧХ масштабируется автоматически, диапазон частот задан априори. Шаг (Step) изменения индуктивности входного дросселя (дросселя L1) выбран равным 1 мГн.

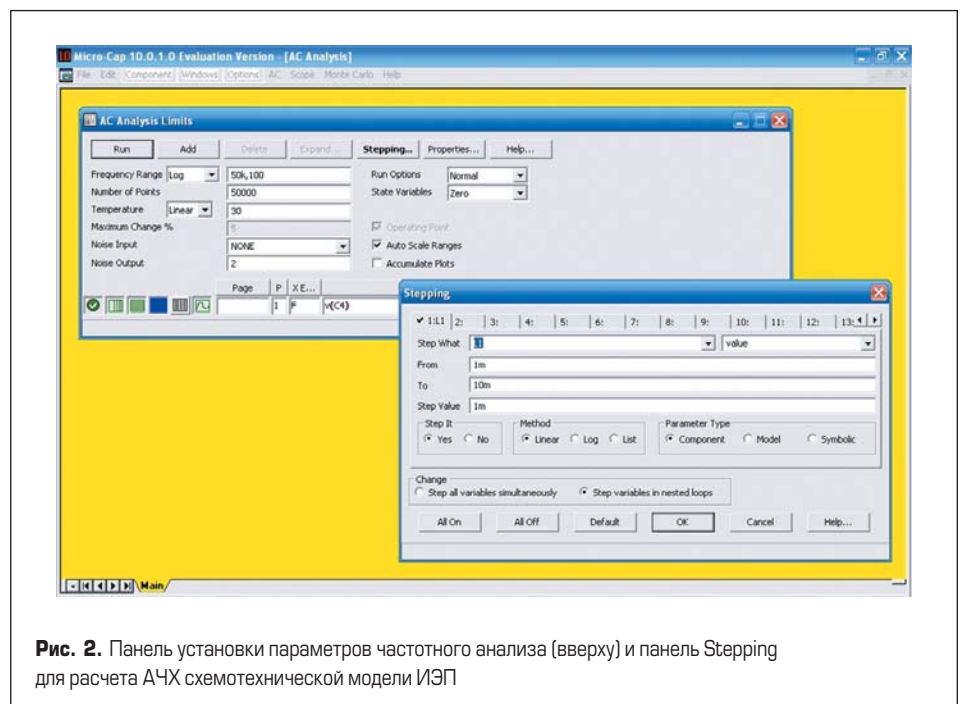


Рис. 2. Панель установки параметров частотного анализа (вверху) и панель Stepping для расчета АЧХ схемотехнической модели ИЭП

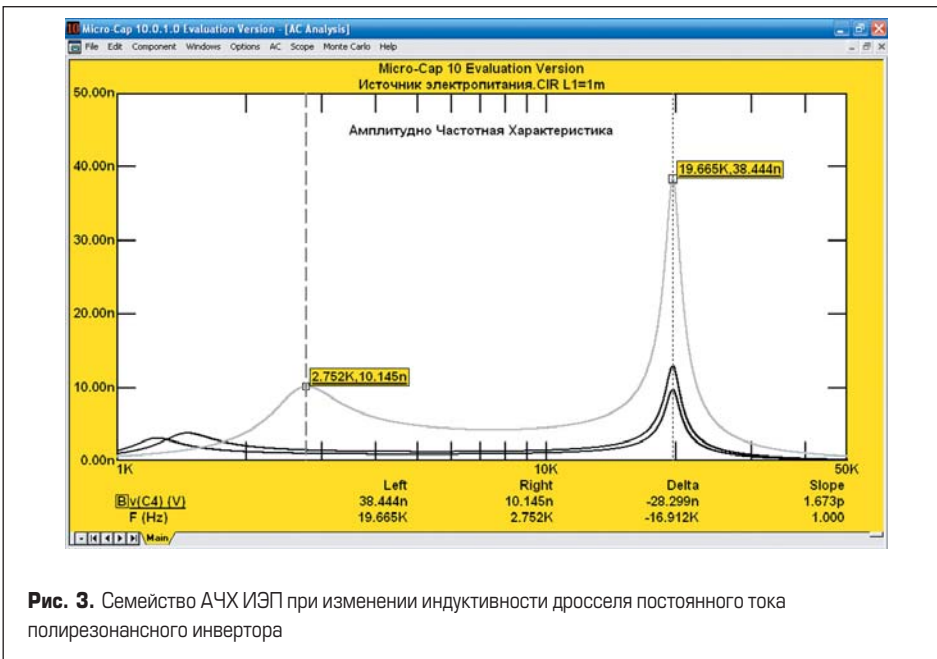


Рис. 3. Семейство АЧХ ИЭП при изменении индуктивности дросселя постоянного тока полирезонансного инвертора

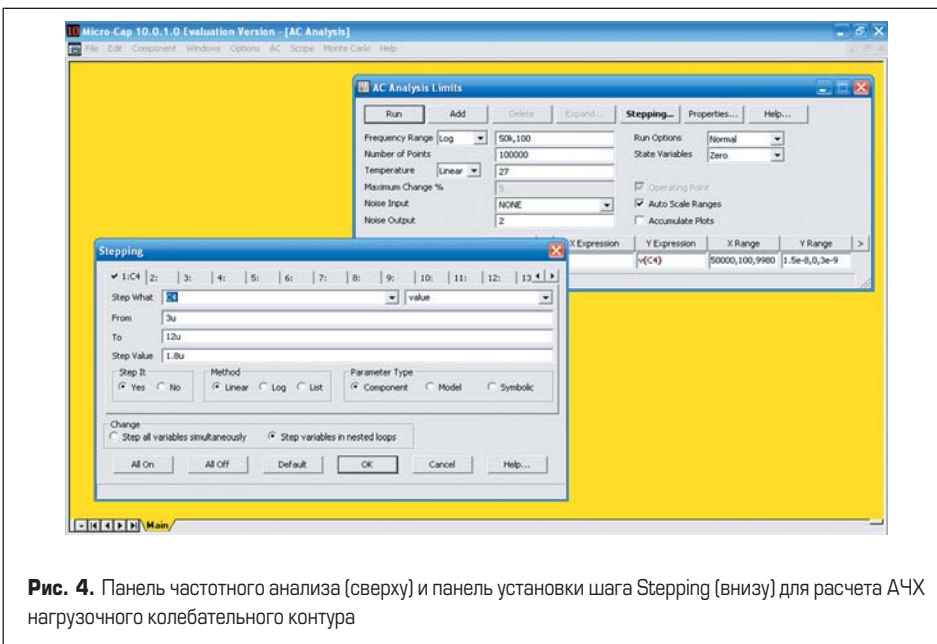


Рис. 4. Панель частотного анализа (сверху) и панель установки шага Stepping (внизу) для расчета АЧХ нагрузочного колебательного контура

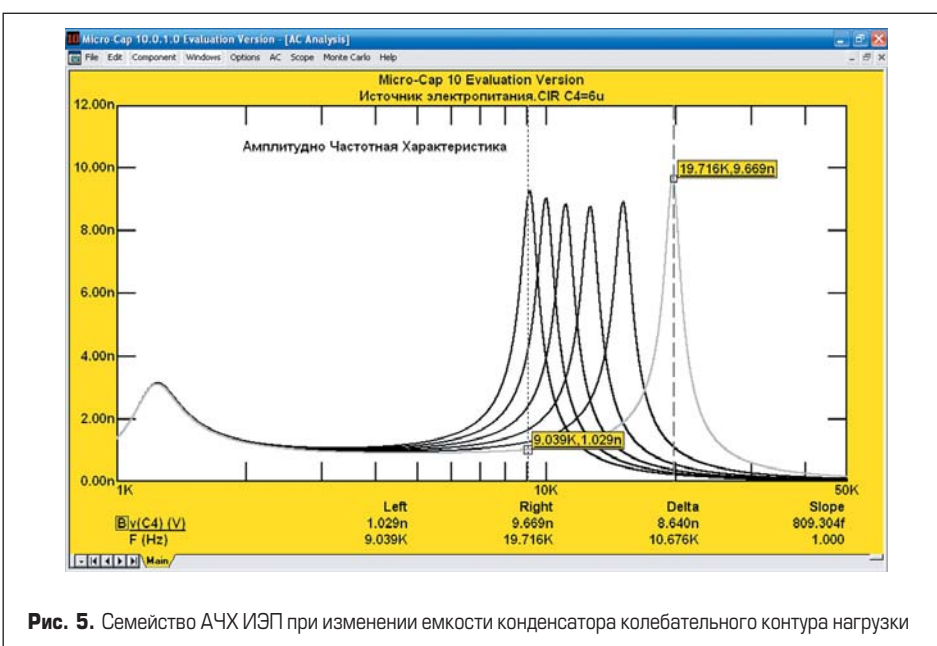


Рис. 5. Семейство АЧХ ИЭП при изменении емкости конденсатора колебательного контура нагрузки

На рис. 3 показано семейство АЧХ ИЭП при изменении индуктивности дросселя постоянного тока в модели полирезонансного инвертора. АЧХ имеет два максимума, один из которых на частоте 20 кГц (резонансная частота нагрузочного колебательного контура), а второй смещается влево по мере увеличения индуктивности дросселя постоянного тока. С точки зрения увеличения амплитуды АЧХ целесообразно уменьшать индуктивность дросселя постоянного тока, но этому препятствует его другая функция — ограничение электромагнитных помех в силовую питающую сеть ИЭП. В этом случае возможен разумный компромисс. Резонансная частота колебательного контура нагрузки, включенного через согласующий трансформатор, при этом не меняется.

На рис. 4 показана панель частотного анализа и установки шага Stepping (изменение параметра с дискретным шагом) для расчета АЧХ модели нагрузочного колебательного контура с согласующим трансформатором. Ось частот на графике задана в логарифмическом масштабе, график АЧХ масштабируется автоматически. Шаг (Step) изменения емкости конденсатора нагрузочного колебательного контура (конденсатора C4) устанавливается априори.

На рис. 5 показаны результаты частотного анализа схмотехнической модели полирезонансного ИЭП при изменении емкости конденсатора колебательного контура нагрузки от 3 до 12 мкФ. Видно, что согласующий трансформатор мало меняет амплитуду АЧХ нагрузки в широком диапазоне частот с изменением емкости параллельно подключенного конденсатора. Результаты частотного анализа схмотехнической модели позволили уточнить ее параметры для проведения анализа электромагнитных процессов полирезонансного ИЭП.

### Расчет и анализ электромагнитных процессов в схмотехнической модели ИЭП

Электромагнитные процессы в ИЭП определяются расчетом переходных процессов токов и напряжений в схмотехнической модели. На основании проведенного частотного анализа схмотехнической модели устанавливаем на панели источника импульсов управления период повторения  $P_s$  — 200 мкс (200 мкс), что соответствует частоте включения тиристора 5 кГц. Форма импульсов управления — прямоугольная. Параметры модели **Impulse** соответствуют требованиям управляющих импульсов для макросов тиристоров X1 и X2 — **MODEL IMPULSE PUL (VZERO=-5 VONE=25 P1=0U P2=0U P3=10U P4=10U P5=200U)**.

На рис. 6 показана панель установки параметров и приведен график импульсов управления тиристорами инвертора. Тиристоры в схмотехнической модели представлены макросом из библиотеки программы Micro-Cap 9 версии — **MC9DEMO\library\SCR.MAC**.



Описание других моделей файла источника электропитания:

```

*** From file C:\MC9DEMO\library\SMALL.LBR
.MODEL TIGEL_CORE (A=1.11539K
AREA=120 C=608.39m GAP=3 K=6.62806K
MS=1.43MEG + PATH=100)
*** From file C:\Program Files\Spectrum
Software\MC10demo\library\SMALL.LIB
.MODEL 3C81_CORE (AREA=60 PATH=60
GAP=1 MS=386.009992K A=20.568442
K=15.533772)
.MODEL PHASE_A SIN (F=50 A=310 RS=0)
.MODEL PHASE_B SIN (F=50 A=310 PH=2.1
RS=0)
.MODEL PHASE_C SIN (F=50 A=310 PH=4.2
RS=0)
.MODEL T2M20M VSWITCH ()
.MODEL T10M20M VSWITCH ()
.MODEL T1M20M VSWITCH ()
*** From file C:\Program Files\Spectrum
Software\MC10demo\library\UTILITY.LBR
*** 5V Pulse Source
.MODEL PULSE_PUL (VONE=20 P1=0 P2=0
P3=20u P4=20u P5=40u).
    
```

На рис. 7 показана панель установки параметров схематехнической модели для анализа переходных процессов в ИЭП. Длительность интервала расчетов определена частотой 50 Гц для источников напряжения трехфазной питающей сети, которые сдвинуты на 120 эл. град. Результаты расчетов, для удобства обзора, приведены на двух временных диаграммах. Масштаб диаграмм задан опцией *Auto Scale Ranges*. Перед проведением Transient Analysis выполняется расчет файла модели ИЭП, показанного на рис. 1, по постоянному току (функция *Operating Point*).

На рис. 8 показаны результаты расчета переходных процессов в файле схематехнической модели. Трехфазная сеть через неуправляемый мостовой выпрямитель обеспечивает выпрямленное напряжение, равное 520 В, которое в течение примерно 1 мс заряжает конденсатор бесконтактной защиты ИЭП, затем на тиристоры инвертора подаются управляющие импульсы с частотой 5 кГц. При этом начинают формироваться импульсы выходного тока инвертора, переходной процесс которых, как показано на нижнем графике, заканчивается также в течение 1 мс. Квазиустановившийся режим характеризуется достижением максимальной амплитуды тока и напряжения на компонентах полирезонансного ИЭП.

Отключение инвертора производится бесконтактным электронным выключателем, при этом конденсатор защиты перезаряжается до напряжения обратной полярности, и начинается переходной процесс уменьшения выходного тока инвертора, показанный на рис. 8 (нижний график). Для уменьшения перенапряжений в инверторе в интервале выключения импульсы управления тиристорами не выключаются.

Приведенные временные диаграммы служат проверкой схематехнической модели на соответствие реальным электромагнитным процессам ИЭП.

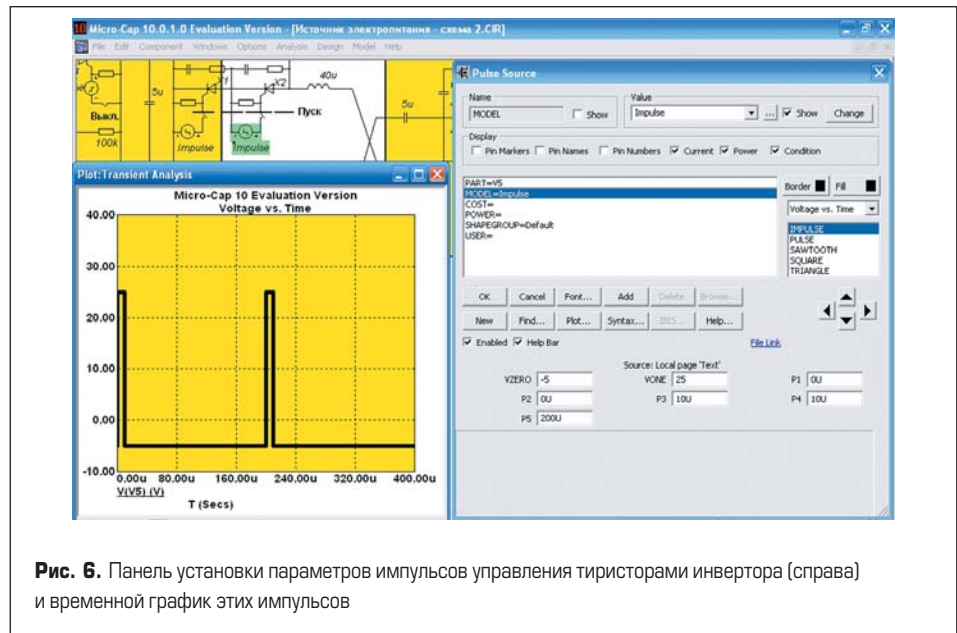


Рис. 6. Панель установки параметров импульсов управления тиристорами инвертора (справа) и временной график этих импульсов

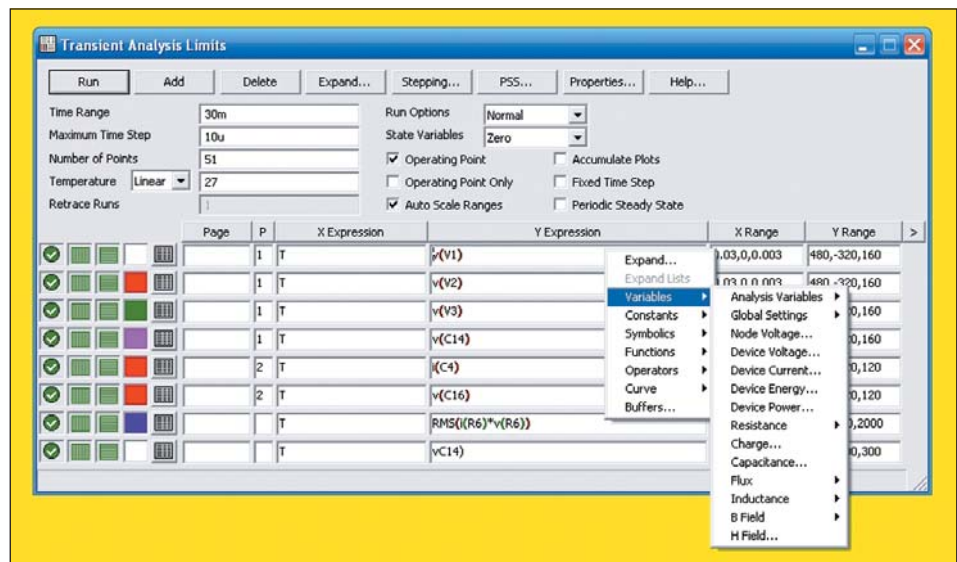


Рис. 7. Панель установки параметров для анализа переходных процессов в схематехнической модели ИЭП

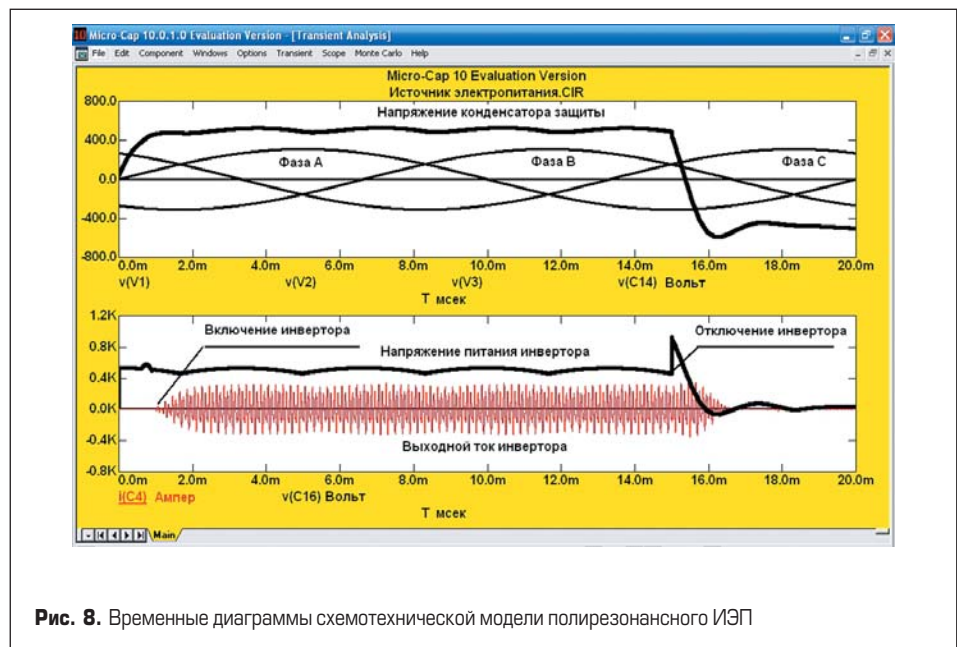


Рис. 8. Временные диаграммы схематехнической модели полирезонансного ИЭП

### Определение амплитудного спектра выходного тока ИЭП повышенной частоты

Автономный инвертор ИЭП работает в резонансном режиме, при котором ток и напряжение тиристоров в момент включения имеют ограниченную скорость изменения, это является его достоинством. Для случаев применения этого инвертора в установках индукционного нагрева металлов используются резонансные контуры нагрузки с невысокой добротностью, обусловленной значительной величиной вносимого сопротивления. С целью упрощения расчетов, на первом этапе исследований, в схемотехнической модели ранее заменяли комплексную нагрузку активным эквивалентным сопротивлением. В этом случае анализ процессов в схемотехнической модели давал значительную погрешность.

На рис. 9 показаны расчетные графики напряжения и тока для переходного процесса от момента пуска автономного полирезонанс-

ного инвертора, нагруженного на колебательный резонансный контур нагрузки. На первых расчетных периодах время восстановления тиристора, равное длительности протекания тока через обратный диод, невелико, но и динамические воздействия на него — скорости изменения тока и прямого восстанавливающего напряжения — также небольшие, что способствует устойчивости пуска ИЭП.

В схемотехнической модели автономного инвертора, показанной на рис. 1, параллельно тиристорам включены демпфирующие цепочки, служащие для распределения постоянных напряжений в интервале паузы и уменьшения динамических перенапряжений, вызванных неидентичностью характеристик реальных последовательно включенных тиристоров.

Как видно на рис. 9, установившаяся величина интервала восстановления управляемости тиристора составляет на рабочей частоте инвертора 60 мкс. Скорости нарастания тока и напряжения невелики и не превышают допустимого значения, например для быстро-

действующих тиристоров ТБ143-400-11-433. Амплитуда прямого напряжения на тиристорах прямо пропорциональна интервалу «паузы» — непроводимости тока в схеме силовыми вентилями. Длительность паузы определяет гармонический состав выходного тока ИЭП. Нами экспериментально была определена рекомендуемая величина «паузы» в выходном токе, которая равняется одной трети от интервала повторения рабочего цикла этого инвертора.

Проведем анализ гармонического состава выходного тока инвертора схемотехнической модели, что позволит обосновать повышение частоты тока в колебательном контуре нагрузки полирезонансного автономного инвертора. Разложим кривую выходного тока инвертора по Фурье (в программе Micro-Cap для этого есть соответствующая опция). Для этого программно выделим один период изменения выходного тока, показанный на рис. 9, и определим его амплитудный спектр [9–12].

На рис. 10 приведены гармоники спектра выходного тока ИЭП повышенной частоты, справа показана осциллограмма одного периода выходного тока инвертора для установившегося режима работы. Постоянная составляющая в выходном токе инвертора равна нулю (нулевой гармоники нет, т. к. нагрузка подключена через последовательный конденсатор), а амплитуды первой и второй гармоники различаются незначительно. Возможна работа ИЭП и на третьей гармонике выходного тока с соответствующим понижением выходной мощности. Отметим, что это свойство и дало название инвертору — полирезонансный.

При натурных испытаниях тиристорных преобразователей частоты показано, что частота первой гармоники амплитудного спектра выходного тока характеризует время восстановления управляющих свойств тиристора. Уменьшение интервала «паузы» инвертора приводит к увеличению напряжения на тиристоре, но увеличивает и амплитуду второй гармоники. Совокупное и противоречивое действие рассмотренных факторов на характер изменения электромагнитных процессов в автономном инверторе находит отражение в исследованиях, полученных на схемотехнической модели при подключении колебательного контура нагрузки к автономному инвертору.

Настройка контура колебательной нагрузки автономного инвертора тока, включенного через согласующий трансформатор на вторую гармонику выходного тока, позволяет удвоить рабочую частоту полирезонансного ИЭП при сохранении динамических воздействий на тиристоры, соответствующих работе на первой (основной) гармонике.

Экспериментальная проверка изложенных результатов схемотехнического моделирования в условиях промышленной эксплуатации ИЭП — тиристорных преобразователей частоты — показала, что разработанная схемотехническая модель правильно отражает амплитудный спектр выходного тока электро-

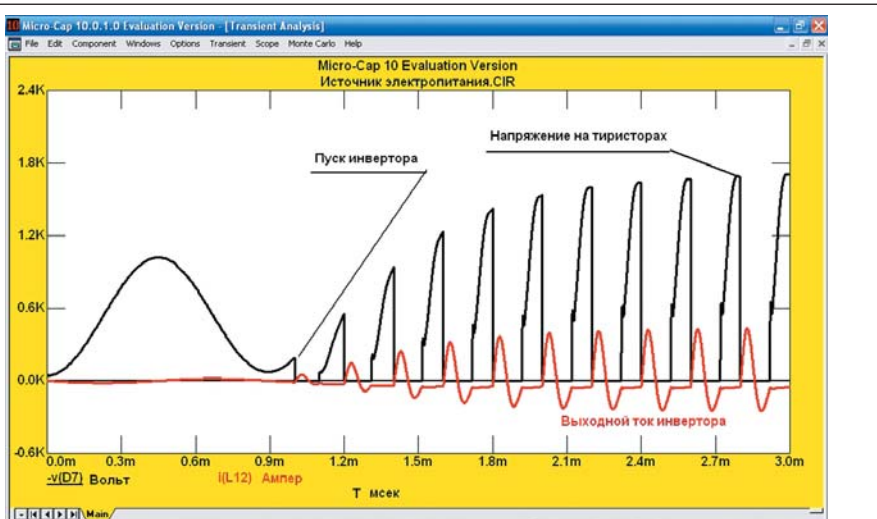


Рис. 9. Временные диаграммы напряжения и тока для переходного процесса пуска автономного полирезонансного инвертора

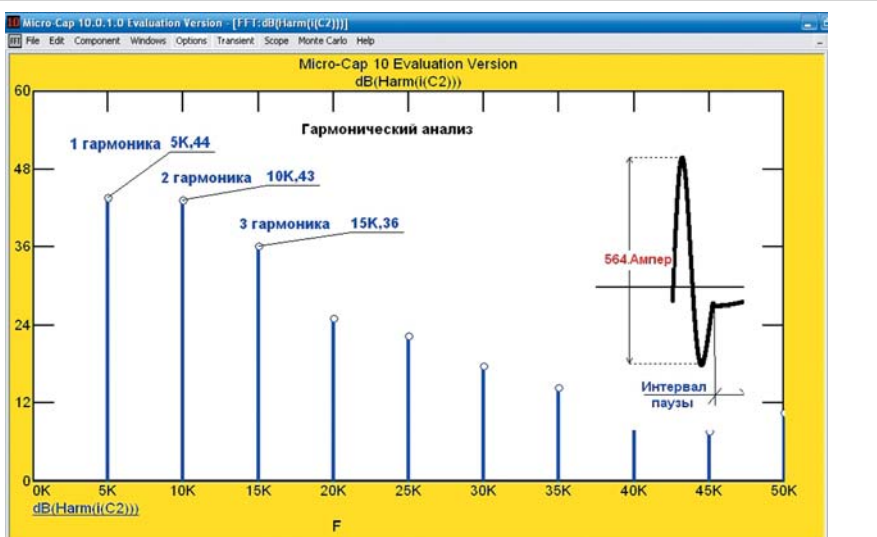


Рис. 10. Амплитудный спектр выходного тока ИЭП повышенной частоты на основе полирезонансного инвертора

**Заключение**

Разработанная схемотехническая модель ИЭП позволяет определить влияние длительности паузы на величину амплитуды основных гармоник выходного тока инвертора. Режим работы инвертора на второй гармонике выходного тока обеспечивает удвоение рабочей частоты полрезонансного ИЭП, при котором частота включения тиристорных инвертора не меняется, но динамические воздействия на тиристоры ( $di/dt$  и  $du/dt$ ) соответствуют работе на первой (основной) гармонике.

**Литература**

1. <http://unesdoc.unesco.org/images/0023/02354/235407r.pdf>.
2. Шапиро С. В., Зинин Ю. М., Иванов А. В. Системы управления с тиристорными преобразователями частоты для электротехнологии. М. Энергоатомиздат. 1989.

3. Зинин Ю., Мульменко М. Современные тиристорные преобразователи частоты типа «Параллель» для установок индукционного нагрева металлов // Силовая электроника. 2015. № 3.
4. Зинин Ю. М. Анализ интервала восстановления управляемости тиристора в несимметричном инверторе // Электричество. 2006. № 10.
5. Зинин Ю., Мульменко М. Новые разработки силовых преобразователей типа «Параллель» для установок индукционного нагрева металлов // Силовая электроника. 2014. № 2.
6. Зинин Ю., Иванов А., Мульменко М., Уржумсков А. Тиристорные преобразователи частоты для индукционного нагрева труб большого диаметра // Силовая электроника. 2014. № 6.
7. Мульменко М., Зинин Ю., Мамаева Д. Разработка универсального блока управления и контроля для полупроводниковых преобразователей частоты // Силовая электроника. 2015. № 5.
8. Валиуллина З., Зинин Ю. Исследование тиристорных преобразователей частоты для установок индукционного нагрева металлов // Силовая электроника. 2007. № 2.
9. Разевиг В.Д. Система схемотехнического моделирования MICRO-CAP V. М.: СОЛОН. 1997.
10. Валиуллина З., Зинин Ю. Схемотехническое моделирование силовых дросселей для тиристорных преобразователей повышенной частоты // Силовая электроника. 2007 г. № 1.
11. Соколов О. Моделирование систем импульсно-временного управления тиристорными электроприводами в среде MICRO-CAP 9 demo // Силовая электроника. 2015. № 4.
12. Зинин Ю. Схемотехническая модель индукционного комплекса с тиристорным преобразователем повышенной частоты // Силовая электроника. 2009. № 4.

**Бюджетные источники питания для светодиодных систем освещения APV/C-8E, APV/C-12E и APV/C-16E от Mean Well**

Удовлетворяя потребность рынка в светодиодных источниках питания малой мощности, компания Mean Well представляет две новые линейки для использования в помещении. Источники имеют мощность 8, 12 и 16 Вт с питанием от сети переменного тока 230 В, снабжены функцией поддержания постоянного выходного тока (для серий APC-8E, APC-12E и APC-16E) и функцией поддержания постоянного выходного напряжения (для серий APV-8E, APV-12E и APV-16E).

Новые изделия продолжают уже представленные на рынке серии APV-8/12/16 и APC-8/12/16 (аналоги новой серии) и соответствуют принципу «бюджетно, но надежно», отличаясь при этом улучшенным потреблением в режиме холостого хода и уменьшенным временем выхода на рабочий режим (менее 500 мс). Источники



APV-8E/12E/16E и APC-8E/12E/16E представляют собой идеальное решение для реализации разнообразных проектов внутридомового светодиодного освещения низкой мощности.

Технические характеристики:

- входное напряжение 230 В переменного тока;
- режим поддержания постоянного тока (APC-8E/12E/16E) и режим поддержания постоянного напряжения (APV-8E/12E/16E);

- низкое потребление в режиме холостого хода (менее 0,5 Вт);
- устройство класса 2 (Class II), не требует защитного заземления;
- конструкция с естественным охлаждением (без вентиляторов);
- диапазон рабочих температур: от -30 до +70 °С;
- APV-8E/12E/16E: защита от короткого замыкания/перегрузки по напряжению/перегрузки по мощности;
- APC-8E/12E/16E: защита от короткого замыкания;
- соответствие стандартам: CE;
- корпус из огнестойкого пластика 94V-0;
- класс защиты корпуса: IP 30.

[www.aviton.spb.ru](http://www.aviton.spb.ru)

**DC/DC-преобразователи нового поколения MGDD-21 от GAIA Converter**



Компания GAIA Converter представила DC/DC-преобразователи напряжения нового поколения MGDD-21, работающие с ультраширокими диа-

пазонами входных напряжений 4,5–33 В (скачки на входе до 45 В/0,1 с) или 9–60 В (до 80 В/1 с). Все устройства новой серии мощностью 20 Вт имеют два независимых стабилизированных выхода для параллельного, последовательного или симметричного включения с уровнями 5, 12, 15 или 24 В, что позволяет применить их для создания источников питания с одним каналом выходного напряжения от 5 до 48 В или устройств с выходом ±15 или 2×24 В.

Преобразователи MGDD-21 соответствуют нормативам стандартов MIL-STD-1275, -704 и DO-160 и не требуют установки дополнительных защитных устройств. Уникальные характеристики получены благодаря применению метода коммутации собственной разработки, а также обеспечивают КПД более 89%. Преобразова-

тели выпускаются компанией GAIA Converter в низкопрофильных корпусах промышленного стандарта 1×1,25", работают в широком диапазоне температур от -55 до +105 °С, а благодаря герметизации соответствуют повышенным требованиям, предъявляемым к оборонным и авиационным решениям.

Преобразователи являются полнофункциональными устройствами и имеют подстройку выходного напряжения, функцию включения/выключения, настраиваемую схему защиты от пониженного напряжения, схему плавного включения, встроенный фильтр электромагнитных помех, схемы защиты от превышения максимально допустимого выходного тока и работы при повышенной температуре.

[www.icquest.ru](http://www.icquest.ru)



# Использование нелинейных структурных динамических моделей импульсных преобразователей постоянного напряжения

для расчета статических характеристик

Геннадий Белов,  
д. т. н., профессор

При проектировании импульсных преобразователей постоянного напряжения (ППН) в первую очередь необходимо знать параметры их установившихся режимов, определяемые статическими характеристиками, такими как внешние и регулировочные характеристики [1]. Зная эти зависимости, можно определить токи и напряжения на элементах силовой части ППН в различных установившихся

режимах, необходимые для расчета параметров этих элементов. Параметры установившихся режимов необходимо также знать при синтезе замкнутых систем управления ППН, выполняемом по моделям, линеаризованным в окрестности установившегося режима.

При обосновании нелинейных дискретных структурных динамических моделей импульсных ППН [2] было отмечено, что эти модели не только позволяют рассчитывать процессы в импульсных ППН, но и существенно облегчают расчет и анализ их статических характеристик. Предлагаемая статья посвящена выводу формул для расчета статических характеристик ППН с использованием их нелинейных структурных динамических моделей<sup>1</sup>.

Нелинейные дискретные модели импульсных ППН (рис. 1) являются графическим представлением дифференциальных уравнений с разрывной правой частью, описывающих преобразователь, где

$$G(p) = \frac{1}{Lp + r},$$

$$Z(p) = \frac{R(1 + \tau_C p)}{1 + T_C p},$$
(1)

$\tau_C = r_C C$  — постоянная времени цепи выходного конденсатора,  $T_C = (R + r_C)C$  — постоянная времени цепи выходного конденсатора с учетом сопротивления нагрузки  $R$  [2].

Из дискретных структурных моделей для режима прерывистого тока (РПТ) (рис. 1) очень просто получают усредненные структурные модели для режима непрерывного тока (РНТ). Для этого, как принято в теории импульсных систем, ключи заменяются пропорциональными звеньями с коэффициентами передачи, равными относительным длительностям

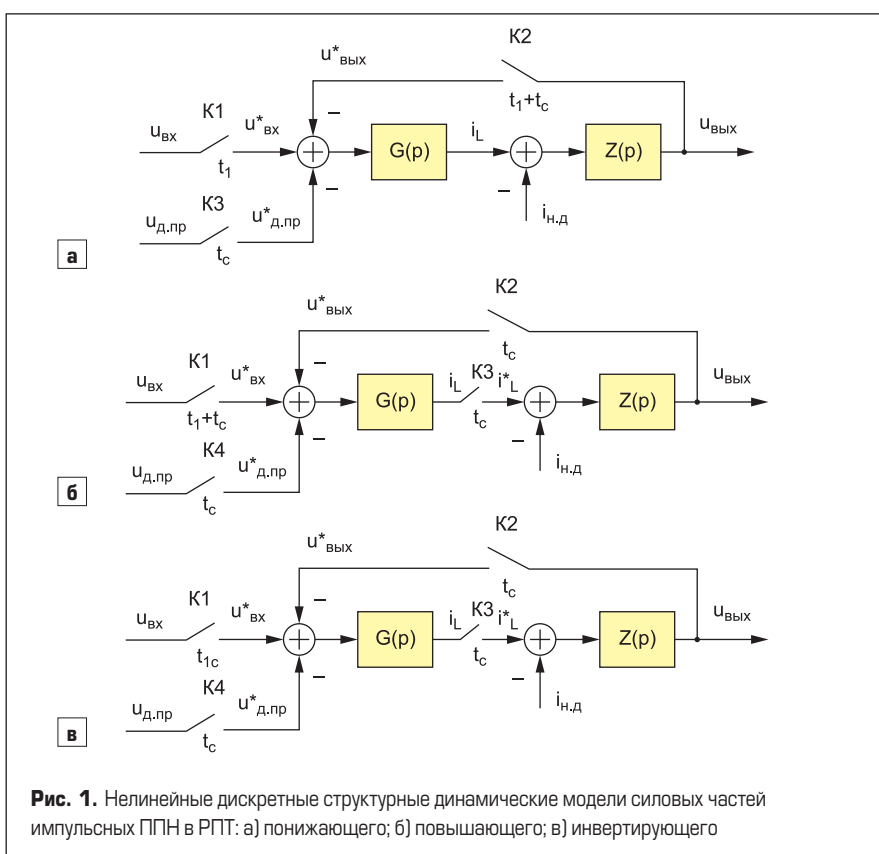


Рис. 1. Нелинейные дискретные структурные динамические модели силовых частей импульсных ППН в РПТ: а) понижающего; б) повышающего; в) инвертирующего

<sup>1</sup> Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках проекта № 15-48-02189-р\_поволжье\_a

их замкнутых состояний. Тогда, поскольку в РНТ  $t_c = T - t_1$ , для получения усредненной модели понижающего ППН (рис. 2а) в дискретной модели (рис. 1а) необходимо ключи К1 и К3 заменить пропорциональными звеньями с коэффициентами передачи  $\gamma = t_1/T$  и  $(1-\gamma)$  соответственно; ключ К2 в РНТ непрерывно замкнут, поэтому исключается из соответствующей ветви. Для получения усредненной модели повышающего ППН (рис. 2б) в дискретной модели (рис. 1б) все ключи, за исключением К1, необходимо заменить пропорциональными звеньями с коэффициентами передачи  $1-\gamma$ ; ключ К1 непрерывно замкнут, поэтому исключается из соответствующей ветви. Для получения усредненной модели инвертирующего ППН (рис. 2в) в дискретной модели (рис. 1в) ключ К1 заменяется пропорциональным звеном с коэффициентом передачи  $\gamma$ , а остальные ключи — звеньями с коэффициентом передачи  $1-\gamma$ . При таком преобразовании, кроме замены ключей пропорциональными

звеньями, входные воздействия и переменные  $i_L, u_{\text{вых}}$  необходимо заменить на их средние за период переключений величины.

Усредненные структурные динамические модели силовых частей ППН, представленные на рис. 2, удобны не только при расчете переходных процессов, но также позволяют достаточно просто рассчитывать статические характеристики ППН.

Для расчета статических характеристик в структурных динамических моделях (рис. 2) необходимо принять  $p = 0$ . Тогда  $G(0) = 1/r, Z(0) = R$ , и из схем на рис. 2 получаются структурные схемы, представленные на рис. 3.

Для определения средних значений выходного напряжения  $u_{\text{вых.ср}}$  и тока дросселя  $i_{L,\text{ср}}$  в установившемся режиме необходимо преобразовать, представленные на рис. 3, преобразовать, «свернув» замкнутый контур, предварительно перенеся узел суммирования сигнала  $i_{L,\text{ср}}$  из этого контура в соответствии с правилами, известными из теории автоматического управления [3].

Перенес узел суммирования сигнала  $i_{L,\text{ср}}$  назад (против направления распространения сигнала) и «свернув» замкнутые контуры из схем на рис. 3, получим схемы для определения  $u_{\text{вых.ср}}$ , представленные на рис. 4.

Замкнутые контуры преобразованы в соответствии с равенствами, определяющими коэффициенты передачи замкнутого контура: для понижающего ППН (рис. 3а)

$$\frac{R}{r \left( 1 + \frac{R}{r} \right)} = \frac{R}{R+r};$$

для повышающего и инвертирующего ППН (рис. 3б, в)

$$\frac{(1-\gamma)R}{r \left[ 1 + \frac{(1-\gamma)^2 R}{r} \right]} = \frac{(1-\gamma)R}{(1-\gamma)^2 R + r} = \frac{1}{1-\gamma} \frac{R}{R+r_{\text{эф}}},$$

где  $r_{\text{эф}} = r/(1-\gamma)^2$ .

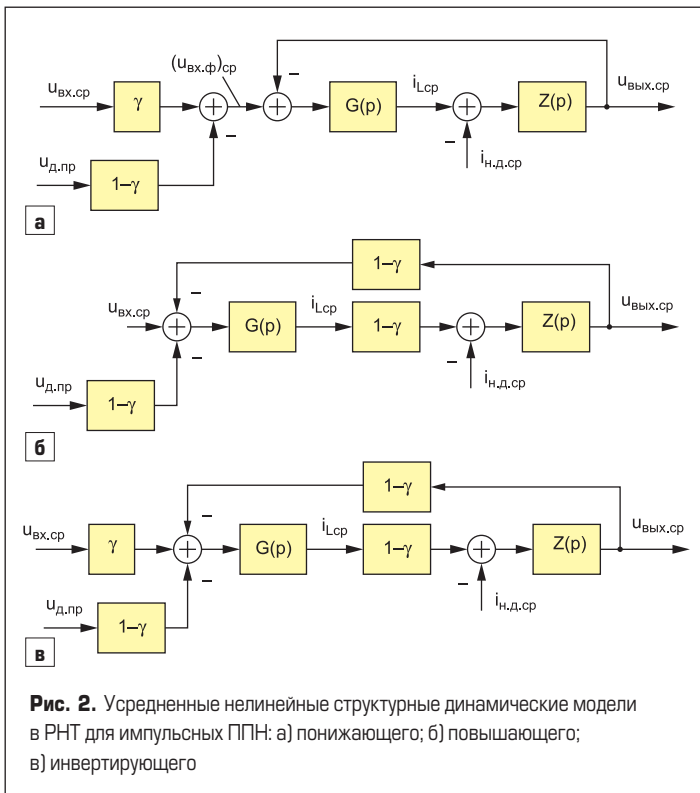


Рис. 2. Усредненные нелинейные структурные динамические модели в РНТ для импульсных ППН: а) понижающего; б) повышающего; в) инвертирующего

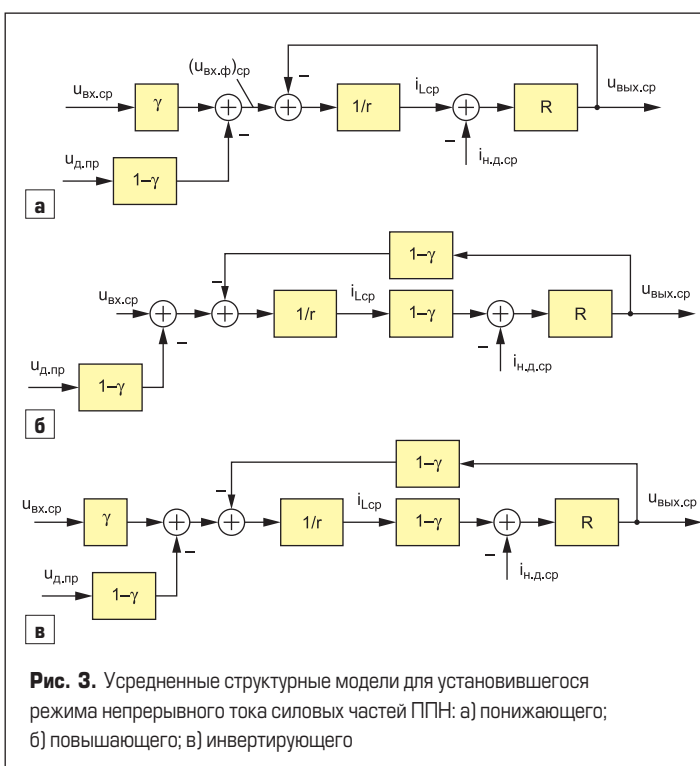


Рис. 3. Усредненные структурные модели для установившегося режима непрерывного тока силовых частей ППН: а) понижающего; б) повышающего; в) инвертирующего

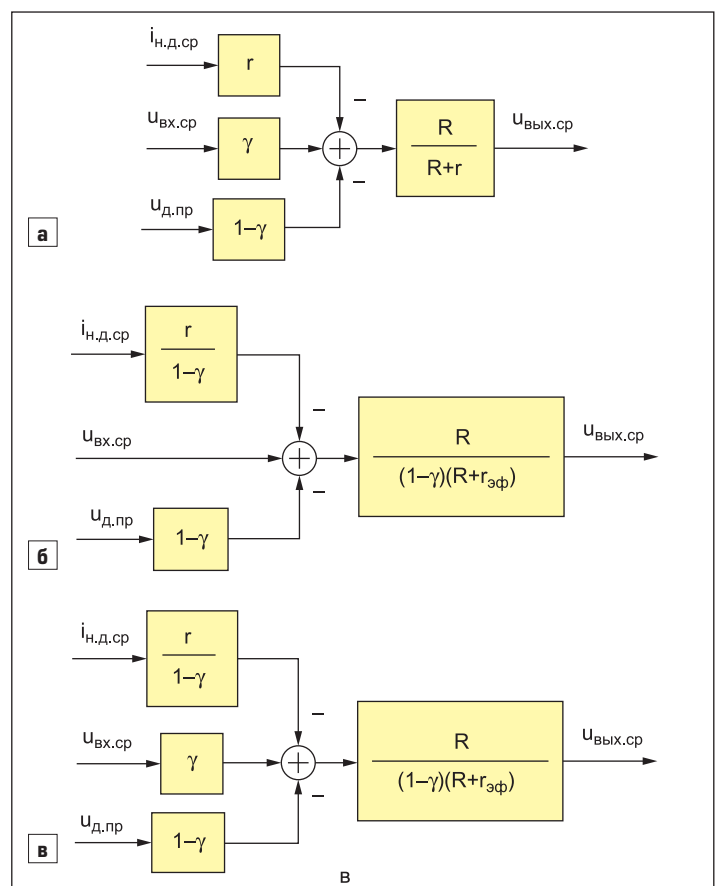


Рис. 4. Усредненные структурные модели для установившегося режима непрерывного тока, преобразованные для определения среднего значения выходного напряжения ППН: а) понижающего; б) повышающего; в) инвертирующего

Определяя  $u_{\text{вых.ср}}$  на схемах по рис. 4, получаем выражения:

$$\begin{aligned} (u_{\text{вых.ср.уст}})_1 &= \frac{R}{R+r} [\gamma u_{\text{вх.ср}} - r i_{\text{н.д.ср}} - (1-\gamma) u_{\text{д.пр}}], \\ (u_{\text{вых.ср.уст}})_2 &= \frac{R}{R+r_{\text{эф}}} \left[ \frac{u_{\text{вх.ср}}}{1-\gamma} - r_{\text{эф}} i_{\text{н.д.ср}} - u_{\text{д.пр}} \right], \\ (u_{\text{вых.ср.уст}})_3 &= \frac{R}{R+r_{\text{эф}}} \left[ \frac{\gamma}{1-\gamma} u_{\text{вх.ср}} - r_{\text{эф}} i_{\text{н.д.ср}} - u_{\text{д.пр}} \right] \end{aligned} \quad (2)$$

соответственно для понижающего, повышающего и инвертирующего ППН.

Для определения среднего значения тока силового дросселя  $i_{\text{Лср}}$  в установившемся режиме в схемах на рис. 3 необходимо считать выходной величиной ток  $i_{\text{Лср}}$ , а узел суммирования сигнала  $i_{\text{н.д.ср}}$  перенести вперед, а не назад (иначе сигнал на выходе звена с коэффициентом передачи  $1/r$  уже не будет совпадать с током  $i_{\text{Лср}}$ ). Тогда из схем на рис. 3 получаются схемы, представленные на рис. 5.

Замкнутые контуры на рис. 5 преобразуем в соответствии с равенствами: для понижающего ППН (рис. 5а)

$$\frac{1}{r(1+R/r)} = \frac{1}{R+r};$$

для повышающего и инвертирующего ППН (рис. 5б, в)

$$\frac{1}{r \left[ 1 + (1-\gamma)^2 \frac{R}{r} \right]} = \frac{1}{(1-\gamma)^2 (R+r_{\text{эф}})}.$$

Определяя  $i_{\text{Лср}}$  на схемах по рис. 5, получаем выражения:

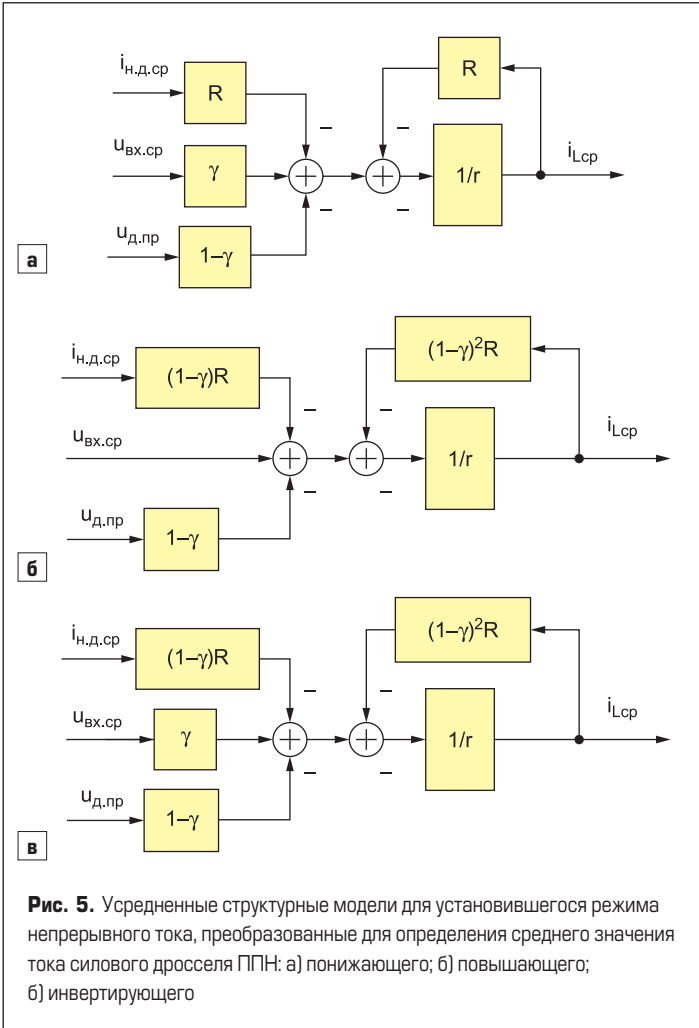


Рис. 5. Усредненные структурные модели для установившегося режима непрерывного тока, преобразованные для определения среднего значения тока силового дросселя ППН: а) понижающего; б) повышающего; в) инвертирующего

$$\begin{aligned} (i_{\text{Лср.уст}})_1 &= \frac{1}{R+r} [\gamma u_{\text{вх.ср}} + R i_{\text{н.д.ср}} - (1-\gamma) u_{\text{д.пр}}], \\ (i_{\text{Лср.уст}})_2 &= \frac{R}{(1-\gamma)(R+r_{\text{эф}})} \left[ \frac{u_{\text{вх.ср}}}{(1-\gamma)R} + i_{\text{н.д.ср}} - \frac{u_{\text{д.пр}}}{R} \right], \\ (i_{\text{Лср.уст}})_3 &= \frac{R}{(1-\gamma)(R+r_{\text{эф}})} \left[ \frac{\gamma u_{\text{вх.ср}}}{(1-\gamma)R} + i_{\text{н.д.ср}} - \frac{u_{\text{д.пр}}}{R} \right] \end{aligned} \quad (3)$$

соответственно для понижающего, повышающего и инвертирующего ППН.

Таким образом, усредненные структурные модели для установившегося режима, представленные на рис. 3, удобны для расчета статических характеристик ППН. Они легко запоминаются.

Преобразуя первое равенство (2) с учетом выражения

$$i_{\text{н.д.ср}} = i_{\text{н.ср}} - \frac{u_{\text{вых.ср}}}{R}, \quad (4)$$

получим

$$\frac{R+r}{R} u_{\text{вых.ср}} = \gamma u_{\text{вх.ср}} - r i_{\text{н.ср}} + \frac{r}{R} u_{\text{вых.ср}} - (1-\gamma) u_{\text{д.пр}}.$$

Отсюда следует формула для расчета статических выходных характеристик понижающего ППН:

$$(u_{\text{вых.ср.уст}})_1 = \gamma u_{\text{вх.ср}} - r i_{\text{н.ср}} - (1-\gamma) u_{\text{д.пр}}. \quad (5)$$

При учете (4) первое равенство (3) преобразуется к виду

$$(R+r) i_{\text{Лср}} = R i_{\text{н.ср}} - u_{\text{вых.ср}} - (1-\gamma) u_{\text{д.пр}},$$

откуда при подстановке выражения (5) следует известное для понижающего ППН равенство:

$$(i_{\text{Лср.уст}})_1 = i_{\text{н.ср}}. \quad (6)$$

Для повышающего ППН второе равенство (2) также преобразуем с учетом (4):

$$\frac{R+r_{\text{эф}}}{R} u_{\text{вых.ср}} = \frac{u_{\text{вх.ср}}}{1-\gamma} - r_{\text{эф}} \left( i_{\text{н.ср}} - \frac{u_{\text{вых.ср}}}{R} \right) - u_{\text{д.пр}},$$

откуда следует

$$(u_{\text{вых.ср.уст}})_2 = \frac{u_{\text{вх.ср}}}{1-\gamma} - r_{\text{эф}} i_{\text{н.ср}} - u_{\text{д.пр}}; \quad (7)$$

а из второго равенства (3) с учетом (4) и (7) получим:

$$(i_{\text{Лср.уст}})_2 = \frac{i_{\text{н.ср}}}{1-\gamma}. \quad (8)$$

Третье равенство (2) для инвертирующего ППН также преобразуем с учетом равенства (4):

$$\frac{R+r_{\text{эф}}}{R} u_{\text{вых.ср}} = \frac{\gamma}{1-\gamma} u_{\text{вх.ср}} - r_{\text{эф}} \left( i_{\text{н.ср}} - \frac{u_{\text{вых.ср}}}{R} \right) - u_{\text{д.пр}}.$$

Исключая из обеих частей этого равенства величину  $(r_{\text{эф}}/R) u_{\text{вых.ср}}$ , придем к выражению для расчета внешних характеристик инвертирующего ППН:

$$(u_{\text{вых.ср.уст}})_3 = \frac{\gamma}{1-\gamma} u_{\text{вх.ср}} - r_{\text{эф}} i_{\text{н.ср}} - u_{\text{д.пр}}. \quad (9)$$

Из третьего уравнения (3) с учетом (4) и (9) получим соотношение (8), полученное при рассмотрении повышающего ППН.



Внешние и регулировочные характеристики понижающего ППН (рис. 6) строим по формуле (5).

Чтобы придать внешним характеристикам на рис. 6 более обобщенный вид, не требующий учета конкретных значений прямого падения напряжения на силовом диоде  $u_{д.пр}$ , формулу (5) представим в виде:

$$u_{ввых.ср} + u_{д.пр} = \gamma(u_{вх.ср} + u_{д.пр}) - r i_{н.ср}$$

и введем безразмерные переменные:

$$\left(\overline{u_{ввых.ср}}\right)_1 = \frac{u_{ввых.ср} + u_{д.пр}}{u_{вх.ср} + u_{д.пр}}, \quad \left(\overline{i_{н.ср}}\right)_1 = \frac{r i_{н.ср}}{u_{вх.ср} + u_{д.пр}}. \quad (10)$$

Тогда равенство (5) принимает вид

$$\left(\overline{u_{ввых.ср}}\right)_1 = \gamma - \overline{i_{н.ср}}. \quad (11)$$

При построении на рис. 6 обобщенных внешних и регулировочных характеристик по формуле (11) по вертикальной оси отложена безразмерная величина  $\overline{u_{ввых.ср}}$ , а по горизонтальной оси — безразмерные величины  $\overline{i_{н.ср}}$  и  $\gamma$ .

Особенностью внешних характеристик в РНТ (рис. 6а) является одинаковый наклон при различных  $\gamma$  и одинаковое смещение по вертикали при одинаковых приращениях  $\gamma$ .

Из равенств (10) следуют формулы пересчета для определения выходного напряжения и тока нагрузки по их безразмерным значениям:

$$\left(u_{ввых.ср}\right)_1 = \left(\overline{u_{ввых.ср}}\right)_1 (u_{вх.ср} + u_{д.пр}) - u_{д.пр},$$

$$\left(i_{н.ср}\right)_1 = \frac{1}{r} \left(\overline{i_{н.ср}}\right)_1 (u_{вх.ср} + u_{д.пр}).$$

Для построения статических характеристик повышающего ППН в РНТ (рис. 7а, б) воспользуемся формулой (7), которую представим в виде:

$$\left(\overline{u_{ввых.ср}}\right)_2 = \frac{1}{1 - \gamma} \overline{i_{н.ср}}, \quad (12)$$

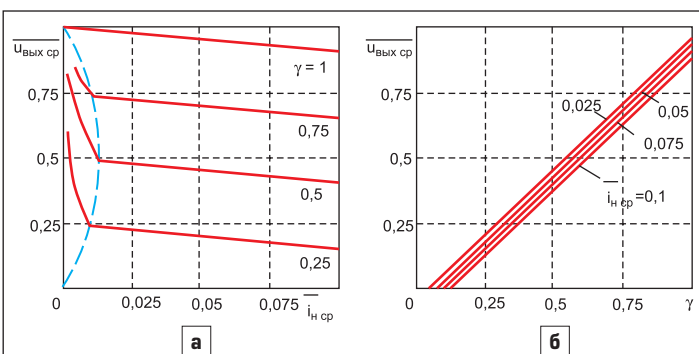
где, в отличие от (10),

$$\left(\overline{u_{ввых.ср}}\right)_2 = \frac{u_{ввых.ср} + u_{д.пр}}{u_{вх.ср}}, \quad \left(\overline{i_{н.ср}}\right)_1 = \frac{r_{эф} i_{н.ср}}{u_{вх.ср}}. \quad (13)$$

Внешние и регулировочные характеристики повышающего ППН представлены на рис. 7. Максимум регулировочной характеристики

$$\left(\overline{u_{ввых.ср}}\right)_{2\max} = \frac{1}{4 i_{н.ср}} \quad (14)$$

достигается при



**Рис. 6.** Характеристики понижающего импульсного преобразователя в режиме непрерывного тока: а) внешние; б) регулировочные (граница области непрерывного тока для  $T/L = 0,1$  (штриховые линии), где  $T_L = L/r$ )

$$\gamma = \gamma^* = 1 - 2 \overline{i_{н.ср}}. \quad (15)$$

Пересчет средних значений выходных напряжения и тока нагрузки повышающего ППН выполняется по формулам:

$$\left(u_{ввых.ср}\right)_2 = u_{вх.ср} \overline{u_{ввых.ср}} - u_{д.пр},$$

$$\left(i_{ввых.ср}\right)_2 = \frac{u_{вх.ср} \overline{i_{ввых.ср}}}{r}. \quad (16)$$

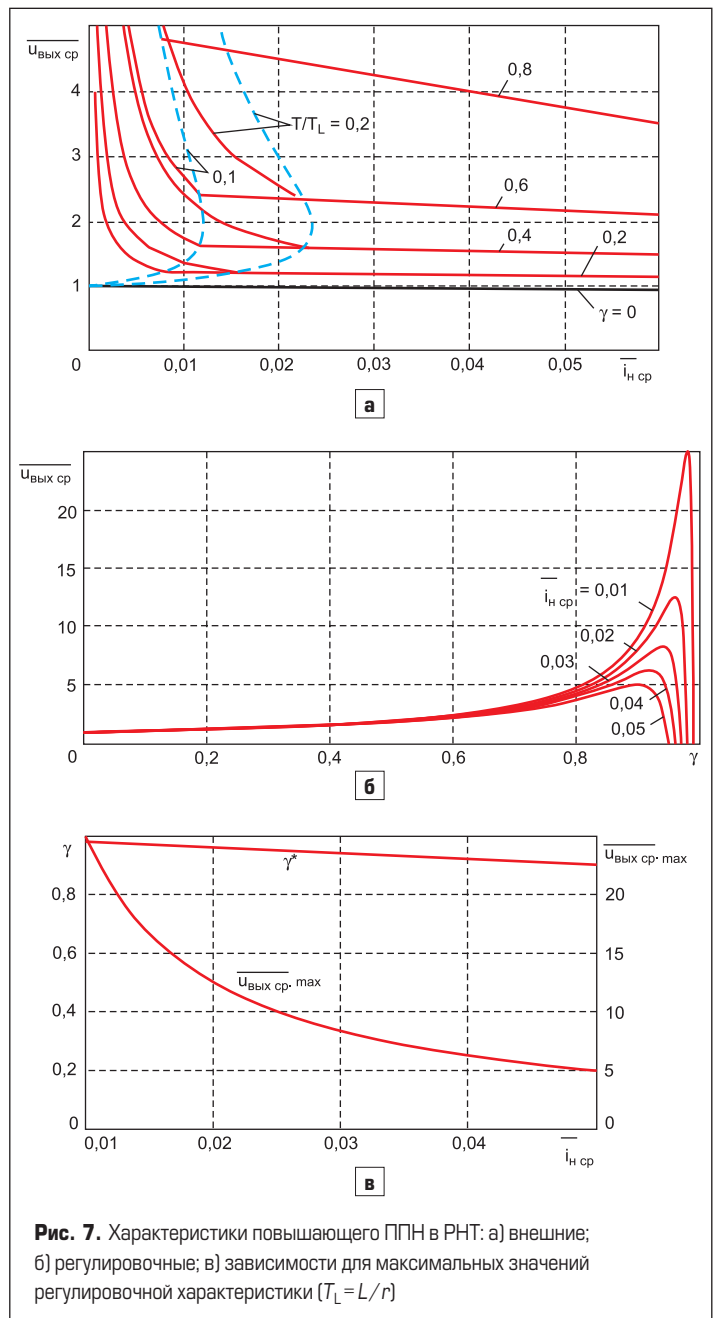
Статические характеристики инвертирующего ППН в РНТ (рис. 8а, б) рассчитываются по формуле (9), которую представим в виде:

$$\left(\overline{u_{ввых.ср}}\right)_3 = \frac{\gamma}{1 - \gamma} \overline{i_{н.ср}}. \quad (17)$$

Максимум регулировочной характеристики

$$\left(\overline{u_{ввых.ср}}\right)_{3\max} = \frac{1}{4 i_{н.ср}} - 1 \quad (18)$$

достигается при том же значении (15), что и для повышающего ППН.



**Рис. 7.** Характеристики повышающего ППН в РНТ: а) внешние; б) регулировочные; в) зависимости для максимальных значений регулировочной характеристики ( $T_L = L/r$ )

Пересчет средних значений выходных напряжения и тока нагрузки инвертирующего ППН выполняется по формулам (16), приведенным для повышающего ППН.

**Анализ КПД с учетом потерь проводимости**

Предполагая  $u_{вх} = u_{вх.ср} = \text{const}$ ,  $u_{вых} = u_{вых.ср} = \text{const}$ , КПД ППН в установившемся режиме будем определять по формуле

$$\eta = \frac{u_{вых.ср} i_{н.ср}}{u_{вх.ср} i_{вх.ср}}, \quad (19)$$

где  $i_{вх.ср}$  — среднее значение входного тока ППН.

Сопротивление  $r$ , которое входит в полученные ранее расчетные соотношения, позволяет учесть потери мощности в обмотке силового дросселя и потери проводимости в силовом транзисторе, а учет прямого падения напряжения на силовом диоде — потери проводимости в этом диоде. Справедливы следующие равенства, связывающие среднее значение входного тока со средним значением тока нагрузки, для понижающего, повышающего и инвертирующего ППН:

$$(i_{вх.ср})_1 = \gamma i_{н.ср}, \quad (i_{вх.ср})_2 = \frac{i_{н.ср}}{1-\gamma}, \quad (i_{вх.ср})_3 = \frac{\gamma}{1-\gamma} i_{н.ср}. \quad (20)$$

Подставив выражения (20) в равенство (19), получим формулы для КПД с учетом только потерь проводимости для понижающего, повышающего и инвертирующего ППН:

$$(\eta_{пр})_1 = \frac{u_{вых.ср}}{\gamma u_{вх.ср}}, \quad (\eta_{пр})_2 = (1-\gamma) \frac{u_{вых.ср}}{u_{вх.ср}}, \quad (\eta_{пр})_3 = \frac{1-\gamma}{\gamma} \frac{u_{вых.ср}}{u_{вх.ср}}. \quad (21)$$

Результирующий КПД меньше  $\eta_{пр}$ , поскольку имеются дополнительные потери мощности, обусловленные переменной составляющей тока  $i_L$ , и потери при переключениях полупроводниковых приборов.

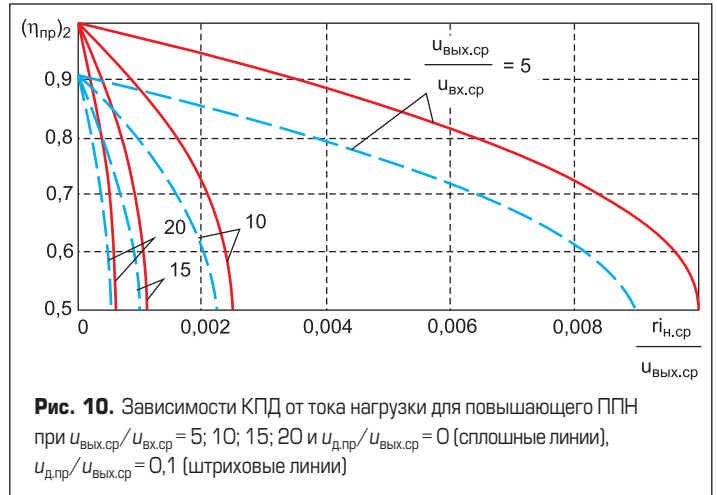
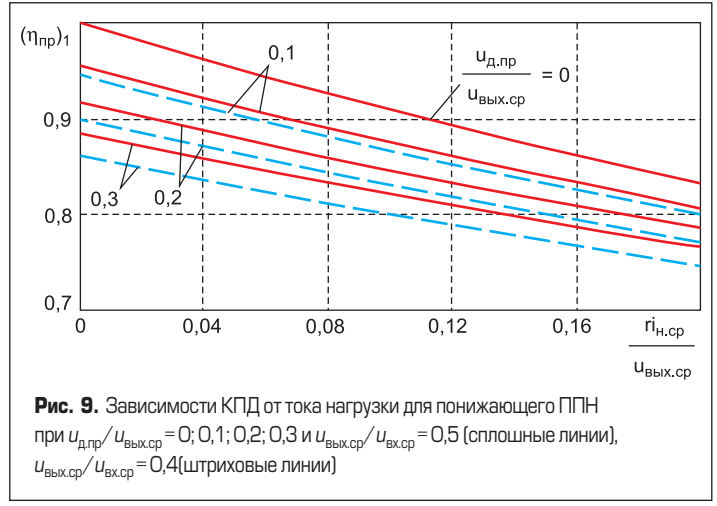
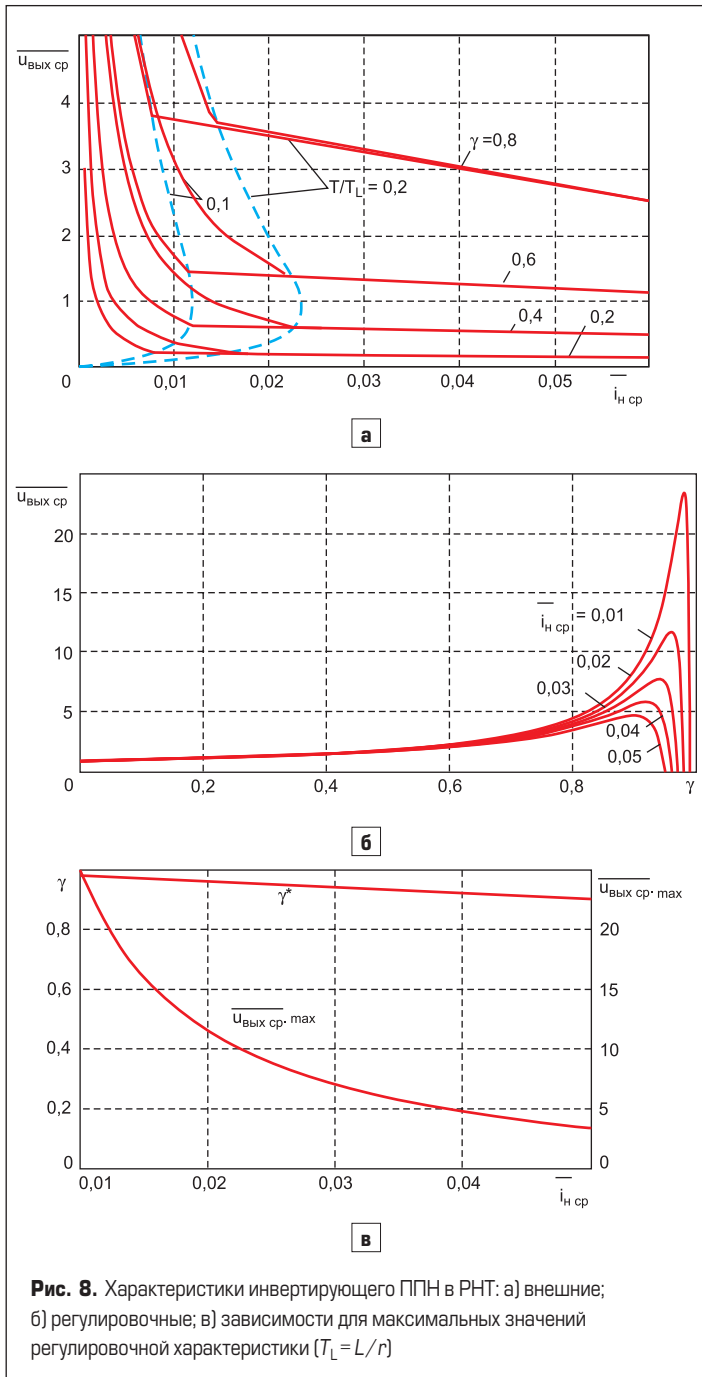
Для определения зависимости КПД от тока нагрузки в формулах (21) целесообразно выразить  $\gamma$  через  $i_{н.ср}$ , используя уравнения (5), (7) и (9). Из уравнения (5) найдем выражение

$$\gamma_1 = \frac{u_{вых.ср} + u_{д.пр} + r i_{н.ср}}{u_{вх.ср} + u_{д.пр}},$$

с учетом которого первая формула (21) принимает вид:

$$(\eta_{пр})_1 = \frac{1 + \frac{u_{вых.ср}}{u_{вх.ср}} \frac{u_{д.пр}}{u_{вх.ср}}}{1 + \frac{u_{д.пр}}{u_{вх.ср}} + \frac{r i_{н.ср}}{u_{вх.ср}}}, \quad (22)$$

позволяющий строить зависимости КПД  $(\eta_{пр})_1$  от отношений  $r i_{н.ср} / u_{вх.ср} = r / R_{н.экв}$ ,  $u_{вых.ср} / u_{вх.ср}$  и  $u_{д.пр} / u_{вх.ср}$  (рис. 9). Как видно из (22), при  $u_{д.пр} = 0$  КПД не зависит от отношения  $u_{вых.ср} / u_{вх.ср}$ . При  $u_{д.пр} \neq 0$ ,



**Рис. 8.** Характеристики инвертирующего ППН в РНТ: а) внешние; б) регулировочные; в) зависимости для максимальных значений регулировочной характеристики ( $T_L = L/r$ )

**Рис. 9.** Зависимости КПД от тока нагрузки для понижающего ППН при  $u_{д.пр} / u_{вх.ср} = 0; 0,1; 0,2; 0,3$  и  $u_{вых.ср} / u_{вх.ср} = 0,5$  (сплошные линии),  $u_{вых.ср} / u_{вх.ср} = 0,4$  (штриховые линии)

**Рис. 10.** Зависимости КПД от тока нагрузки для повышающего ППН при  $u_{вых.ср} / u_{вх.ср} = 5; 10; 15; 20$  и  $u_{д.пр} / u_{вх.ср} = 0$  (сплошные линии),  $u_{д.пр} / u_{вх.ср} = 0,1$  (штриховые линии)

как видно на рис. 9, КПД снижается с уменьшением выходного напряжения.

Для повышающего ППН выразить  $\gamma$  из уравнения (7) при расчете КПД нецелесообразно, поскольку приходится решать квадратное уравнение. Поэтому, представив уравнение (7) в виде

$$\left(\frac{r_{н.ср}^i}{u_{вых.ср}}\right)_2 = (1-\gamma) \frac{u_{вх.ср}}{u_{вых.ср}} - (1-\gamma)^2 \left(1 + \frac{u_{д.пр}}{u_{вых.ср}}\right), \quad (23)$$

будем задаваться значениями  $1-\gamma$  и рассчитывать по формулам (23) и (21) соответствующие значения  $(r_{н.ср}^i/u_{вых.ср})_2$  и  $(\eta_{пр})_2$  (рис. 10). При этом необходимо учитывать, что величина  $1-\gamma$  из уравнения (7) определяется неоднозначно, вследствие чего неоднозначными оказываются и зависимости, построенные на рис. 10.

Анализируя параметрически заданную функцию  $(\eta_{пр})_2$  от  $i_{н.ср}$ , найдем, что максимальное значение тока нагрузки на рис. 10, равное

$$(i_{н.ср})_{\max 2} = \frac{u_{вх.ср}^2}{4r(u_{вых.ср} + u_{д.пр})}, \quad (24)$$

достигается при значении  $\gamma$ , определяемом из равенства

$$(1-\gamma) = (1-\gamma)^* = \frac{u_{вх.ср}}{2(u_{вых.ср} + u_{д.пр})}. \quad (25)$$

При этом значении  $\gamma$  КПД снижается до значения

$$(\eta_{пр})_2^* = \frac{u_{вых.ср}}{2(u_{вых.ср} + u_{д.пр})}, \quad (26)$$

примерно равного 0,5.

Окажется, что равенство (23) совпадает с (14), если в (14) учесть выражения (13). Участки кривых, показанных на рис. 10, расположенные ниже уровня  $(\eta_{пр})_2^* = 0,5$ , соответствуют работе ППН правее точки максимума регулировочных характеристик (рис. 7б), что, как видно, нецелесообразно из-за снижения КПД.

Поскольку согласно (7) справедливо неравенство

$$u_{вых.ср} \leq \frac{u_{вх.ср}}{1-\gamma} - u_{д.пр},$$

необходимо задаваться значениями  $1-\gamma$ , удовлетворяющими условию

$$\frac{u_{вх.ср}}{2(u_{вых.ср} + u_{д.пр})} < 1-\gamma < \frac{u_{вх.ср}}{u_{вых.ср} + u_{д.пр}}.$$

При определении КПД инвертирующего ППН равенство (9) представим в виде:

$$\left(\frac{r_{н.ср}^i}{u_{вых.ср}}\right)_3 = \gamma(1-\gamma) \frac{u_{вх.ср}}{u_{вых.ср}} - (1-\gamma)^2 \left(1 + \frac{u_{д.пр}}{u_{вых.ср}}\right). \quad (27)$$

Тогда равенства (21) и (27) задают зависимость КПД  $(\eta_{пр})_3$  от тока  $i_{н.ср}$  в параметрической форме (с параметром  $\gamma$ ). Графики этой зависимости построены на рис. 11.

Анализируя параметрически заданную функцию  $(\eta_{пр})_3$  от  $r_{н.ср}^i/u_{вых.ср}$ , найдем, что максимальное значение тока нагрузки на рис. 11, равное

$$(i_{н.ср})_{\max 3} = \frac{u_{вх.ср}^2}{4r(u_{вх.ср} + u_{вых.ср} + u_{д.пр})}, \quad (28)$$

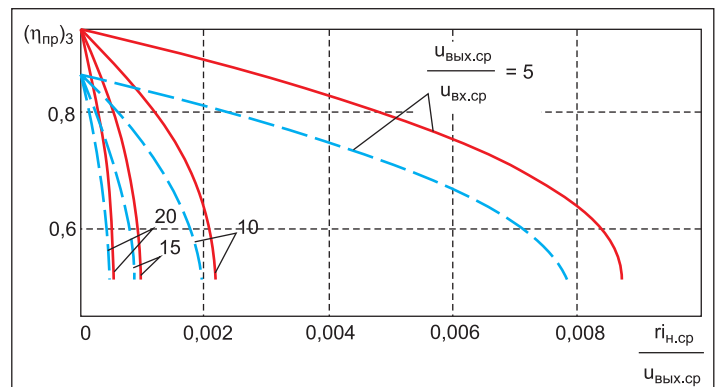


Рис. 11. Зависимости КПД от тока нагрузки для инвертирующего ППН при  $u_{вх.ср}/u_{вых.ср} = 5; 10; 15; 20$  и  $u_{д.пр}/u_{вых.ср} = 0$  (сплошные линии),  $u_{д.пр}/u_{вых.ср} = 0,1$  (штриховые линии)

достигается при значении

$$\gamma = \gamma^* = \frac{u_{вх.ср} + 2(u_{вых.ср} + u_{д.пр})}{2(u_{вх.ср} + u_{вых.ср} + u_{д.пр})} = 1 - \frac{u_{вх.ср}}{2(u_{вх.ср} + u_{вых.ср} + u_{д.пр})}. \quad (29)$$

Подстановка значения  $\gamma = \gamma^*$  в выражение (21) приводит к равенству

$$(\eta_{пр})_3^* = \frac{u_{вых.ср}}{u_{вх.ср} + 2(u_{вых.ср} + u_{д.пр})}. \quad (30)$$

Таким образом, при расчете КПД необходимо задаваться значениями  $\gamma$  в диапазоне

$$\frac{1 + \frac{u_{д.пр}}{u_{вых.ср}}}{1 + \frac{u_{вх.пр}}{u_{вых.ср}} + \frac{u_{д.пр}}{u_{вых.ср}}} < \gamma < 1 - \frac{\frac{u_{вх.пр}}{u_{вых.ср}}}{2 \left(1 + \frac{u_{вх.пр}}{u_{вых.ср}} + \frac{u_{д.пр}}{u_{вых.ср}}\right)}$$

и рассчитывать соответствующие значения  $(\eta_{пр})_3$  и тока  $r_{н.ср}^i/u_{вых.ср}$  по формулам (21) и (26).

Окажется, что равенство (28) совпадает с (18), если в (18) учесть выражения (13). Участки кривых на рис. 11, расположенные ниже уровня  $(\eta_{пр})_3^*$ , соответствуют работе ППН правее точки максимума регулировочных характеристик (рис. 8б).

Работа повышающего и инвертирующего ППН на спадающих участках регулировочных характеристик (рис. 7а и 8а) нецелесообразна, что ограничивает ток нагрузки значениями, определяемыми формулами (23) и (28) для повышающего и инвертирующего ППН соответственно.

Таким образом, использование нелинейных структурных динамических моделей существенно упрощает получение формул для расчета статических характеристик импульсных ППН, поскольку исключается этап усреднения дифференциальных уравнений, описывающих силовую часть ППН. Однако для этого приходится восстановить в памяти известные из теории автоматического управления правила преобразований структурных схем линейных непрерывных систем управления.

### Литература

1. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания: Пер. с англ. — М.: Энергоатомиздат. 1990.
2. Белов Г. А. Нелинейные дискретные структурные динамические модели импульсных ППН // Силовая электроника. 2014. № 3.
3. Попов Е. П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления. — М.: Наука. 1978.



# Повышающий DC/DC-конвертер в режиме чередования фаз

## На основе нового поколения карбидокремниевых MOSFET

**Появление фотоэлектрических (PV) инверторов и электрических транспортных средств (EV) требует повышения плотности мощности и эффективности преобразователей. Карбид кремния (SiC) является одним из кандидатов, способных удовлетворить эту потребность, поэтому интерес к SiC-технологии в последнее десятилетие непрерывно растет. Повышающий преобразователь является неотъемлемой частью большинства PV-инверторов и конвертеров, используемых в электромобилях. В статье представлено новое поколение SiC MOSFET с напряжением 1200 В и током 20 А, используемых в 10-кВт повышающем преобразователе, работающем в режиме жесткого переключения с чередованием фаз на частоте до 100 кГц. Проведено сравнение по тепловым характеристикам и эффективности с высокоскоростными кремниевыми H3 IGBT. В обоих случаях результаты показывают явное преимущество нового поколения SiC MOSFET.**

**Джимми Лю**  
(Jimmy Liu)

jimmy\_liu@cree.com

**Кин Лап Вонг**  
(Kin Lap Wong)

**Скотт Аллен**  
(Scott Allen)

**Джон Моокен**  
(John Mookken)

**Перевод**  
**Евгений Карташов**

**Андрей Лебедев**  
cree@macrogroup.ru

Силовые преобразователи на основе карбидокремниевых приборов обеспечивают увеличение плотности мощности за счет более высокого блокирующего напряжения, меньшего сопротивления открытого канала и лучшей теплопроводности по сравнению с их кремниевыми аналогами. Среди доступных типов SiC-устройств, SiC JFET или SiC-транзисторов N-канальные усовершенствованные SiC MOSFET предлагают самую лучшую альтернативу для замены обычных кремниевых MOSFET или IGBT благодаря несложной структуре, простоте разработки и меньшим потерям управления. Компания Cree в марте 2013 г. выпустила в продажу следующее поколение SiC MOSFET — C2M0080120D. Они отличаются улучшенными параметрами по сравнению с первым поколением.

Инверторы для PV и EV относятся к тем приложениям, где характеристики SiC являются особенно привлекательными, поскольку высокая плотность мощности и большая частота коммутации имеют большое значение для уменьшения стоимости и габаритов устройств, а также снижения требований к системе охлаждения. Однако нет четкого понимания того, насколько применение SiC MOSFET может повысить производительность DC/DC-

преобразователя в режиме жесткого переключения по сравнению с более сложным DC/DC-конвертером с мягкой коммутацией и насколько он позволяет уменьшить стоимость комплектующих с учетом высоких частоты и плотности мощности.

В статье рассматривается 10-кВт DC/DC-преобразователь, работающий в режиме жесткого переключения с чередованием фаз на частоте до 100 кГц, разработанный на основе SiC-устройств, обеспечивающий максимальный КПД 99,3% и имеющий меньшую стоимость комплектующих. Сравняются динамические параметры, эффективность и тепловые характеристики между новыми SiC MOSFET и Si высокоскоростными H3 IGBT-модулями. Экспериментальные результаты свидетельствуют, что Cree SiC MOSFET с SiC-диодами Шоттки позволяют увеличить частоту, повысить эффективность и снизить общую стоимость системы.

### Конструкция повышающего конвертера с чередованием фаз

Для разработки повышающего преобразователя с чередованием фаз и рабочей частотой 100 кГц на основе карбида кремния необходимо изучить

особенности SiC MOSFET и повышающего индуктора. На рис. 1 представлена схема повышающего конвертера с чередованием фаз. В такой конфигурации каждый канал преобразователя содержит один SiC 1200 В/20 А MOSFET с сопротивлением канала 80 мОм (C2M0080120D) и один SiC 1200 В/10 А диод Шоттки (C4D10120D) для реализации функции повышения напряжения при мощности 10 кВт.

Благодаря использованию только SiC силовых приборов конвертер работает на высокой частоте для получения большой плотности мощности. Кроме того, данный преобразователь не нуждается в дополнительной цепи с мягким переключением, такой как ZVS, для достижения высокой эффективности. Для реализации режима чередования фаз требуется меньшее количество компонентов, что является большим прорывом в силовой электронике.

**Параметры нового поколения SiC MOSFET**

В таблице 1 для сравнения приведены ключевые параметры модуля второго поколения SiC MOSFET C2M0080120D и первого поколения SiC MOSFET CMF20120D. Видно, что новый C2M0080120D имеет меньшие потери переключения. Между тем его сопротивление в открытом состоянии отличается более положительным температурным коэффициентом, что обеспечивает

Таблица 1. Сравнение параметров SiC MOSFET

Параметры	SiC MOSFET	
	CMF20120D	C2M0080120D
Тип. сопротивление открытого канала (Tj = +25 °C), мОм	80	
Тип. сопротивление открытого канала (Tj = +125 °C), мОм	95	123
Размер кристалла		-35%
Максимальное напряжение затвора (VGS), В	-5/25	-10/25
Потери переключения (Tj = +150 °C, VDS = 800 В), мДж	0,78	0,56
Заряд затвора, нКл	91	49
Входная емкость C <sub>iss</sub> , пФ	1915	950
Выходная емкость C <sub>oss</sub> , пФ	120	80
Обратная емкость C <sub>rss</sub> , пФ	13	6,5
Тепловое сопротивление «кристалл-корпус», °C/Вт	0,5	0,6

модулю лучшее распределение тепла при работе нескольких параллельных устройств. Сравнение показывает, что применение нового SiC MOSFET на высокой частоте позволяет системе достичь большей плотности мощности и эффективности.

**Конструкция высокочастотного повышающего индуктора**

Необходимость повышения частоты коммутации (100 кГц) в режиме жесткого переключения требует уменьшения стоимости и повышения плотности мощности индуктора. Потери высокоскоростных IGBT огра-

ничивают максимальную рабочую частоту обычных кремниевых приборов на уровне 20–40 кГц. Однако применение SiC MOSFET позволяет увеличить ее до 100 кГц без снижения эффективности системы. На частоте коммутации 100 кГц индуктивность повышающего дросселя уменьшается в соответствии с уравнением (1):

$$L = (V_{in\_min} \times D_{max}) / (f_s \times \Delta i). \quad (1)$$

При этом массо-габаритные параметры и стоимость индуктора значительно снижаются, а общая эффективность системы превосхо-

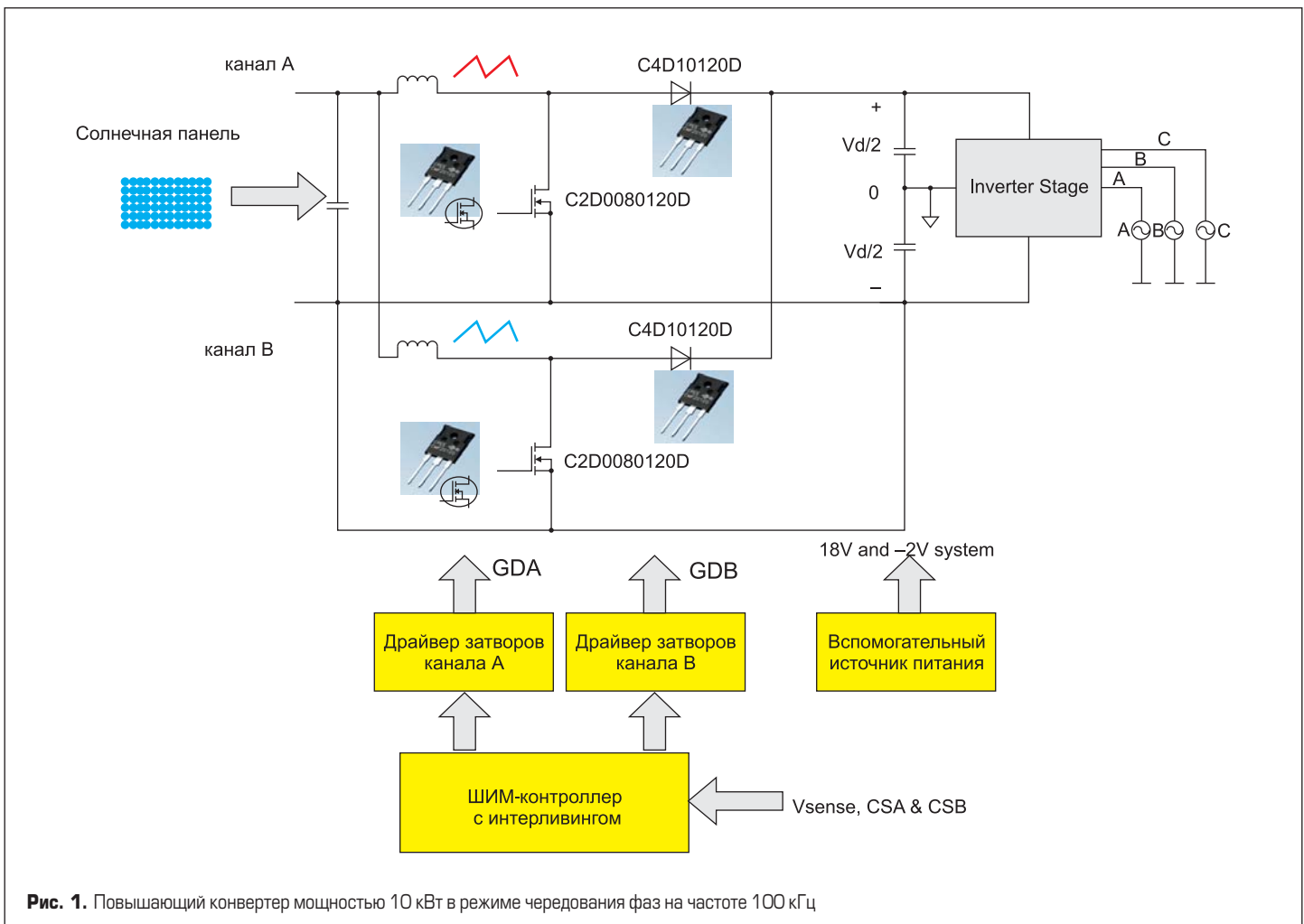


Рис. 1. Повышающий конвертер мощностью 10 кВт в режиме чередования фаз на частоте 100 кГц

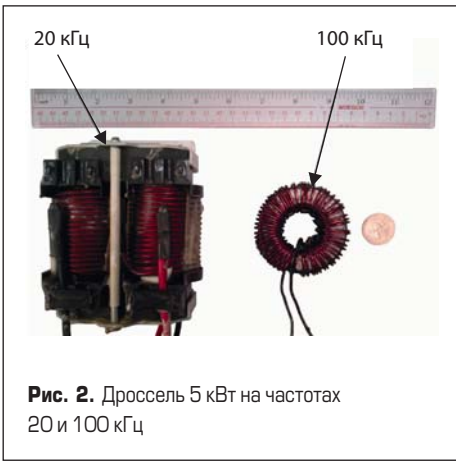


Рис. 2. Дроссель 5 кВт на частотах 20 и 100 кГц

дит характеристики IGBT на 20 кГц. В таблице 2 приведены параметры дросселя (рис. 2) для преобразователя мощностью 5 кВт с Si IGBT на частоте 20 кГц и SiC MOSFET на 100 кГц. Для конвертера мощностью 10 кВт были использованы два индуктора.

**Электромагнитные помехи**

Вопросы снижения уровня ЕМI при использовании высокочастотных силовых приборов SiC требуют особого внимания. В данном проекте были использованы некоторые практические подходы, позволяющие ограничить

Таблица 2. Параметры индуктора 5 кВт на частотах 20 и 100 кГц

Параметры	Si IGBT, 20 кГц	SiC MOSFET, 100 кГц
Индуктивность при номинальном токе, мкГн	1100	400
Материал сердечника	Fe-Si	Fe-Si-Al
Тип обмотки	AWG8*1*98T <sub>s</sub>	AWG12*1*55T <sub>s</sub>
Размеры, мм	140×108×68	63×26
Вес, кг	2,3	0,4
Активное сопротивление, мОм	22	25
Потери в обмотке, Вт	6,1	7,5
Потери в сердечнике, Вт	13,0	15,8
Базовая стоимость, \$	31	12

влияние шумов на высокой частоте коммутации.

Из-за высокой частоты и быстрой коммутации SiC MOSFET колебания напряжения стока потенциально могут быть намного выше, особенно из-за паразитной емкости катушки индуктивности. Когда транзисторы включаются и выключаются, возникает высокочастотный резонанс между паразитной емкостью дросселя и паразитной индуктивностью в силовом контуре коммутации, что приводит к возникновению мощных колебаний. Для уменьшения «звона» на высоких частотах настоятельно рекомендуется использовать однослойную конструкцию индуктора.

На рис. 3 показана разница паразитных емкостей при использовании двухслойной и однослойной обмотки. Один слой обмотки позволяет резко снизить паразитную емкость индуктора и обеспечить хорошее потокоосцепление. В результате снижается звон в коммутационном узле  $V_{DS}$ , что обеспечивает минимизацию уровня электрических помех.

Другим важным аспектом является минимизация коммутационных петель на печатной плате. На рис. 4 показаны ключевые контуры коммутации повышающего преобразователя. Петли 1 и 3 являются основными силовыми контурами переключения с высокой скоростью  $dv/dt$ . Минимизация их длин помогает свести к минимуму паразитную индуктивность и тем самым уменьшить звон в узле коммутации.

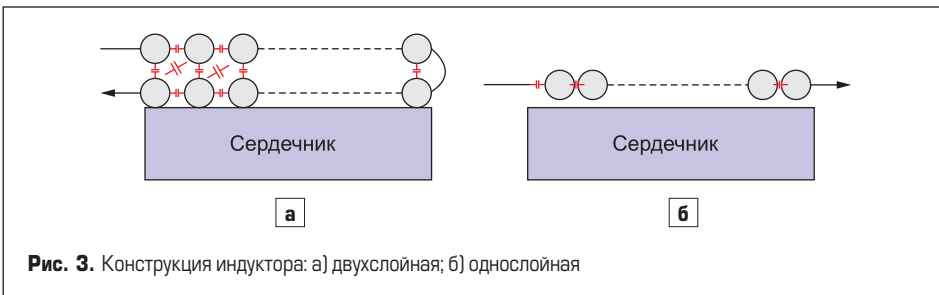


Рис. 3. Конструкция индуктора: а) двухслойная; б) однослойная

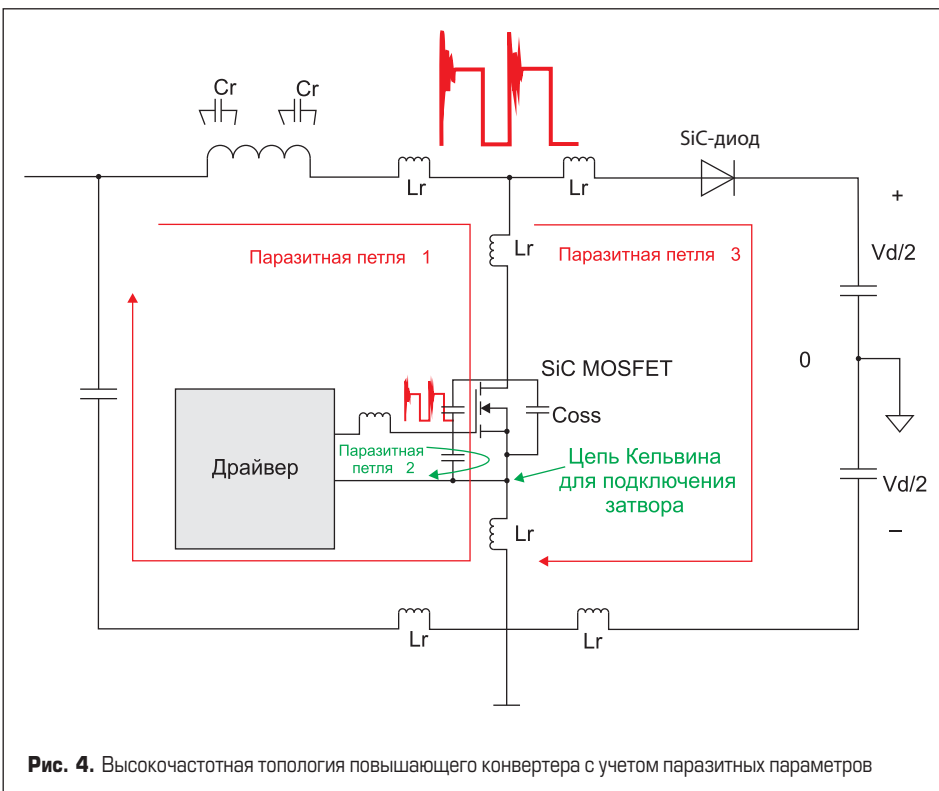


Рис. 4. Высокочастотная топология повышающего конвертера с учетом паразитных параметров

В предлагаемой конструкции индуктор размещается под печатной платой максимально близко к SiC MOSFET и выходному диоду для минимизации мощных контуров 1 и 3. Поскольку SiC MOSFET имеет высокую скорость переключения, петля 2 цепи затвора также имеет большое значение для топологии печатной платы. Настоятельно рекомендуется использование схемы Кельвина для подключения сигнальных выводов транзистора.

Платы вторичных драйверов затворов расположены возле теплоотвода MOSFET таким образом, чтобы цепи управления SiC MOSFET были к транзистору как можно ближе. Кроме того, общий провод вторичного драйвера затвора имеет отдельное подключение к источку SiC MOSFET.

Карбидкремниевые транзисторы имеют низкую прямую проводимость по сравнению с кремниевыми приборами. Благодаря этому время включения и выключения, а также динамические потери SiC MOSFET тесно связаны со временем изменения напряжения на затворе. Более «жесткая» коммутация с меньшим внешним сопротивлением затвора непосредственно приводит к снижению коммутационных потерь и повышению КПД. Внешний затворный резистор может быть использован в качестве демпфирующего элемента для снижения влияния быстрого нарастания/спада сигнала на затворе. Тем не менее при выборе внешнего затворного резистора необходимо находить компромисс между показателями ЕМI и КПД. Уменьшение сопротивления помогает улучшить эффективность, но при этом ухудшается эффект подавления осцилляций сигнала затвора.



Таблица 3. Основные параметры конструкции

Параметр	Значение
Входное напряжение, В DC	400
Выходное напряжение, В DC	650
Номинальная мощность, кВт	10
Частота, кГц	100 для SiC MOSFET, 20 для Si IGBT
Размер печатной платы, мм	240×140×90
Размер индуктора	D = 63 мм, высота = 26 мм для 100 кГц; 140×108×68 мм для 20 кГц

Особенное внимание необходимо уделять минимизации паразитных емкостей между трассами затвора и стока на печатной плате. Поскольку скорость переключения  $dv/dt$  MOSFET достигает очень высокого значения, любая паразитная связь между фронтом напряжения на стоке и цепью затвора может привести к искажению сигналов на затворе. Так как SiC MOSFET имеют предельно низкие значения внутренней емкости Миллера  $C_{gd}$  ( $C_{rss}$  в спецификации), паразитные емкости PCB должны быть меньше внутренних емкостей силового ключа, чтобы не нарушалось нормальное управление прибором по цепи затвора. Как показано на рис. 5, выводы стока и затвора расположены отдельно на верхнем и нижнем слое PCB без параллельной трассировки между ними, что позволяет избежать образования высокой паразитной емкости между стоком и истоком.

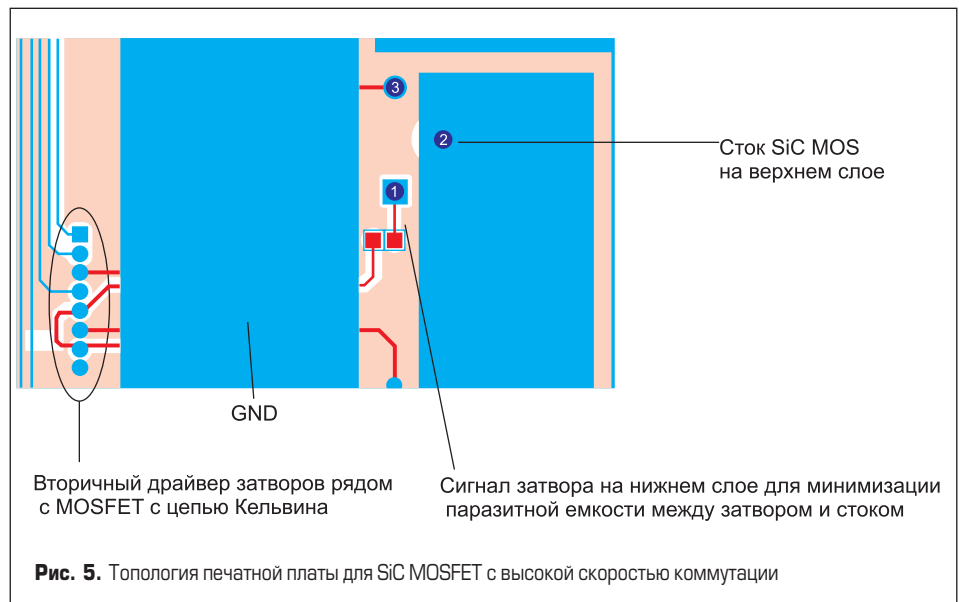
Использование режима чередования фаз для двух каналов повышающего преобразователя. На рис. 6 показана разница уровней дифференциальных шумов (DM) для двухфазной схемы с чередованием фаз и для однофазной без функции чередования. Благодаря чередованию фаз первая гармоника DM-шума имеет частоту  $2f_s$  (т. е. вдвое выше частоты коммутации), таким образом входные/выходные пульсации могут быть подавлены. Частота среза ЕМI-фильтра будет выше для такого режима работы, следовательно, нужен меньший коэффициент подавления, и для соответствия стандартным требованиям может быть использован меньший ЕМI-фильтр.

### Экспериментальные результаты

Для проверки характеристик второго поколения 1200 В/20 А SiC MOSFET был спроектирован DC/DC-преобразователь мощностью 10 кВт, работающий в режиме жесткого переключения с функцией чередования (рис. 7). Новейшие кремниевые высокоскоростные 1200 В/40 А IGBT IGW40N120H3 использованы для сравнения и оценки производительности 1200 В/20 А SiC MOSFET. Преобразователь размещен на печатной плате 240×140×90 мм. Для управления использован ШИМ-контроллер с функцией чередования фаз TI UCC28220 и драйвер затвора IC IXYS IXDN609.

### Эффективность

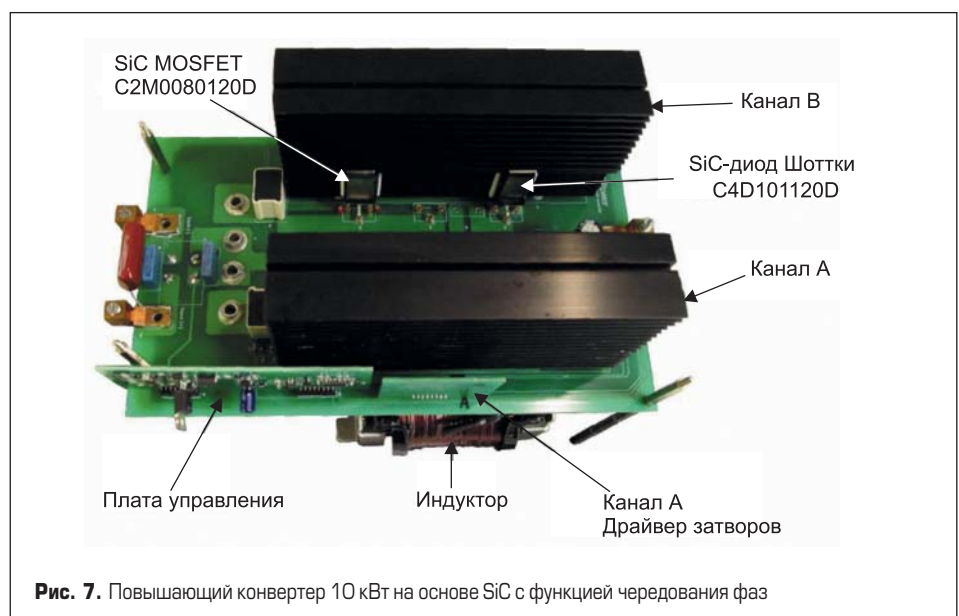
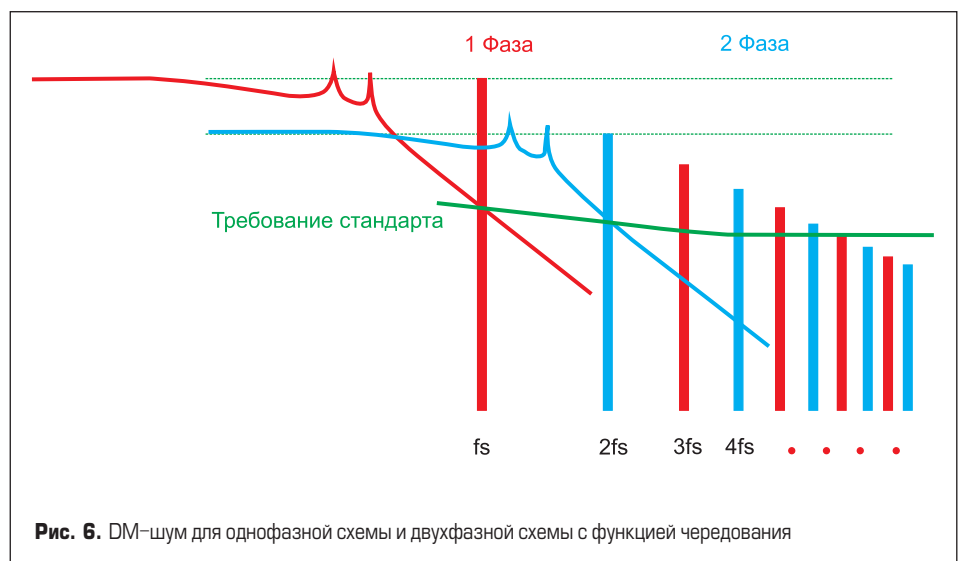
Ниже представлены данные проверки эффективности SiC MOSFET на частоте 100 кГц

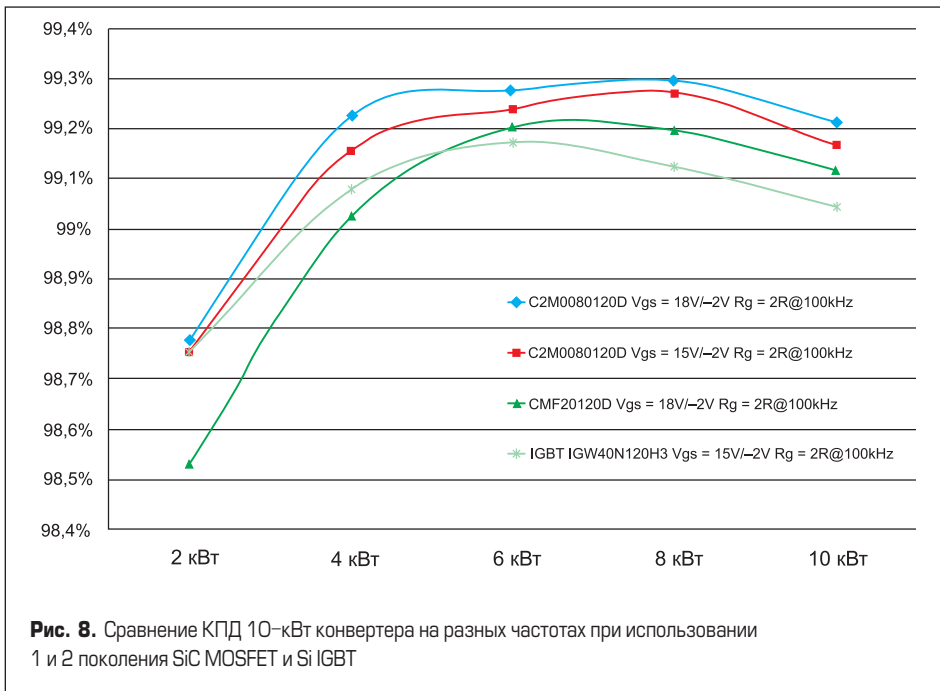


(первое поколение CMF20120D и второе поколение C2M0080120D) и кремниевых IGBT (IGW40N120H3) на частоте 20 кГц.

В обоих случаях используются выходные диоды Cree 1200 В SiC Шоттки C4D10120D,

что обеспечивает корректное сравнение. Все данные получены при внешнем резисторе затвора 2 Ом. Результаты тестов показывают, что даже при пятикратной разнице в частоте коммутации конвертер с SiC в состоянии достичь





максимального КПД = 99,3% на частоте 100 кГц. При этом уровень потерь оказывается на 18% ниже, чем у самого эффективного преобразователя с IGBT при 20 кГц (рис. 8). При небольших

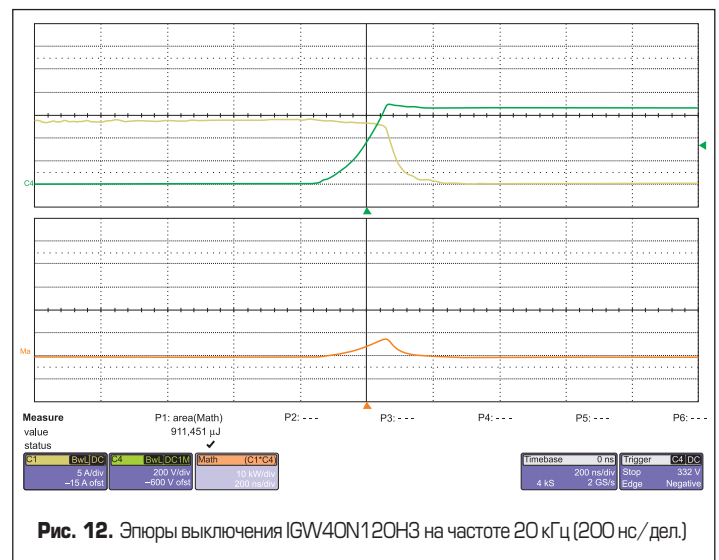
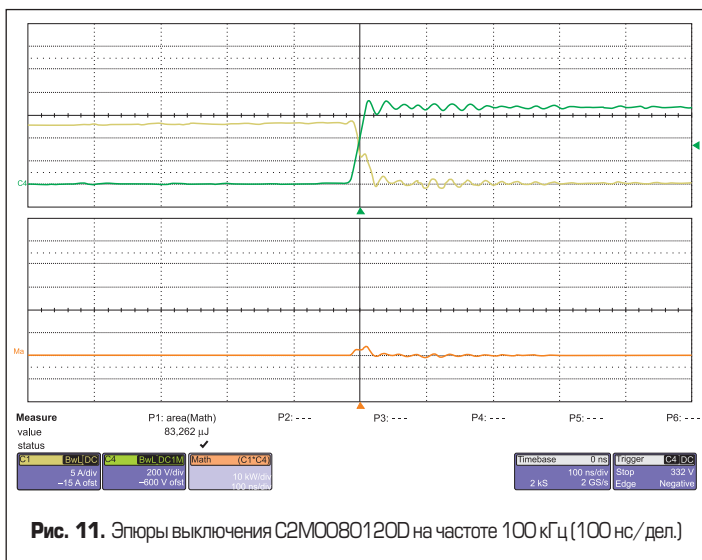
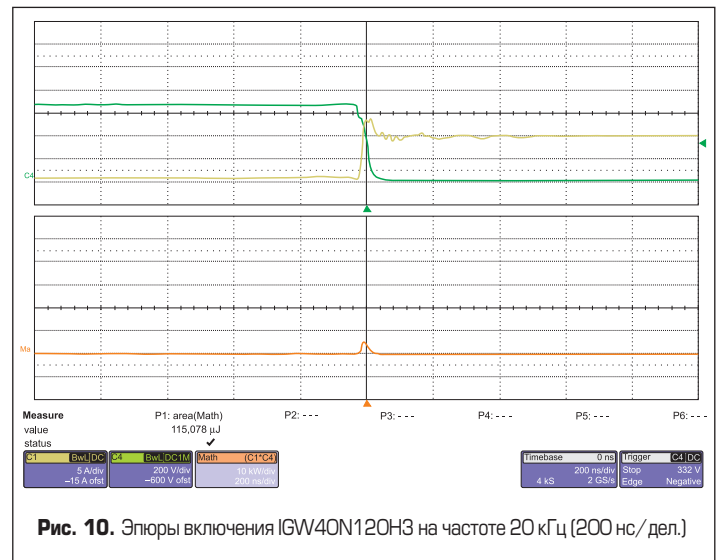
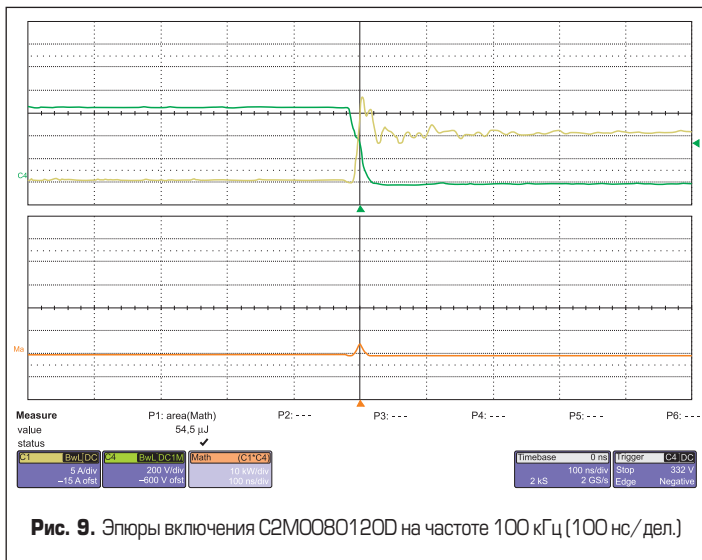
нагрузках, где оба решения имеют худший КПД, вариант с SiC на частоте 100 кГц по-прежнему соответствует показателям кремниевой системы на частоте 20 кГц, что подтверждает очень низ-

кий уровень потерь переключения SiC MOSFET. Любое сравнение, как по эффективности, так и по частоте переключения, показывает, что SiC может с успехом заменить IGBT в силовом преобразователе.

**Энергия потерь  $E_{on}$  и  $E_{off}$**

Меньший уровень коммутационных потерь при работе на высоких частотах является основным преимуществом SiC MOSFET. На рис. 9 и 10 показаны эпюры сигналов включения C2M0080120D и IGW40N120H3,  $E_{on} = 54,5$  мкДж для SiC MOSFET и 115,1 мкДж для Si IGBT. Эпюры сигналов выключения приведены на рис. 11 и 12 для C2M0080120D и IGW40N120H3,  $E_{off} = 83,3$  мкДж для SiC MOSFET и 911,5 мкДж для Si IGBT, т. е. примерно в десять раз больше, чем у SiC MOSFET.

Из полученных данных находят суммарные потери переключения SiC MOSFET: на частоте 100 кГц они составляют около 13,8 Вт, в то время как суммарные потери переключения для IGBT на 20 кГц достигают около 20,5 Вт, что на 7 Вт выше, чем у SiC MOSFET. Это подтверждает, что SiC MOSFET может иметь меньшие динамические потери переключения, чем Si IGBT, даже когда рабочая частота в пять раз выше, чем у кремниевых транзисторов, особенно





**Рис. 13.** Тепловой профиль при полной нагрузке C2M0080120D на частоте 100 кГц



**Рис. 14.** Тепловой профиль при полной нагрузке IGW40N120H3 на частоте 20 кГц

в режиме выключения. IGBT обладают большими потерями выключения из-за «хвостового тока», присущего даже высокоскоростным Si IGBT.

**Тепловые характеристики**

На рис. 13 и 14 представлено сравнение тепловых профилей устройств на основе SiC MOSFET C2M0080120D и кремниевых IGBT IGW40N120H3. Результаты испытаний получены при входном напряжении 450 В DC, выходном напряжении 650 В DC и полной нагрузке 2×5 кВт. Температура окружающей среды +25 °С, испытания проводились без охлаждения радиатора, печатная плата тестировалась без корпуса. В обоих случаях использовались выходные диоды Cree SiC Шоттки C4D20120D, что обеспечивает корректное сравнение для двух типов приборов. Транзисторы SiC MOSFET имеют более низкие потери и, соответственно, на 40 °С меньшую рабочую температуру корпуса, что более чем на 40% превышает показатели Si IGBT. Это означает, что для работы SiC MOSFET можно применять более легкий, тонкий и дешевый теплоотвод. Кроме того, для решения с Si IGBT на частоте 20 кГц приходится использовать большую индуктивность с низкой плотностью мощности по сравнению с SiC MOSFET на частоте 100 кГц.

**Заключение**

Испытания повышающего преобразователя мощностью 10 кВт, работающего в режиме жесткого переключения с чередованием фаз, описанного в этой статье, четко демонстрируют достоинства SiC MOSFET и диодов в системах высокой мощности. Преимущества от использования присущей SiC высокой динамической эффективности подчеркиваются снижением энергии потерь, уменьшением размеров и веса системы, сокращением количества и стоимости комплектующих и впечатляющим снижением рабочей температуры устройства. Описанный преобразователь на основе SiC-приборов может открыть двери для новых силовых приложений, которые, в свою очередь, приведут к выходу на коммерческий рынок новых SiC-устройств в различных корпусах. С увеличением доступности SiC-транзисторов и вариантов их исполнения будут сняты многие ограничения, сформированные кремниевыми приборами, что откроет путь к повышению гибкости проектирования высокочастотных систем преобразования энергии мощностью от сотен ватт до сотен киловатт.

**Литература**

1. R. J. Callanan, A. Agarwal, A. Burk, M. Das, B. Hull, F. Husna, A. Powell, J. Richmond, Sei-

Hyung Ryu, Q. Zhang. Recent Progress in SiC DMOSFETs and JBS Diodes at Cree // IEEE Industrial Electronics 34th Annual Conference. IECON 2008.  
 2. Richmond J., Leslie S., Hull B., Das M., Agarwal A., Palmour J. Roadmap for megawatt class power switch modules utilizing large area silicon carbide MOSFETs and JBS diodes // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition 2009, ECCE 2009.  
 3. C2M0080120D DataSheet. March 2013, Cree Inc.  
 4. B. Callanan. Application Considerations for Silicon Carbide MOSFETs. Jan 2011, Cree Inc.  
 5. K. Vanam, F. Barlow, B. Ozpineci, L. D. Marlino, M. S. Chinthavali, L. M. Tolbert, A. Elshabini. High-temperature SiC Packaging for HEV traction applications // Proc. IMAPS Int. Symp. Microelectron. 2007.  
 6. T. Sarkar, S. K. Mazumder. Photonic compensation of temperature-induced drift of SiC-DMOSFET switching dynamics // IEEE Trans. Power electron. Vol. 25, № 11. 2010.  
 7. X. Zhang, D. Domes, R. Rupp. Efficiency improvement with silicon carbide based power modules // Proc. PCIM Europe Conf. Nurnberg, 2009.  
 8. K. Sheng. Maximum junction temperature of SiC power devices // IEEE Trans. Electro Devices. Vol. 56. № 2. 2009.

**Новый источник питания SynQor с максимальной выходной мощностью 1500 Вт**



Компания SynQor пополнила линейку источников питания без гальванической изоляции группы MilCots новым DC/DC-преобразователем MCOTS-N-28V-60-QT. Диапазон входного напряжения MCOTS-N-28V-60-QT составляет 9–60 В, значение выходного напряжения может быть указано в пределах от 0 до 60 В, установка осуществляется при помощи внешнего резистора. Данный преобразователь работает как на понижение, так и на повышение выходного напряжения относительно входа (Buck/Boost-топология). Значение максимального тока

по входу и по выходу составляет 25 А. В качестве дополнительного функционала в преобразователе присутствует возможность установки ограничения выходного тока (settable current limit), что позволяет использовать его в системах заряда АКБ. Новый источник питания от SynQor выполнен в форм-факторе Quarter-brick (39,01×60,6×13,08 мм) и опционально имеет возможность фланцевого крепления. Диапазон рабочих температур MCOTS-N-28V-60-QT составляет –55...+100 °С, значение КПД до 96%.

[www.radiant.su](http://www.radiant.su)





измерении интервалов времени между вектором напряжения и вектором тока синхронного двигателя с точностью до 0,01 электрического градуса и вычисления коэффициента мощности —  $\cos(\varphi)$ . По измеренному периоду времени вычисляется частота сетевого напряжения с точностью до 0,1 Гц. После измерения значения тока, коэффициента мощности и напряжения вычисляется полная и активная мощности, потребляемые синхронным двигателем из сети. Измеренные данные отображаются на экране монитора в доступной форме (рис. 4).

Принципиальная схема преобразователей I-U и U-U датчиков построена на операционных усилителях микросхемы LM224 и показана на рис. 5. Переменное напряжение 0–3 В трансформатора тока ТТ1 поступает на мостовой выпрямитель на диодах D1–D4. Сопротивление R35 является нагрузкой и формирует нагрузочную характеристику трансформатора тока ТТ1. Падение напряжения на R35 является входным для преобразователя ток-напряжение I-U датчика тока ДТ1, выполненного на ОУ DA1.1.

Выход DA1.1 подключен на аналоговый вход IN\_A1 STM32F407. Коэффициент усиления ДТ1 подбирают резисторы R3, R5. Другой преобразователь ток-напряжение I-U датчика тока ДТ2 для трансформатора ТТ2 выполнен по аналогичной схеме на ОУ DA1.3. Коэффициент усиления ДТ2 подбирают резисторы R25, R27. Датчик напряжения представляет собой понижающий трансформатор Тг со 100 до 10 В, мостовой выпрямитель на диодах D9–D12, делитель напряжения на резисторах R34, R39 и ОУ DA2.1, выход которого соединен с аналоговым входом IN\_A3 STM32F407. Коэффициент усиления датчика напряжения (ДН) устанавливается резисторами R14, R16. Для каждого из датчиков тока и напряжения ДТ1, ДТ2, ДН есть свой компаратор КП1, КП2, КП3 для обнаружения перехода переменного напряжения через ноль. Прямоугольные синхроимпульсы, которые формируются на ОУ DA2.2 компаратора КП3, являются точкой отсчета для измерений периода времени напряжения, отсчета времени между напряжением и токами фаз, синхроимпульсы которых формируются операционными усилителями ОУ DA1.2 КП1 и ОУ DA1.4 КП2. Выходы компараторов КП1–КП3

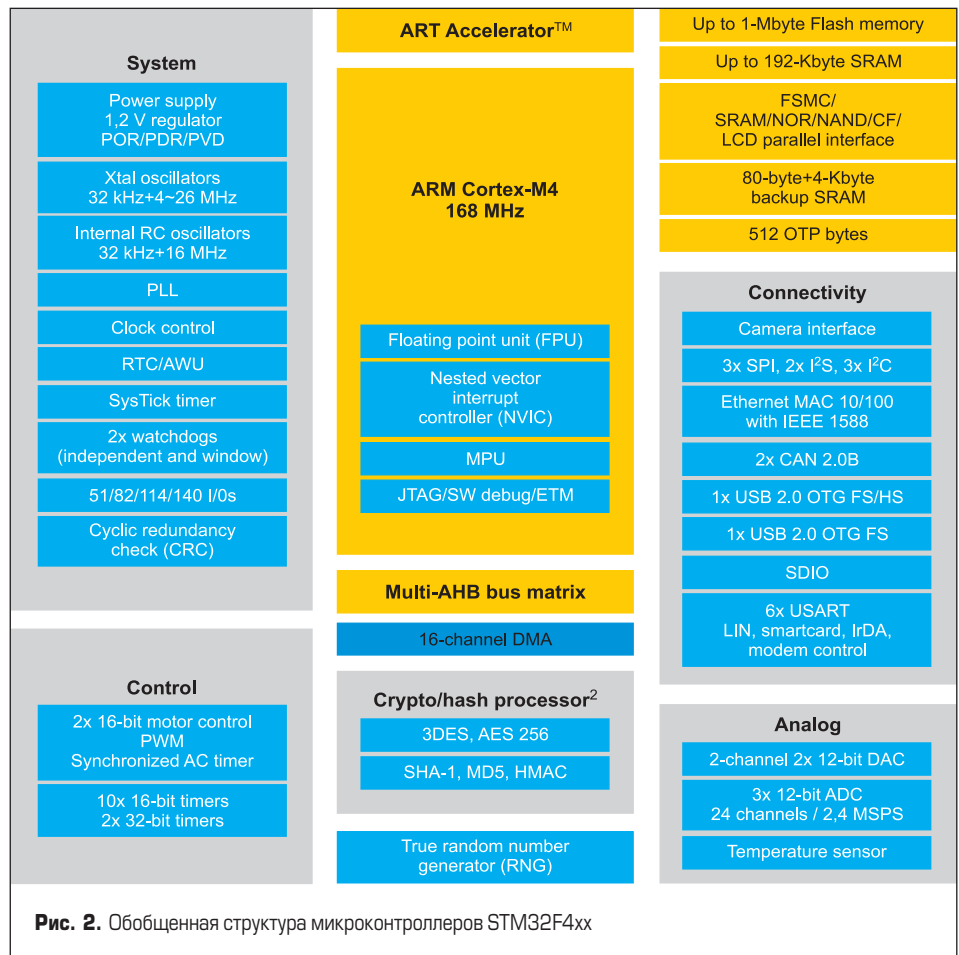


Рис. 2. Обобщенная структура микроконтроллеров STM32F4xx

подключены на дискретные входы IN\_D 1–3 микроконтроллера. По положительному фронту каждого входного сигнала происходит прерывание в STM32F407, вызывающее функции вычисления разницы между током и напряжением или вычисления частоты. По величине напряжения на аналоговых входах IN\_A 1-3 микроконтроллера определяется среднеквадратичное или действующее значение тока или напряжения.

Программа сбора данных реализована на платформе MS Windows. Обмен данными между программным обеспечением и микропроцессорным устройством происходит по технологии «клиент-сервер». В качестве HTTP-сервера выступает МУ Neyrino. HTTP-сервер отвечает на запросы со стороны клиента.

При этом клиентов может быть много, вот почему поддерживается мультиподключение. Графический интерфейс окна клиента показан на рис. 6. HTTP-сервер осуществляет связь с клиентом через клиентский и серверный сокет, с установленным IP-адресом и номером порта. Каждые 150 мс происходит запись текущих значений измерения на карту памяти формата microSD, установленную на плате устройства. Общее количество информации, записанной на карту, зависит от размера памяти (от 24 часов и более). При интервале записи в 150 мс в течение 24 часов потребуются 256 Мбайт памяти на карте SD. Входные и расчетные данные могут быть отображены в виде графиков и записаны для построения трендов и другой аналитической обработки.



Рис. 3. Внешний вид печатной платы

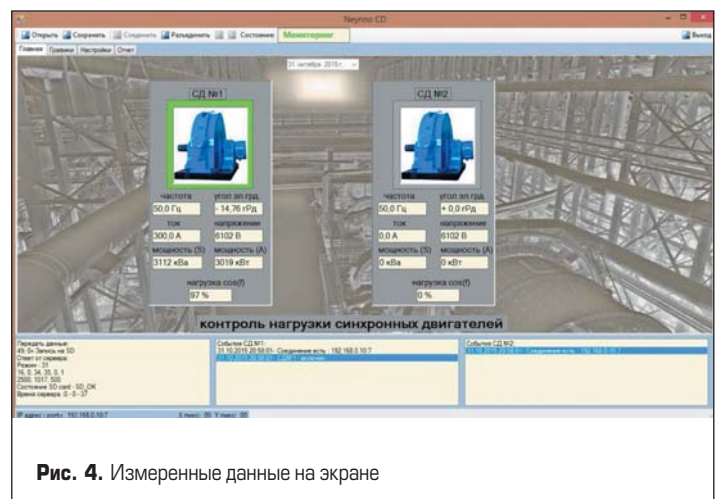


Рис. 4. Измеренные данные на экране

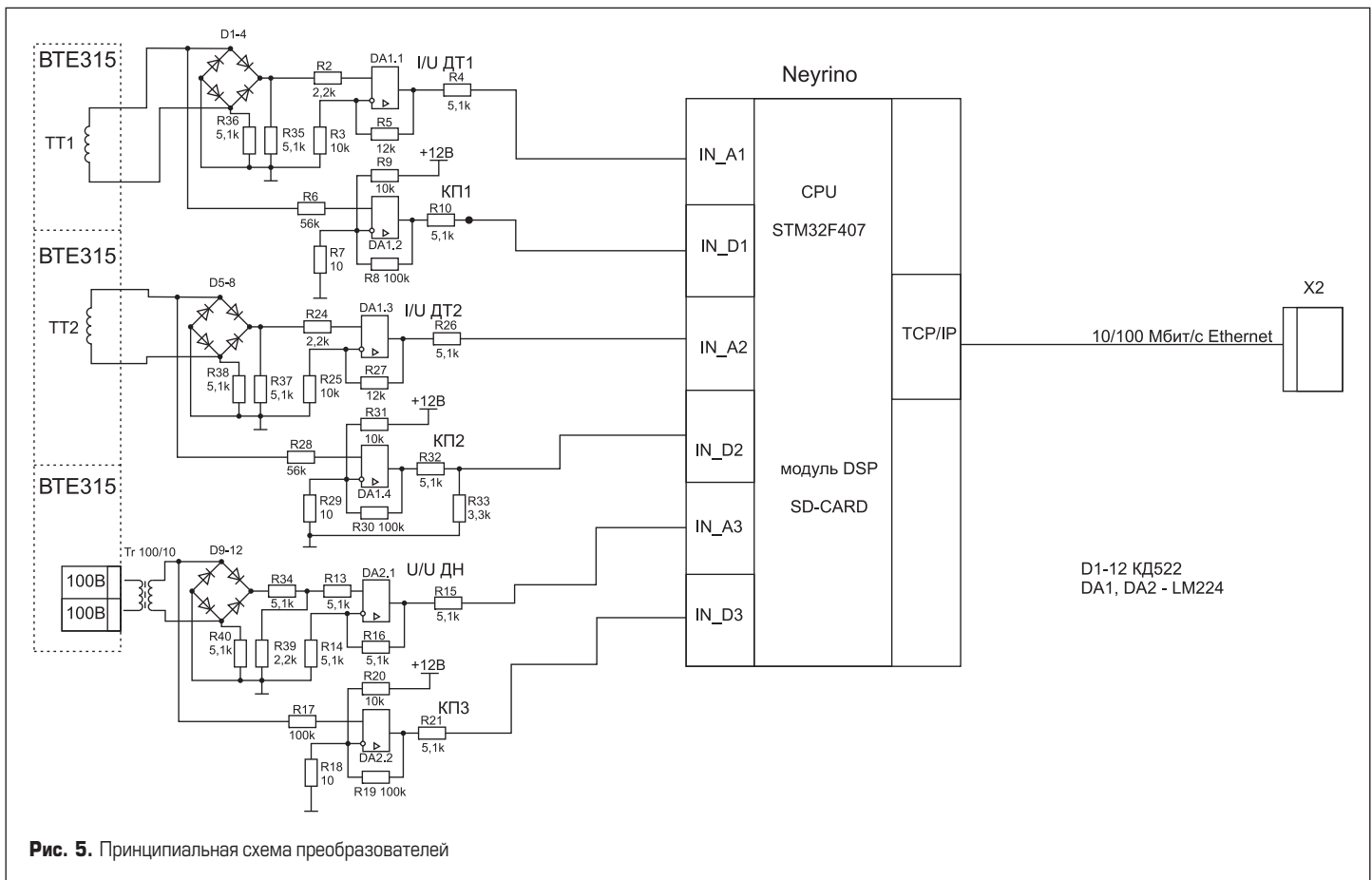


Рис. 5. Принципиальная схема преобразователей

На графике (рис. 6) показан момент включения высоковольтного (6000 В) синхронного двигателя мощностью 1250 кВт в сеть после пуска и разгона тиристорным устройством плавного пуска. Переключение с тиристорного устройства плавного пуска на питание от сети 6000 В происходит, когда скорость двигателя будет немного больше номинальной и есть синхронизация фаз обоих источников питания.

Также в МУ Neyrino реализован веб-сервер, который вместе с HTTP-сервером является частью пакета программ, разработанного на уровне lwIP-стека TCP/IP с открытым исходным кодом, созданного разработчиками компании ST Microelectronics и предназначенного для встраиваемых систем. Для доступа к Ethernet используется микросхема Ethernet PHY (физического уровня) серии LAN8720 с интерфейсом RMII. Для взаимодействия

веб-сервера с клиентами по сети формируются MAC-адрес, IP-адрес, шлюз, маска сети и номер порта, на котором работает сервер. Данные параметры сети для веб-сервера такие же, как у HTTP-сервера. При формировании странички, которую должен отображать браузер, реализуются SSI- и CGI-обработчики. CGI (Common Gateway Interface — общий интерфейс шлюза) — стандарт интерфейса, используемый для связи внешней программы с веб-сервером. Интерфейс CGI осуществляет связь между веб-сервером и браузером пользователя с динамически обновляемой информацией. Для отправки информации браузеру применяется технология SSI (Server Side Includes — включения на стороне сервера), осуществляющая сборку веб-страницы на сервере и выдачу клиенту отдельных частей полученного HTML-документа.

Для подключения к веб-серверу Neyrino не нужно специализированного программного обеспечения — достаточно любого веб-браузера. На странице веб-сервера можно наблюдать состояние переменных объектов измерения (рис. 7). Доступны значения: ток двигателя, мощность двигателя, коэффициент мощности, значение напряжения сети. Данные на странице веб-сервера обновляются каждую секунду.

Представленная система измерения является эффективным методом автоматизированного контроля динамических процессов. Дружественность человека-машинного интерфейса (HMI) и его удобство, полнота и наглядность представляемой на экране информации — все это повышает эффективность взаимодействия пользователя с технологической системой.

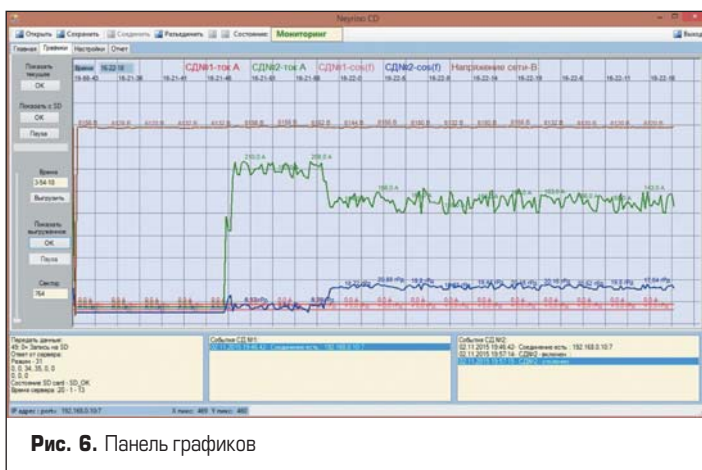


Рис. 6. Панель графиков

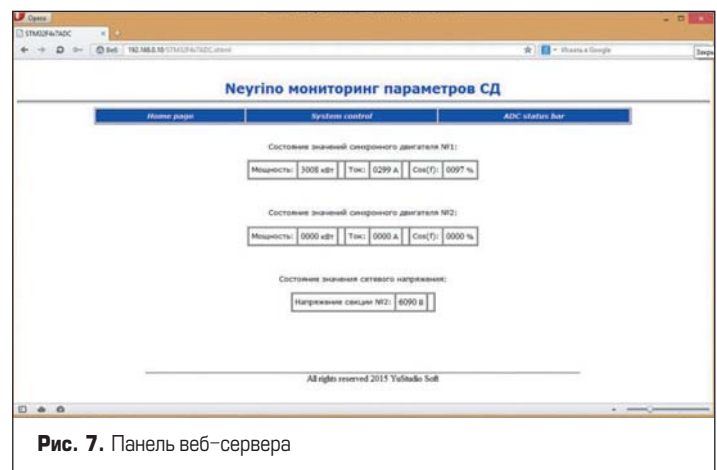


Рис. 7. Панель веб-сервера

# Силовые приборы на карбиде кремния (SiC)

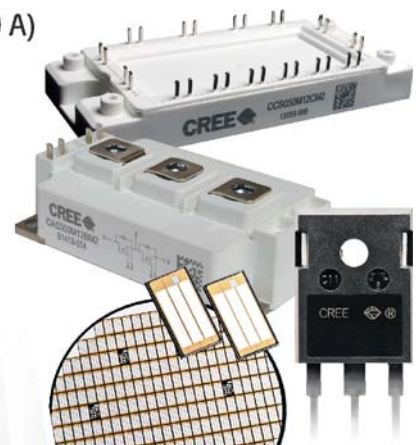


- Диоды Шоттки с нулевым током восстановления (до 1700 В, до 50 А)
- MOSFET с сопротивлением до 25 мОм и динамическими потерями ниже, чем у кремниевых ключей
- «All-SiC» модули (полумосты 6-pack)
- Кристаллы MOSFET и диодов
- Кристаллы силовых SiC приборов до 15 кВ

Узнайте подробнее!



**Закажите образцы**  
 тел.: (812) 370 60 70 (доб. 274)  
 e-mail: [cree@macrogroup.ru](mailto:cree@macrogroup.ru)  
 Назовите код «С116» и получите скидку 5%



[www.macrogroup.ru](http://www.macrogroup.ru)

«Макро Групп» – официальный дистрибьютор Wolfspeed (a CREE Company)

Санкт-Петербург (812) 370 60 70  
 Москва (495) 988 02 72  
 Екатеринбург (343) 380 35 10

Ростов-на-Дону (863) 227 03 93  
 Чебоксары (8352) 23 79 55  
 Новосибирск (383) 233 34 87

Реклама

# ФОТОНИКА

## МИР ЛАЗЕРОВ И ОПТИКИ








# 14-17 марта

# 2016

Россия, Москва, ЦВК «Экспоцентр»

[www.photonics-expo.ru](http://www.photonics-expo.ru)










Организаторы:



**ЛАЗЕРНАЯ АССОЦИАЦИЯ**



# О климатике, механике, космическом излучении

## и прочих полезных вещах

**Предлагаемая вашему вниманию статья посвящена классификации и описанию условий эксплуатации изделий силовой электроники, изложенных в стандартах EN 50178, EN 60721 (IEC 721-3), включая разделы EN 60721-3-1 (хранение), EN 60721-3-2 (транспортирование) и EN 60721-3-3 (использование в местах, защищенных от внешних воздействий).**

**Арендт Винтрих  
(Arendt Wintrich)**

**Ульрих Николаи  
(Ulrich Nicolai)**

**Вернер Турски  
(Werner Tursky)**

**Тобиас Рейман  
(Tobias Reimann)**

**Перевод и комментарии:  
Андрей Колпаков**

Andrey.Kolpakov@semikron.com

Как можно видеть на рис. 1, электронные устройства подвергаются различным типам воздействий окружающей среды, изложенным в EN 60721, которые должны быть учтены при проектировании преобразовательных устройств. Особое внимание при этом следует обращать на выбор полупроводниковых элементов, системы охлаждения и технологии сборки. Готовое изделие должно не только обеспечивать заданные технические параметры в определенных режимах эксплуатации, но и соответствовать условиям хранения и транспортирования, которые могут быть даже более жесткими, чем рабочие. При этом следует учитывать все особенности силовых ключей, например способность геля, заполняющего корпус полупроводниковых модулей, адсорбировать влагу.

В соответствии со стандартом 60721-3 условия эксплуатации определяются классификационным кодом в формате nAxY:

- Первая цифра (n) задает область воздействий, уточняемых последующими частями кода: 1 — хранение, 2 — транспортирование, 3 — эксплуатация.
- Большая буква (A) соответствует типу воздействия окружающей среды: К — климатические, М — механические, В — биологические, С — химически активные субстанции, S — механически активные субстанции, Z — другие климатические условия.

- Третья часть кода (x) определяет пределы воздействий, относящихся к конкретному типу (A): x — нумерация по возрастанию степени жесткости.
- Y — дополнительная спецификация.

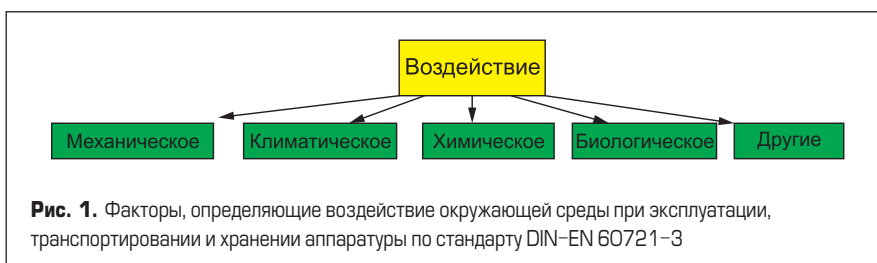
В большинстве случаев более высокий класс воздействия включает требования, действующие для низших классов. Необходимо также принять во внимание условия монтажа, обслуживания и ремонта, поскольку они отличаются от условий хранения и эксплуатации. Семь комбинаций указанных типов воздействий (обозначенных IExx) определены в упомянутом выше стандарте EN, дающем подробное описание 4 типовых условий окружающей среды с примерами.

Соответствие требованиям по стойкости к внешним воздействиям подтверждается тестами образцов в определенных условиях, создаваемых испытательной аппаратурой. Правила проведения подобных процедур оговорены в стандартах IEC 60068-x-x и IEC 60749. Для выбора нужной методики испытаний и уровня воздействия можно использовать документ «Guide on the correlation and transformation of environmental condition classes of IEC 60721-x to the environmental tests of IEC 60068» (проект стандарта DIN 40046-721-x, отдельные документы по условиям хранения (-1), транспортирования (-2), эксплуатации в защищенных условиях (-3) и т. д.).

В последующих разделах дана общая характеристика наиболее важных классов воздействий с примерами условий эксплуатации электронной аппаратуры в защищенных пространствах по стандарту EN 60712-3-3. Более подробную информацию по предельным режимам можно найти в EN 60721-3-3.

### Климатика

К климатическим воздействиям относятся температура, абсолютная и относительная влажность, конденсация, скорость изменения температуры, давле-



**Рис. 1.** Факторы, определяющие воздействие окружающей среды при эксплуатации, транспортировании и хранении аппаратуры по стандарту DIN-EN 60721-3



ние, солнечное и тепловое излучение, движение воздуха, дождь с ветром, вода (исключая осадки) и образование льда. Климатические условия эксплуатации классифицируются с помощью 11 категорий, обозначаемых кодами 3К1...3К11, которые сортируются по степени воздействия в порядке возрастания:

- 3К1 — полностью кондиционированное помещение с постоянной влажностью и регулируемой температурой;
- 3К2 — закрытое помещение с постоянной регулируемой температурой, нерегулируемой влажностью, конденсация исключена;
- 3К3 — закрытое помещение с регулируемой температурой, нерегулируемой влажностью, конденсация исключена;
- 3К4 — закрытое помещение с регулируемой температурой и широким диапазоном изменения относительной влажности (нерегулируемой). Аппаратура должна работать при наличии конденсации и воды (осадки исключены);
- 3К5 — закрытое помещение с нерегулируемой температурой и влажностью. Отопление может использоваться, если климатические режимы для данного класса сильно отличаются от условий вне помещения. Аппаратура должна работать в условиях обледенения;
- 3К6, 3К7, 3К8 — помещения, защищенные от воздействия окружающей среды, но контактирующие с ней, то есть частично открытые.

Изделия (кроме класса 3К7L) могут работать в условиях солнечной радиации различной интенсивности, при этом воздействие носимых ветром осадков (включая снегопад) допустимо в определенных пределах. Классы (кроме 3К1) коррелированы с климатическими условиями вне помещений по стандарту EN 60721-3-1:

- предельно холодный климат (кроме Антарктики);
- холодный климат;
- умеренный климат;
- умеренно сухой климат;
- сухой и жаркий климат;
- предельно сухой и жаркий климат;
- влажно-жаркий климат;
- умеренно влажно-жаркий климат.

Климатические классы, относящиеся к условиям работы «вне помещений», а также различным эксплуатационным режимам, определяются с помощью приложения «А» и климатограмм, приведенных в стандарте EN 60721-3-3.

**Механика**

На рис. 2 показаны основные виды механических воздействий по стандарту EN 60721-3-3.

Условия эксплуатации в отношении механических нагрузок задаются предельными уровнями следующих видов воздействий:

- вибрация: смещение или амплитуда и частотный диапазон синусоидальной вибрации, спектральная плотность ускорения, частотный диапазон вибрационных шумов;

- удар: общий спектр ударного отклика, пиковое ускорение, длительность и направленные воздействия, количество ударов по каждой оси.

Механические воздействия классифицируются с помощью 8 категорий, которые сортируются по степени воздействия в порядке возрастания:

- 3М1 — зоны, не подвергаемые воздействию вибраций и ударов;
- 3М2 — зоны с незначительным уровнем вибраций;
- 3М3 — зоны с незначительным уровнем вибраций, но с риском низкоэнергетических ударов, вызванных, например, удаленными взрывами или проведением сваебойных работ;
- 3М4 — зоны со значительным уровнем вибраций и ударов, возникающих, например, при проведении ремонтных работ или движении транспорта;
- 3М5 — зоны со значительным уровнем высокоэнергетических вибраций и ударов, возникающих, например, при работе тяжелых станков, конвейеров;
- 3М6 — зоны со значительным уровнем вибраций и высокоэнергетических ударов, например расположенные рядом с тяжелыми станками;
- 3М7 — зоны с очень высоким уровнем вибраций и высокоэнергетических ударов, например имеющие непосредственную связь с тяжелыми станками;
- 3М8 — зоны с предельно высоким уровнем вибраций и высокоэнергетических ударов, например непосредственно связанные с молотковыми дробилками.

В дополнение к уровню вибрации и энергоемкости удара определение соответствующего класса механического воздействия зависит от типа электронного устройства и способа его крепления (жесткое, гибкое, на амортизаторах). Выбор класса может проводиться на основе максимальных уровней воздействия, приведенных в приложении «А» стандарта EN 60721-3-3.

**Биологические воздействия**

Биологическая активность окружающей среды классифицируется с помощью 3 категорий, которые сортируются в порядке возрастания по опасности загрязнения плесневыми

грибками, наличием грызунов или паразитических организмов:

- 3В1 — зоны, не подвергаемые явному вредному биологическому воздействию;
- 3В2 — зоны, подверженные риску образования плесени и заражения паразитами от животных (кроме термитов);
- 3В3 — зоны, подверженные риску образования плесени и заражения паразитами от животных, включая термитов.

Выбор подходящего класса биологического воздействия может проводиться на основе максимальных величин, приведенных в приложении «А» стандарта EN 60721-3-3.

**Химические воздействия**

Влияние химически активных субстанций, таких как морская и дорожная соль, двуокись серы, сероводород, хлор, хлористый водород, фторид водорода, аммиак, озон и азотистые газы, классифицируется с помощью 6 категорий, которые сортируются по степени воздействия в порядке возрастания:

- 3С1R — зоны с полным атмосферным контролем и мониторингом состояния (категория «чистое помещение»);
- 3С1L — зоны с постоянным атмосферным контролем;
- 3С1 — зоны с невысоким уровнем промышленности и умеренной плотностью движения транспорта; зимой повышается риск загрязнения воздуха в более населенных местах из-за включения отопления; в прибрежных районах и негерметичных помещениях на море есть риск проникновения соляного тумана;
- 3С2 — зоны с уровнем загрязнения, типичным для населенных промышленных районов с интенсивным движением транспорта;
- 3С3 — зоны, находящиеся в непосредственной близости от предприятий химической промышленности;
- 3С4 — зоны на территории предприятий с высокой концентрацией химических загрязнений.

Настоящий стандарт не учитывает химически активные жидкости и твердые вещества. Выбор подходящего класса химического воздействия может проводиться на основе максимальных величин, приведенных в приложении «А» стандарта EN 60721-3-3.

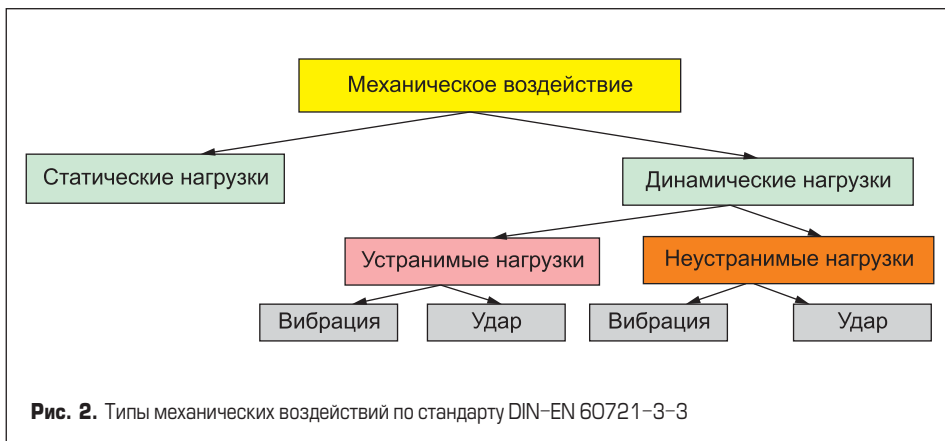


Рис. 2. Типы механических воздействий по стандарту DIN-EN 60721-3-3

**Механически активные субстанции**

Влияние механически активных субстанций, например частиц песка или пыли в воздухе, а также осадков классифицируется с помощью 4 категорий, которые сортируются по степени воздействия в порядке возрастания:

- 3S1 — зоны с минимальной запыленностью, проникновение песка исключено;
- 3S2 — зоны, в которых не принимается специальных мер по снижению запыленности, но отсутствуют близкорасположенные источники пыли;
- 3S3 — зоны, в которых не принимается специальных мер по снижению запыленности, но находящиеся вблизи источников пыли;
- 3S4 — зоны, подверженные запылению из-за наличия соответствующих технологических процессов, или расположенные в географических регионах с высокой концентрацией песка или пыли в воздухе.

Выбор подходящего класса воздействия может проводиться на основе максимальных величин, приведенных в приложении «А» стандарта EN 60721-3-3.

**Высота над уровнем моря**

В зависимости от типа и назначения электронных устройств, при их эксплуатации на высоте 2000 м и более над уровнем моря в некоторых случаях необходимо ограничивать предельные рабочие режимы:

- выходную мощность или максимальную рабочую температуру системы с воздушным охлаждением — из-за снижения плотности воздуха и атмосферного давления;
- напряжение изоляции — из-за снижения диэлектрической прочности воздуха (пропорционально уменьшению атмосферного давления).

Большинство силовых модулей SEMIKRON удовлетворяет условиям стандарта EN 50178, определяющего требования по длине пути тока утечки. Однако при установке оборудования на высоте более 2000 м над уровнем моря эти требования ужесточаются. Длина пути тока утечки должна увеличиваться в соответствии с коэффициентами, приведенными в таблице 1.

**Космическая радиация и интенсивность отказов**

Космическая радиация образуется частицами высокой энергии, проникающими в воздушное пространство из открытого космоса. Первичное

**Таблица 1.** Корректирующие коэффициенты для изоляционных расстояний (стандарт IEC 60664-1, A2)

Высота над уровнем моря, м	Барометрическое давление, кПа	Коэффициент коррекции
2000	82	1,00
2500	76	1,075
3000	70	1,14
4000	62	1,29
5000	50	1,48

излучение, создаваемое Солнцем и сверхновыми звездами, состоит в основном из электронов и ионизированных атомов. Внешние слои атмосферы подвергаются воздействию примерно 1000 частиц/м<sup>2</sup> в секунду, однако только очень малая их доля достигает поверхности Земли. Основное количество сталкивается с молекулами атмосферных газов (O<sub>2</sub>, N<sub>2</sub>), получающиеся вследствие этого вторичные частицы снова соударяются с газовыми молекулами, что приводит к их дезинтеграции и образованию огромного количества микрочастиц (пионов, мюонов и нейтронов), создающих так называемые космические ливни (рис. 3).

Хотя силовые модули невосприимчивы к большинству этих частиц, некоторые из них (в основном нейтроны) могут вызвать локальный пробой материала полупроводника, выражающийся в наносекундном зашелкивании. Интенсивность отказов зависит от высоты над уровнем моря, рабочего напряжения, температуры кристалла. Модификация структуры кристалла способна повысить стойкость силовых чипов к космическому излучению. Для осуществления подобной оптимизации создаются соответствующие модели, например, ABB так описывает свойства HiPak IGBT с напряжением V<sub>CES</sub> = 1700–6500 В:

$$\lambda(V_{DC}, T_v, h) = K1 \times K2 \times K3;$$

$$K1 = C_3 \times \exp\left(\frac{C_2}{C_1 - V_{DC}}\right);$$

$$K2 = \exp\left(\frac{25 - T_v}{47,6}\right);$$

$$K3 = \exp\left(\frac{1 - \left(1 - \frac{h}{44300}\right)^{5,26}}{0,143}\right);$$

где λ — интенсивность отказов (FIT); C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub> — специфические параметры модели; h — высота над уровнем моря; K1 — зависимость FIT от напряжения; K2 — зависимость FIT от температуры; K3 — зависимость FIT от h.

На практике величина FIT удваивается при подъеме над уровнем моря на каждые 1000 м. Параметр V<sub>DC</sub> в коэффициенте K1 представляет собой реальную величину напряжения между коллектором и эмиттером IGBT, то есть интенсивность отказов должна определяться отдельно для каждого рабочего режима (включая закрытое состояние) с учетом его продолжительности и добавляться к общему значению.

**Влажность воздуха и защита от конденсации**

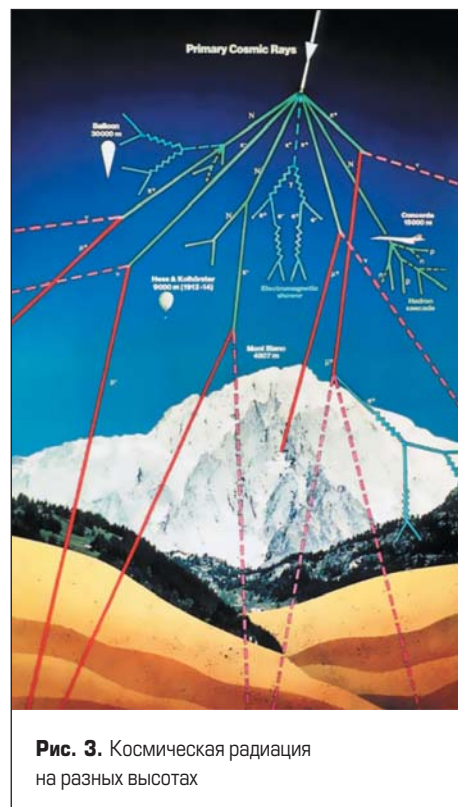
Технология герметизации на основе однослойных кремниевых покрытий все чаще используется для обеспечения электрической изоляции элементов на поверхности керамических DBC-подложек. Это обусловлено множеством причин, в частности требованиями защиты от внешних загрязнений при производстве, пригодностью для повторной переработки, минимизацией механических стрессов, снижением веса.

В подобных герметичных системах удается сбалансировать различные уровни влажности. Так, скорость диффузии ионов воды в силиконовом геле, которая составляет около 0,04 мм/с при температуре 18 °С, увеличивается до 1 мм/см при нагреве до 100 °С. При толщине слоя геля в 5 мм состояние насыщения наступает через 5 ч. Например, у модуля SKiiP 3 постоянная времени (для данного процесса) τ = 8 ч, при этом остаточное количество влаги в геле после 4 ч сушки составляет 40%.

Накопление ионов воды приводит к изменению диаграммы силовых линий поля в барьерном слое между полупроводником и защитным компаундом, так же как и в полиимидном изолирующем слое чипов. При этом могут происходить и электролитические процессы. Большинство силовых модулей SEMIKRON удовлетворяет требованиям климатического класса 3K3 стандартов EN 60721-3-3, EN 50178. При существующих изоляционных свойствах (обусловленных длинами токов утечки) они могут работать при уровне загрязнения 2, описанном в стандартах EN 50178 и EN 61800-5-1. Недавно в производственной программе SEMIKRON появились новые интеллектуальные силовые ключи SKiiP-X [6], разработанные с применением технологии SKiN и допускающие наличие конденсата в рабочем состоянии (уровень загрязнения 3).

Установка оборудования недопустима в местах, где возможно брызгообразование или конденсация влаги, способная ухудшить изоляционные свойства элементов преобразовательного устройства. При уровне загрязнения 2 образование конденсата возможно в течение короткого времени и только при обесточенной системе. Накопление остаточной влаги недопустимо при всех обстоятельствах.

Конструкция приборов должна предотвращать отказы силовых полупроводниковых мо-



**Рис. 3.** Космическая радиация на разных высотах

дулей из-за наличия конденсата. Для решения этой проблемы принимаются различные меры, например прогрев в нерабочем состоянии, кондиционирование воздуха, непрерывная эксплуатация, контроль температуры охлаждающей жидкости и т. д. Климатический класс 3К3 допускает работу аппаратуры в защищенных от погодных воздействий зонах, при максимальной допустимой относительной влажности  $RH = 85\%$  и абсолютной  $26 \text{ г/м}^3$ . В соответствии с климатограммой, показанной на рис. 4, это означает, что, например, при температуре  $40^\circ\text{C}$  величина  $RH$  не должна превышать  $50\%$ .

Абсолютная влажность может меняться более чем на  $1 \text{ г/м}^3$  в течение суток (наибольшие изменения наблюдаются после выпадения осадков). Если оборудование негерметично, то состояние воздуха во внутреннем объеме соответствует окружающим условиям, следовательно, абсолютная влажность внутри и снаружи теоретически одинакова. Однако на практике существует разница, обусловленная изменениями температуры, взаимосвязь которой с влажностью определена правилами климатограммы.

Пример: при  $T_a = 40^\circ\text{C}$  и  $RH = 20\%$  абсолютная влажность составляет  $10 \text{ г/м}^3$  (характеристика проходит через точку пересечения  $40^\circ\text{C}/20\%$ , отмеченную в верхней части диаграммы). В областях, где воздух охлаждается до  $20^\circ\text{C}$ , величина  $RH$  вырастает до  $58\%$  (точка пересечения кривых  $10 \text{ г/м}^3$  и  $20^\circ\text{C}$ ). Чтобы оставаться в допусках климатического класса 3К3, окружающая температура не должна падать ниже  $13^\circ\text{C}$  (пересечение характеристики  $10 \text{ г/м}^3$  и кривой  $RH = 85\%$ ). Процесс конденсации начинается, как только  $T_a$  станет менее  $11^\circ\text{C}$  (пересечение характеристики  $10 \text{ г/м}^3$  и кривой  $RH = 100\%$ ).

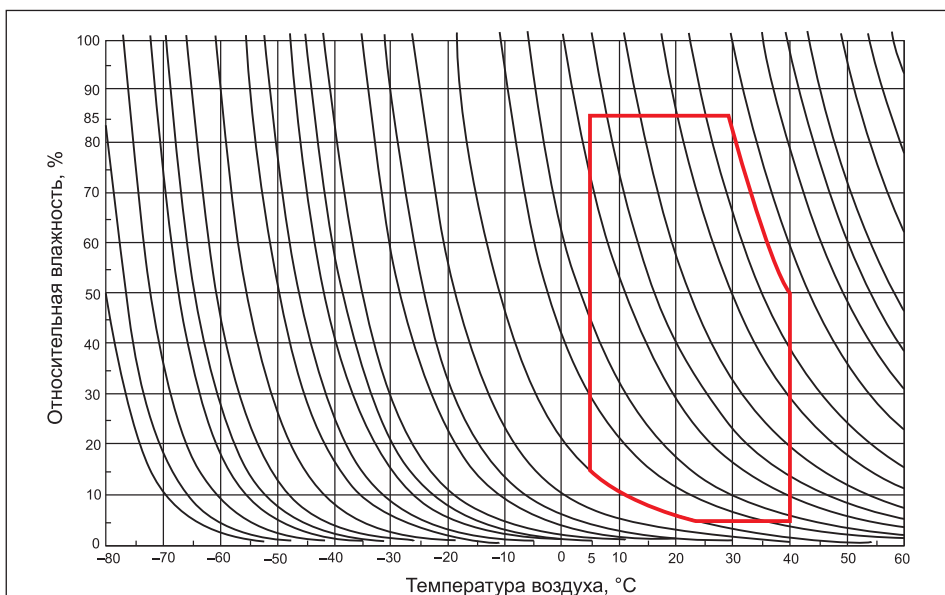
### Вопросы проектирования

Риск образования конденсата появляется в тех случаях, когда температуры элемента и окружающего воздуха отличаются на определенную величину. В предельных случаях конденсация приводит к образованию и накоплению капель воды, что очень опасно для силовых полупроводниковых модулей. Проектирование оборудования следует проводить с учетом климатических особенностей региона применения таким образом, чтобы вероятность отказов, вызванных наличием влаги, была сведена к минимуму.

Существует ряд специальных мер, повышающих стойкость преобразовательной техники к воздействию конденсата:

- Независимая циркуляция воздуха внутри корпуса преобразователя:
  - замкнутая система (min класс защиты IP65) с теплообменником «воздух-воздух» или «жидкость-воздух»;
  - замкнутая система с внутренним кондиционированием воздуха (с регулированием температуры и влажности);
  - открытая система с принудительной вентиляцией.

Для отвода тепла от силовых модулей в этих случаях, как правило, используется жидкостное охлаждение, возможен также вариант,



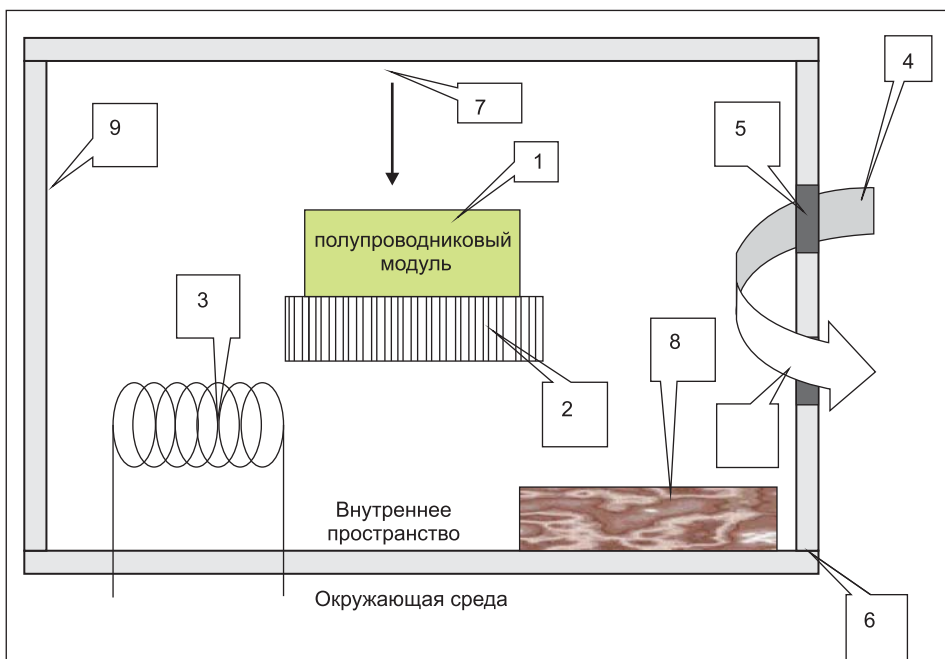
**Рис. 4.** Климатограмма с показателями температуры, относительной и абсолютной влажности; выделенная область соответствует климатическому классу 3К3 (рис. В.3 из EN 60721-3-3 или A.7 из EN 50178)

когда радиатор располагается вне герметизированного корпуса:

- Регулирование температуры радиатора с помощью встроенной системы воздушного охлаждения (контроль скорости вентилятора или продолжительности его работы).

- Регулирование внутренней температуры системы с помощью встроенной системы нагрева.

На рис. 5 показан пример конструкции силового преобразовательного устройства на базе модулей SKiiP.



1. Силовой модуль SKiiP.
2. Критическая зона: радиатор с температурой  $T_1$ , двухступенчатое регулирование температуры  $T_1 \geq T_2$  риск конденсации влаги при  $T_1 < T_2$ .
3. Нагреватель: внутренняя температура регулируется до уровня  $T_2$  в пределах допустимого для компонентов диапазона.
4. Охлаждающий воздух на входе (контроль скорости потока и влажности).
5. Поток охлаждающего воздуха: влияние эффекта «тяги» может быть ослаблено с помощью воздушных каналов, равномерно распределяющих поток.
6. Корпус, класс защиты IP54.
7. Отражение капель воды от верхней стенки корпуса.
8. Опционально: абсорбирующий гранулят для пассивного снижения влажности воздуха.
9. Критическая зона: боковые панели корпуса.

**Рис. 5.** Конструкция силового преобразовательного устройства на базе модулей SKiiP



**Таблица 2.** Требования по качеству обработки радиаторов для стандартных и безбазовых модулей

Тип модуля SEMIKRON	Неровность (на длине 10 см)	Шероховатость RZ	Ступенчатость
	DIN EN ISO 1101 А	DIN EN ISO 4287 В	DIN EN ISO 4287 С
<b>Стандартные модули</b>			
SEMITRANS	≤ 50 мкм	≤ 10 мкм	≤ 10 мкм
SEMI PACK, SEMIX, SEMIPONT 1...4	≤ 50 мкм	≤ 10 мкм	≤ 10 мкм
<b>Безбазовые модули</b>			
MiniSKiiP, SEMIPONT 5, 6, SKiM 4/5	≤ 50 мкм	≤ 6,3 мкм	≤ 10 мкм
SKiM 63/93	≤ 50 мкм	≤ 10 мкм	≤ 10 мкм
SEMITOP	≤ 50 мкм	≤ 6,3 мкм	0

При определенных условиях на поверхностях закрытых корпусов возможна конденсация влаги и даже образование льда. Это происходит в случае, если внутреннее пространство охлаждается до точки, в которой показатель RH достигает 100%. Конденсат появляется на поверхностях с температурой, меньшей, чем во внутреннем пространстве (входное и выходное отверстие для охлаждающего воздуха, панели корпуса, радиатор).

Без активного контроля влажности воздух в замкнутой системе способен впитывать воду вплоть до состояния насыщения. Количество абсорбированной жидкости ограничено внутренним объемом. Если температура меняется, данный процесс может идти в прямом и обратном направлении, то есть вода будет накапливаться в воздухе или конденсироваться из него. Для предотвращения этого, как правило, применяется пассивный, абсорбирующий влагу гранулят. Чтобы вода не попадала во внутреннее пространство прибора (из-за флуктуаций температуры), используются вентиляционные клапаны с определенной способностью компенсации влажности.

В замкнутых системах рекомендован контроль температуры радиатора. Для предотвращения отказов герметизированных устройств необходим постоянный мониторинг влажности внутреннего пространства. Системы, работающие в экстремальных условиях тропиков, должны быть снабжены блоками активного контроля RH.

В устройствах, не имеющих замкнутых внутренних объемов, области конденсации появляются вследствие постоянного притока свежего воздуха. Подобные системы следует проектировать таким образом, чтобы зоны возможного образования конденсата, попадания капель воды или обледенения находи-

лись на безопасном удалении от электронных компонентов. Температура критических элементов (радиатор, силовые модули) всегда должна быть выше окружающей. Это достигается за счет применения предварительного подогрева, вентиляции внутреннего объема, активной циркуляции воздуха.

При мониторинге температуры радиатора необходимо принимать во внимание переходные состояния, такие как малая нагрузка (или ее отсутствие) и переход в рабочий режим, поскольку упомянутые выше требования в этих состояниях могут обеспечиваться только при низкой температуре охлаждающей среды. Поэтому, например, в режиме холостого хода рекомендуется поддерживать температуру внутри устройства на необходимом уровне за счет нагрева радиатора и внутреннего пространства.

**Рекомендации по сборке и монтажу**

Одним из важнейших условий обеспечения надежной работы преобразовательных устройств является соблюдение правил монтажа силовых модулей. Соответствующие инструкции выпускаются для каждой группы компонентов, в этих документах оговариваются следующие вопросы:

- качество обработки радиатора;
- правила нанесения и тип теплопроводящей пасты;
- моменты крепления корпуса и силовых терминалов модуля.

Для того чтобы тепловые характеристики модуля соответствовали величинам, указанным в технической документации, необходимо обеспечить хороший тепловой контакт основания силового ключа и теплостока. Поверхность радиатора должна быть чистой, обезжиренной, а ее качество соответствовать

требованиям по неоднородности и шероховатости (табл. 2 и пример на рис. 6).

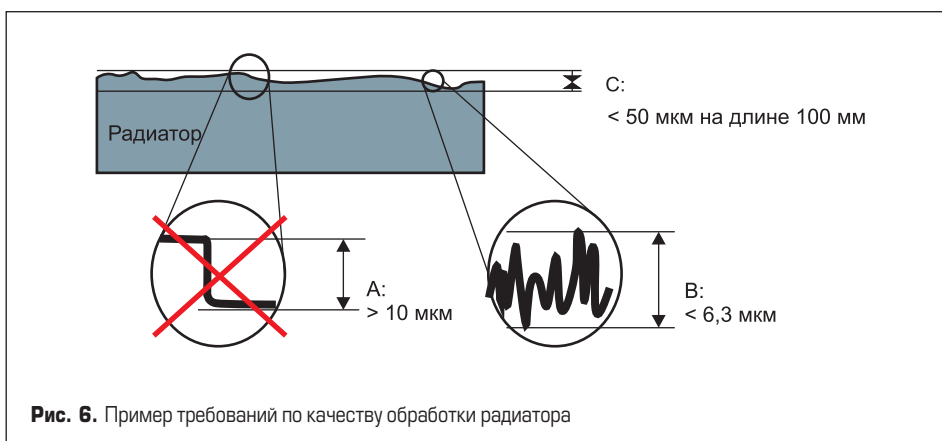
Способы нанесения теплопроводящей пасты, а также характеристики различных материалов TIM (Thermal Interface Material) подробно рассмотрены в [4]. Для некоторых типов модулей SEMIKRON предлагает в качестве опции нанесение термопасты в процессе производства. Наиболее интересной является новая технология материалов с изменяемым фазовым состоянием (PCM), отличающихся высокой теплопроводностью и простотой применения. При комнатной температуре PCM находится в твердом состоянии, его переход в жидкую фазу происходит при нагреве. Это позволяет безопасно транспортировать компоненты с нанесенным слоем, который разжижается и заполняет зазор между базовой платой и радиатором только при эксплуатации или испытаниях силовых модулей.

При нанесении TIM в заводских условиях используются очень жесткие технологические нормы, исключающие появление воздушных пустот (минимальный предел) или отсутствие зон контакта «металл-металл» (максимальный предел). Соблюдение столь точных допусков достигается только при полностью автоматизированном контроле с использованием новейших оптических измерительных средств.

Для установки модулей на радиатор рекомендуется использовать винты стандарта DIN (класс прочности 4.8) с пружинными шайбами или комбинированное крепление «винт-шайба». При сборке следует строго соблюдать требования по монтажному моменту  $M_t$ , затяжка должна производиться равномерно и диагонально, в несколько этапов. Для стандартных модулей с базовой платой рекомендуется выждать несколько часов после первичной установки для лучшего распределения пасты в зазоре и после этого повторить затяжку с номинальным моментом. Указания по монтажу модулей SEMIKRON различного типа приводятся в документах «Mounting Instruction», «Technical Explanations», доступных на сайте [www.semikron.com](http://www.semikron.com).

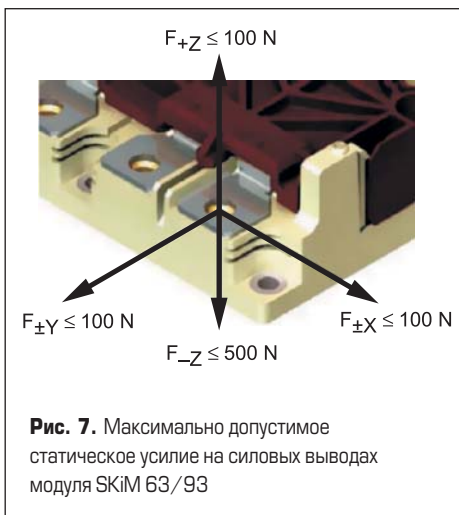
Нарушение рекомендаций при установке безбазовых силовых ключей, в основании которых находится тонкая керамическая плата, приводят к еще более серьезным последствиям. Для некоторых типов подобных модулей затяжка в обязательном порядке должна производиться в 2 этапа. Допускается использование автоматических отверток с плавным ограничением момента и максимальной скоростью вращения не более 250 об/мин. Следует учитывать эффект релаксации корпуса и процесс начального распределения теплопроводящей пасты в зазоре.

Надежное подключение электрических цепей безбазовых силовых модулей (MiniSKiiP, SKiM) может обеспечиваться только после монтажа на радиатор с использованием рекомендованных моментов крепления. Сказанное относится и к прижимным компонентам в дисковых корпусах. Выводы модуля ни в коем случае не должны подвергаться механической нагрузке до его установки на теплоотвод.



**Рис. 6.** Пример требований по качеству обработки радиатора



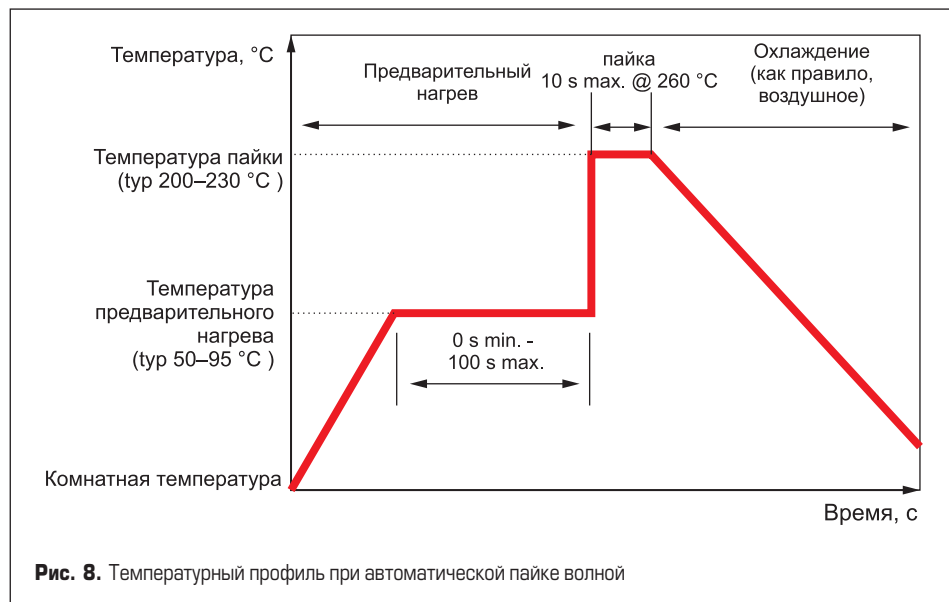


Следует неукоснительно соблюдать требования по предельной глубине и допустимому моменту затяжки крепежных винтов силовых модулей, приводимые в их спецификациях и соответствующих руководствах по применению. В этих же документах указывается допустимая механическая нагрузка на силовые терминалы по трем направлениям (пример на рис. 7). Особенно опасно превышение этих требований по отношению к выводам модулей прижимной конструкции (SKiP, SKiM), в которых перегрузка по усилию приводит к смещению терминалов и ухудшению контактных свойств.

При проектировании звена постоянного тока необходимо использовать симметричные копланарные шины с низким значением распределенной индуктивности. С целью минимизации уровня коммутационных перенапряжений и исключения паразитных осцилляций непосредственно на выводах питания модулей устанавливаются пленочные снабберные конденсаторы [5].

Для снижения паразитной индуктивности цепей управления расстояние от выходов драйвера до затворов IGBT/MOSFET должно быть как можно меньше. Задача упрощается при использовании модулей с пружинными контактными площадками, таких как SEMiX, SKiM, MiniSKiP. В этом случае связь изолированных затворов с устройством управления производится по кратчайшему пути через пружинные выводы и контактные площадки на печатной плате (PCB) драйвера, к которой предъявляются следующие требования:

- рекомендуемый материал PCB — FR4;
- толщина проводников: в соответствии со стандартом IEC 326-3;
- рекомендуемые виды покрытия контактных площадок: сплав никель-иммерсионное золото (нанесение методом химического восстановления) с толщиной никеля > 5 мкм, олово с выравниванием горячим воздухом (HAL Sn), химическое олово, сплав олово-свинец (Sn-Pb);
- SEMIKRON не рекомендует применение органических защитных материалов (OSP) для покрытия контактных площадок из-за врожденной нестабильности их свойств;
- низкоиндуктивная топология соединений (копланарные ± дорожки с максимально



возможной толщиной слоя меди, проводники в сигнальных цепях затвора и эмиттера располагаются параллельно, как можно ближе друг к другу);

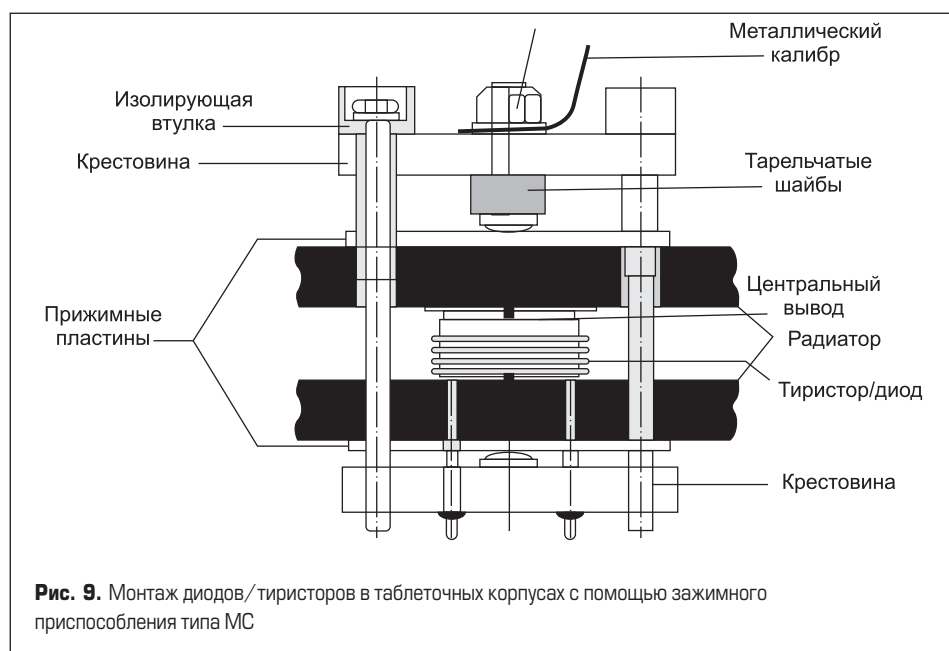
- отсутствие переходных отверстий в проводящих слоях на печатной плате;
- равномерная поверхность контактных площадок, отсутствие вздутий и утолщений, которые могут ухудшить контакт с пружинной;
- отсутствие остатков флюса, фоторезиста, масляных и других загрязнений (очистка платы может не проводиться при использовании специальных, неочищаемых флюсов);
- соответствие требованиям стандарта EN 50178 — A7.1.8.5, например использование запрессованных втулок для улучшения контакта силовых терминалов и исключения проблем, связанных с нестабильностью свойств материала PCB.

Для подключения сигнальных (не пружинных) контактов модулей SEMIKRON можно применять пайку волной. При использовании

неавтоматического паяльного оборудования температура выводов в месте соединения должна удовлетворять следующему условию:  $T_{solder} = 235 \pm 5 \pm C / \le 5$  с. Силовые выводы миниатюрных модулей SEMITOP 5/6 и сигнальных контактов SEMiX 33 допускают  $T_{solder} = (260 \pm 5) \text{ } ^\circ\text{C} / \le 10$  с.

При автоматической пайке SEMIKRON рекомендует температурный профиль, показанный на рис. 8. При этом максимальное значение  $T_{preheating}$  не должно превышать предельной температуры хранения  $T_{stg}$  (режим пайки  $T_{solder} = (260 \pm 5) \text{ } ^\circ\text{C} / \le 10$  с).

Силовые ключи в дисковых (таблеточных) корпусах в отличие от стандартных изолированных модулей имеют две симметрично расположенные теплоотводящие поверхности. Это дает возможность использовать режим двустороннего охлаждения (DSC) и повысить токовую отдачу. Для реализации такого способа отвода тепла дисковые корпуса зажимаются между двумя радиаторами с помощью специального приспособления (рис. 9).



Теплоотводящие поверхности дисковых элементов являются и их силовыми выводами, поэтому двусторонний радиатор одновременно выполняет функции, например, катода и анода. Соответственно, качество контактных поверхностей силовых ключей данного типа должно быть очень высоким (максимально допустимая неравномерность — 10 мкм, шероховатость — 6,3 мкм). Допускаются одиночные царапины, зазубрины, раковины, не ухудшающие контактные свойства.

В течение нескольких минут нахождения на открытом воздухе на алюминии образуется оксидный слой. Вследствие этого контактное сопротивление возрастает в несколько раз, что может привести к коррозии контакта после определенного времени протекания тока, поэтому поверхность не оцинкованных алюминиевых радиаторов должна очищаться непосредственно перед монтажом. С этой целью можно использовать тонкопроволочную щетку, смоченную в теплопроводящей пасте, или абразивную губку (например, Scotchbride компании 3M). Остатки абразива с контактных поверхностей должны быть полностью удалены, сразу после этого на них следует нанести тонкий слой термопасты без порошкового наполнителя, например ELECTROLUBE GX.

Зажимное приспособление должно быть разработано таким образом, чтобы одна часть радиатора при монтаже сохраняла подвижность. Одна из двух монтажных клипс образует поворотный подшипник (обеспечиваю-

щий контакт между сферической и плоской поверхностью), другая соединяется с теплоотводом таким образом, чтобы не происходило ее деформации при затяжке винтов.

Необходимо исключить возможность свободного движения части радиатора, выполняющей совместно с зажимным устройством функцию поворотного подшипника. Она не должна иметь жесткой механической связи с другой половиной теплоотвода или с установленными на ней элементами. Для обеспечения электрического контакта данной части радиатора с силовой шиной следует использовать гибкие токоподводы.

Зажимное приспособление должно создавать контактное усилие, оговоренное в спецификации соответствующего дискового диода/тиристора. После очистки поверхности и нанесения пасты следует плотно прижать элемент к радиатору вручную. При этом рекомендуется слегка проворачивать сопрягаемые элементы для лучшего распределения термопасты. Первым устанавливается центральный вывод (9). При контрольном демонтаже диода/тиристора на теплоотводе должен оставаться равномерный слой теплопроводящего материала. Если это не так, необходимо очистить контактные поверхности и повторно нанести пасту.

Далее зажимное приспособление позиционируется таким образом, чтобы крестовина (5) и прижимная плата (4) со стягивающими болтами (10) находились сверху. Крестовина (3) и вторая плата (4) вставляются снизу, по-

сле чего болты (10) затягиваются поочередно до появления легкого сопротивления. Далее необходимо убедиться в том, что крестовины (3) и (5) расположены параллельно, что можно проверить по расстоянию между ними в противоположных точках. Теперь следует вновь затягивать болты (10) до того момента, пока калибр (8), имеющий защиту от выпадения, может свободно перемещаться. Ни в коем случае нельзя использовать более высокое усилие, поскольку это означает превышение момента затяжки. По той же причине гайка фиксации набора тарельчатых шайб (7) никогда не регулируется.

### Литература

1. Wintrich A., Nicolai U., Tursky W., Reimann T. Application Notes for IGBT and MOSFET modules. SEMIKRON International, 2010.
2. Lehmann J., Netzel M., Pawel S., Doll Th. Method for Electrical Detection of End-of-Life Failures in Power Semiconductors. Semikron Elektronik GmbH.
3. Freyberg M., Scheuermann U. Measuring Thermal Resistance of Power Modules. PCIM Europe journal, 2003.
4. Колпаков А. Возвращаемся к термопасте // Силовая электроника. 2015. № 2.
5. Колпаков А. Снабберы и перенапряжения // Компоненты и технологии. 2008. № 5.
6. Колпаков А. SKiiP-X — силовой интеллектуальный модуль XXI века // Силовая электроника. 2014. № 4.

# Электроника Транспорт 2016

Специализированная выставка

лучшая электроника  
для российского транспорта

**10**  
ЛЕТ

## 6-8 апреля 2016

## СОКОЛЬНИКИ

## МОСКВА

**Деловая программа:**

- Конференция «Информационные технологии – эффективный инструмент привлечения пассажиров и повышения качества их обслуживания».
- Конференция для муниципальных администраций, операторов общественного транспорта, операторов платежных систем: «Современные технологии оплаты проезда и учета пассажиропотока».
- Семинар «Контрольно-диагностическое оборудование для обслуживания подвижного состава и транспортной инфраструктуры».
- Конференция «Электронные модули и компоненты для транспортного приборостроения и транспортных систем».

Тел: +7 (495) 287-44-12  
E-mail: info@e-transport.ru  
Сайт: www.e-transport.ru

# ЗАПЛАНИРУЙТЕ ВАШЕ УЧАСТИЕ СЕЙЧАС!

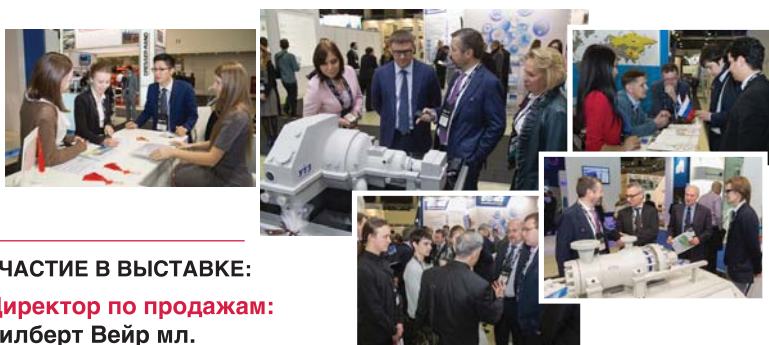
## РЕШЕНИЯ И ИННОВАЦИИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКИ

**КОНФЕРЕНЦИЯ И ВЫСТАВКА**  
**25-27 октября 2016**

**ЭКСПОЦЕНТР, МОСКВА, РОССИЯ**

**ЗАПЛАНИРУЙТЕ УЧАСТИЕ СО СТЕНДОМ В  
POWER-GEN RUSSIA**

POWER-GEN Russia - выставка мирового уровня, где ведущие игроки энергетического рынка продемонстрируют последние технологические достижения и инновации



**УЧАСТИЕ В ВЫСТАВКЕ:**

**Директор по продажам:**

**Гилберт Вейр мл.**

T: +44 (0) 1992 656 617

M: +44 (0)7968 287 532

**Обратите  
внимание:  
НОВАЯ ДАТА  
МЕРОПРИЯТИЯ**



# Выбирай лучшее



GE Energy



Питание в стойки  
AC-DC и DC-DC  
от 400 до 6000 Вт  
**КПД 95%**  
1U; 0,5U



Изолированное  
питание DC-DC  
от 50 до 810 Вт  
**КПД 97%**  
DOSA: 1/16 Brick



Неизолированное  
питание DC-DC  
от 2А до 80А  
**КПД 96%**  
DOSA: Pico, Micro

Бесплатные образцы,  
отладочное оборудование и ПО

Наличие на складе  
неизолированных DC-DC

