СИЛОВАЯ ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА | ПРИВОДЫ | ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ | СИСТЕМЫ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА | АВТОМОБИЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА | СОФТ

WWW.POWER-E.RU

ТЕМАТИЧЕСКОЕ ПРИЛОЖЕНИЕ К ЖУРНАЛУ КОМПОНЕНТЫ И ТЕХНОЛОГИИ

№ 2'2017 АПРЕЛЬ

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

ISSN 2079-9322

TRACO POWER

МАЛЫЕ ГАБАРИТЫ – БОЛЬШИЕ ВОЗМОЖНОСТИ

TEL 8WI: новые DC/DC-преобразователи на плату от Traco Power

DC/DC-преобразователи в компактном и прочном металлическом DIP-16 корпусе

В НАЛИЧИИ НА СКЛАДЕ

- сверхширокий (4:1) диапазон входного напряжения;
- защита от перегрузки и КЗ;
- рабочий диапазон: -40 °C ...+80 °C;
- входное напряжение: 9 – 36 / 18 – 75 VDC;
- выходное напряжение: 3,3 / 5 / 12 / 15 / 24 / ±12 / ±15 VDC;
- встроенный фильтр (сертификат EN55022 класса A);
- напряжение изоляции вход/выход - 1500 В.

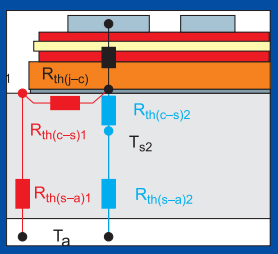
pt ELECTRONICS

Innovations & Technologies

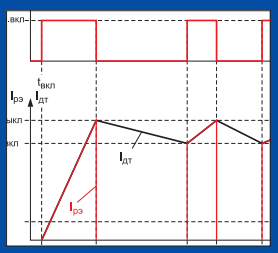
Единый телефон: 8-800-333-63-50
info@ptelectronics.ru
www.ptelectronics.ru

Офисы компании: Санкт-Петербург, Москва, Чебоксары, Нижний Новгород, Челябинск Екатеринбург, Новосибирск, Ижевск, Таганрог, Пермь, Омск, Казань, Тольятти, Киев

реклама



Нормирование теплового сопротивления IGBT: базовые принципы и некоторые особенности



Структура и алгоритмы работы ограничителей пускового тока для бортовых систем электропитания

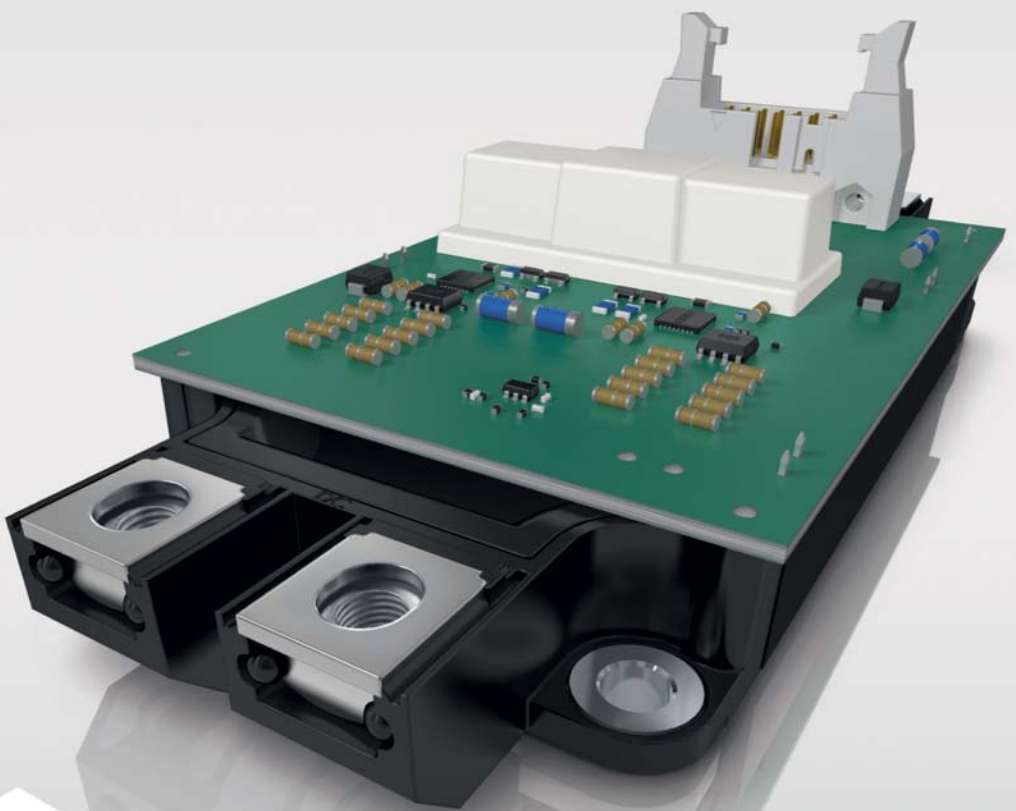
Модульные DC/DC–преобразователи GAIA Converter для железнодорожного транспорта

Установка электротермическая с полупроводниковым преобразователем повышенной частоты ППЧ–160–2.4

SEMIKRON
innovation+service

SEMiX3 Press Fit / SKYPER 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 сборка «модуль IGBT-драйвер», сертифицированная производителем

Моторные привода | Энергетика | Системы электропитания | Городской транспорт

www.semikron.com/contact

реклама

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

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

Москва
Тел. +7 (495) 517-92-56
E-mail: moscow@ptelectronics.ru

IGBT МОДУЛИ

20-летний опыт разработки и производства IGBT модулей

с напряжением изоляции до 15 кВ для железнодорожного транспорта

- *Ток 100 ÷ 2400 А*
- *Напряжение 1200, 1700, 3300 В*
- *Напряжение изоляции 10,2 и 15 кВ (эфф.)*
- *Адаптированы к российским климатическим условиям*

ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ

www.elvpr.ru

реклама

тел.: (8342) 48-07-33 e-mail: nicpp@elvpr.ru, nicpp@saransk-com.ru

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

№ 2 (65)'2017

Главный редактор
Павел Правосудов pavel@fsmedia.ru

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

Выпускающий редактор
Наталья Новикова natalia.novikova@fsmedia.ru

Технический консультант
Андрей Колпаков

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 14.04.17
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 № ТУ 78 - 01937 от 17.10.2016 г.

Учредитель: ЗАО «Медиа Группа Файнстрит»
Издатель, редакция: ООО «Медиа КиТ»
197101, г. Санкт-Петербург,
Петроградская наб., 34Б
Отпечатано в типографии «Премиум Пресс»
197374, Санкт-Петербург, ул. Оптиков, 4.

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

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

В номере:

Силовая элементная база

Андрей Зенченко
BISS-транзисторы в режиме насыщения 4

Владимир Рентюк
CAPZero-2: экономия должна быть экономной, или Как можно эффективно снизить потери мощности там, где и снижать-то вроде бы нечего 6

Анатолий Савельев, Олег Гнеушев
Первое универсальное интегрированное решение для различных приводов электродвигателей 11

Арендт Винтрих (Arendt Wintrich), П. Бекедаль (P. Beckedahl)
Перевод и комментарии: Андрей Колпаков
Нормирование теплового сопротивления IGBT: базовые принципы и некоторые особенности 16

Джузеппе ДеФалько (Giuseppe DeFalco)
Перевод: Владимир Рентюк
Новая серия IGBT от Infineon Technologies для резонансных инверторов 24

Арендт Винтрих (Arendt Wintrich), Ульрих Николай (Ulrich Nicolai)
Перевод и комментарии: Андрей Колпаков,
Расчет динамических потерь IGBT: базовые принципы и некоторые особенности 28

Дэвид Джоблинг (David Jobling), Дэвид Барбагалло (David Barbagallo), Джулиен Феньон (Julien Feignon)
Перевод: Андрей Карташев
Новое семейство миниатюрных, быстродействующих и точных датчиков для изолированного измерения тока 36

Источники питания

Анатолий Миронов
Структура и алгоритмы работы ограничителей пускового тока для бортовых систем электропитания 40

Перевод: Владимир Рентюк
Проектирование недорогих многовыходных DC/DC-преобразователей — стабилизаторов напряжения. Часть 2 44

Юрген Тома (Jürgen Thoma), Девид Чилашава (David Chilachava), Дирк Кранзер (Dirk Kranzer)
Перевод: Валерия Смирнова
Высокоэффективный DC/DC-конвертер для средневольтовых применений 52

Константин Верхулевский
Модульные DC/DC-преобразователи GAIA Converter для железнодорожного транспорта 57

Системы индукционного нагрева

Юрий Зинин, Дарья Мамаева
Установка электротермическая с полупроводниковым преобразователем повышенной частоты ППЧ-160-2.4 64

Установки размагничивания

Андраник Оганесян, Григорий Питкевич
Структура и принцип работы размагничивающей установки 67

Надежность

Илья Джус
Климатические причины сбоев силовой электроники 70

Софт

Сергей Герман-Галкин, Роман Гаврилов, Никита Батлин
ШКОЛА MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники в среде MATLAB+Simulink. Урок 22. Автоматическая генерация исполняемого кода средствами MATLAB+Simulink 72

Список рекламы

Microchip Limited 27
PT Electronics ..... 1-я обл.
Аргуссофт Компани, ООО 14
КАСКОД-ЭЛЕКТРО, ООО 69
Компания Квест, ООО 63
КОМПЭЛ, ООО ..... 4-я обл.
ЛЕМ Россия, ООО 23
ЛИГРА, ООО 23
Макро групп, ООО 9, 56
Платан Компонентс, ЗАО 10
Промэлектроника ТД, ООО 80
ПРОСОФТ ТРЕЙДИНГ, ООО 42
Протон-Электротекс ТД, АО 66
СЕМИКРОН, ООО ..... 2-я обл.
Силовая Электроника, ООО 51
Симметрон, ЗАО 15, 43
ТДК СИС, ООО 79
Элеконд, ОАО 10
Электровыпрямитель, ОАО 1, 34
Выставка «Силовая Электроника» ..... 3-я обл
Выставка «Радиоэлектроника и приборостроение» 79

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

№ 2 (65)'2017

Editor-in-chief
Pavel Pravosudov pavel@fsmedia.ru

Managing editor
Natalia Novikova natalia.novikova@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

est. 1993 FINEstreet mediagroup

BISS-транзисторы в режиме насыщения

В статье приведены экспериментальные данные режима насыщения некоторых типов современных BISS–транзисторов. Показано, что для них применимы критерии режима насыщения, в частности — коэффициент передачи тока в режиме насыщения h21нас, разработанный ранее для традиционных ключевых биполярных транзисторов.

Андрей Зенченко

anzenchenko@yandex.ru

В 1983–1986 гг. в ряде работ [1–3] был предложен новый квалификационный параметр, гарантированно обеспечивающий для биполярных транзисторов режим насыщения (ключевой режим) — коэффициент передачи тока в режиме насыщения h21нас.

В силу ряда объективных и субъективных факторов в те годы данный параметр оказался, за редкими исключениями, не востребованным разработчиками биполярных ключевых транзисторов и не вошел в ГОСТ. Несмотря на это, определенная практическая работа в данном направлении была проведена. Был разработан прибор «Классификатор» [4], позволивший в полуавтоматическом режиме измерять h21нас как отдельных транзисторов, так и партий транзисторов. Испытания проводились на Брянском заводе полупроводниковых приборов (в настоящее время «Группа Кремний Эл»).

Для экспериментов использовался лучший в то время, с точки зрения ключевых свойств, транзистор 2Т836Б. Коэффициент h21нас стал основой системы оценки статических и динамических параметров транзисторов в ключевом режиме [5].

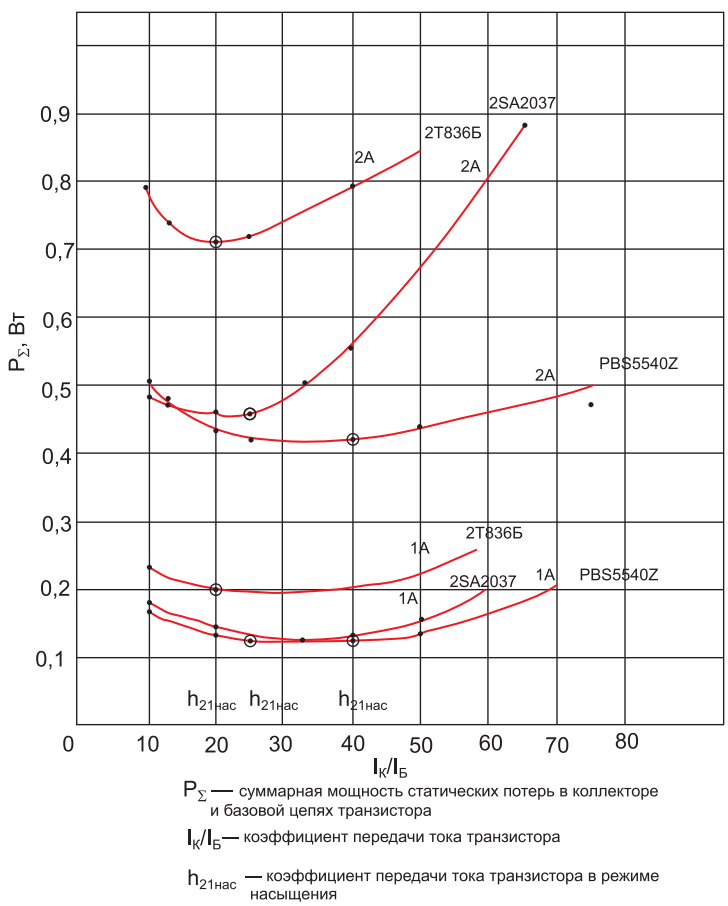


Рис. 1. Экспериментальные данные параметров режима насыщения биполярных и BISS–транзисторов

Силовые биполярные транзисторы, вопреки прогнозам конца 80-х годов, и в настоящее время не утратили своего значения. Они, в частности, востребованы в источниках питания с повышенным КПД (в мобильных устройствах, питаемых от источников ограниченной мощности, в устройствах космического назначения, для которых отвод тепла в условиях вакуума представляет серьезную проблему, и т.п).

Технический прогресс не стоит на месте. Появились транзисторы с низким напряжением насыщения — так называемые BISS-транзисторы [6–7].

Однако проведенные автором испытания различных типов указанных транзисторов показали, что, несмотря на улучшение количественных показателей, качественного изменения ключевых параметров не произошло. Технические данные, приводимые в справочных спецификациях (особенно применительно к ключевым параметрам и режимам измерений), противоречивы, как и 30 лет назад.

В связи с этим параметр h21нас для измерения и оценки ключевых свойств можно рекомендовать и для них. Представляется, что транзистор 2Т836Б можно считать одним из первых BISS-транзисторов.

На рис. 1 представлены результаты измерений ключевых параметров некоторых типов современных BISS-транзисторов (PBSS5540Z, PBSS5540Z) и транзистора 2Т836Б, сходных по техническим характеристикам. Можно отметить, что за эти годы коэффициент передачи тока в режиме насыщения вырос примерно вдвое, что существенно упрощает схемотехнику предварительных каскадов управления.

Следует также отметить, что на базе современных серийных BISS-транзисторов возможно изготовление специальных высоконадежных ключевых модулей в виде сборок параллельно включенных транзисторов

с предохранителями в эмиттерных и базовых цепях. Такие модули ранее (в 1975–1985 гг.) широко использовались для создания ключевых устройств повышенной мощности (рис. 2).

В качестве предохранителей в таких модулях возможно использование технологических токоподводов к кристаллу транзистора.

Заключение

В заключение следует отметить, что в представленных материалах показано, что разработанный ранее [5] комплекс критериев ключевого режима насыщения биполярных транзисторов применим и для вновь появляющихся приборов, в частности BISS-транзисторов. Любые полупроводниковые приборы разрабатываются под конкретные задания реальных заказчиков, финансирующих разработку. Предоставление разработчикам понятных и однозачных критериев ключевого режима насыщения (возможно, в виде нового ГОСТ) не потеряло актуальности и позволит улучшить качество выпускаемой продукции.

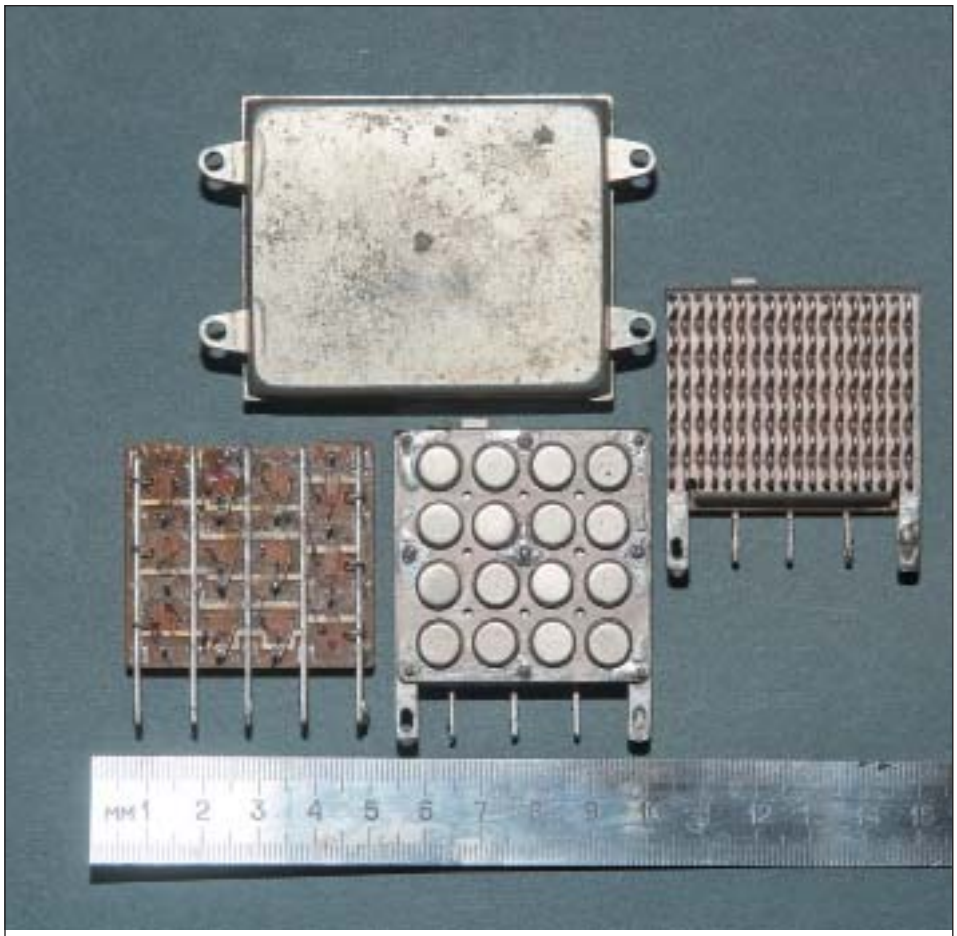
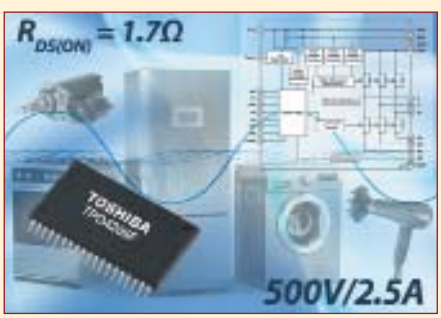


Рис. 2. Примеры силовых транзисторных сборок на биполярных транзисторах 2Т808А, 1Т906А, 2Т836Б

Литература

1. Веденеев Г. М., Зенченко А. Н., Токарев А. Б. Коэффициент усиления транзистора в режиме насыщения. //Проблемы преобразовательной техники. Киев. ИЭД АН УССР. 1983. Т. 6.
2. Веденеев Г. М., Ерёменко В. Г., Зенченко А. Н., Токарев А. Б. Коэффициент передачи тока в режиме насыщения //Электронная техника в автоматике. М: Радио и связь, 1984. Вып. 15.
3. АС № 1266319 (СССР) «Способ регулировки ключевых транзисторных усилителей» // Г. М. Веденеев, А. Н. Зенченко, А. Б. Токарев. 1985.
4. АС № 1202399 (СССР) «Устройство для измерения коэффициента передачи тока транзистора в режиме насыщения // Г. М. Веденеев, А. Н. Воронцов, В. Г. Еременко, А. Н. Зенченко, А. Б. Токарев. 1985.
5. Веденеев Г. М., Зенченко А. Н., Токарев А. Б. Силовые биполярные транзисторы при работе в ключевых режимах. М: МЭИ, 1992.
6. Шелохнев А. Прорыв в технологии малосигнальных транзисторов // Компоненты и технологии. 2003. № 32.
7. Егоров А. Преимущества применения биполярных транзисторов BISS // Компоненты и технологии. 2008. № 86.

Интеллектуальный силовой модуль на 500 В и 2,5 А от Toshiba объединяет драйвер, силовой каскад и схемы защиты с управлением сигналом синусоидальной формы



Компания Toshiba Electronics Europe представляет новый высоковольтный интеллектуальный силовой модуль (HV-IPD), который позволит повысить эффективность и сократить количество компонентов приводов бесколлекторных электродвигателей постоянного тока (БДПТ).

TPD4206F представляет собой многокристальную ИС с номинальным напряжением 500 В и током 2,5 А и обеспечивает интегрированное управление электродвигателями с помощью синусоидального или трапецеидального сигнала. Благодаря этому устройство оптимально для систем управления перемещением небольшой мощности с низким уровнем шума, включая промышленные вентиляторы, насосы и бытовые приборы номинальной мощностью до 80 Вт.

Новая многокристальная ИС Toshiba содержит шесть МОП-транзисторов, ИС драйвера и функции защиты в одном SMD-корпусе с 30 выводами SOP30. Высокая эффективность работы достигается за счет сочетания сверхнизкого типового сопротивления в открытом состоянии ($R_{DS(ON)}$ = 1,7 Ом) и улучшенных характеристик теплового сопротивления корпуса.

Размеры устройства TPD4206F составляют всего 20×11×2 мм. Встроенные функции предусматривают защиту от перегрузки по току и падения напряжения, а также защитное отключение при перегреве. Типовое время восстановления (t_{rr}), составляющее лишь 90 нс, позволяет применять устройство в самых различных системах управления перемещением с высокими требованиями к эффективности.

Проектировщики могут использовать новый высоковольтный интеллектуальный силовой модуль с микроконтроллерами или другими ИС драйверов в зависимости от требований той или иной задачи. Компания Toshiba также предлагает оценочную плату, которая позволит инженерам быстро создавать и тестировать прототипы устройств на базе этой ИС.

www.toshiba.semicon-storage.com

CAPZero-2: экономия должна быть экономной,

или Как можно эффективно снизить потери мощности там, где и снижать-то вроде бы нечего

Владимир Рентюк

Rvk.modul@gmail.com

За последние сто пятьдесят лет человечество в плане технического развития нашей цивилизации совершило такой прорыв, результаты которого превысили все, что было достигнуто с момента ее зарождения до конца XIX в. И это развитие продолжается ускоренными темами, в обиход входят все новые и новые устройства, потребляющие электроэнергию. Ученые предупреждают, что развитие цивилизации может замедлиться, остановиться или пойти вспять по причине нехватки производительных сил и ресурсов, в том числе одного из главнейших — энергии. Если не принимать в расчет форс-мажорные обстоятельства, например природные катаклизмы, то могут исчерпаться ресурсы для ее выработки, возникнуть ограничения по возможности ее выработки и даже просто по емкости каналов ее передачи потребителям. Кроме того, в последнее время человечество осознало, что чрезмерная выработка энергии несет в себе экологическую угрозу, она стала влиять на климат планеты, причем скоро это влияние может стать уже необратимым. Какой же выход? Он очевиден: экономия и разумное использование энергии и ее источников. В нашем случае это повышение энергоэффективности электронного и электрооборудования, т. е. сведение к минимуму имеющихся потерь.

Этому вопросу, например, посвящен документ Energy Efficiency Action Plan [1], принятый Большой двадцаткой G20 в 2014 г., — план, направленный на повышение эффективности использования энергии. Многие государства ввели в действие свои стандарты по повышению энергоэффективности, в их числе — США, страны ЕС, Индия, Китай, Австралия, Южная Корея, Япония [4].

В ЕС различные директивы по энергоэффективности охватывают не только привычные нам устройства, но и те, которые являются составной частью «Интернета вещей» (IoT). А это миллионы коммутаторов и серверов, которые должны эффективно обеспечивать связь между всеми узлами. Пока не существует глобального исчерпывающего законодательства, которое применяется в явном виде ко всем устройствам, потребляющим энергию (Energy-using product, EuP — специально введенная терминология для всех устройств, питаемых от сети), но уже есть ряд законов, регламентирующих то количество энергии, которое разрешено использовать при питании от сети в режиме ожидания и в выключенном режиме. Имеются в виду требования Директивы по энергоэффективности 2012/27/EU [2] и Lot 6 и Lot 26 соответственно, которая охватывает такие EuP. Это означает, что новейшие «умные устройства» теперь должны не только «умно работать», они также должны оставаться «умными» и тогда, когда находятся в режиме ожидания, и самостоятельно переходить в режим максимально пониженного энергопотребления. Таким образом, законодательно по всей Европе требуется соблюдение целевых показателей на 2020 г., которые включают в себя улучшение энергоэффективности на 20% [2]. И законодательная база для достижения этой фантастической цели постоянно пополняется большим количеством новых разрабатываемых законов и нормативных актов.

Соответственно, это оказывает давление на OEM-производителей и вынуждает последних делать все, чтобы их продукция соответствовала новым стандартам в части энергоэффективности. Что, в свою очередь, является движущей силой поиска направленных на экономию электроэнергии инновационных решений производителями комплектующих, в частности микросхем, поскольку в обозримом будущем останется огромное число устройств, питаемых или заряжаемых непосредственно от сети переменного тока.

Очевидно, что преобразование мощности от источника переменного тока высокого напряжения к низкому напряжению питания постоянного тока несет в себе потери, присущие этому процессу. Но при этом могут иметь место потери, которые не связаны напрямую с преобразованием.

Если посмотреть на обычный блок питания, то мы увидим, что по входу имеется, как минимум, конденсатор, а то и полноценный фильтр. Это связано с выполнением требований по уровню электромагнитных помех. Но наличие такого X-конденсатора автоматически требует соблюдения требований по безопасности, например стандарта ГОСТ IEC 60950-1-2014 (аналог международного стандарта IEC/UL 60950) [3], который устанавливает такое определение, как «опасный энергетический уровень» (Hazardous Energy Level). Требование п. 1.2.8.10 этого стандарта гласит, что опасный энергетический

уровень — это «Уровень располагаемой мощности не менее 240 ВА, сохраняющийся не менее чем 60 с, или уровень накопленной энергии не менее 20 Дж (например, от одного или более конденсаторов) с разностью потенциалов не менее 2 В».

Таким образом, для выполнения требований по безопасности необходимо обеспечить пути разряда конденсатора(ов) входного фильтра. Как правило, ранее для этого использовалось самое простое и дешевое решение — разрядный резистор, который оставался постоянно включенным и являлся нагрузкой по входному напряжению, которая, естественно, потребляла энергию.

В не таком далеком прошлом на это просто не обращали особого внимания, так как ситуация была обычной, решать ее схемотехнически было накладно, да особо и не за чем. Так что такие потери на фоне невысокого КПД воспринимались как неизбежные по факту. Они, как и все другие потери, ложились на плечи потребителя. Ложились до тех пор пока КПД не возрос, мощности потребления отдельными устройствами снизились, а общее энергопотребление и связанные с ним выбросы парниковых газов увеличились настолько, что это стало уже угрозой для нашей цивилизации из-за их влияния на климат планеты. Тут пришло время подсчитывать все, что оставалось еще неучтенным и что можно уменьшить для экономии энергии; этим вопросом занялись дотошные экологи, а под их давлением — законодатели, и все вернулось к разработчикам.

На первый взгляд может показаться, что это действительно не та экономия, на которую надо обращать внимание. Однако вспомним такую философскую категорию, как переход количества в качество, и применим ее к рассматриваемой проблеме.

Для расчета потерь рассмотрим 1-МОм разрядный резистор. Если устройство питается от сети переменного тока 230 В, то все это входное напряжение прикладывается к резистору, а потери на нем равны квадрату напряжения, деленному на сопротивление резистора. В данном случае это составит ни много ни мало 53 мВт. Это обычная ситуация, например, для ноутбука с потреблением 90 Вт. В блоке питания мощностью 200 Вт, где требуются большие по номиналу X-конденсаторы и, соответственно, меньшие по номиналу разрядные резисторы, потери могут доходить уже примерно до 125 мВт. Если взять время, в течение которого такие устройства остаются подключенными к сети, их общее количество у потребителей, то переход количества в качество даст годовые потери только для одного среднего потребителя более 6 кВт/ч в год. А для страны? А с учетом промышленного, телекоммуникационного оборудования, устройств «Интернета вещей», которые внедряются в геометрической прогрессии и не все питаются от батареек? Для восполнения этих, как казалось поначалу, милливаттных потерь потребуется ДнепроГЭС, а может, и не одна.

Чтобы положить конец неоправданному расточительству энергии, в ЕС на законодательном уровне для EuP-устройств документом EuP Lot 6 Tier2 [4] установлены следующие нормы экодизайна:

- потребление в выключенном состоянии не должно превышать 0,5 Вт;
- потребление в спящем (дежурном) режиме с функцией активации (пробуждения) не должно превышать 0,5 Вт;
- потребление в спящем (дежурном) режиме с функцией активации (пробуждения) и дисплеем статуса не должно превышать 1,0 Вт.

Как можно видеть, производители на текущий момент находятся под постоянным прессингом в части выполнения требований по повышению эффективности использования энергии. Да и потребитель стал более разборчив и готов выложить дополнительную трудовую копейку за «зеленое» устройство. Мало того, это стало трендом и двигателем в продвижении изделий на рынке. Так что, поскольку нормы установлены жесткие и отношение к «зеленым» технологиям со стороны потребителей в корне изменилось, то изготовители вынуждены находить способы снижения потерь в выпускаемом оборудовании даже там, где, как казалось бы, уже и снижать-то нечего.

Но такие меры не должны быть и разорительными, пусть это и каламбур, но такая «экономия должна быть экономной». То есть мы согласны, что нужно беречь каждый милливатт, и то, что это не просто дань моде на «зеленое», и все требования стандартов имеют уже жизненно важное значение. Но возникает законный вопрос: как уменьшить потери мощности и не понести при этом особых убытков? Как их уменьшить так, чтобы решение, используемое для энергосбережения, само не стало очередным звеном в цепочке потерь?

Не так давно компания Power Integrations предложила весьма эффективное решение рассматриваемой проблемы, а именно — способ избежать потерь от наличия разрядной цепи по входу, которая требуется для миллионов, если не миллиардов, устройств. Для этой цели компания предлагает новейшую инновационную двухвыводную микросхему CAPZero второго поколения, предназначенную для разряда X-конденсаторов (рис. 1). Новая, запатентованная компанией Power Integrations микросхема CapZero-2 — CAP200DG [5] — рассчитана на разряд конденсаторов емкостью от 0,1 и до 6 мкФ и напряжение до 1 кВ. При этом она может выдерживать броски напряжения до 6 кВ, то есть микросхемы CAPZero-2 способны надежно работать в условиях переходных процессов и бросков сетевого напряжения.

Один из стандартных методов устранения потерь во входной цепи — это разрыв цепи разрядного резистора и включение его только для целей разряда X-конденсатора. С этой целью используется интеллектуальный электронно-управляемый переключатель, который может распознать момент выключения. Одним из таких решений как раз и является микросхема CapZero-2, представляющая собой двухполюсник, не требующий обвески в виде дополнительных элементов. Поэтому применение CapZero-2 не вызывает излишней сложности в использовании. Она может быть легко использована не только во вновь проектируемых изделиях, но и для модернизации старых конструкций, например для доводки до требований LoT 6 серийно выпускаемых блоков питания мощностью до 200 Вт. Для этого достаточно заменить имевшийся в них разрядный резистор на два (R1 и R2), сумма номиналов которых равна сопротивлению заменяемого резистора, и потери устройства

Рис. 1. Новая микросхема CAPZero-2 — CAP200DG для разряда X-конденсаторов

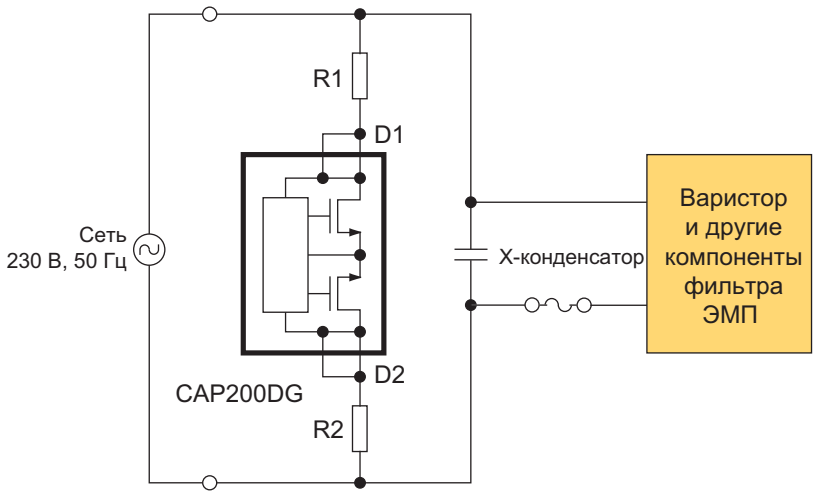


Рис. 2. Типовое включение микросхемы CapZero-2 для замены разрядного резистора

в ждущем режиме будут снижены (рис. 2) [5] до новых норм. Учитывая то, что микросхемы CapZero-2 уже сертифицированы по безопасности в соответствии с требованиями CB и NEMKO, нет необходимости повторять сертификационные испытания, потребуется лишь внести обновление файла по безопасности. При этом одна микросхема, как уже говорилось выше, охватывает широкий диапазон значений емкости Х-конденсатора.

Когда на устройство подается переменное напряжение, микросхема CapZero-2 прерывает ток в разрядной цепи Х-конденсатора, и при питании от 230 В переменного тока потери мощности во входной цепи уменьшаются до 5 мВт. Именно этот факт, в соответствии с нормативами новой редакции стандарта IEC 62301 (clause 4.5), позволяет говорить о нулевых потерях этой схемы. К сожалению, стандарт ГОСТ IEC 62301-2016 [8], который отстает от жизни, так как идентичен IEC 62301 в редакции 2010 г., этой нормы еще не содержит. Когда же напряжение переменного тока отключается, то после анализа, который требует не более 31,4 мс (типовое значение 22 мс), микросхема автоматически разряжает конденсатор путем подключения последовательных разрядных резисторов. Это очень удобно для оптимизации дифференциального режима фильтрации электромагнитных помех и снижения затрат на дроссель; без изменения потребления энергии обеспечивается высокая гибкость в выборе номинала Х-конденсатора.

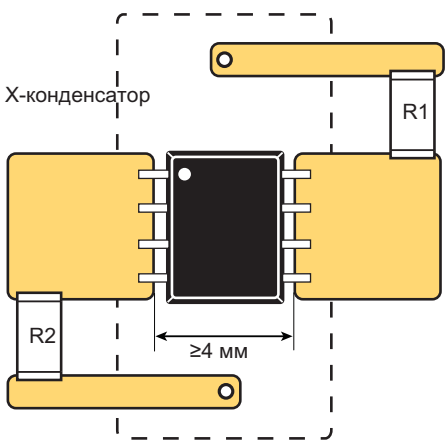


Рис. 3. Типовое размещение микросхемы CapZero-2 на печатной плате с соблюдением требований по электробезопасности

Весь процесс проектирования с использованием рассматриваемого устройства заключается в выборе соответствующих номиналов внешних резисторов для выбранного Х-конденсатора, то есть для достижения необходимой постоянной времени его разряда. Согласно спецификации [5], суммарное значение резисторов R1 и R2 может быть в диапазоне от 7,5 МОм до 142 кОм. Дополнительно, если измеренный уровень пикового напряжение превышает 950 В, рекомендуется использовать внешний керамический конденсатор номиналом до 47 пФ и рабочим напряжением 1 кВ, который должен быть установлен между выводами D1 и D2. Это позволяет уменьшить приложенное напряжение во время всплеска. Однако следует отметить, что использование внешнего конденсатора будет увеличивать потребление энергии за счет токов, протекающих через R1 и R2. Так, при питании от сети 230 В переменного тока частотой 50 Гц конденсатор емкостью 33 пФ добавит нам приблизительно 0,5 мВт потерь мощности.

Тем не менее мы должны быть уверены, что микросхема не подведет нас даже в экстремальных условиях. Именно поэтому комитет МЭК, чтобы иметь определенные гарантии, в стандарт по безопасности IEC 62368-1 (ГОСТ IEC 62368-1-2014 [7]) включил соответствующие положения по тестированию в части устойчивости входных цепей, содержащих Х-конденсаторы.

Однако, несмотря на то, что данное требование является жизненно важным и обязательным, выполнение его для некоторых топологий может вызвать определенные затруднения. Например, это касается использования обратноходовых AC/DC-преобразователей с интегрированным Х-конденсатором, в которых путь для тока разряда этого конденсатора на нагрузку является весьма сложным. Тем не менее испытания, проводимые в рамках указанного стандарта, требуют, чтобы разряд конденсатора происходил даже в случае одиночного отказа. Таким образом, в данном случае с разрядным током, путь которого лежит через множество различных компонентов, соответствие системы требованиям безопасности может оказаться под вопросом, так как в случае отказа одного из этих компонентов разрядная цепь не сработает и, таким образом, мы не сможем выполнить требования по безопасности при выключении. И какой выход?

Эту проблему как раз и может решить использование микросхемы CapZero-2, так как она обеспечит разряд Х-конденсатора, даже если имеется неисправность в блоке питания и другие пути для его разряда недоступны. Кроме того, расположение контактов D1 и D2 гарантирует, что ширина корпуса SO-8 обеспечивает пути для тока утечки не менее 4 мм [5] (рис. 3), что отвечает требованиям по безопасности. Помимо этого, микросхемы прошли испытания на воздействие скачков напряжения до 8 кВ и разработаны с избыточностью по выводам — по два вывода D1 и D2. Так что даже при обрыве одного вывода или непропае (в жизни всякое бывает, и часто) безопасный разряд для энергии Х-конденсатора будет по-прежнему обеспечен. Это позволяет блокам питания соответствовать требованиям новой редакции стандарта по безопасности IEC 62368-1, который охватывает широкий сегмент оборудования с питанием от сети и заменяет собой стандарты IEC 60950 для ИТ-оборудования и IEC 60065 для теле-, видео- и аудиооборудования, что мы видим на примере ГОСТ IEC 62368-1-2014. Эта новая редакция стандарта безопасности IEC 62368-1 была утверждена в прошлом году, а уже в 2019 г. станет обязательной, и разработчикам радиоэлектронной аппаратуры надо быть к этому готовыми.

Для иллюстрации проблемы отметим, что испытания на безопасность достаточно жесткие, они проводятся с выдержкой в течение 120 ч при температуре +40 °С и относительной влажности 93%. Кроме того, они включают в себя по 100 положительных и отрицательных импульсов высокого напряжения, которые подаются между фазой и нулевым проводом (нейтралью) с использованием конденсатора с наибольшей емкостью и резистора с наименьшим сопротивлением, а затем повторяются с конденсатором наименьшей емкости и резистором с наибольшим сопротивлением, как рекомендовано изготовителем. Время между любыми двумя импульсами должно быть не менее 1 с. Далее проводят испытания при 110% номинального напряжения переменного тока, которое подается в течение 2,5 мин, а затем цепь подвергают 10 тыс. циклов включения и выключения. Опять же, это осуществляется с помощью конденсатора с наименьшей емкостью и резистора с наибольшим сопротивлением, а затем повторяется с конденсатором наименьшей емкости

и резистором с наибольшим сопротивлением, как указано производителем. Включения и выключения времени цикла составляют не менее 1 с.

Но, как уже было сказано, для достаточно широкого спектра номиналов X-конденсаторов используется только одна микросхема CapZero-2 — CAP200DG. Это упрощает проектирование, повышает гибкость и ускоряет выход на рынок конечного продукта при одновременном сокращении затрат и ресурсов, необходимых для сертификации устройств. Поскольку устройства CapZero-2 соответствуют требованиям CB и NEMKO и сертифицированы по безопасности, разработчикам не нужно выполнять отдельную сертификацию цепи разряда X-конденсатора источника питания. Предлагаемая микросхема является отличным выбором для устройств, к которым предъявляются требования соответствия жестким нормам по потреблению в выключенном и ждущем режимах, установленным в EuP Lot 6 [4].

Новые устройства CapZero-2 найдут применение в оборудовании для кондиционирования воздуха, бытовой технике, электроплитах, пылесосах, телевизорах, настольных и портативных компьютерах, проекторах, рабочих станциях, компьютерных мониторах и принтерах. Микросхемы выпускаются в корпусах SO-8 (цена $0,19 за шт. в партиях по 10 тыс. шт.). Полная информация по микросхеме CapZero-2 приведена в [5].

Литература

1. www.g20.utoronto.ca/2014/g20_energy_efficiency_action_plan.pdf
2. www.seai.ie/EEOS/Energy-Efficiency-Directive-2012-27-EU.pdf
3. ГОСТ IEC 60950-1-2014 «Оборудование информационных технологий. Требования безопасности. Часть 1. Общие требования».
4. EuP Lot 6 Tier2 Ecodesign requirements for Standby: ST's Readiness.
5. CAP200DG CAPZero-2 Zero Loss Automatic X Capacitor Discharge IC // Power Integrations. May, 2015.
6. Edward Ong. Reducing idle losses while meeting IEC 62368-1. http://electronicscomponentsworld.com/reducing-idle-losses-while-meeting-iec-62368-1/
7. ГОСТ IEC 62368-1-2014 «Аудио-, видеоаппаратура, оборудование информационных технологий и техники связи. Часть 1. Требования безопасности».
8. ГОСТ IEC 62301-2016 «Электроприборы бытовые. Измерение потребляемой мощности в режиме ожидания».

Надежные DC/DC-конвертеры мощностью 3–6 Вт с интегрированным ЭМС-фильтром от RECOM

Компания RECOM представляет новые DC/DC-конвертеры серий REC3A, REC5A и REC6A, которые содержат встроенный ЭМС-фильтр для удовлетворения требованиям EN55022, класс A. Класс B достигается с использованием миниатюрного внешнего конденсатора.

Компактные модули в корпусе DIP24 (31,8×20,3×10,2 мм) с входным диапазоном 2:1 (4,5–9 В DC; 18–36 В DC) обеспечивают стабилизированный выход 5 В DC и могут работать без нагрузки. Модули защищены от короткого замыкания и перегрузки. Также опционально доступна защита от пониженного напряжения.

Конвертеры работают в широком диапазоне температур –40...+100 °C (со снижением мощности). КПД достигает 81%. Модули разработаны для промышленных систем и могут действовать на высокоемкостную нагрузку.

Данные серии сертифицированы по стандартам IEC/EN/UL60950-1 и IEC/UL/EN62368-1. Гарантия составляет 3 года.

www.recom-power.com

power integrations

Микросхемы со встроенной обратной связью для AC-DC до 30 Вт

Семейство InnoSwitch™-EP

- встроенная обратная связь
- встроенный MOSFET до 900 В
- вход: 85-465 В AC

Параметры:

- энергопотребление в режиме ожидание: менее 10 мВт
- точная перекрестная стабилизация напряжения в источниках с несколькими выходами
- защита от низких и высоких уровней напряжения

Получите бесплатные образцы Innoswitch™-EP, отправив запрос на power@macrogroup.ru с темой письма INN-EP

МАКРО ГРУПП
www.macrogroup.ru

«Макро Групп» - официальный дистрибьютор Power Integrations

Санкт-Петербург	(812) 370 60 70	Ростов-на-Дону	(863) 227 03 93
Москва	(495) 988 02 72	Чебоксары	(8352) 23 79 55
Екатеринбург	(343) 380 35 10	Новосибирск	(383) 233 34 87

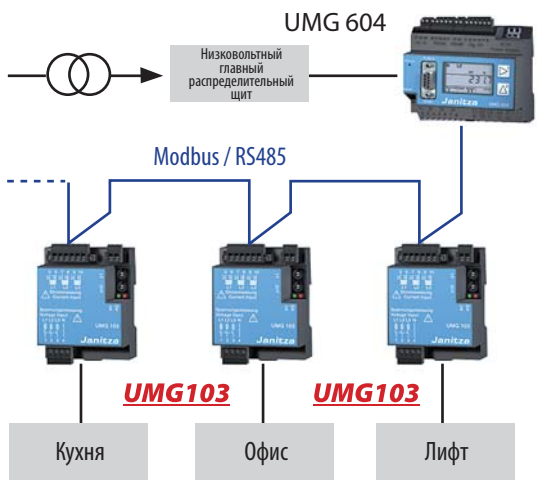
реклама

У МЕНЯ «РАЗДЕЛЬНОЕ» ПИТАНИЕ

Контроль параметров энергии в распределительных установках с UMG103

Непрерывное сканирование 3-фазной сети с регистрацией более 200 электрических параметров с точностью 0.5 позволяет быстро определять места возникновения затрат.

Janitza electronics



www.platan.ru ПЛАТАН

Офисы в Москве: м. Молодежная, ул. Ивана Франко, 40, стр. 2, (495) 97 000 99, info@platan.ru;
м. Электрозаводская, 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

реклама

ОТКРЫТОЕ АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО
ЭЛЕКОНД

КОНДЕНСАТОРЫ
разработка и производство

оксидно-электролитические алюминиевые
К50-15, К50-17, К50-27, К50-37, К50-68, К50-74, К50-76, К50-77, К50-80, К50-81, К50-83, К50-84, К50-85, К50-86, К50-87, К50-88, К50-89, К50-90, К50-91, К50-92, К50-93, К50-94, К50-95

объемно-пористые танталовые
К52-1, К52-1М, К52-1БМ, К52-1Б, К52-9, К52-11, К52-17, К52-18, К52-19, К52-20, К52-21, К52-24

оксидно-полупроводниковые танталовые
К53-1А, К53-7, К53-65(чип), К53-66, К53-68(чип), К53-71(чип), К53-72(чип), К53-74(чип), К53-77(чип)

оксидно-полупроводниковые ниобиевые
К53-4, К53-52, К53-60

ионисторы (суперконденсаторы)
К58-20, К58-21

накопители электрической энергии
на основе модульной сборки суперконденсаторов

Россия, 427968, Удмуртская Республика,
г. Сарапул, ул. Калинина, 3
Тел.: (34147) 2-99-53, 2-99-89, 2-99-77
Факс: (34147) 4-32-48, 4-27-53
e-mail: elecond-market@elcudm.ru
http://www.elecond.ru

Система менеджмента качества сертифицирована на соответствие требованиям ГОСТ Р ИСО 9001-2011

реклама

Первое универсальное интегрированное решение

для различных приводов электродвигателей

Компании Infineon Technologies и TDK объединили свои усилия для разработки универсального интегрированного решения для инверторов, которые могут быть с успехом использованы в силовых агрегатах электромобилей и найти применение в широком спектре индустриальных приложений. Предложенная конструкция позволяет разработчикам быстро и легко проверять и реализовывать концепции самых различных приводов электродвигателей.

Анатолий Савельев

anatoly.saveliev@eu.tdk.com

Олег Гнеушев

oleg.gneushev@eu.tdk.com

В большинстве электрических приводов для промышленного применения обычно используются асинхронные двигатели, а в автомобильных — синхронные двигатели с постоянными магнитами. Во всех случаях производители, в соответствии с рекомендациями IEC 60034-18-41, ограничивают управление этими двигателями по максимально допустимой скорости нарастания напряжения *dv*/*dt* на клеммах инвертора значением порядка 5 кВ/мкс[1]. Это связано с ограниченной диэлектрической изоляции прочностью обмоток по пробивному напряжению. Кроме того, когда электродвигатели приводятся в действие инвертором, возникают большие токи утечки на землю, которые вызваны паразитной емкостью в обмотках в сочетании с *dv*/*dt* инвертора. Эти токи могут привести к искрению в подшипниках, вызвать их поверхностную эрозию и, следовательно, существенно ограничить их срок службы.

Для достижения высокой энергетической эффективности (КПД) силовые полупроводниковые приборы инверторов (как правило, это IGBT-модули) работают на частотах переключения в диапазоне 4–15 кГц. Из-за ограничения скорости нарастания и значения непосредственно самой рабочей частоты коммутации[2] это приводит к гармоникам с высокой амплитудой, лежащим в частотном диапазоне около 1 МГц. Таким образом, в частности в автомобильных приложениях, силовой привод вызывает значительные помехи в диапазоне вещания на средних волнах в диапазоне частот 526,5–1606,5 кГц (иногда по типу модуляции называемом АМ-диапазоном). Это делает невозможным прослушивание в автомобиле радиостанций, работающих на средних волнах.

Основные преимущества новой конструкции

Чтобы создать инвертор, который мог бы работать на двигатель с выполнением требований по электромагнитной совместимости, компании Infineon и TDK переработали основные компоненты системы, а также улучшили существующий модуль HybridPACK1, в результате чего добились их четкого согласования друг с другом.

Низкая паразитная индуктивность

Помимо использования последнего поколения чипов IGBT3 с диэлектрической прочностью изоляции в 705 В, новое решение имеет шесть терминалов для подключения шины постоянного тока

Рис. 1. IGBT-модуль HybridPACK1-DC6 рассчитан на напряжение 705 В и номинальный ток 400 А. Благодаря шести клеммам шины постоянного тока эта конструкция имеет очень низкую паразитную индуктивность

[1] В РФ действует аналогичный стандарт ГОСТ IEC/TS 60034-18-41-2014 «Машины электрические вращающиеся. Часть 18-41», определяющий время нарастания импульса на выходе инвертора в пределах 0,05–2,0 мкс. — Прим. перев.

[2] ГОСТ IEC/TS 60034-18-41-2014 «Машины электрические вращающиеся. Часть 18-41. Квалификационные и типовые испытания для систем электроизоляции типа I, используемых во вращающихся электрических машинах с питанием от преобразователей источника напряжения» регламентирует частоту коммутации пределами 0,1–20 кГц. — Прим. перев.

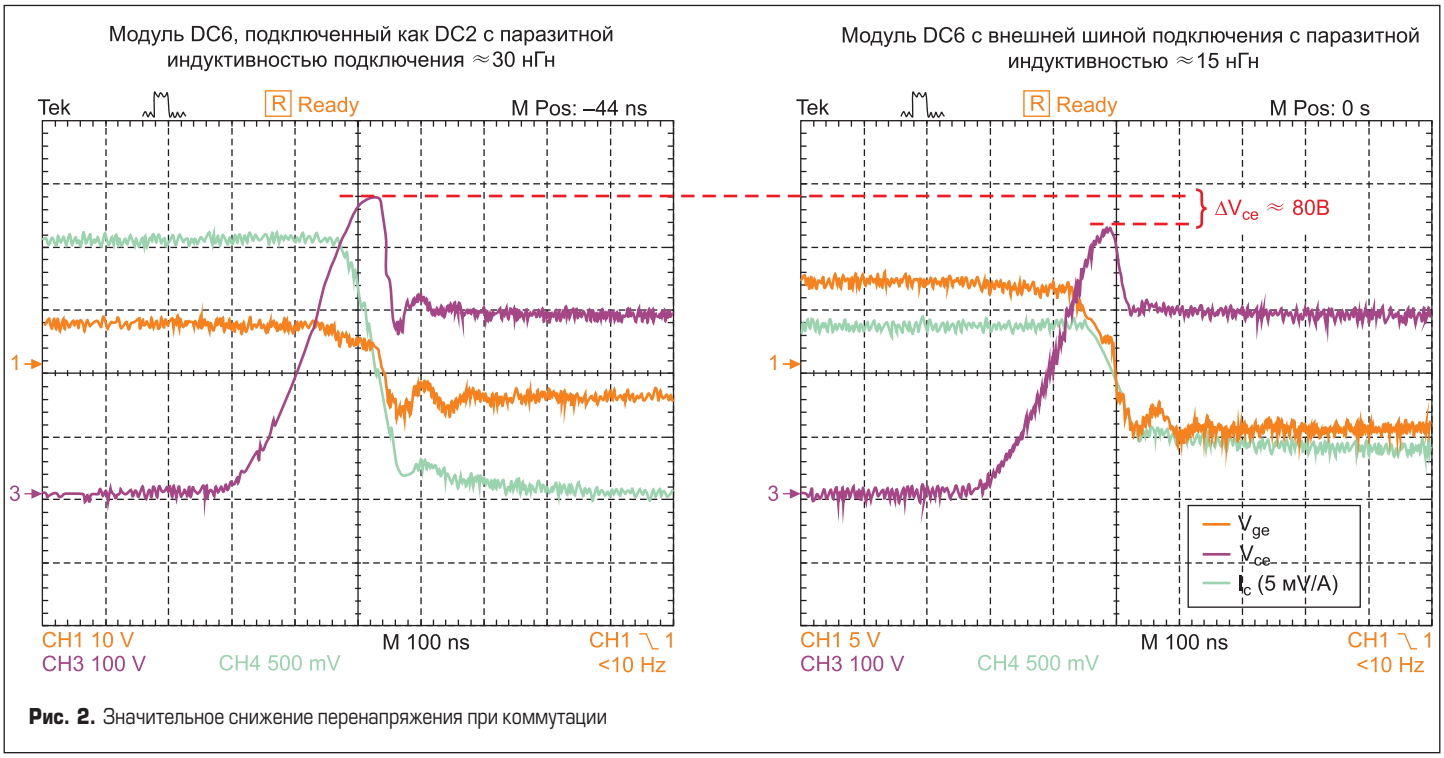


Рис. 2. Значительное снижение перенапряжения при коммутации

на модуле HybridPACK вместо двух терминалов, имевшихся в предыдущем варианте (рис. 1). В сочетании с модифицированным DC-link конденсатором EPCOS это позволило на шине постоянного тока уменьшить почти вдвое эквивалентную последовательную индуктивность ESL (Equivalent Series Inductance) — от типичной в 30 до 15 нГн. Такое уменьшение паразитной индуктивности соответственно снижает перенапряжения, возникающие при выключении силовых ключей, выполненных на IGBT, рассчитанных на номинальный ток 400 А, в диапазоне рабочих напряжений 500–420 В (рис. 2).

Вместе с терминалами для подключения на DC-link конденсатора оставшиеся для подключения четыре дополнительных клеммы шины постоянного тока увеличивают возможности модуля HybridPACK в части рабочих токов. Таким образом, новое конструктивное решение модуля HybridPACK1-DC6 может использоваться для более эффективных перспективных IGBT-технологий с более высокими возможностями в части рабочей нагрузки. Силовые возможности существующих приложений, основанных на текущей версии модуля HybridPACK1 с двумя терминалами для шины постоянного тока, могут быть легко увеличены с помощью нового модуля HybridPACK1-DC6. Это связано с тем, что новый модуль имеет почти те же размеры, что и предшественник, и, тем самым, обеспечивает хорошую масштабируемость для различных xEV-приложений (электромобили и гибриды).

Модуль HybridPACK1 с двумя терминалами постоянного тока имеет очень компактную конструкцию благодаря встроенной шине. По соображениям совместимости эта функция была сохранена и в новом конструктивном решении модуля HybridPACK1-DC6. Внешняя шина к DC-link конденсатору EPCOS шины постоянного тока позволяет лучше распределять ток питания, обеспечивая тем самым и более эффективное использование непосредственно самого модуля. На рис. 2 (справа) показана форма тока через внутреннюю сборную шину при номинальном токе 400 А. Он представляет собой симметричное распределение тока между шиной DC-link конденсатора EPCOS и током модуля.

Предотвращение генерации помех на шине постоянного тока

Еще одной новой разработкой в этом направлении является DC-link конденсатор EPCOS B25655P4607J. Его клеммы спроектированы так, чтобы точно соответствовать клеммам шины звена постоянного тока IGBT-модуля. Это дальнейший шаг в развитии существующих DC-link конденсаторов EPCOS, которые были разработаны для серии модулей Infineon HybridPACK. Новый конденсатор имеет емкость 600 мкФ и доступен с номинальным напряжением 450 В постоянного тока. Его габариты всего 140×72×50 мм. В основе этой компактной конструкции лежит технология PCC (Power Capacitor Chip), в которой для достижения коэффициента заполнения объема, равного единице относительно корпуса конденсатора, используется специальная стэковая намотка. Существует также вариант с плоской конструкцией, имеющий емкость 470 мкФ (B25655P4477J), который является наиболее экономичным типом DC-link конденсатора (рис. 3). Оба типа конденсаторов доступны с прямым подключением к фильтру подавления электромагнитных помех или для использования без оного.

Рис. 3. Компактный экономичный DC-link конденсатор B25655P4477J

Рис. 4. Высоковольтные фильтры EPCOS (EPCOS DC HV EMC filter) для шин постоянного тока автомобильных инверторов

Высокие характеристики по ЭМС без использования экранированного кабеля

С учетом требований к электроприводам для транспортных средств, компания TDK также разработала серию специальных, адаптированных для данной области применения двухпроводных высоковольтных фильтров шины постоянного тока — EPCOS DC HV EMC filter. Их использование обеспечивает выполнение всех требований в части электромагнитной совместимости (ЭМС) в соответствии с требованиями UN ECE[3] (Regulation No. 10, Rev. 55).

Серия высоковольтных DC-фильтров EPCOS P100316* (рис. 4) рассчитана на мак-

[3] В РФ следует использовать ГОСТ Р 51524-2012 «Совместимость технических средств электромагнитная. Системы электрического привода с регулируемой скоростью. Часть 3. Требования ЭМС и специальные методы испытаний». — Прим. перев.

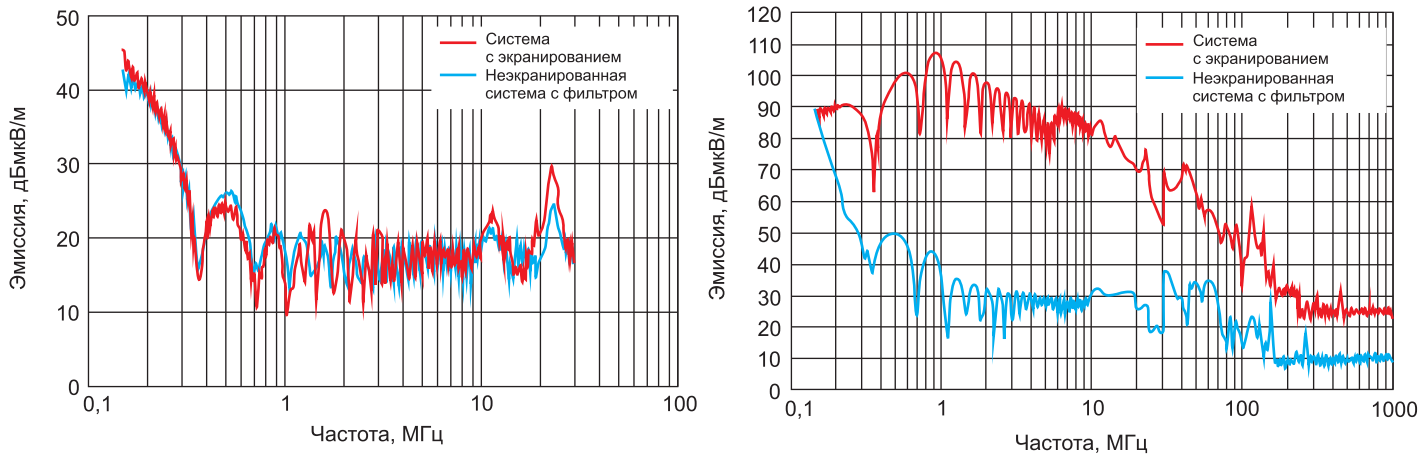


Рис. 5. Эмиссия электромагнитных помех при использовании в шинах напряжения постоянного тока помехоподавляющего фильтра EPCOS для высокого напряжения

симальное рабочее напряжение 600 В постоянного тока и, таким образом, соответствует типовым напряжениям, которые обеспечиваются от высоковольтных батарей транспортных средств. Фильтры рассчитаны на рабочие токи 150 или 350 А. Это означает, что они могут использоваться даже в системах привода с мощностью до 100 кВт. Сопротивление по постоянному току для всех типов фильтров составляет всего 0,05 мОм, что означает, что оно не вносит значительные потери даже в случае прохождения через такой фильтр предельных рабочих токов. Терминалы для подключения версии P001 сформированы таким образом, что они могут быть подключены непосредственно к DC-link конденсатору EPCOS. Помимо компактной конструкции, они также обладают такими электрическими преимуществами, как низкая паразитная индуктивность и малое контактное сопротивление.

Эффективность данных фильтров настолько велика, что при их использовании более не возникает необходимости в применении для организации связи между батареей и инвертором экранированных кабелей (рис. 5). Это не только дает неоспоримые преимущества с точки зрения стоимости и веса, но также обеспечивает большую долговременную стабильность подключения, поскольку здесь можно обойтись без дорогого и уязвимого экранированного соединения.

Несмотря на использование неэкранированного кабеля в цепях постоянного тока, применение фильтра EPCOS для высокого напряжения снижает уровень кондуктивных (т. е. наводимых по цепям питания) помех до 70 дБ, что эквивалентно коэффициенту их ослабления в 3000 раз. И это не единственное преимущество: новые фильтры также снижают количество мер, которые ранее необходимо было предпринимать в отношении отдельных компонентов системы для решения вопросов электромагнитной совместимости.

Помимо превосходных электрических характеристик, рассматриваемые фильтры также впечатляют своим малым весом и компактными размерами, то есть именно теми техническими параметрами, которые необходимы для их использования в транспортных средствах. В зависимости от конкретного типа фильтра, размеры, как правило, находятся в диапазоне между 186×65×65 и 121×52×52 мм. Помимо версий с обычным решением в части подавления синфазных помех, имеются также типы фильтров с особенно высоким подавлением в длинноволновом спектре радиоволн, а именно — в диапазоне частот 150 и 300 кГц.

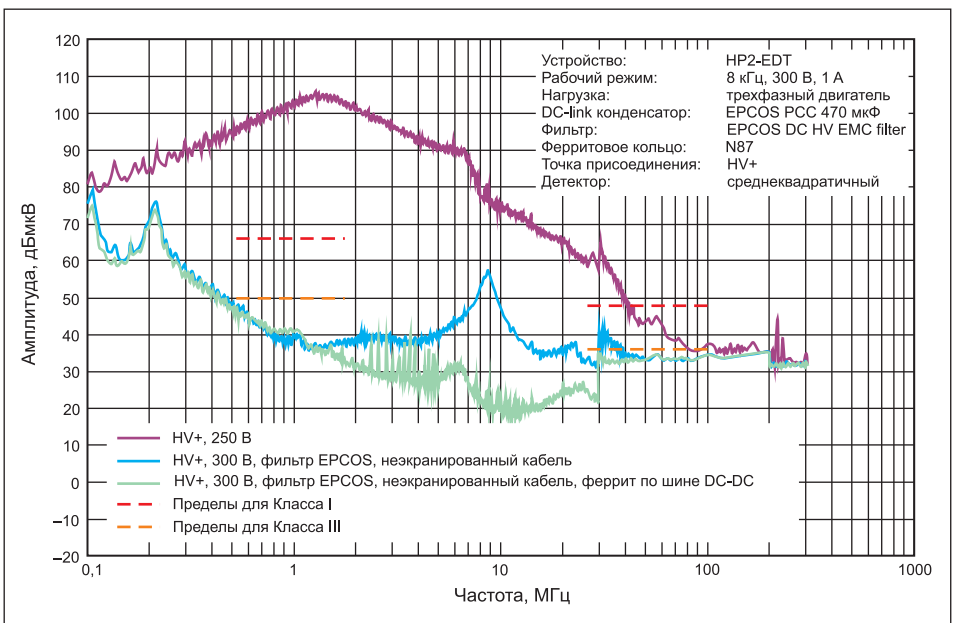


Рис. 6. Ослабление синфазных помех

Ферритовые сердечники EPCOS

Если на выходе инвертора имеются импульсы с высокой крутизной фронтов, они, как известно, вызывают всплески напряжения, которые могут быть дополнительно усилены паразитными индуктивностями кабелей подключения двигателя и резонансными явлениями. При неблагоприятном раскладе такие выбросы напряжения могут привести к образованию электрической дуги, способной разрушить изоляцию обмоток двигателя. В то же время высокая частота переключения инвертора при наличии паразитной емкостной связи между обмотками двигателя и его корпуса (потенциала земли) вызывает рост токов утечки, которые могут протекать через подшипник двигателя и, следовательно, вызывать искрообразование. Это приводит не только к ускоренному изнашиванию самого подшипника, но и к генерации и излучению радиопомех.

Одним из средств устранения описанных выше негативных явлений является применение ферритовых колец, которые надеваются непосредственно на кабели двигателя в точке их подключения непосредственно на выходе инвертора. Благодаря более интенсивному снижению скорости нарастания импульса напряжения dv/dt, это решение также может значительно уменьшить помехи синфазного режима и снизить ток утечки до некритического уровня, что гарантирует соблюдение существующих ограничений по уровню электромагнитных помех до уровня Классов I–III

(рис. 6). Для этой цели компания TDK предлагает широкий спектр кольцевых сердечников серии B64290L*. Они доступны с различными типоразмерами и изготовлены из ферритовых материалов, оптимизированных для определенных частотных диапазонов и рабочих температур, и могут быть использованы в любой системе привода. Здесь следует обратить внимание на такие ферритовые материалы, как T65, N30, N87, которые также используются и для помехоподавляющих дросселей EPCOS и прошли проверку временем.

Таблица. Перечень элементов для инвертора

Наименование	Тип/характеристика	Код для заказа	Изготовитель
IGBT-модуль HybridPACK1-DC6	705 В/400 А	FS400R07A3E3	Infineon
Драйвер затвора		1ED020I12FA2	Infineon
DC-link конденсатор	470 мкФ/450 В или 380 мкФ/450 В	B25655P4477J B25655P4387J	EPCOS
ЭМП-фильтр	600 В/150 А	P100316-P001	EPCOS
Ферритовые сердечники	Кольцевые	Серия B64290*	EPCOS
Индуктивности	Синфазный дроссель 0,7 мГн/4 А	B82721A2402N020	EPCOS
Трансформатор драйвера затвора		B78307A2276A003	EPCOS
Конденсаторы	Несколько керамических многослойных конденсаторов (MLCC)		TDK

Новая плата драйвера от Infineon

Кроме того, компания Infineon разработала еще и новую плату драйвера для модуля HybridPACK1 DC6, которая основана на проверенной и хорошо себя зарекомендовавшей серии драйверов Infineon 1ED020I12FA2. Плата обеспечивает эффективную работу, полное выполнение требований по ЭМС и позволяет легко реализовать преимущества рассмотренной в настоящей статье улучшенной конфигурации модуля. Результатом является первый комплексный выходной силовой каскад, состоящий из IGBT-модуля, DC-link конденсатора шины постоянного тока, фильтра подавления ЭМП и драйвера затвора IGBT, плюс все рассмотренные ранее дополнительные элементы, необходимые для выполнения жестких требований по обеспечению электромагнитной совместимости. Перечень элементов такого инвертора приведен в таблице.

«ЭЛТЕХ» — дистрибьютор компании ITECH Electronic

ITECH
YOUR POWER TESTING SOLUTION
Authorized Distributor

Компания «ЭЛТЕХ» заключила дистрибьюторское соглашение с тайваньской компанией ITECH Electronic Co Ltd.
ITECH является инновационным и быстро развивающимся производителем приборов для разработки, изготовления и обслуживания силовой электроники. Основное направление продукции включает блоки питания постоянного и переменного тока и электронные нагрузки.
Области, в которых применяется данное оборудование, — это автоматизация рабочих процессов, испытания оборудования на отказ, электроэнергетика, тестирование автомобильной электроники/автомобилей с электрическими двигателями, вторичных источников электропитания, аккумуляторных батарей, LED-драйверов, мобильных устройств и др.

Программируемые источники энергии компании ITECH — это:
- Уникальная возможность тестирования подключаемого оборудования и визуализации процесса анализа и его результатов.
- Высочайшая точность настройки выходных параметров: токов, напряжений и частоты, формы сигнала.
- Наличие всех основных стандартных интерфейсов программирования.
- Гибкая политика в области цены и качества.

www.eltech.spb.ru

реклама

Надёжные поставки исключительно надёжных компонентов

Силовые DC-LINK керамические конденсаторы CeraLink,
силовые плёночные конденсаторы MPK-DC, силовые плёночные конденсаторы PCC-HP, PCC-LP,
силовые электролитические конденсаторы, силовые блочные варисторы,
газонаполненные контакторы HVC.

Весь ассортимент компонентов для силовой электроники TDK (EPCOS)

TDK EPCOS

Symmetron

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

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

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

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

www.symmetron.ru

реклама

Нормирование теплового сопротивления IGBT:

базовые принципы и некоторые особенности

Выбор модуля IGBT для конкретных условий применения требует анализа его тепловых характеристик с учетом системы охлаждения и оценки их соответствия техническим требованиям, предъявляемым к системе (мощность, температура окружающей среды, профиль нагрузки, срок службы).

Для сопоставления тепловых свойств различных силовых ключей необходимо учесть следующие факторы:

- **особенности конструкции модуля (наличие или отсутствие базовой платы, наличие интегрированного теплостока);**
- **особенности нормирования тепловых характеристик конкретного производителя (варианты опорных точек измерения температуры [11]);**
- **различия в методиках определения тепловых сопротивлений (условия измерений, привязка параметра Rth к модулю или входящим в него ключам, учет тепловой связи между ключами, тепловое моделирование);**
- **теплопроводность и толщина слоя теплопроводящего материала (TIM) между модулем и радиатором.**

В данной статье описаны типовые методы определения характеристик IGBT и их влияние на параметры, приводимые в технических спецификациях. Изложены существующие и перспективные способы нормирования теплового сопротивления Rth для модулей SEMIKRON. Физические принципы передачи тепла и методы совершенствования систем охлаждения силовых электронных преобразователей подробно рассмотрены в [2].

Арендт Винтрих (Arendt Wintrich)

П. Бекедаль (P. Beckedahl)

Перевод и комментарии: Андрей Колпаков

Andrey.Kolpakov@semikron.com

Методы определения теплового сопротивления

Измерение температуры кристалла T_j, корпуса T_c и радиатора T_s

Известны различные способы измерения температуры чипов IGBT и диодов, например с помощью инфракрасных камер или термопар, установленных на поверхности чипа. Однако чаще всего используется косвенный метод, основанный на физическом свойстве полупроводниковых кристаллов: при пропускании малого фиксированного тока биполярные полупроводники демонстрируют линейную зависимость между прямым падением напряжения и температурой чипа. Данная методика описана в стандарте IEC 60747 [3], важно, что для ее применения не требуется специальная подготовка модуля.

Калибровочная кривая $V_{CEon} = f(T_j)$ или $V_f = f(T_j)$ строится путем измерения падения напряжения при различных температурах чипа. Ключ X (IGBT или диод) работает при постоянном токе нагрузки, нагревающем его до наступления теплового равновесия,

Основные определения:

Модуль IGBT (IGBT module): содержит один или более электронных ключей, изолированных от охлаждающей поверхности, называемой «корпусом», при допущении, что все тепло рассеивается через эту поверхность.

Ключ (Switch): элемент электрической схемы, в нашем случае — IGBT с антипараллельным диодом (FWD).

IGBT-ключ (IGBT-switch): транзистор IGBT как часть схемного «ключа», состоящий из одного или нескольких параллельных чипов и работающий как один функциональный элемент схемы.

Диод-ключ (diode-switch): антипараллельный диод IGBT как часть схемного «ключа», состоящий из одного или нескольких параллельных чипов и работающий как один функциональный элемент схемы.

Модуль с корпусом в качестве базового элемента (Case rated module): модуль, номинальный ток которого указан для определенной температуры корпуса, что требует определения теплового сопротивления IGBT-ключа и диода-ключа относительно корпуса. Понятие, как правило, относится к модулям с толстой базовой платой.

Модуль с радиатором в качестве базового элемента (heatsink rated module): модуль, номинальный ток которого указан для определенной температуры радиатора, что требует определения теплового сопротивления IGBT-ключа и диода-ключа относительно радиатора, а также условий монтажа, для которых эта величина R_{th} справедлива. Данное понятие, как правило, относится к модулям без базовой платы.

мощность рассеяния рассчитывается по формуле $P_x = V_x \times I_{DC}$. После отключения нагрузки через открытый IGBT пропускается стабильный тестовый ток от специального источника. Величина T_j определяется по калибровочной кривой путем измерения падения напряжения на транзисторе спустя несколько сотен микросекунд после выключения. Данная пауза необходима для того, чтобы закончился процесс переноса носителей заряда в полупроводнике. Описанная методика позволяет достаточно точно определить среднюю температуру кристалла IGBT.

Измерение температуры корпуса T_c стандартных модулей производится с помощью термопары, размещаемой под базовой платой по центру чипа. Температура радиатора определяется в соответствии со стандартом IEC 60747-15 [4], предусматривающим два варианта размещения термодатчика: рядом с модулем T_{s1} или в отверстии в радиаторе, просверленном по центру кристалла T_{s2} (рис. 1 и табл. 1).

Рассмотрим три метода измерения температуры корпуса T_{cn} и радиатора T_{s2n} в вертикальной области, находящейся под кристаллами. Недостаток первых двух состоит в необходимости демонтажа и снятия модуля, что может привести к ошибочным результатам, третий дает небольшую погрешность за счет отклонения от центральной оси чипа:

- Используются два радиатора с отверстиями в одних и тех же зонах: в одном они просверлены под чипами для измерения T_{cn}, во втором — это глухие отверстия для измерения T_{s2n}.
- При симметричном положении кристаллов в ключе половина отверстий в радиаторе служит для измерения $T_{c1\ldots n/2}$, другая половина — для измерения $T_{s2n/2\ldots n}$. После первого измерения модуль разворачивают на 180° и повторяют замеры температуры.
- Отверстия для измерения T_s и T_c немного сдвигают относительно друг друга.

В модулях, не имеющих базовой платы, невозможно измерить температуру корпуса без искажения нормального теплового потока от чипов к радиатору. Поэтому для таких компонентов определяется только температура радиатора (снизу T_{s2n} или рядом с модулем T_{s1}).

Определение теплового сопротивления

Формулы для расчета тепловых сопротивлений $R_{th(j-s)}$, $R_{th(j-c)}$ и $R_{th(c-s)}$ на отдельный ключ или на модуль M, использующие измеренные значения градиента температуры и рассеиваемой мощности, приведены в таблице 2. Переменная X в отношении IGBT или диода применима к любому другому силовому полупроводнику внутри модуля. Выражения, помеченные SK, применяются SEMIKRON до сих пор.

Стандарт оставляет производителю модуля возможность выбора положения опорной точки для измерения температуры радиатора T_s, однако оно должно быть указано в спецификации или в руководстве по применению (Technical Explanations, Application Notes).

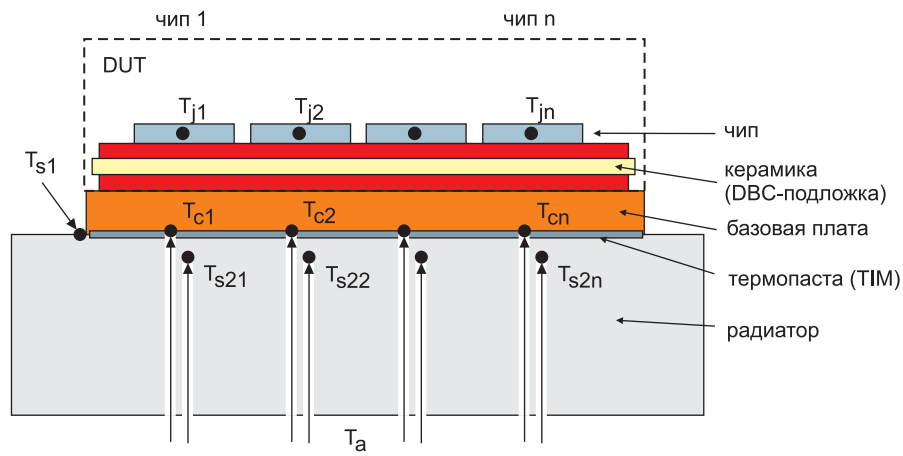


Рис. 1. Поперечное сечение силового модуля на радиаторе. Показаны опорные точки измерения температуры корпуса T_c и радиатора T_s

Таблица 1. Положение опорных точек для измерения температуры по стандарту IEC 60747-XX

Область измерения	Обозначение	Опорная точка
Температура кристалла 1...n	$T_{j1\ldots n}$	Определяется с помощью методов, описанных в отдельных документах (например, диод – [2], IGBT – [9]).
Температура корпуса под чипами 1...n	$T_{c1\ldots n}$	Определяется в области корпуса, заданной производителем, измерение производится снизу через небольшое отверстие в радиаторе (1–2,5 мм) под чипом.
Температура радиатора в заданной точке поверхности	T_{s1}	Метод 1: температура T_s измеряется на монтажной поверхности радиатора в доступной и наиболее нагретой точке, расположенной максимально близко к кристаллу.
Температура радиатора под чипом 1...n	$T_{s21\ldots 2n}$	Метод 2: температура T_s измеряется в глухом отверстии в радиаторе (∅ = 1–2,5 мм), заканчивающемся в (2±1) мм от его поверхности.

Внимательный анализ спецификаций показывает, что тепловые сопротивления одинаковых модулей, выпущенных разными производителями, могут существенно отличаться. Причиной этого является разница составляющих R_{th}, находящихся на пути распространения тепла от кристалла до окружающей среды (рис. 2).

Контрольная точка T_{s1} на поверхности радиатора оказывается намного «холоднее», чем

Таблица 2. Определение параметров $R_{th(j-s)}$, $R_{th(j-c)}$, $R_{th(c-s)}$ по стандарту IEC 60747-15*

Тепловое сопротивление R_{th}	Модули с базовой платой	Модули без базовой платы
На IGBT-ключ или FWD-ключ для модулей с одним чипом на ключ	$R_{th(j-c)} = \frac{T_j - T_c}{P}$ (SK) $R_{th(c-s)1} = \frac{T_c - T_{s1}}{P}$ или $R_{th(c-s)2} = \frac{T_c - T_{s2}}{P}$	$R_{th(j-s)1} = \frac{T_j - T_{s1}}{P}$ или $R_{th(j-s)2} = \frac{T_j - T_{s2}}{P}$ (SK)
На IGBT-ключ или FWD-ключ для модулей с n-чипами на ключ	$R_{th(j-c)} = \frac{T_j - \sum_{i=1}^{n} T_{ci}/n}{P}$ (SK) $R_{th(c-s)1} = \frac{\sum_{i=1}^{n} T_{ci}/n - T_{s1}}{P}$ или $R_{th(c-s)1} = \frac{\sum_{i=1}^{n} T_{ci}/n - \sum_{i=1}^{n} T_{s2i}/n}{P}$	$R_{th(j-s)1} = \frac{T_j - T_{s1}}{P}$ или $R_{th(j-s)2} = \frac{T_j - \sum_{i=1}^{n} T_{s2i}/n}{P}$ (SK)
На модуль M (потери $P_M = \Sigma P_m$) с n-чипами	$R_{th(j-c)} = \frac{T_j - \sum_{i=1}^{n} T_{ci}/n}{P}$ (SK) $R_{th(c-s)1} = \frac{\sum_{i=1}^{n} T_{ci}/n - T_{s1}}{P}$ или $R_{th(c-s)M2} = \frac{\sum_{i=1}^{n} T_{ci}/n - \sum_{i=1}^{n} T_{s2i}/n}{P_M}$	Не определяется

** **Примечание:** В стандарте IEC не делается четкого различия между одиночным чипом и мультичиповым ключом и не объясняется, что делать при отличии температур корпуса или радиатора, измеренных под чипами, входящими в один ключ. Поправка к международному стандарту, предусматривающая использование среднего значения результатов измерений, рассматривается в данной статье (см. раздел «Мультичиповые приборы»).*

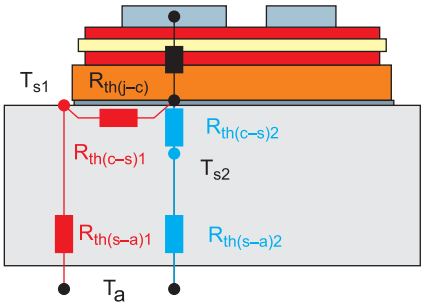


Рис. 2. Составляющие расчетных значений тепловых сопротивлений модуля с базовой платой

Таблица 3. Влияние положения контрольной точки T_s на величину $R_{th(c–s)}$ и $R_{th(s–a)}$

Метод измерения T_s	Контрольная точка	Соотношение $\Delta T_{(c–s)}/R_{th(c–s)}$	Соотношение $\Delta T_{(s–a)}/R_{th(s–a)}$	Преимущества	Недостатки	SEMIKRON
Метод 1	T_{s1}	Выше	Ниже	Доступная контрольная точка, одно измерение	Сильная зависимость от радиатора	Для модулей с базовой платой, выпущенных до 2014 г.
Метод 2	T_{s2n}	Ниже	Выше	Слабая зависимость от свойств радиатора	Специальная подготовка радиатора, два измерения	Для модулей без базовой платы; для модулей с базовой платой, выпускаемых с 2015 г.

расположенная под модулем зона T_{s2}, последствия чего показаны в таблице 3. Чем лучше радиатор рассеивает мощность, тем больше оказывается разница результатов измерений. При фиксированном значении температуры окружающей среды T_a, одинаковых тепловых характеристиках и условиях измерения величина $R_{th(s–a)}$ может меняться в зависимости от выбранной контрольной точки измерения T_s, однако суммарное тепловое сопротивление $R_{th(j–a)} = R_{th(j–c)} + R_{th(c–a)}$ должно оставаться неизменным.

Подробно о проблемах сопоставления параметров силовых ключей и распространенных ошибках рассказано в [11].

Мультичиповые приборы

Ключи в мощных силовых модулях, как правило, состоят из нескольких параллельно соединенных кристаллов IGBT/FWD. Они устанавливаются на изолирующие подложки DBC (Direct Bonded Copper) методом пайки или спекания. Из-за разброса электрических и механических свойств рассеиваемая мощность и температура чипов несколько отличается.

Стандарт IEC оставляет за производителем методику нормирования некоторых параметров модулей, в том числе положение контрольной точки для измерения температуры корпуса T_c и теплоотвода T_s, которые должны указываться в технических спецификациях. Например, T_c может определяться по температуре под самым нагретым кристаллом или по средней температуре под параллельными чипами. Причем в спецификациях и технических описаниях зачастую отсутствует информация о методе измерения этой величины.

Для определения параметра T_j необходимо измерить температуру (т. е. падение напряжения) всех параллельных чипов IGBT/FWD, входящих в ключ. Таким образом, мы получаем усредненную по площади величину, учитывающую тепловую связь между параллельными кристаллами. Поэтому результат измерений не является точным температурным эквивалентом напряжения на одном конкретном или наиболее нагретом чипе.

Температура корпуса T_c и сопротивление «кристалл–корпус» модулей с базовой платой, содержащих несколько параллельных чипов, определяется несколько иначе. Для этого нужно измерить T_{cn} под каждым чипом и использовать среднее значение T_c вместе с T_j для расчета $R_{th(j–c)}$ на ключ. В противном случае тепловое сопротивление будет «позиционно-зависимым», т. е. будет определяться положением датчика под наиболее нагретым кристаллом, дающим наименьшее значение $R_{th(j–c)}$.

Пример для модуля SEMiX 3 (рис. 3) демонстрирует, что разница температур трех чипов одного ключа составляет 10–15%. То же самое относится к температуре радиатора T_s и тепловому сопротивлению $R_{th(c–s)21...23}$, поэтому для расчетов следует использовать средние значения.

В «безбазовых» модулях перепад температуры на радиаторе оказывается даже выше из-за отсутствия эффекта распространения тепла, обеспечиваемого базовой платой. В этом случае позиция датчика под самым нагретым чипом дает минимальное значение $R_{th(j–s)}$. Поэтому величина T_s здесь также должна находиться по среднему значению температуры, измеренному под параллельными кристаллами. Для решения этой задачи SEMIKRON использует специализированный теплосток с жидкостным охлаждением, имеющий отверстия во всех возможных позициях чипов.

Тепловая связь между ключами

Уровень тепловой связи между кристаллами, входящими в ключ, зависит от дистанции

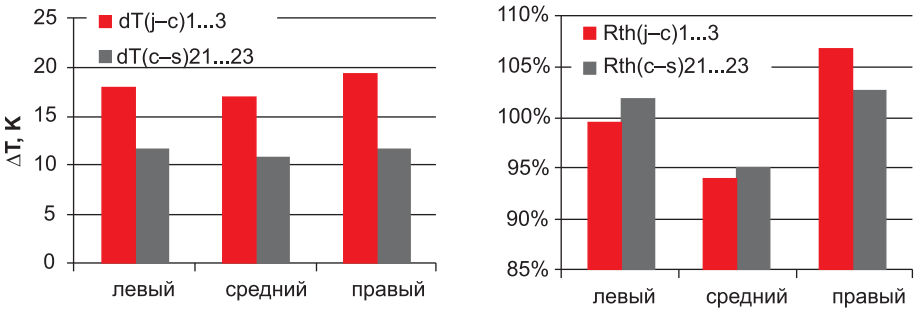
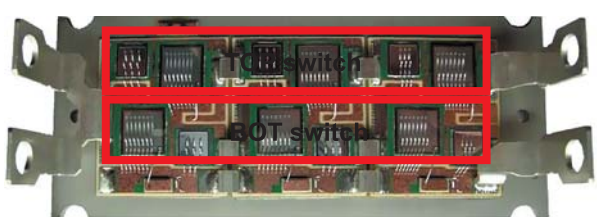


Рис. 4. Разница температур трех чипов ключа TOP и соответствующие значения $R_{th(j–c)n}$ и $R_{th(c–s)n}$ относительно среднего значения (100%)



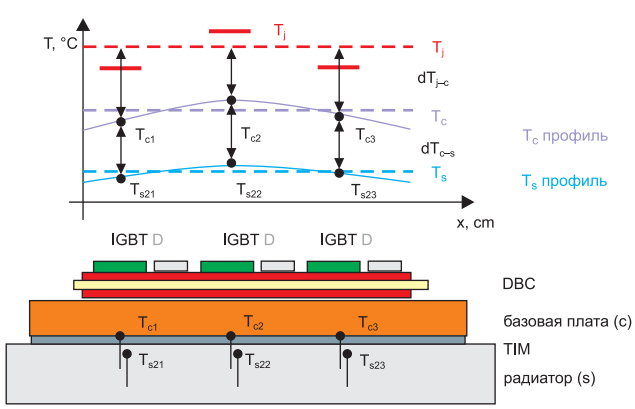


Рис. 3. Модуль SEMiX, содержащий два ключа IGBT и FWD, каждый из которых состоит из трех параллельных чипов; тепловой профиль базовой платы модуля

между ними, а также от толщины и теплопроводности расположенных ниже слоев. В модулях с расстоянием между ключами менее 3 мм взаимодействие должно происходить по DBC-подложке, однако тепло, в основном, распространяется в более теплопроводящих слоях, расположенных под ней (базовая плата, радиатор).

При использовании описанных выше методик потери рассчитываются отдельно для транзисторов и диодов. Тепловая связь между IGBT и FWD в пределах одного ключа не определяется, однако она приводит к тому, что кристаллы нагреваются до более высоких температур. Заштрихованная область (рис. 5, слева), соответствующая «индивидуальным» измерениям, не может быть использована для оценки тепловых характеристик в том случае, если оба полупроводниковых прибора рассеивают мощность и получают дополнительный нагрев (рис. 5, справа).

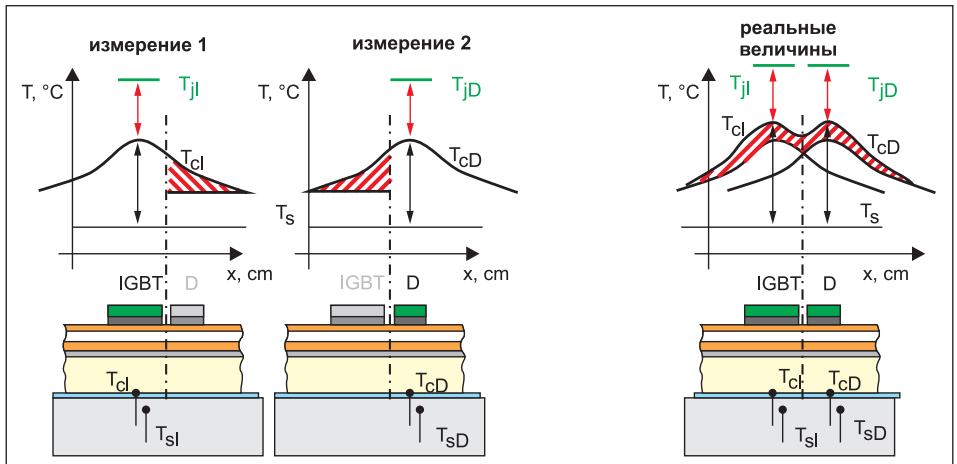


Рис. 5. Исключение эффекта распространения тепла при косвенных измерениях температуры чипа в модуле IGBT с базовой платой

Определение $R_{th(j–c)}$

Эффект теплового взаимодействия двух IGBT-ключей в стандартном полумостовом модуле SEMiX был исследован с помощью описанного выше метода, результаты представлены на рис. 6. Расстояние между TOP и BOT IGBT в этом случае составляет несколько миллиметров (рис. 3).

Измерения показывают, что значение $R_{th(j–c)}$ меняется всего на несколько процентов, что можно объяснить низкой тепловой связью по DBC-подложке. При одновременной работе двух ключей температура медной базовой платы возрастает на такую же величину, что и температура кристаллов. Градиент ΔT и тепловое сопротивление «кристалл–корпус» при этом изменяются незначительно, поэтому определение $R_{th(j–c)}$ для одного ключа (IGBT или диода) без учета эффекта теплового взаимодействия в данном случае допустимо.

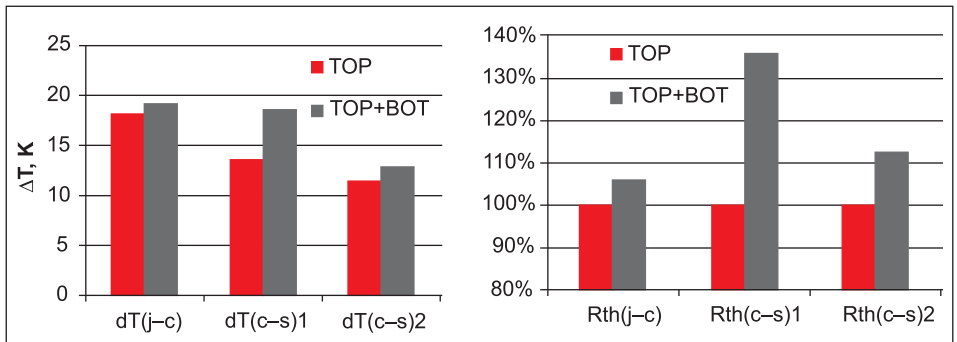


Рис. 6. Измеренные градиенты температуры между T_j, T_c и T_s при учете потерь одного (TOP) и обоих (TOP + BOT) IGBT и соответствующие относительные величины $R_{th(j–c)}$ и $R_{th(c–s)}$ (одиночный ключ = 100%) для модуля SEMiX с номинальным током 450 А

Определение $R_{th(j–s)}$

Сопротивление «кристалл–радиатор» нормируется, как правило, для модулей без базовой платы, у которых существует очень ограниченная тепловая связь между кристаллами на изолирующей DBC-подложке. Величина $R_{th(j–s)}$ находится для одиночного IGBT- или FWD-ключа по температуре, измеряемой в отверстии в радиаторе под чипом. Для данного случая нет необходимости в адаптации методики измерений или справочных значений.

Определение $R_{th(c–s)}$ с учетом тепловой связи между ключами

Из рассмотрения рис. 6 видно, что величина $R_{th(c–s)}$ изменяется от 15% (работают два IGBT-ключа, T_s измеряется по методу 2) до 35%, если T_s измеряется на поверхности радиатора по методу 1. Однако тепловое сопротивление может повыситься до 100%, если ключ FWD также рассеивает мощность. Определение теплового сопротивления $R_{th(c–s)x}$ без учета коэффициента тепловой связи приводит к слишком низкому прогнозу по перегреву в том случае, если работают все ключи. В таблице 4 приведены условия моделирования и оценка влияния эффектов тепловой связи на $R_{th(c–s)}$ для полумостовых модулей SEMiX 3 и SEMITRANS 3.

На рис. 7 представлены расчетные значения $R_{th(c–s)}$ ключа IGBT, $R_{th(c–s)D}$ ключа FWD и $R_{th(c–s)M}$ всего модуля. Для нахождения $R_{th(c–s)M}$ максимальная разница температур $dT_{(c–s)X}$, определенная для одного ключа, делится на общие потери модуля. Рабочие точки 1, 2, 3 и 4, равные по измеренным значениям, используются для верификации модели. Рабочая точка 3 соответствует состоянию, когда IGBT и диод одновременно генерируют потери. Она проверяется для модуля SEMiX с помощью AC-теста путем подачи переменного тока частотой 50 Гц на IGBT и диод от сильноточного источника.

Для разных условий эксплуатации можно сделать следующие выводы, учитывая, что величина R_{th} обратно пропорциональна площади поверхности A, через которую идет теплопередача ($R_{th} \sim 1/A$):

- Модуль имеет самое высокое значение $R_{th(c–s)M}$, если только один IGBT- или один FWD-ключ рассеивает мощность (OP1 и OP5), поскольку лишь небольшая часть монтажной поверхности модуля используется для передачи тепла. $R_{th(c–s)X} = R_{th(c–s)M}$, потому что один источник тепла находится внутри модуля. Этот наихудший случай примерно соответствует справочным данным модулей SEMIKRON, выпускавшихся до 2014 г. Использование этих параметров для вычисления T_j дает хорошее согласование между расчетными и реальными зна-

Таблица 4. Определение рабочей точки для моделирования и оценка влияния тепловой связи на $R_{th(c–s)}$; 100% соответствует примерно 1 Вт/мм² (плотность мощности по используемой поверхности чипа)

№	Практическая ценность	Потери мощности IGBT и диода, %			
		T TOP	T BOT	D BOT	D TOP
1	Полумост в режиме тормозного чоппера в приводе мотора	100	0	0	0
2	Режим инвертора при макс. напряжении AC, низкой частоте коммутации и cos(ϕ) = 1	100	100	0	0
3	Режим инвертора при низком напряжении AC, высокой частоте коммутации и cos(ϕ) = –0,8...+0,8	50	50	50	50
4	Режим инвертора при макс. напряжении AC, низкой частоте коммутации и cos(ϕ) = –1	0	0	100	100
5	Режим бустера при входном напряжении, близком к выходному	0	0	0	100

чениями в точках OP1 и OP5, но при этом градиент $dT_{(c-s)}$ в точках OP2...4 получается слишком большим.

- Сопротивление $R_{th(c-s)M}$ уменьшается, если два IGBT-ключа или два FWD-ключа (OP2 и OP4) рассеивают мощность, т. к. при этом большая площадь используется для передачи тепла. Снижение $R_{th(c-s)M}$ зависит от расстояния между ключами, например TOP и BOT IGBT в полумостовом модуле SEMITRANS находятся далеко друг от друга, и тепловой связи между ними нет. В этом случае площадь теплопередачи удваивается, поэтому величина $R_{th(c-s)M}$ может сократиться до 50%. Сопротивление $R_{th(c-s)I}$ является постоянным и независимым, если используются один или два ключа. Тепловая связь внутри модуля SEMiX сильнее, поэтому $R_{th(c-s)M}$ уменьшается только на 60%, когда работают оба ключа. $R_{th(c-s)I}$ увеличивается на 15–30%, поскольку TOP и BOT IGBT расположены близко друг к другу и для передачи тепла они используют части одной и той же поверхности.
- Тепловое сопротивление $R_{th(c-s)M}$ имеет минимальное значение, если работают все ключи (OP3), поскольку в этом случае для передачи тепла используется наибольшая площадь монтажной поверхности модуля. Величина $R_{th(c-s)M}$, измеренная по методу 1, оказывается на 30% больше для SEMITRANS и на 50% больше для SEMiX, чем при измерении по методу 2. Индивидуальные значения $R_{th(c-s)X}$ увеличиваются в гораздо большей степени в точке OP3, чем OP2. Наибольший эффект можно увидеть на антипараллельном диоде модуля SEMITRANS, т. к. он нагревается от соседнего кристалла IGBT.
- Определение параметра $R_{th(c-s)X}$ для одиночного ключа IGBT и FWD недостаточно для описания тепловых характеристик силового модуля, поскольку учет теплового взаимодействия кристаллов и ключей здесь обязателен.

Величина $R_{th(c-s)}$ зависит от распределения рассеиваемой мощности между ключами

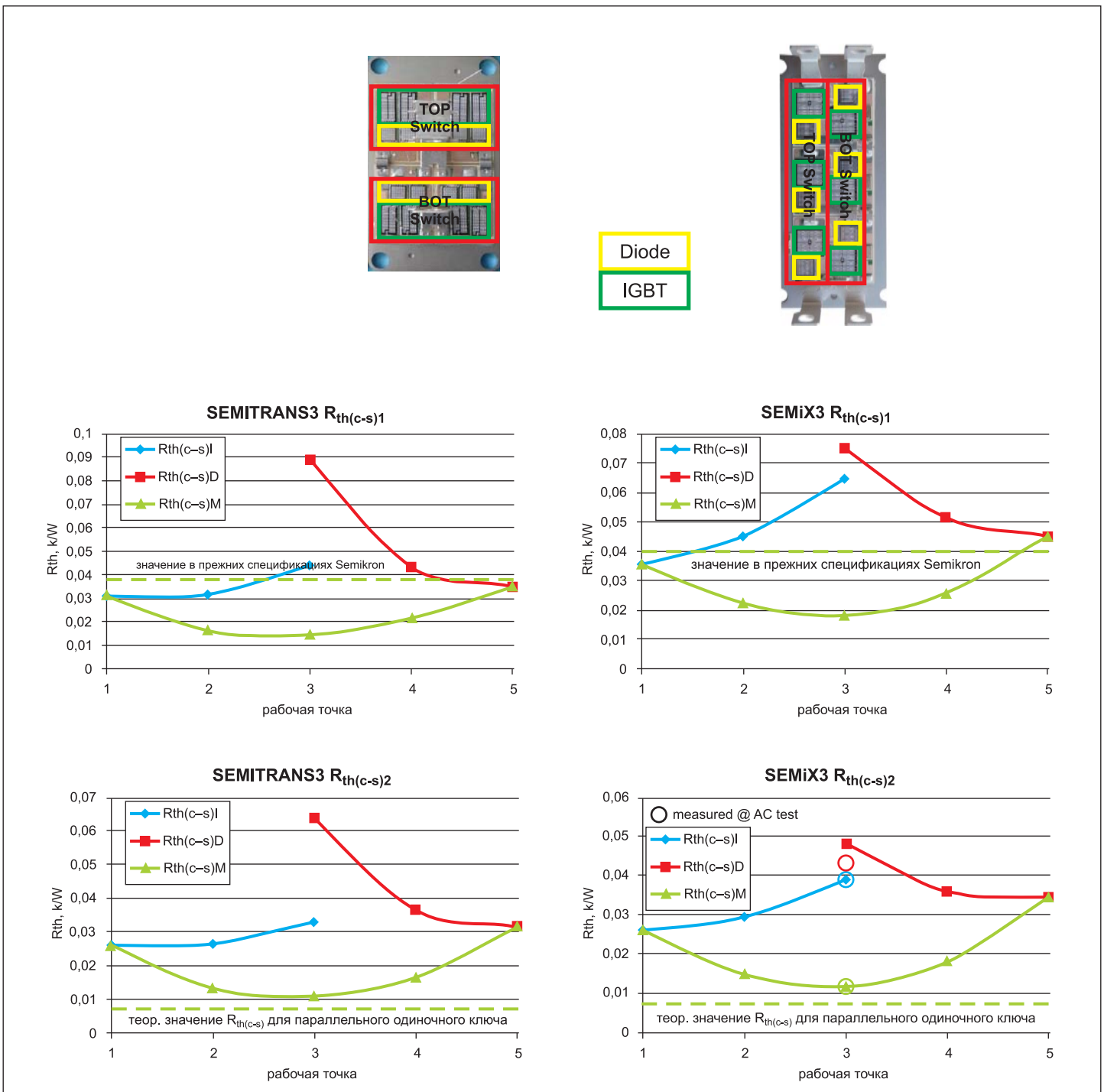


Рис. 7. Тепловое сопротивление $R_{th(c-s)}$ 450-А модуля SEMITRANS (слева) и SEMiX (справа) при различных уровнях тепловой связи между ключами (табл. 4)

внутри модуля. Рабочая точка OP3 отображает состояние при одинаковых удельных потерях на 1 мм² используемой площади кристалла. Однако в реальных условиях эксплуатации, в зависимости от коэффициента мощности, диапазона модуляции и рабочей частоты, доля потерь может варьироваться от 80% на IGBT (20% на диоде) до 40% на IGBT (60% на диоде). Данный эффект продемонстрирован на рис. 8. Наименьшее значение теплового сопротивления достигается, когда температура кристаллов IGBT и диода одинакова, что в данном примере соответствует распределению потерь 60% IGBT и 40% диод. Определение $R_{th(c-s)M}$ в точке OP3 позволяет описать разность температур «корпус–радиатор» для широкого ряда типичных условий работы инвертора с ошибкой менее 10%.

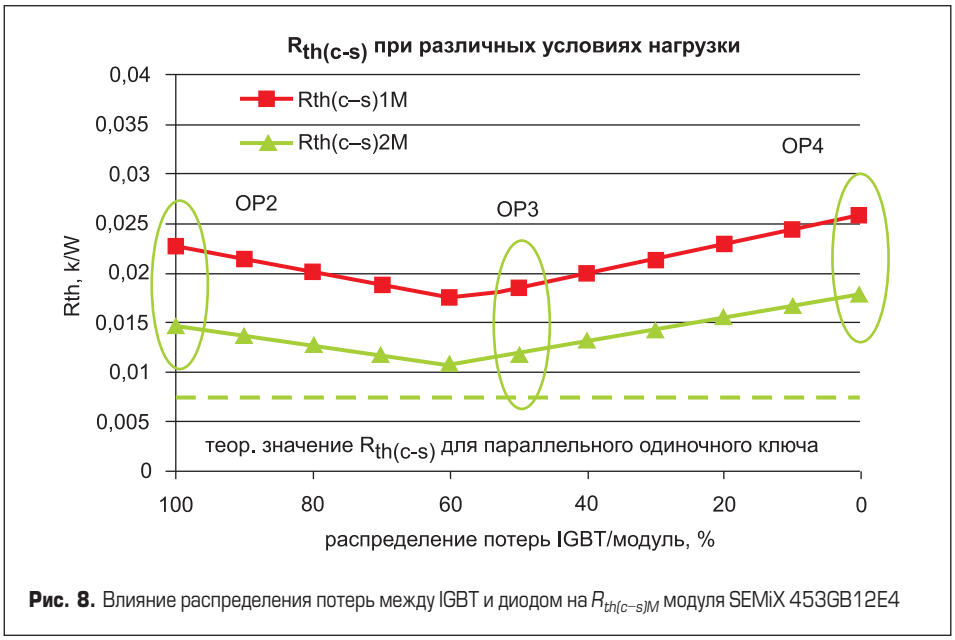


Рис. 8. Влияние распределения потерь между IGBT и диодом на $R_{th(c-s)M}$ модуля SEMiX 453GB12E4

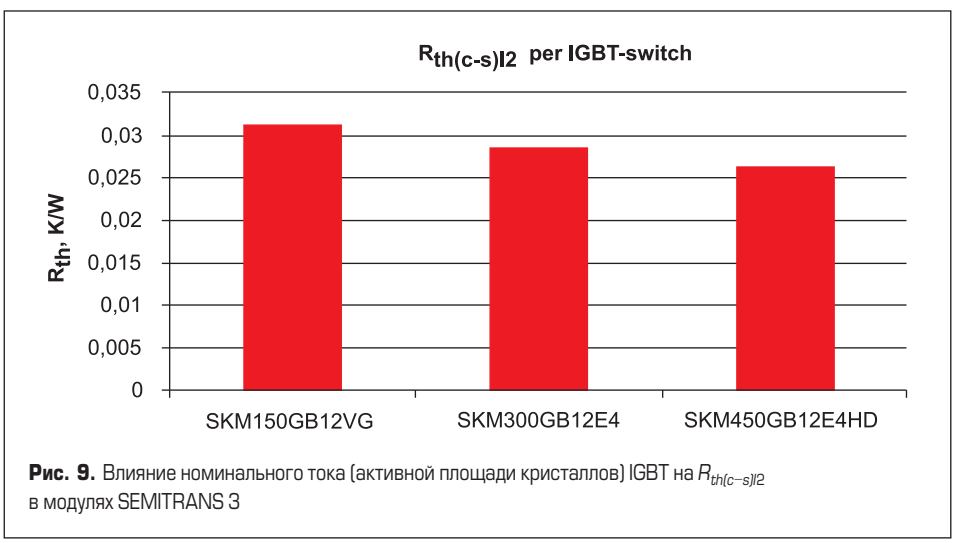


Рис. 9. Влияние номинального тока (активной площади кристаллов) IGBT на $R_{th(c-s)I2}$ в модулях SEMITRANS 3

Определение $R_{th(c-s)}$ без учета тепловой связи между ключами

Если сопротивление $R_{th(c-s)}$ нормируется отдельно для каждого ключа IGBT и FWD, то тепловой связью между ними можно пренебречь. Некоторые производители определяют теоретическое значение $R_{th(c-s)M}$ модуля на основе виртуального параллельного соединения всех составляющих $R_{th(c-s)}$:

$$R_{th(c-s)M} = \left(\frac{n}{R_{th(c-s)I}} + \frac{n}{R_{th(c-s)D}} \right)^{-1},$$

где n — количество ключей в модуле.

Эта величина может быть достигнута только в том случае, если расстояние между ключами в три-четыре раза превышает толщину соединительного слоя «кристалл–радиатор» (15–20 мм), т. е. гораздо больше, чем в существующих силовых модулях. Поэтому данное теоретическое значение на практике нереализуемо (см. пунктирную линию на рис. 7 и 8).

Определение $R_{th(c-s)}$ ключа в зависимости от размера кристалла

Ранее SEMIKRON определял сопротивление $R_{th(c-s)M1}$ для семейства модулей, имеющих одинаковый конструктив, независимо от номинального тока. Более детальное проектирование системы с учетом различных условий эксплуатации требует конкретизации теплового сопротивления для каждого ключа. Величина $R_{th(c-s)X2}$ зависит от площади используемых в модуле чипов, в качестве примера на рис. 9 показаны значения R_{th} IGBT-ключей модулей SEMITRANS 3 с номинальным током 150–450 А.

Влияние условий монтажа на $R_{th(j-s)}$ и $R_{th(c-s)}$

Тепловые сопротивления «кристалл–радиатор» и «корпус–радиатор» зависят от особенностей сборки силового каскада, например моментов затяжки, эффективности радиатора, толщины слоя и теплопроводности термопасты (TIM). При определении параметров модулей IGBT с базовой платой производители используют различные контрольные точки измерения температуры, материалы TIM с разной теплопроводностью, совершенно отличаются и подходы к нормированию $R_{th(c-s)}$ с учетом или без учета тепловой связи ключей внутри модуля, как показано в таблице 5.

Величины тепловых сопротивлений $R_{th(j-s)}$ и $R_{th(c-s)}$ в технической документации SEMIKRON являются справедливыми только при соблюдении требований инструкции по монтажу IGBT в отношении моментов крепления, качества обработки радиатора, материала и толщины слоя TIM. Для достижения оптимальных тепловых характеристик сборку «силовой модуль–радиатор» перед испытаниями необходимо подвергнуть воздействию трех температурных циклов. Измерения проводятся на теплостоке с жидкостным охлаждением, при использовании менее эффективного воздушного радиатора значение $R_{th(c-s)M}$ оказывается ниже из-за расширения области распространения тепла.

Моделирование эквивалентной тепловой схемы

Для моделирования параметров модулей без базовой платы определяются отдельные значения $R_{th(j-s)X}$ на ключи IGBT или FWD. Такой

Таблица 5. Определение $R_{th(c-s)}$ в документации разных производителей

Производитель	Теплопроводность TIM (λ), Вт/(м·К)	Определение $R_{th(c-s)}$ на IGBT/FWD	Определение $R_{th(c-s)}$ на модуль	Учет тепловой связи ключей
SEMIKRON	0,81		X	Есть
Infineon	1,0	X		Нет
ABB	1,0	X		Нет
Mitsubishi	0,9/1,0		X	Есть
Fuji	Нет данных		X	Есть

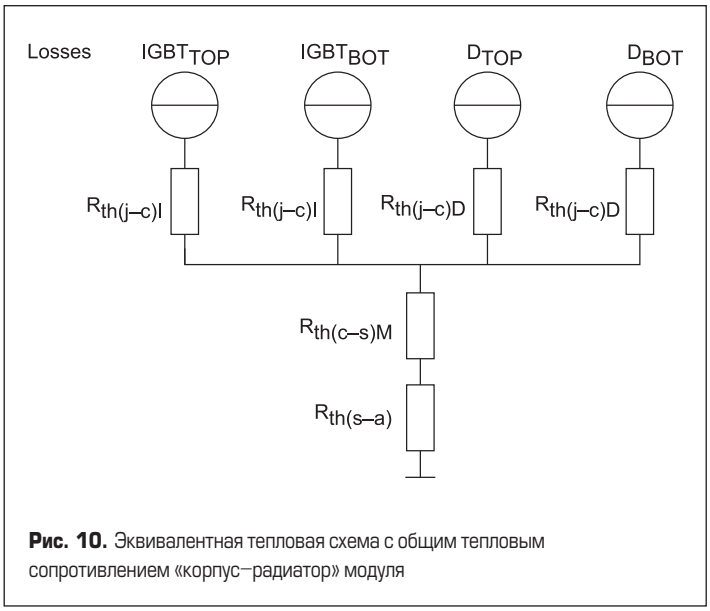


Рис. 10. Эквивалентная тепловая схема с общим тепловым сопротивлением «корпус–радиатор» модуля

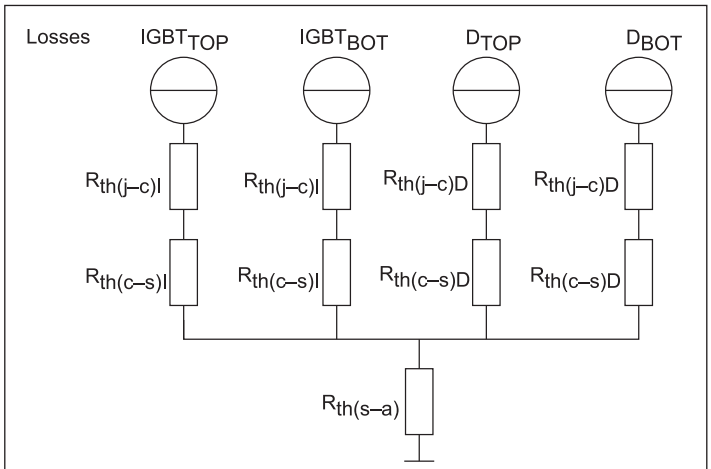


Рис. 11. Эквивалентная тепловая схема с раздельными тепловыми сопротивлениями «корпус–радиатор» ключей IGBT и FWD в модулях без базовой платы при $R_{th(j-s)} = R_{th(j-s)X} + R_{th(c-s)X}$

способ хорошо известен, проверен и не нуждается в корректировке. Тепловая связь внутри модуля низкая, поэтому ее влияние анализируется на уровне радиатора.

На сегодня широко используются два вида тепловых моделей:

1. определенное для ключа значение $R_{th(j-c)X}$ + общее сопротивление модуля $R_{th(c-s)M}$ (рис. 10);
2. определенное для ключа значение $R_{th(j-c)X} + R_{th(c-s)X}$ (рис. 11).

Оба способа имеют свои преимущества и недостатки и работают только в определенных условиях. Трехмерные структуры преобразуются в одномерные модели, что неизбежно ведет к ошибкам при расчете температуры. Более точные результаты можно получить при использовании метода конечных элементов, который является наиболее предпочтительным.

Модель «а» включает в себя полную тепловую связь между всеми ключами, в то время как «б» полностью ее игнорирует. Если, например, используется общее значение $R_{th(c-s)M}$ и потери равномерно распределены между чипами, то модель демонстрирует хорошее согласование с тепловыми режимами модуля. В случае очень несимметричной нагрузки, когда потери генерирует только один ключ, моделирование будет показывать низкую температуру при реалистичном значении $R_{th(c-s)M}$. Чтобы минимизировать эту ошибку, SEMIKRON в прошлом указывал максимальное сопротивление $R_{th(c-s)M1}$, которое почти совпадало со значением, определенным для одиночного ключа. Однако в этом случае более точным было бы использование параметра $R_{th(c-s)X}$.

С другой стороны, тепловое сопротивление одиночного ключа $R_{th(c-s)X}$ не отражает влияние тепловой связи и дает слишком низкую расчетную температуру кристалла в случае, когда другие ключи также рассеивают мощность. Данный факт может стать критическим при определении предельного перегрева чипов, он же даст меньший перепад температуры при циклическом изменении нагрузки. Это недопустимая ситуация, поскольку ошибка при определении градиента термоцикла не позволяет корректно провести расчет показателей надежности и срока службы инвертора в реальных условиях применения.

Чтобы сделать систему экономически эффективной, разработчик должен определить необходимый и достаточный «запас по надежности». Это требует тщательного моделирования режимов работы при различных условиях эксплуатации. Для упрощения данной задачи SEMIKRON изменил способ нормирования характеристик для новых модулей IGBT, выпускаемых с 2015 г. Специфические тепловые сопротивления $R_{th(j-c)X}$ и $R_{th(c-s)X}$, определенные для ключей IGBT и FWD, могут быть использованы для одного цикла коммутации модуля. Дополнительно указывается сопротивление $R_{th(c-s)M2}$, учитывающее полную тепловую связь и необходимое для анализа работы инвертора с заданным распределением потерь между ключами внутри модуля. Для упрощения сопоставления параметров с модулями других производителей также определяются теоретические значения R_{th}. В любом случае наиболее корректные результаты дает программа теплового расчета SEMISEL, позволяющая рассчитать температуру перегрева кристаллов в реальных условиях эксплуатации и доступная на сайте компании.

Действующие и будущие принципы нормирования R_{th} в документации SEMIKRON

Информация о положении контрольных точек при нормировании тепловых сопротивлений различных групп модулей IGBT SEMIKRON включена в техническую документацию [5–10]. Размещение датчика T_s отличается для «безбазовых» модулей (метод 2, T_{s2}) и стандартных компонентов с базовой платой (метод 2, T_{s1}: на поверхности радиатора, рядом с продольной стороной модуля, примерно на 1/3 ее длины от угла).

У мультичиповых ключей для расчета R_{th} используются средние значения температур T_j, T_{cn} и T_{s2n}.

Модули без базовой платы

Положение датчика температуры радиатора, размещаемого в отверстии под кристаллами, не меняется. До начала измерения теплового сопротивления модуль подвергается воздействию трех термоциклов, что гарантирует хорошее распределение термопасты. Величина прямого падения напряжения, необходимая для расчета рассеиваемой мощности, измеряется как можно ближе к чипам у силовых выводов.

Сопротивление $R_{th(j-c)}$ приводится для одиночного цикла коммутации.

Ранее измерялись параметры всех ключей в небольшом количестве модулей; наибольшее полученное значение использовалось в качестве типового с добавлением некоторого запаса.

Начиная с 2015 г. измеряются параметры всех ключей; определяется ключ с наибольшим значением $R_{th(j-c)}$, его параметры анализируются в большом количестве модулей. Средняя величина $R_{th(j-s)}$ для данного «наихудшего случая» приводится в качестве типовой в технической спецификации.

Модули с базовой платой

Величина теплового сопротивления $R_{th(j-c)}$, как и прежде, нормируется для одного ключа, рассеиваемая мощность измеряется на силовых терминалах. Для модулей с несколькими одинаковыми ключами (например, полумостовой IGBT) в спецификации указываются параметры ключа с самым высоким значением $R_{th(j-c)}$, эта величина рассматривается как максимальная на основе большего числа измерений.

Ранее сопротивление модуля $R_{th(j-s)M}$ определялось по методу 1 (измерение температуры рядом с модулем) для наихудшего случая, соответствующего очень асимметричному рас-

пределению рассеиваемой мощности между ключами.

Начиная с 2015 г. тепловое сопротивление определяется по методу 2 (измерение температуры под модулем) для одиночного ключа $R_{th(c-s)X}$ и дополнительно для модуля $R_{th(c-s)M}$. Эта величина учитывает влияние тепловой связи между ключами при типовом распределении рассеиваемой мощности. Для упрощения сопоставления параметров с модулями других производителей также дается теоретическое значение.

Новая методика описания тепловых свойств модулей имеет три основных преимущества:

- При измерении T_s в отверстии под модулем снижается зависимость от условий охлаждения, конструкции радиатора и его материала.
- SEMIKRON использует одинаковую контрольную точку T_s для «базовых» и «безбазовых» модулей, что облегчает сравнение различных типов силовых ключей.
- Использование контрольной точки T_s под модулем является самым распространенным способом нормирования величины $R_{th(c-s)}$ для большинства выпускаемых в мире модулей. Это облегчает сравнение компонентов, выпускаемых разными производителями. Кроме того, параметр $R_{th(c-s)M}$ учитывает полную тепловую связь между ключами внутри модуля.
- Нормирование величины $R_{th(c-s)}$ для IGBT- и FWD-ключа, а также для модуля позволяет выбирать наиболее подходящую модель теплового сопротивления для различных условий эксплуатации.

Это дает возможность адаптировать характеристики радиатора с учетом контрольной точки измерения температуры T_s. Для модулей, тепловые параметры которых определяются по новой методике (в спецификации $R_{th(c-s)}$ в графе «условия измерений» это отмечается фразой «T_s from underneath»), сопротивление радиатора $R_{th(s-a)}$ также должно нормироваться по контрольной точке T_{s2} (см. раздел «Определение теплового сопротивления»).

Заключение

Грамотный анализ тепловых характеристик имеет решающее значение для обеспечения надежной и долговременной работы силового электронного преобразователя. Попытка сравнения параметров IGBT-модулей различных производителей только на основе технических спецификаций, без тщательного анализа условий измерения, почти всегда вводит в заблуждение. Без учета этих факторов невозможно корректно рассчитать важнейший для обеспечения надежности показатель — температуру перегрева кристаллов.

Только при использовании одинаковых контрольных точек T_c и T_s, идентичных условий измерения и методов нормирования параметров выбор и сравнение силовых модулей будет правильными. Поскольку условия охлаждения, конструкция радиатора, материал и метод нанесения термопасты и прочее у разных производителей могут отличаться, рекомендуется, а в ряде случаев является необходимым проведение собственных измерений теплового сопротивления.

Литература

1. AN1404, www.semikron.com
2. A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann. Application Manual Power Semiconductors // ISLE Verlag. 2011.
3. IEC Standard 60747-9 «Semiconductor Devices». Discrete Devices. Part 9: Insulated-gate bipolar transistors (IGBTs).
4. IEC Standard 60747-15 «Semiconductor Devices». Discrete Devices. Part 15: Isolated power semi-conductor devices.
5. SEMiX IGBT Modules & Bridge Rectifier Family. Technical Explanations. Version 3.0. October, 2009.
6. SEMITOP Technical Information. Version 2. January, 2008.
7. MiniSKiiP Generation II Technical Explanations. Version 3.3. August, 2012.
8. SKiM IGBT Modules Technical Explanations. Version 1.5. July, 2011.
9. SKiiP Technical Explanations. www.semikron.com
10. Technical Explanations SKiiP 4. Rev. 2.0. July, 2012.
11. А. Колпаков. Контрольная точка, или Как читать Datasheet между строк // Электронные Компоненты 2005. №6. 2006. № 9..

реклама

реклама

Новая серия IGBT от Infineon Technologies

для резонансных инверторов

Дискретные IGBT–транзисторы, благодаря присущей им высокой эффективности, являются наиболее предпочтительными коммутационными элементами импульсных источников питания для современных инверторных индукционных нагревателей, предназначенных для приготовления пищи. Поскольку затраты на энергию продолжают расти, а потребительский спрос на все более компактную бытовую технику, предназначенную для приготовления пищи, увеличивается, соответственно, для удовлетворения потребностей рынка должна эволюционировать и технология используемых в ней IGBT–транзисторов. В статье продемонстрирован эффект от внедрения транзисторов, выполненных по новой технологии, которые полностью отвечают техническим и экономическим задачам этого требовательного к соотношению цена/качество сегмента рынка.

Джузеппе ДеФалько (Giuseppe DeFalco)

Перевод: Владимир Рентюк

Основной принцип индукционного нагрева был открыт английским физиком Майклом Фарадеем в 1831 г. и получил дальнейшее развитие в работах Генриха Ленца[1]. Во время экспериментов с магнетизмом и электромагнитными полями было обнаружено, что при переключении магнитных полей в сердечнике выделяется тепло. В соответствии с этим базовым принципом, в индукционных плитах используют магнитное поле для непосредственного нагрева посуды и, следовательно, помещенной в нее пищи. Популярность такого метода приготовления возрастает благодаря его большей энергоэффективности, чем у газовых плит, так как при использовании индукционного нагрева нагревается только сама посуда, а не воздух. Кроме того, такое приготовление пищи является и более экологичным, так как в еду не попадают продукты сгорания природного газа. Этот метод является также наиболее быстрым и легко управляемым, поскольку для изменения уровня нагрева должна изменяться только сила тока для генерируемого магнитного поля.

Та же индукционная технология в настоящее время используется в рисоварках. Она позволяет более эффективно и равномерно распределять тепло, чем этого можно достичь со стандартным нагревательным элементом, а также выполнять практически мгновенное и точное изменение температуры. Не менее важное преимущество индукционного метода приготовления пищи заключается в том, что варочная поверхность полностью герметична, поэтому ее легче очищать и мыть, что делает такую панель более эстетичной, а сам процесс приготовления пищи более гигиеничным, чем это предлагают другие технологии.

По мере того как индукционные устройства для приготовления пищи становятся все более популярными, возрастают и потребительские ожидания, что приводит к большим проблемам для их разработчиков и дизайнеров. Эффективность — это, безусловно, ключевая проблема для многих потребителей, которая обусловлена растущими во всем мире затратами на энергию и ужесточением правил по эффективности ее использования. Но разработчики и дизайнеры также должны заботиться и о безопасности использования таких изделий и их надежности.

Чтобы расширить ассортимент продукции, многие производители предлагают потребителям расширенные функции, такие как включение и управление через локальную сеть Wi-Fi. Хотя потребители положительно оценивают эти дополнительные удобства, однако по-прежнему более важными критериями при выборе индукционного устройства для кулинарии являются его непосредственные возможности именно по приготовлению пищи и цена.

Основа индукционной плиты, можно сказать, ее сердце, — биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT), который играет роль силового ключа в преобразователе мощности. Таким образом, IGBT является ключевым элементом, определяющим эффективность (КПД), размер и надежность системы управления и, соответственно, стоимость конечного продукта.

Очевидно, что для разработчиков индукционной плиты оптимальный выбор IGBT имеет решающее значение. В большинстве случаев разработчики будут сосредоточены на параметрах, связанных с пере-

[2] Эмилий (Генрих) Христианович Ленц — российский физик немецкого происхождения, является одним из основоположников электротехники. С его именем связано открытие закона, определяющего тепловые действия тока, и закона, определяющего направление индукционного тока. — Прим. перев.

ключением транзистора. Это максимальный ток коллектора (I_C) и максимальное напряжение «коллектор–эмиттер» (V_{CE}), которые необходимы, чтобы гарантировать, что IGBT способен обеспечить требуемую мощность. Обычно для индукционных варочных панелей она находится в пределах до 2100 Вт. Также важны и такие параметры, как напряжение насыщения «коллектор–эмиттер» (падение напряжения на транзисторе во включенном состоянии) V_{CEsat} и рассеивание энергии при выключении E_{off} за один цикл. Оба этих параметра являются критическими для достижения высокой эффективности работы такого устройства.

Также не менее важен выбор наиболее оптимальной топологии для схемы преобразования, поскольку конструкция такого изделия бытового назначения должна быть простой, надежной и одновременно энергоэффективной. Одной из самых популярных топологий, используемых для реализации индукционной технологии приготовления пищи, является параллельный резонансный инвертор типа SEPR (Single Ended Parallel Resonant Inverter), несмотря на относительно ограниченный уровень его мощности (рис. 1).

Основа этой топологии — параллельный колебательный контур, состоящий из катушки индуктивности и конденсатора, а также комбинация IGBT, диода и небольшого конденсатора, который улучшает характеристики инвертора с точки зрения генерации электромагнитных помех и вместе с диодом обеспечивает путь для похождения резонансного тока катушки индуктивности. Инвертор, как правило, питается непосредственно от напряжения питающей сети, которое выпрямляется, но не подвергается значительной фильтрации. Это позволяет уменьшить реактивную мощность и достичь значения коэффициента мощности, близкого к единице.

Типичные рабочие частоты инвертора находятся в диапазоне 20–60 кГц, что позволяет полностью избежать негативного эффекта от их восприятия человеческим ухом. Частота коммутации управляется плавным пуском, работающим на более высоких частотах, а максимальная мощность отбирается перемещением в нижнюю часть частотного диапазона. Если смотреть в общем плане, то схемотехническая реализация устройства индукционной бытовой техники для приготовления пищи значительно проще, чем, например, приводы электродвигателей, так как здесь нет необходимости в обеспечении функционирования в условиях жесткой коммутации, нет требования по устойчивости к высоким токам короткого замыкания, нет нужды в каких-либо специальных типах корпусирования силовых элементов.

Топологии коммутации с плавным переключением значительно уменьшают потери на коммутацию IGBT за счет использования режимов переключения по нулевому напряжению (Zero-Voltage-Switching, ZVS) или по нулевому значению тока (Zero-Current-Switching, ZCS). Поскольку динамические потери здесь оказываются незначительными, общий КПД такой системы повышается.

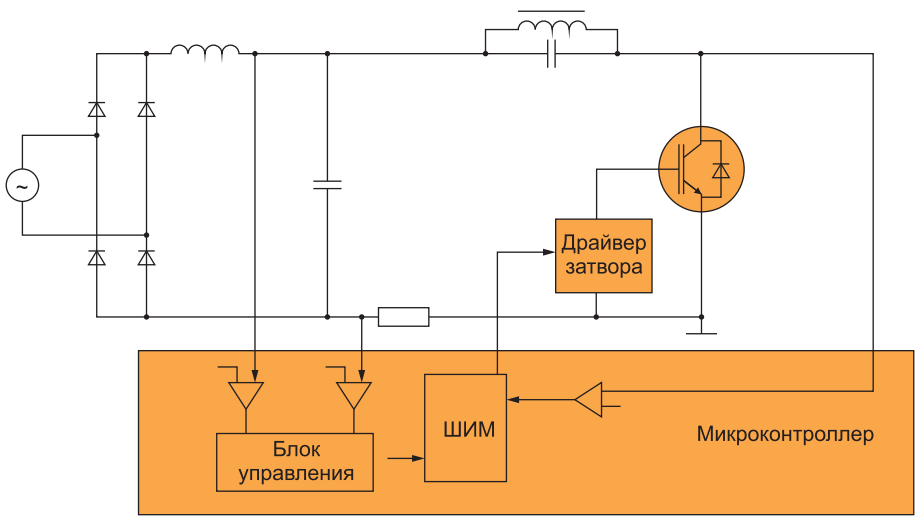


Рис. 1. Квазирезонансный одноключевой инвертор, который обычно используется в индукционных приборах для приготовления пищи

RC–E серия IGBT

Одной из серий IGBT с обратной проводимостью, которые были недавно выведены на рынок, является RC-E от компании Infineon Technologies AG. Серия RC-E выполнена на базе той же технологии, что и ведущее дискретное семейство RC-H, при этом новые IGBT были оптимизированы по стоимости и выполнены с учетом особенностей использования именно в резонансных инверторах, включая инверторы индукционных варочных панелей низкого и среднего уровня мощности.

В настоящее время компания Infineon в составе серии RC-E предлагает два устройства — IHW15N120E1 и IHW25N120E1, рассчитанные на ток 15 и 25 А соответственно и рабочее напряжение 1200 В. Как и другие IGBT с обратной проводимостью от Infineon, приборы серии RC-E включают в себя монолитный, интегрированный непосредственно в самом IGBT диод с обратной проводимостью, тем самым для устройств, требующих мягкого переключения, устраняется необходимость в использовании отдельного диода (обычно он размещен совместно в корпусе IGBT-модуля). Это делает серию RC-E очень простой и надежной в использовании.

Комбинируя FS-слой (Field Stop layer, обеспечивает резкий спад напряженности поля) с конструкцией затвора технологии Trench (пазовая конструкция затвора), IGBT серии RC-E имеют значительно улучшенное напряжение насыщения и потребляют очень мало энергии при выключении. Их более тонкие подложки увеличивают эффективность в части проводимости и скорости переключения по сравнению с более ранними NPT-технологиями. По сравнению с комбинированными диодными решениями, IGBT серии RC-E предлагают увеличенную плотность мощности, и поскольку диод и IGBT размещены на одном и том же кристалле, эти диоды рассчитаны на полный номинальный ток транзистора (рис. 2).

Отличаясь более низкими значениями E_{off}, V_F, R_{th} и $V_{ce(sat)}$, IGBT серии RC-E оптимизированы для обеспечения низких потерь переключения и проводимости. Таким образом, достигаются

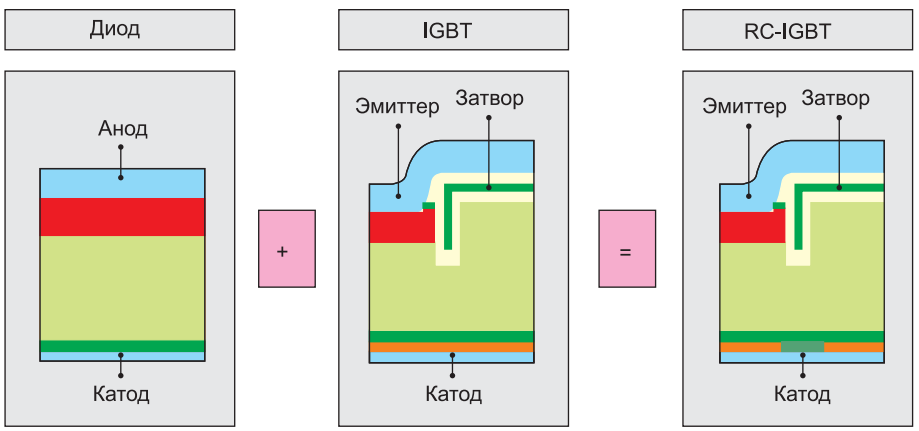


Рис. 2. IGBT с обратной проводимостью серии RC–E имеют встроенный диод обратной цепи

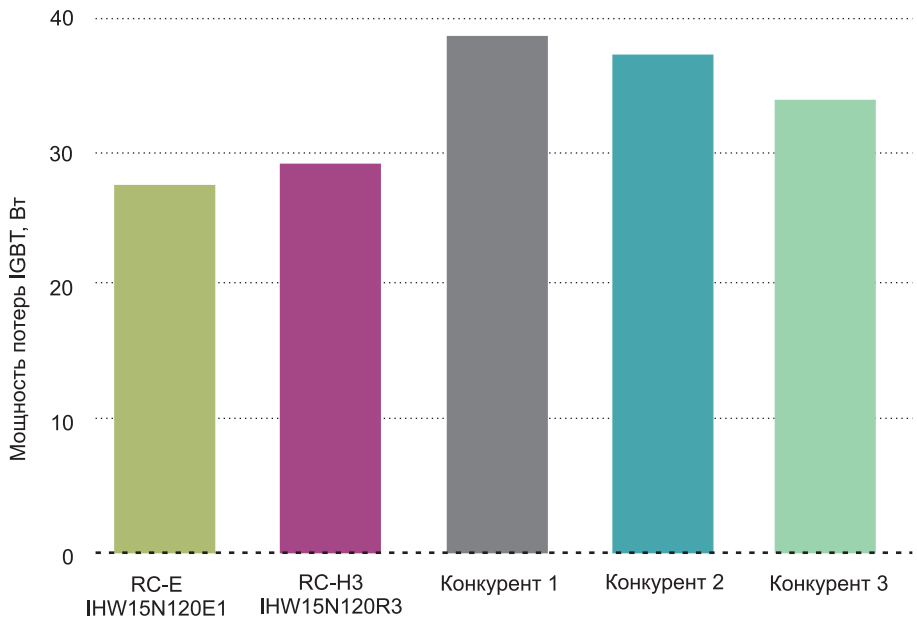


Рис. 3. Потери мощности IGBT IHW15N120E1 по сравнению с конкурентами. Условия измерения: мощность в нагрузке 2,1 кВт, температура окружающей среды T_C = +25°C

Рис. 4. IGBT серии RC-E выполнены в популярном корпусе TO-247, что позволяет легко заменить или модернизировать уже выпускаемые устройства

результаты, очень похожие на те, которые характерны для IGBT серии RC-H3, причем в широком диапазоне мощностей. Предлагаемые устройства серии RC-E выдерживают наиболее часто встречающееся блокирующее напряжение (1200 В) и, как уже говорилось, специально оптимизированы для переключения в полосе рабочих частот в диапазоне 18–40 кГц. В части потерь мощности IGBT семейства RC-E являются лидерами на рынке, по этому показателю они существенно опережают приборы своих ближайших конкурентов (рис. 3). Этот более низкий уровень потерь мощности позволяет проектировщикам легко достигать основных целей, которые ставятся при проектировании устройств для индукционного приготовления пищи.

Более низкие потери означают, что во время приготовления пищи потребляется меньше энергии, что приводит к снижению эксплуатационных расходов для потребителей. При меньшем количестве генерируемого тепла IGBT серии RC-E будут работать при более низкой собственной температуре, что, в свою очередь, приведет к повышению надежности конечного изделия. Поскольку для данного уровня мощности индукционной варочной поверхности потребуется меньшее охлаждение транзисторов, блоки управления конечных продуктов становятся меньше, и, следовательно, по мере уменьшения размеров радиаторов — меньше и по стоимости. Кроме того, это способствует повышению КПД и увеличению срока службы IGBT. Поскольку серия RC-E выпускается в стандартном корпусе типа TO-247, то замена или модернизация существующих конструкций не вызывает особой сложности (рис. 4). Это позволяет разработчикам улучшать технические характеристики и снижает затраты, усилия и риски на модернизацию уже существующих продуктов.

Полный диапазон дискретных IGBT для бытовых приборов индукционного приготовления пищи, предлагаемых Infineon Technologies, состоит из нескольких серий. RC-H5 наилучшим образом подходит для высокочастотного рабочего диапазона (>30 кГц) и имеет самые низкие потери, что обеспечивает максимальный КПД. Во многих индукционных приложениях для приготовления пищи не требуются микросхемы драйвера. Но для тех случаев, когда это требуется, предлагается серия RC-E, которая прекрасно сопрягается с драйвером IRS44273L от International Rectifier. Этот низковольтный неинвертирующий драйвер управления затвором имеет токовый буфер и может использоваться для управления как МОП-транзисторами, так и приборами технологии IGBT. Драйвер выполнен по КМОП-технологиям, которые обеспечивают быстрое переключение и защиту от блокировки, а входы драйвера совместимы с логическими уровнями КМОП (CMOS) или ТТЛШ (LSTTL).

Тем не менее именно серия E1 (RC-E) характеризуется наилучшим соотношением цена/качество для всех типов устройств, предназначенных для индукционного нагрева при приготовлении пиши. Версия на ток 15 А оптимально подходит для моделей с пониженной мощностью (до 1800 Вт). Серия RC-E — это хороший выбор, когда цена и производительность являются ключевыми требованиями для конечного продукта.

«Ангстрем» отгрузил партию силовых модулей крупному российскому производителю трансформаторной техники

АО «Ангстрем» поставило первую партию силовых модулей для ЗАО «МПОТК «Технокомплект», которые будут задействованы в блоках аварийного освещения, в преобразователях переменного тока, инверторах, устройствах бесперебойного питания, контрольно-измерительном оборудовании. По результатам работы силовые приборы показали отличные результаты в эксплуатации и получили положительные отзывы от заказчика.

Тестовая партия модулей была отправлена еще в прошлом году. Она полностью удовлетворила требования заказчика. В процессе работы приборы продемонстрировали высокую прочность к короткому замыканию при повышенном напряжении и температуре, при длительностях тока, в несколько раз превышающих предельно допустимые значения без ухудшения характеристик.

Силовые модули производства «Ангстрем» с напряжением 1200 В и током 300 А представлены в конфигурации «полумост» и поставляются в металлопластмассовом корпусе типа МПК-62.

Особенностью ангстремовских модулей по сравнению с зарубежными аналогами является повышенная устойчивость IGBT-кристаллов к короткому замыканию, что значительно увеличивает их надежность.

Компании «Ангстрем» и «Технокомплект» сотрудничают с июля 2016 года. В настоящее время ведутся переговоры о поставке партии силовых модулей, в несколько раз превышающей предыдущую.

www.angstrem.ru

ЗНАНИЕ – СИЛА

Высокая плотность мощности в самых компактных корпусах

Компания Microchip Technology предлагает интегральные модули импульсного источника питания для телекоммуникационных систем с ограничениями по высоте конструктива, для промышленного применения и приложений с использованием твердотельных накопителей. Преобразователь изготавливается в литом корпусе и работает в расширенном диапазоне температур. В его состав входят дроссели и другие пассивные компоненты. Тонкий корпус позволяет упростить разработку плат, уменьшить занимаемое место и исключить необходимость в других пассивных компонентах, которые вызывают нежелательные электромагнитные помехи (ЭМП).

Особенности:

- размер корпуса модуля выбирается в зависимости от нужд приложения
- высокая плотность мощности благодаря интеграции магнитных и пассивных компонентов
- отличные характеристики (КПД, тепловые и переходные)
- высокая надежность (при больших пиковых тепловых и мощностных нагрузках)
- малый уровень ЭМП (соответствие требованиям CISPR 22 Class B).

microchip DIRECT
www.microchipdirect.com

MICROCHIP

www.microchip.com/powerpromo

Название компании Microchip и ее логотип являются зарегистрированными торговыми марками Microchip Technology Incorporated в США и других странах. Все иные упомянутые торговые марки являются собственностью их зарегистрированных владельцев. © 2016 Microchip Technology Incorporated. Все права защищены. DS20005637A. MEC2128Rus12/16

реклама

Расчет динамических потерь IGBT:

базовые принципы и некоторые особенности

Частотные свойства и динамические характеристики IGBT во многом определяют выбор модуля для конкретных условий работы. В спецификациях силовых ключей параметры переключения приводятся для фиксированных режимов, определенных изготовителем. Внимательный анализ технической документации показывает, что разные производители используют отличающиеся условия нормирования. Более того, иногда они указаны недостаточно четко, в результате чего абсолютно одинаковые модули могут иметь разные характеристики [8].
Для того чтобы грамотно выбрать силовой ключ, необходимо сравнить не только справочные данные, но и условия измерения, и оценить их влияние на динамические свойства модуля в реальных режимах эксплуатации. Данное руководство призвано помочь специалистам в области силовой электроники в решении данной задачи.
Мы также подробно рассмотрим принципы нормирования характеристик новых модулей IGBT SEMIKRON, что необходимо для сопоставления компонентов разных поколений.

Арендт Винтрих (Arendt Wintrich)

Ульрих Николай (Ulrich Nicolai)

Перевод и комментарии: Андрей Колпаков

Andrey.Kolpakov@semikron.com

Динамические характеристики в технических спецификациях

Стандартные спецификации (Datasheet) описывают динамические свойства IGBT и антипараллельных диодов (FWD) в виде таблиц данных и графиков [1, 2]. Типовые значения времен переключения и энергии потерь в заданной рабочей точке указываются в разделе Characteristics (рис. 1).

В документации приводятся временные параметры IGBT: время задержки включения и выключения $t_{d(on)}/t_{d(off)}$, время нарастания t_r и спада t_f, а также энергия включения/выключения E_{on} и E_{off}. Для FWD указывается пиковое значение обратного тока I_{RRM}, заряд и энергия обратного восстановления Q_{rr} и E_{rr}.

Условия определения динамических характеристик даны в столбце Conditions (см. рис. 1). Это напряжение питания V_{CC}, ток коллектора I_C, напряжение включения/выключения $V_{G(on)}$ и $V_{G(off)}$, номиналы внешнего резистора затвора R_{Gon} и R_{Goff}.

Некоторые производители указывают величину распределенной индуктивности DC-шины L_σ, скорость нарастания и спада тока коллектора di/dt_{on} и di/dt_{off}, а также время нарастания напряжения «коллектор–эмиттер» dv_{CE}/dt при выключении

Characteristics						
Symbol	**Conditions**		**min.**	**typ.**	**max.**	**Unit**
IGBT						
$t_{d(on)}$	V_{CC} = 600 V I_C = 300 A V_{GE} = ±15 V $R_{G\ on}$ = 1,5 Ω $R_{G\ off}$ = 1,5 Ω di/dt_{on} = 6100 A/µs di/dt_{off} = 3000 A/µs	T_j = 150°C		220		ns
t_r		T_j = 150°C		44		ns
E_{on}		T_j = 150°C		27		mJ
$t_{d(off)}$		T_j = 150°C		520		ns
t_f		T_j = 150°C		117		ns
E_{off}		T_j = 150°C		39		mJ
Diode						
I_{RRM}	I_F = 300 A di/dt_{off} = 7300 A/µs V_{GE} = ±15 V V_{CC} = 600 V	T_j = 150°C		345		A
Q_{rr}		T_j = 150°C		54		µC
E_{rr}		T_j = 150°C		23		mJ

Рис. 1. Динамические характеристики в действующих спецификациях SEMIKRON

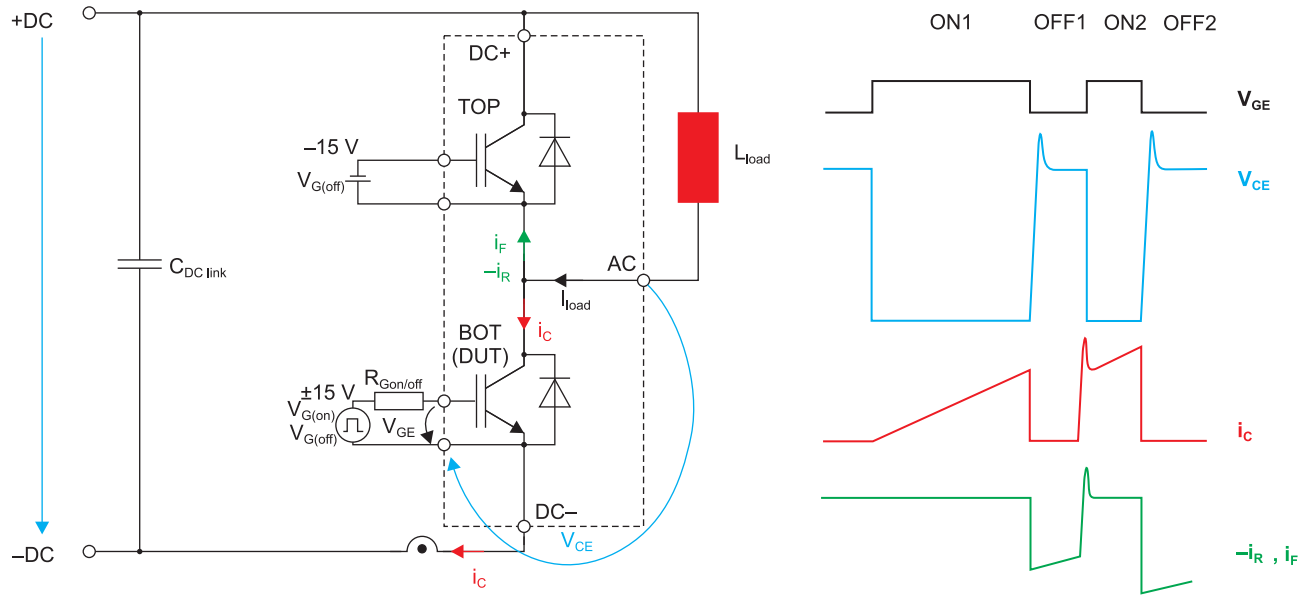


Рис. 2. Схема измерений, эпюры сигналов V_{CE}, i_C для определения энергии потерь

IGBT. Для описания динамического поведения диода нормируются следующие параметры: скорость спада тока при выключении di/dt_{off} и соответствующие значения напряжения на затворе IGBT ($V_{GE(on)}$ и $V_{GE(off)}$).

В нашем примере значения энергии потерь E_{on}, E_{off} и E_{rr} определены при одном и том же внешнем резисторе затвора, причем E_{on} и E_{rr} измеряются для режима коммутации IGBT верхнего и нижнего уровня (BOT/TOP). Поэтому величины di/dt не совпадают полностью. Кроме того, спецификации включают в себя графики зависимости E_{on}, E_{off} и E_{rr} от I_C и R_G.

Основные методы нормирования энергии потерь

Измерения времен переключения и энергии потерь IGBT-модулей осуществляются с помощью стандартного «2-пульсного теста» полумостового каскада, работающего на индуктивную нагрузку, как показано на рис. 2 [3, 4]. Тестируемый IGBT (DUT) включается и выключается дважды, анализ динамических параметров производится при первом выключении OFF1 и втором включении ON2. Во время подачи первого импульса управления ON1 ток коллектора возрастает до заданного уровня I_C. Индуктивность нагрузки L_{load} должна быть достаточно большой, чтобы поддерживать ток на стабильном уровне в течение интервала проводимости диода OFF1.

На рис. 2 показаны эпюры токов и напряжений BOT IGBT и TOP диода. Для проведения аналогичных измерений у IGBT верхнего плеча (TOP) и его оппозитного диода (BOT) индуктивность нагрузки следует подключить к выводам AC и DC. В этом случае TOP IGBT будет включен, а BOT IGBT заблокирован отрицательным напряжением на затворе.

Стандартные методы измерения энергии потерь

Типовая методика измерения динамических потерь описана в стандарте IEC 60747-9 (разделы 6.3.11 и 6.3.17 Measuring methods for switching energy dissipations) [3]. Согласно этому документу, энергия включения E_{on} и выключения E_{off} рассчитывается с помощью уравнений (1) и (2):

$$E_{on} = \int_{t1}^{t2} p_v(t)dt = \int_{t1}^{t2} v_{CE}(t) \times i_c(t)dt; \quad (1)$$

$$E_{off} = \int_{t3}^{t4} p_v(t)dt = \int_{t3}^{t4} v_{CE}(t) \times i_c(t)dt. \quad (2)$$

Выбор пределов интегрирования $t_1(10\%\,V_{G(on)})$, $t_2(2\%\,V_{CC})$, $t_3(90\%+V_{G(on)})$ и $t_4(2\%I_C)$ объясняется на рис. 3.

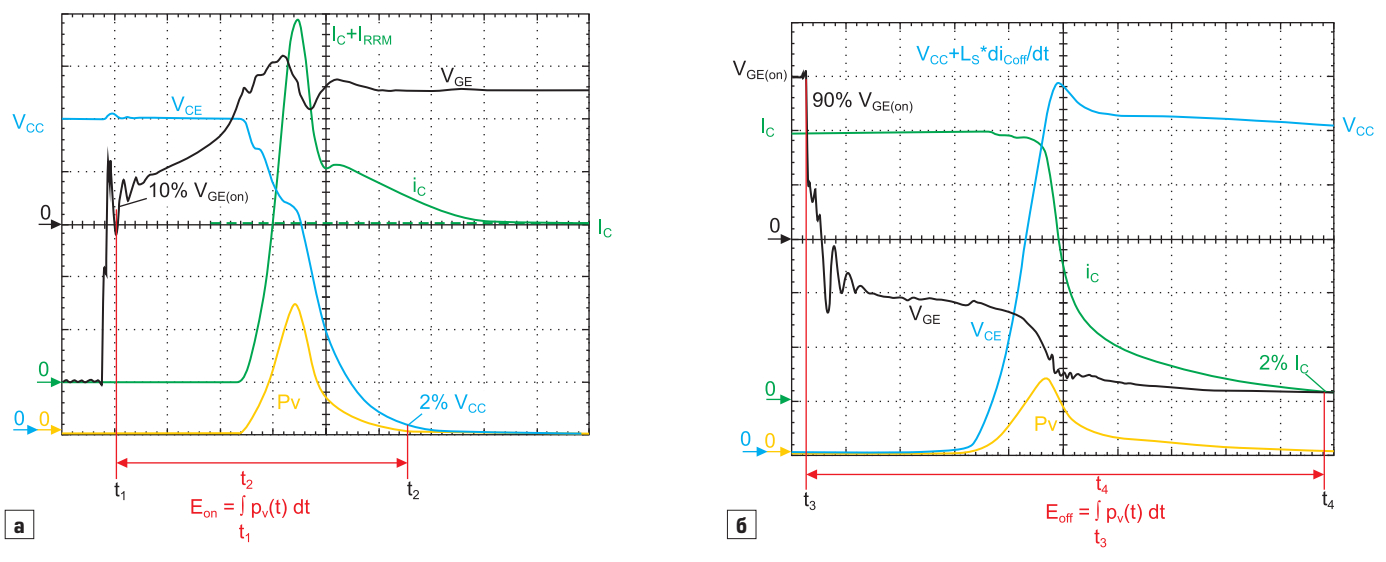


Рис. 3. Измерение энергии потерь E_{on}, E_{off} по стандарту IEC 60747-9

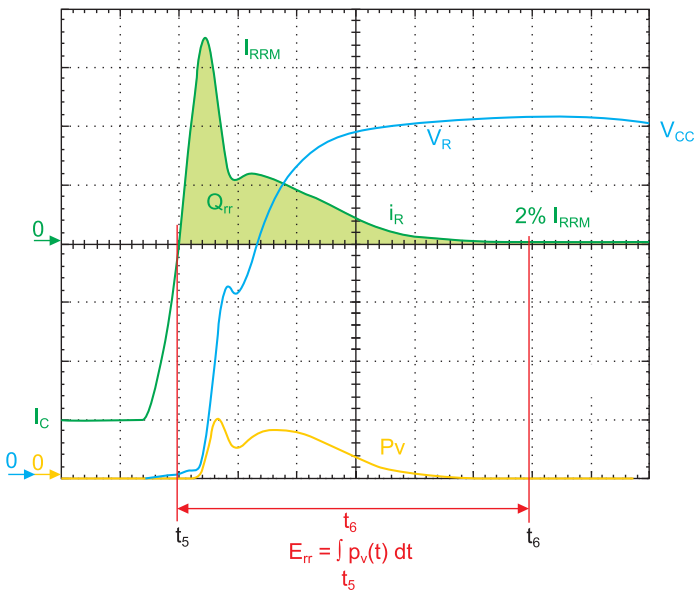


Рис. 4. Измерение энергии потерь диода E_{rr} по стандарту IEC 60747-2

В соответствии со стандартом IEC 60747-2 [5] (раздел 5.7) и рис. 4, энергия восстановления диода E_{rr} определяется с помощью выражения (3):

$$E_{rr} = \int_{t5}^{t6} p_v(t)dt = \int_{t5}^{t6} v_r(t) \times i_r(t)dt \,. \quad (3)$$

Нижний предел интеграла t_5 соответствует моменту времени, где обратный ток IRR пересекает нулевой уровень, верхний — моменту t_6, где он спадает до 2% от максимального значения IRRM (рис. 4).

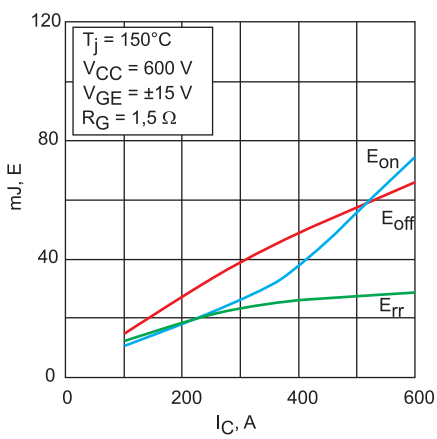


Рис. 5. Типовая зависимость энергии потерь модуля IGBT Trench 4 от тока коллектора

Основные характеристики: ток коллектора I_C, напряжение питания V_{CC}, температура кристалла T_j

Основные тестируемые характеристики — ток коллектора I_C, напряжение питания V_{CC} и температура кристалла T_J — оказывают ключевое влияние на величину энергии динамических потерь E_{sw}. Уравнение (4) позволяет приблизительно рассчитать ее зависимость для IGBT ($E_{sw} = E_{on}+E_{off}$) и диода FWD ($E_{sw} = E_{rr}$) от указанных выше параметров, если они отличаются от номинальных условий испытаний I_{ref}, V_{CCref}, T_{jref} и E_{swref}.

$$E_{sw} = E_{swref} \times \left(\frac{I}{I_{ref}}\right)^{Ki} \times \left(\frac{V_{CC}}{V_{CCref}}\right)^{Kv} \times$$

$$\times (1 + TC_{sw}(T_j - T_{jref})), \quad (4)$$

где: K_i — показатель степени для соотношения реального и номинального тока (для IGBT ~ 1; для FWD ~ 0,5–0,6); K_v — показатель степени для соотношения реального и номинального напряжения (для IGBT ~ 1,2–1,4; для FWD ~ 0,6); T_{Csw} — температурный коэффициент динамических потерь (для IGBT ~ 0,003; для FWD ~ 0,005–0,006).

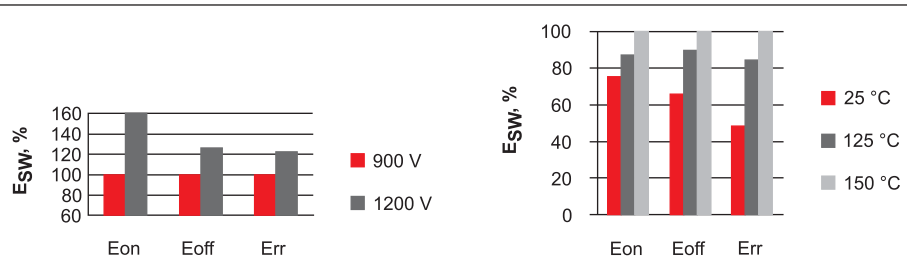


Рис. 6. Энергия динамических потерь E_{on}, E_{off} и E_{rr} при различных значениях напряжения питания V_{CC} и температуры T_j

На рис. 5, взятом из спецификации модуля IGBT Trench 4 (300 A/1200 В), показана типовая зависимость энергии потерь E_{on}, E_{off} и E_{rr} от тока коллектора.

На рис. 6 приведены диаграммы, позволяющие сравнить энергию динамических потерь E_{on}, E_{off} и E_{rr} модуля IGBT Trench 4 (600 A/1700 В) при разных уровнях напряжения питания V_{CC} и температуры чипа T_j. Значения потерь даны в процентах, за 100% приняты справочные величины из спецификации модуля при V_{CC} = 900 В и T_j = +150 °C.

Выходной каскад драйвера

Параметры схемы управления затвором IGBT также влияют на результаты измерений потерь переключения. В спецификации модуля приводятся номиналы резистора затвора, а также уровни напряжения управления $V_{G(on)}$ и $V_{G(off)}$; величина R_G может отличаться для режима включения (R_{Gon}) и выключения (R_{Goff}).

На рис. 7, взятом из спецификации модуля IGBT Trench 4 (300 A/1200 В), представлена типовая зависимость энергии динамических потерь E_{on}, E_{off} и E_{rr} от внешнего резистора затвора R_G. Поскольку коллекторный ток растет медленнее (увеличивается время t_r) с увеличением R_G, энергия включения E_{on} при этом становится ощутимо больше. В отличие от E_{on}, энергия выключения E_{off} (особенно у IGBT Trench 4) почти не зависит от резистора затвора.

Быстрое включение IGBT приводит к ускорению процесса коммутации в цепи оппозитного диода и увеличению тока его восстановления I_{RR}, и наоборот. Таким образом, потери обратного восстановления E_{rr} падают с увеличением R_G. Нижний предел резистора R_{Gon} зависит (среди прочих параметров) от пикового значения I_{RR} и уровня перенапряжения V_R в условиях допустимой перегрузки по этому току (I_{RRM}).

Аналогично, минимальное значение R_{Goff} определяется (среди прочих параметров) уровнем коммутационного перенапряжения и пределами области безопасной работы. Для сопоставимости данных многие производители указывают в спецификациях величину di/dt при нормировании параметра E_{on} и dv_{CE}/dt при нормировании параметра E_{off}.

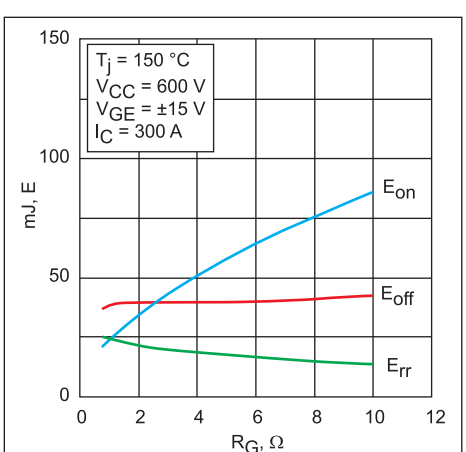


Рис. 7. Типовая зависимость энергии динамических потерь от резистора затвора R_G для IGBT Trench 4

Влияние напряжения управления V_G

Чем выше уровень напряжения управления V_G (при том же резисторе R_G), тем быстрее заряд Q_g поступает на затвор или удаляется из него, при этом время переключения и энергия потерь IGBT уменьшаются. Допустимое значение V_G не должно превышать ±20 В, большинство производителей определяют параметры модулей IGBT 12 и 17 класса при напряжении на затворе $V_{G(on/off)}$ = ±15 В, а для модулей с V_{CE} = 600/650 В при $V_{G(on/off)}$ = +15 В/–7,5 В.

Информацию о конкретных требованиях, предъявляемых к устройствам управления затвором IGBT, можно найти в [2] и [6]. Отметим, что многие серийно выпускаемые драйверы (например, SEMIKRON), имеют напряжение выключения –7…–8 В. Маломощные драйверы часто предлагаются с нулевым уровнем $V_{G(off)}$ = 0 В, более подробная информация приведена в [7].

Дополнительные факторы, влияющие на динамические потери

Условия нагрузки

При работе на резистивную нагрузку (вместо индуктивной, используемой в тестовой схеме) потери уменьшаются, поскольку ток коллектора увеличивается только в тот момент времени, когда падает напряжение «коллектор–эмиттер». Коммутационные потери при наличии емкостной составляющей (которая, например, есть у соединительного кабеля двигателя), напротив, оказываются несколько выше, так как в этом случае IGBT дополнительно нагружается емкостным током заряда/разряда.

Паразитная индуктивность DC–шины L_σ

Паразитные индуктивности в цепи коммутации оказывают сильное влияние на динамические потери. В тестовой схеме при переключении IGBT нижнего плеча (BOT) и оппозитного диода (TOP) (рис. 8) напряжение V_{AC} измеряется между AC-выходом и дополнительным выводом эмиттера (сплошные синие линии на рис. 8). Общая паразитная индуктивность L_σ рассчитывается, как:

$$L_\sigma = L_{DC+} + L_{DC-} + L_{E(BOT)}, \quad (5)$$

где L_{DC+} и L_{DC-} — распределенные индуктивности DC-шины, $L_{E(BOT)}$ — распределенная индуктивность эмиттера BOT IGBT.

В зависимости от того, на каком плече полумоста производятся измерения, параметр L_E эмиттерной цепи относится к верхнему (TOP) IGBT — $L_{E(TOP)}$ или нижнему (BOT) IGBT — $L_{E(BOT)}$. Распределенные индуктивности эмиттерных проводников и терминалов составляют значительную часть величины L_{CE}, указанной в технической спецификации.

На рис. 9 показано влияние паразитных индуктивностей DC-шины на процесс коммутации. Именно они создают падение напряжения Δv_{CE} при включении и перенапряжение при выключении IGBT. Величина L_σ для режима включения может быть рассчитана с помощью выражения (6):

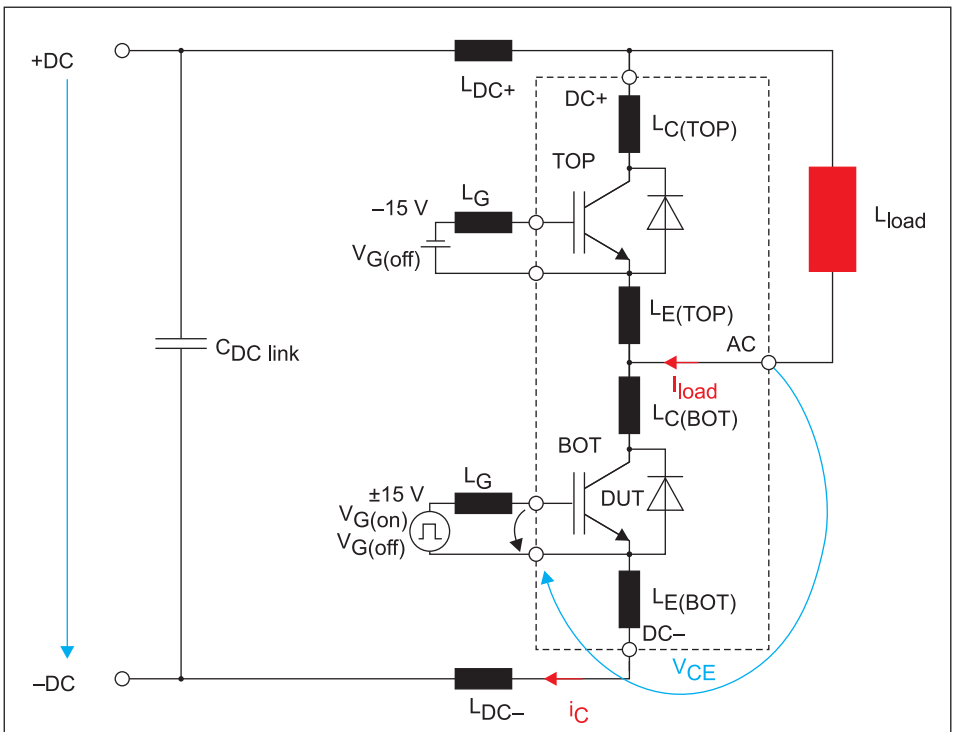


Рис. 8. Тестовая схема с паразитными индуктивностями в цепи BOT IGBT и TOP FWD

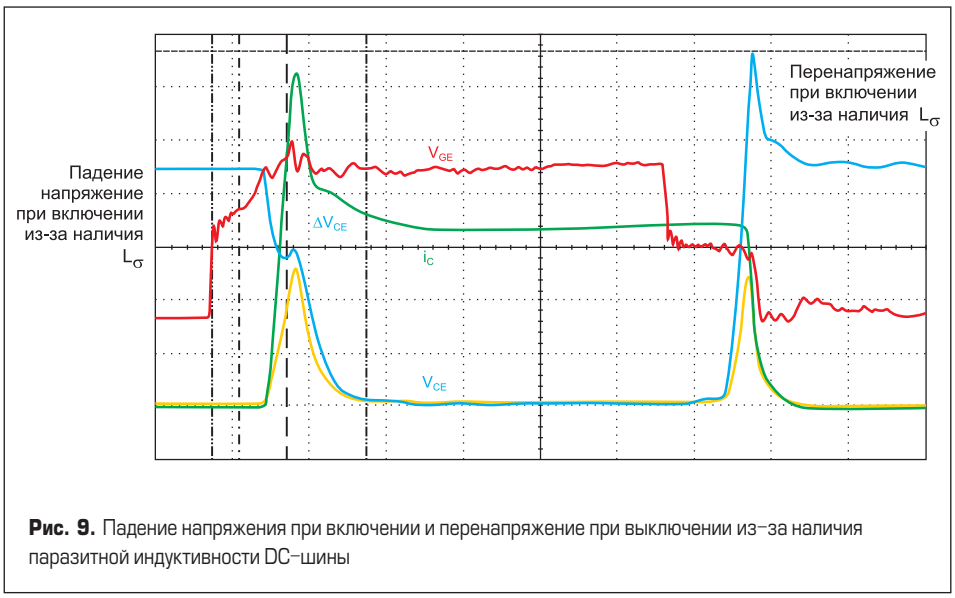


Рис. 9. Падение напряжения при включении и перенапряжение при выключении из–за наличия паразитной индуктивности DC–шины

$$L_\sigma = \Delta v_{CE} / di_c/dt. \quad (6)$$

В процессе включения чем выше величина L_σ, тем больше упадет напряжение V_{CE} при увеличении тока коллектора. Следовательно, энергия потерь E_{on} снижается с ростом паразитной индуктивности. При выключении наблюдается обратный эффект: чем больше L_σ, тем выше коммутационные потери E_{off}. Причина этого заключается в росте амплитуды коммутационного перенапряжения «коллектор–эмиттер» и снижении скорости переключения di/dt. Как правило, справочные значения L_σ, указываемые в спецификации стандартных IGBT-модулей, находятся в диапазоне 30–60 нГн. На рис. 10 показано влияние паразитной индуктивности на уровень коммутационных потерь.

Индуктивность цепи затвора L_G

Индуктивность цепи управления затвором L_G (рис. 8) также влияет на динамические свойства IGBT. Величина L_G в основном зависит от длины и способа соединения выхода драйвера с затвором транзистора. Эту индуктивность по ее влиянию можно срав-

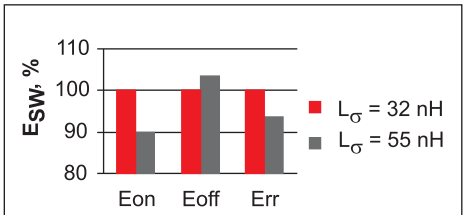


Рис. 10. Влияние паразитной индуктивности DC–шины L_σ на энергию потерь E_{on}, E_{off}, E_{rr}

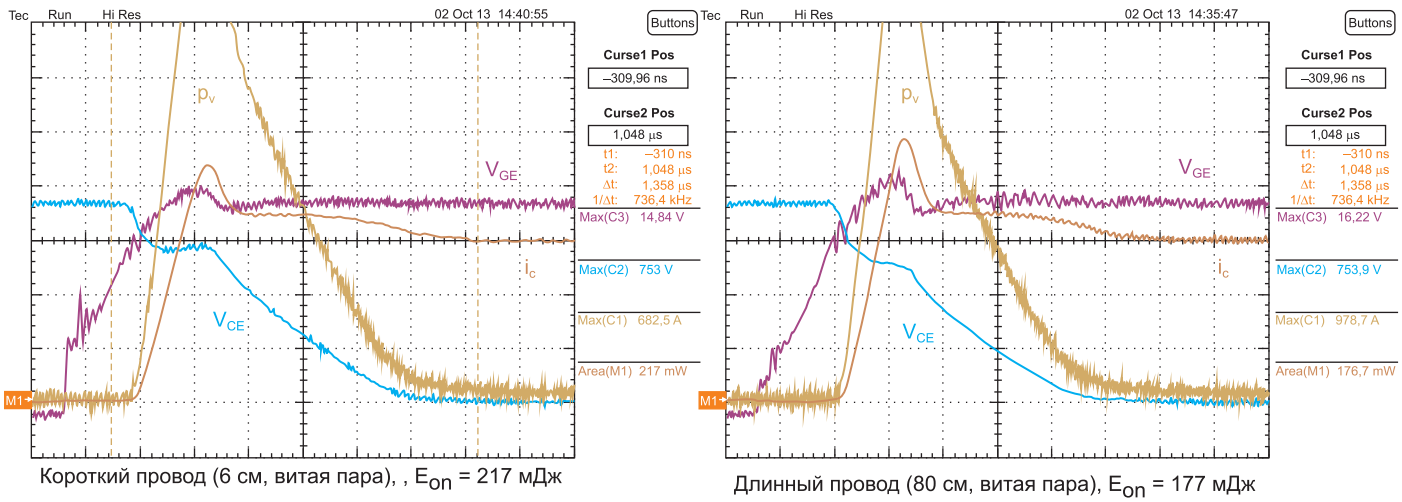


Рис. 11. Энергия включения E_{on} IGBT Trench 4 (1200 В / 450 А) при двух значениях индуктивности цепи управления L_G

Таблица 1. Типовые пределы интегрирования при нормировании энергии потерь

Стандарт	E_{on}		E_{off}	
	t_1	t_2	t_3	t_4
IEC 60747-9	$V_{GE} = 0,1 \times V_{G(on)}$	$V_{CE} = 0,02 \times V_{CC}$	$V_{GE} = 0,9 \times V_{G(on)}$	$I_C = 0,02 \times I_C$
SEMIKRON	$V_{GE} = 0,1 \times V_{G(on)}$	$V_{CE} = 0,02 \times V_{CC}$	$V_{GE} = 0,9 \times V_{G(on)}$	$I_C = 0,02 \times I_C$
Manufacturer IN	$I_C = 0,1 \times I_C$	$V_{CE} = 0,02 \times V_{CC}$	$V_{CE} = 0,1 \times V_{CC}$	$I_C = 0,02 \times I_C$
Manufacturer M1	$V_{GE} = 0,1 \times V_{G(on)}$	$V_{CE} = 0,1 \times V_{CC}$	$V_{CE} = 0,1 \times V_{CC}$	$I_C = 0,02 \times I_C$
Manufacturer AB	$V_{GE} = 0,1 \times V_{G(on)}$	$t_2 = t_1$+(10...20) мкс*	$V_{GE} = 0,9 \times V_{G(on)}$	$t_4 = t_3$+(10...20) мкс*
Manufacturer IX	$I_C = 0,1 \times I_C$	$V_{CE} = 0,1 \times V_{CC}$	$V_{CE} = 0,1 \times V_{CC}$	$I_C = 0,1 \times I_C$

Примечание: * — зависит от класса напряжения IGBT.

нить с источником тока, который обеспечивает дополнительный заряд затвора в начале так называемого «плато Миллера» на графике V_{GE}. При этом увеличивается наклон характеристики di_C/dt, что снижает величину E_{on}. Быстрое включение IGBT приводит к ускорению процесса коммутации тока из оппозитного диода в цепь «коллектор–эмиттер». Таким образом, энергия обратного восстановления E_{rr} диода растет с увеличением L_G. На рис. 11 показаны эпюры включения IGBT при разных расстояниях между выходом драйвера и затвором.

При выключении IGBT скорость его коммутации не зависит от L_G, однако с увеличением индуктивности растет время задержки $t_{d(off)}$. Таким образом, в соответствии со стандартом IEC 60747-9 должно увеличиваться и значение энергии потерь E_{off}. Однако если нижний предел интегрирования E_{off} определяется при $V_{CE} = 0,1 \times V_{CC}$, то величина энергии остается независимой от L_G (см. табл. 1, например, для производителя IN).

Кроме того, использование длинного кабеля в цепи затвора создает «индуктивный» эффект, который может проявляться в виде перенапряжений и паразитных осцилляций в сигнале V_{GE}, а также высоких пиковых токов в случае короткого замыкания. При этом обычные методы ограничения уровня напряжения на затворе оказываются мало эффективными.

Очевидно, что в любом случае следует свести к минимуму распределенную индуктивность цепи управления затвором L_G, хотя это может привести к некоторому повышению энергии включения E_{on}. Отметим, что как правило, в спецификациях IGBT не дается никакой информации о допустимых значениях L_G.

Пределы интегрирования при определении энергии потерь E_{on} и E_{off}

Пределы интегрирования при нормировании энергии потерь указаны в разделе 2.2 стандарта IEC 60747-9. Однако многие производители силовых модулей используют собственные значения, некоторые примеры приведены в таблице 1.

Преимущество привязки пределов интегрирования к току I_C при включении и напряжению V_{CE} при выключении (вместо V_{GE}) состоит в обеспечении независимости результатов от колебаний сигнала «затвор–эмиттер» и допусков на время задержки включения и выключения. В этом случае расчетные значения E_{on} и E_{off} получаются немного меньше, чем при определении согласно стандарту IEC 60747-9. На рис. 12 приведен пример сравнения справочных данных E_{sw}, рассчитанных по разным методикам.

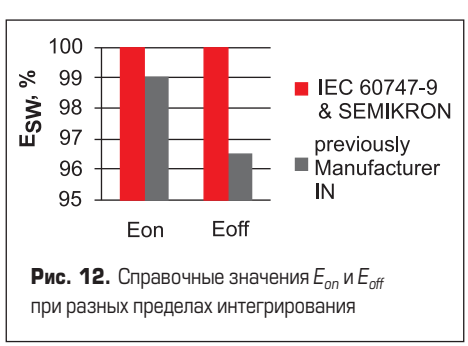


Рис. 12. Справочные значения E_{on} и E_{off} при разных пределах интегрирования

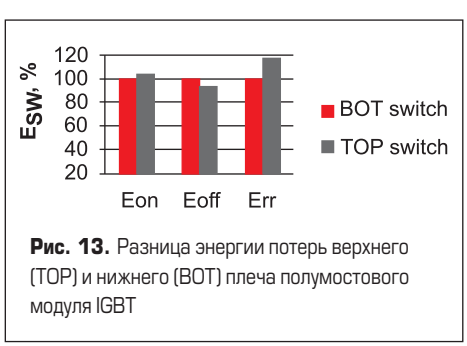


Рис. 13. Разница энергии потерь верхнего (TOP) и нижнего (BOT) плеча полумостового модуля IGBT

Оценка результатов измерений

В спецификациях модулей приводятся типовые значения динамических характеристик. Они определяются в соответствии со стандартом IEC 60747-9 на основе статистического анализа результатов измерений коммутационных потерь транзистора и диода (IGBT/FWD) верхнего и нижнего плеча. Поскольку стандарт дает параметры полупроводниковых кристаллов (а не модулей), необходимо произвести измерения характеристик каждого ключа IGBT/FWD. Например, если трехфазный модуль содержит шесть IGBT с разными свойствами, то следует определить параметры всех транзисторов. Однако, в большинстве случаев, в состав таких компонентов входят идентичные чипы, поэтому в технических характеристиках модуля достаточно указать данные только одного ключа. Это правило не распространяется на трехуровневые модули, где могут быть использованы разные кристаллы.

Паразитные индуктивности и пути коммутации разных кристаллов внутри модуля несколько отличаются, что создает небольшие различия энергии потерь между ключами (см. пример на рис. 13). Поскольку выбор

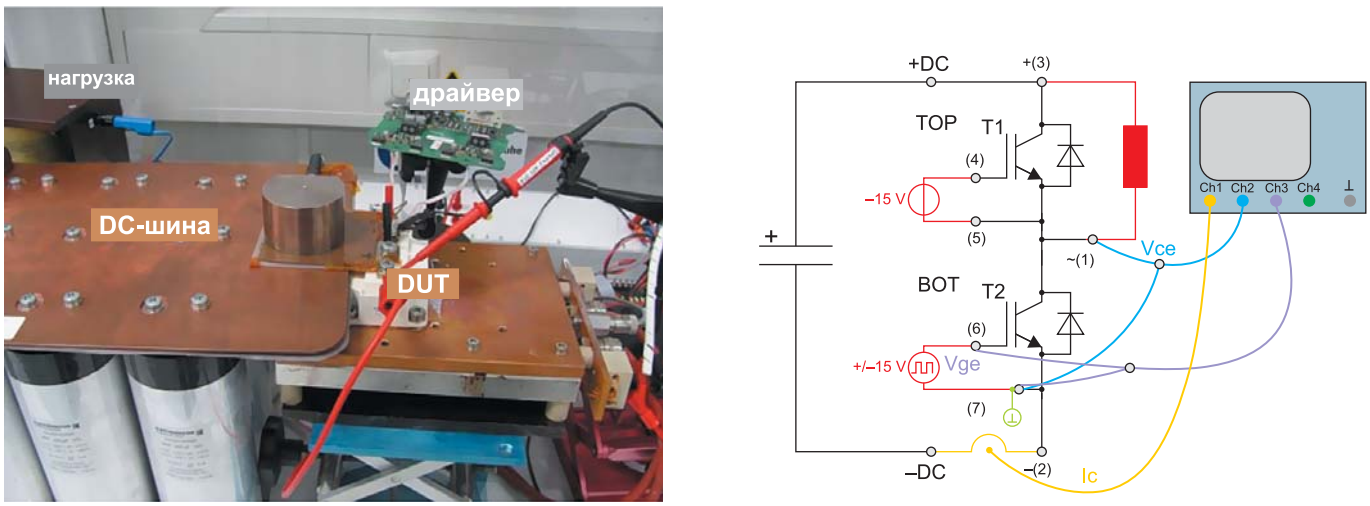


Рис. 14. Стенд для испытаний динамических характеристик IGBT, схема измерений параметров ключей BOT IGBT/TOP FWD

статистических методов остается за производителем, он может решить, какой «запас по надежности» следует использовать при сравнении измеренных и справочных значений.

Определение динамических потерь модулей IGBT SEMIKRON

Схема испытаний полумостовых модулей

На рис. 14 показаны установка и тестовая схема для определения динамических характеристик полумостовых IGBT семейства SEMITRANS 3 (стандартный конструктив 62 мм). Модуль устанавливается на нагревательную пластину с регулируемой температурой. Выводы питания соединены с копланарной низкоиндуктивной DC-шиной через датчик тока (датчик Пирсона). Нагрузка с высокой индуктивностью подключена между терминалами +DC и AC тестируемого модуля IGBT. В данном примере показана схема измерения параметров BOT IGBT и TOP FDW, транзистор TOP IGBT блокирован подачей напряжения $V_{G(off)} = -15$ В между затвором и сигнальным выводом эмиттера. Драйвер соединен с выводами управления IGBT витым проводом длиной 10 см, что обеспечивает низкую индуктивность цепи затвора.

Условия испытаний

В таблице 2 приведены значения основных тестовых параметров: тока коллектора I_C, напряжения питания V_{CC} и температуры кристалла T_j, используемых SEMIKRON для определения энергии потерь переключения.

В основном SEMIKRON использует такие же тестовые параметры, что и большинство других производителей силовых ключей. В настоящее время компания определяет динамические характеристики модулей IGBT 17 класса при $V_{CC} = 1200$ В, это на 300 В выше аналогичной нормы у большинства конкурентов. Однако для лучшей сопоставимости параметров в технических спецификациях новых 1700-В IGBT времена и потери переключения даются при $V_{CC} = 900$ В.

Динамические характеристики интеллектуальных силовых модулей IPM SKiiP также измеряются при более высоких напряжениях питания, поскольку они могут быть использованы в качестве рабочих благодаря очень низкой распределенной индуктивности конструктива SKiiP.

Как объяснялось ранее, увеличение паразитной индуктивности L_G в цепи коммутации приводит к снижению потерь включения E_{on} и увеличению потерь выключения E_{off}. На сегодня SEMIKRON не определяет величину L_G в технической документации, однако этот параметр будет указан в спецификациях новых модулей IGBT.

Выбор пределов интегрирования для измерения энергии потерь E_{on} и E_{off}

Как и большинство производителей, SEMIKRON использует различные пределы интегрирования для определения параметров E_{on} и E_{off} выпускаемых и перспективных модулей IGBT (табл. 3).

Использование 10% пределов I_C при включении и V_{CC} при выключении изменяет величины коммутационных потерь на несколько процентов, однако это позволяет применять измерительное оборудование с программируемыми параметрами и обеспечивает лучшую воспроизводимость результатов измерений. Кроме того, при этом улучшается сопоставимость со спецификациями других производителей (табл. 1).

Сопоставление результатов измерений и справочных данных

В большинстве случаев SEMIKRON измеряет энергию потерь IGBT в соответствии со стандартом IEC 60747-9. В спецификациях указываются динамические характеристики кристаллов с самыми высокими потерями переключения, у полумостовых модулей это, как правило, транзистор нижнего плеча BOT. Полученный результат увеличивается на 10%, что позволяет компенсировать разброс параметров компонентов и погрешность измерений.

Таблица 2. Условия испытаний модулей IGBT SEMIKRON

Группа модулей IGBT		I_C	V_{CC}, В		T_j
Семейство IGBT	V_{CES}, В		Выпускаемые модули	Новые модули	
SEMITRANS, SEMiX, SKiM, MiniSKiiP, SEMITOP	600/650	ICnom*	300	300	+25 °C и $T_{j(max)}$ – 25 K
	1200		600	600	
	1700		1200	900 (1200)**	
SKiiP3, SKiiP4 IPM	1200		600 и 900	600 и 900	
SKiiP3 IPM	1700		900 и 1200	900 и 1200	
SKiiP4 IPM			900 и 1300	900 и 1300	

Примечание: * – для модулей SEMITOP и SKiiP3 используются специальные нормы I_C; ** – $V_{CC} = 1200$ В по запросу.

Таблица 3. Изменения пределов интегрирования при нормировании энергии потерь для новых IGBT-модулей

		Выпускаемые модули	Новые модули
Включение	$E_{on} = \int_{t1}^{t2} v_{CE}(t) \times i_C(t) dt$	$0{,}1 \times V_{G(on)}$...$0{,}02 \times V_{CC}$	$0{,}1 \times I_C$...$0{,}02 \times V_{CC}$
Выключение	$E_{off} = \int_{t3}^{t4} v_{CE}(t) \times i_C(t) dt$	$0{,}9 \times V_{G(on)}$...$0{,}02 \times I_C$	$0{,}1 \times V_{CC}$...$0{,}02 \times I_C$

Для вновь разрабатываемых силовых ключей система нормирования динамических параметров несколько изменена. Как и ранее, тестированию подвергаются все элементы, входящие в модуль, однако теперь параметры ключей с максимальными потерями измеряются в большем количестве приборов, что повышает достоверность результатов. Соответственно, в технические спецификации новых IGBT будут включаться средние значения E_{on}/E_{off}, измеренные на расширенной выборке компонентов.

Заключение

Задачей данной публикации является помощь в сравнении и выборе IGBT на основе справочных данных. Сопоставление динамических характеристик модулей разных производителей является весьма сложной задачей, и для ее решения необходимо понимать, что значения коммутационных потерь во многом зависят от условий измерения. Для упрощения выбора и сопоставления параметров новых силовых ключей SEMIKRON будет добавлять или изменять некоторые условия измерений в спецификациях. Эти изменения и их влияние на величину динамических потерь описаны выше.

Литература

1. U. Nicolai, A. Wintrich. Determining switching losses of SEMIKRON IGBT modules. Application Note AN-1403. SEMIKRON, 2014.
2. A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann. Application Manual Power Semiconductors. ISLE Verlag 2011.
3. IEC 60747-9: Semiconductor devices – discrete devices. Part 9: Insulated-gate bipolar transistors (IGBT).
4. J. Lamp. IGBT Peak Voltage Measurement and Snubber Capacitor Specification. Application Note AN-7006. SEMIKRON, 2008.
5. IEC 60747-2: Semiconductor devices – discrete devices. Part 2: Rectifier diodes.
6. M. Hermwille. IGBT Driver Calculation», Application Note AN-7004. SEMIKRON, 2004.
7. N. Hofstoetter. Limits and hints how to turn off IGBTs with unipolar supply. Application Note AN-1401. SEMIKRON, 2015.
8. А. Колпаков. Контрольная точка, или Как читать Datasheet между строк // Электронные компоненты. 2005. № 6. 2006. №9.

Компактный драйвер биполярных шаговых электродвигателей высокого разрешения на 40 В и 1,8 А от Toshiba

Компания Toshiba Electronics Europe представляет драйвер биполярных шаговых электродвигателей высокого разрешения с высоким максимальным напряжением до 40 В и током до 1,8 А. Сверхкомпактный драйвер TB62269FTAG предназначен для применения в различных устройствах — от бытовых приборов и средств промышленной автоматики до 3D-принтеров и банкоматов.

Новинка выпускается в корпусе QFN32 размерами 5×5×1 мм и помогает проектировщикам экономить место на печатной плате. Высокое разрешение 1/32 шага (max) позволяет снизить вибрацию и шум, а низкое сопротивление в открытом состоянии (всего 0,8 Ом) обеспечивает энергоэффективную работу при минимальном тепловыделении.

В драйвере TB62269FTAG реализованы встроенные функции обнаружения ошибок и защиты для безопасной и надежной работы оборудования. Функции защиты активируют схемы отключения при перегреве и превышении тока, а также выход сигнала обнаружения ошибки.

www.toshiba.semicon-storage.com

реклама

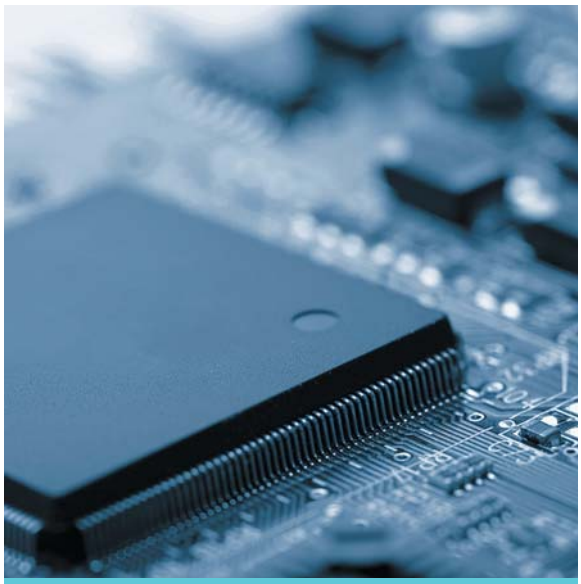
АВИ СОЛЮШНС
точность решает всё

Новое имя – прежние ценности

ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНЫЕ КОМПОНЕНТЫ И РЕШЕНИЯ ДЛЯ СЛОЖНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ ЗАДАЧ

Источники питания

Электроприводы



Электронные компоненты

Датчики

(812) 702–10–01
sales@avi–solutions.com
www.avi–solutions.com

на рынке
с 1998 года

реклама

Новое семейство миниатюрных, быстродействующих и точных датчиков

для изолированного измерения тока

Конструкция изолированных датчиков тока постоянно изменяется, что обусловлено требованиями снижения стоимости и размеров. В соответствии с этой тенденцией было разработано новое семейство интегральных сенсоров, не нуждающихся в магнитной цепи и размещаемых в стандартных малогабаритных корпусах интегральной микросхемы. Тщательная проработка конструкции позволила обеспечить точность, соизмеримую с показателями обычных датчиков при незначительном снижении напряжения изоляции. Кроме того, они обладают некоторыми дополнительными функциями.

Дэвид Джоблинг (David Jobling)

Дэвид Барбагалло (David Barbagallo)

Джулиен Феньон (Julien Feignon)

Перевод: Андрей Карташев

Введение

Изолированные датчики тока, как правило, детектируют магнитное поле измеряемого тока; дополнительное преимущество этого состоит в возможности измерения как постоянного так и переменного токов. Компания LEM в последние годы следует двум тенденциям развития датчиков тока прямого усиления:

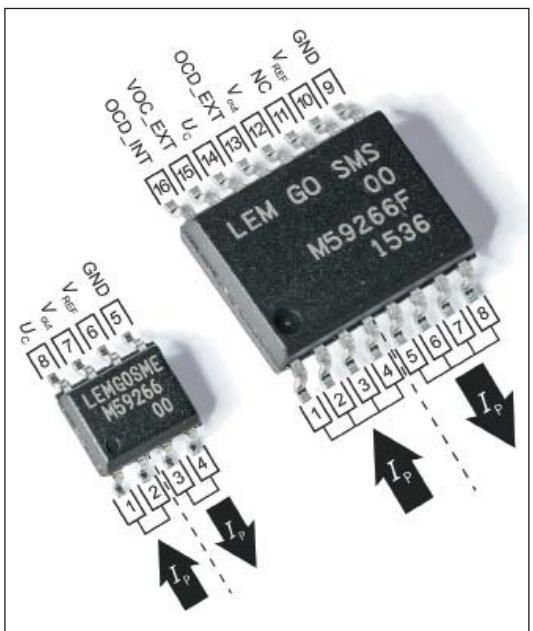


Рис. 1. Датчики серии GO в корпусах SOIC-8 и SOIC-16

снижение стоимости и размеров. Кроме того, использование специально разработанной микросхемы CMOS ASIC в качестве чувствительного элемента позволяет обеспечить основные параметры, такие как точность и время отклика, на уровне более сложных датчиков компенсационного типа [1]. Обычно микросхема ASIC (Application-Specific Integrated Circuit) размещается в воздушном зазоре небольшой магнитной цепи, которая обеспечивает усиление магнитного поля протекающего тока, тем самым уменьшая уровень шумов, а также экранирование от внешних помех. Большинство обычных датчиков LEM прямого усиления измеряет токи в пределах от 3 А до сотен ампер при напряжении изоляции до 8 кВ и времени отклика от 2 мкс.

Некоторые применения, особенно электроприводы, предъявляя те же требования по быстродействию, имеют меньшие требования к диапазону измеряемых токов и прочности изоляции при очень сильном ценовом давлении. В таких применениях, как, например, бытовая техника, приводы оконных жалюзи и кондиционеры, низкая стоимость и небольшие размеры датчиков особенно важны. Для этих случаев LEM разработала новую серию датчиков GO, размер которых дополнительно уменьшен за счет устранения магнитной цепи. Вместо этого первичный ток проходит непосредственно через выводы корпуса датчика, где производится измерение его магнитного поля с помощью новой микросхемы ASIC, разработанной на основе ASIC, используемой в стандартных датчиках.

На рис. 1 показано два примера исполнения таких устройств. Один датчик размещен в корпусе SOIC-8, где четыре вывода предназначены для подключе-

ния питания, выходного напряжения V_{OUT} и опорного напряжения V_{ref}. Другой имеет корпус SOIC-16, где восемь вторичных выводов дают возможность организовать выходы двух детекторов тока перегрузки (OCD) с двумя разными уровнями перегрузки по току: один является очень быстрым, второй имеет меньшую скорость, но бóльшую точность. Показатели быстродействия и точности датчиков GO схожи с характеристиками, которые обеспечивают датчики с магнитной цепью. Отсутствие магнитной цепи у GO, конечно, означает и отсутствие погрешности из-за магнитного смещения.

Архитектура и особенности

ASIC для серии GO является производной от микросхемы, использованной в датчиках тока LEM прямого усиления, имеющих магнитную цепь. У компании имеется большой опыт разработки таких ASIC, что позволило ввести некоторые дополнительные функции в имеющиеся блоки обработки сигнала. В этом разделе описана конструкция датчиков GO и некоторые ее отличия от конструкции датчиков с магнитной цепью.

На рис. 2 показана упрощенная блок-схема сенсора GO в 16-выводном корпусе. Матрицы элементов Холла, имплантированные в ASIC, размещаются по обеим сторонам первичного проводника с током для детектирования его магнитного поля. Их начальное смещение вместе со смещением входных усилителей сводится к нулю с помощью специальной технологии дискретного модулирования выходного сигнала элементов Холла в напряжение переменного тока. После усиления этот сигнал демодулируется к своей первоначальной форме, а затем поступает на выходной усилитель и фильтр. Малое время отклика достигается за счет использования высокой тактовой частоты модулятора и внутренней фильтрации, которая убирает шумы в полосе пропускания системы. В процессе производства каждый датчик проходит индивидуальную калибровку. При трех различных температурах производится измерение дрейфа чувствительности и выходного смещения, соответствующие поправки сохраняются в памяти EEPROM в ASIC. Это гарантирует, что точность датчика не будет меняться из-за изменения температуры, и со временем, в течение срока службы.

Микросхема ASIC отделена от проводника с первичным током набором изолирующих слоев (оптимальная изоляция была выбрана с учетом наилучшего компромисса между высокой прочностью изоляции при толстом слое изоляции и высоким уровнем магнитного поля в элементах Холла при тонком слое изоляции). Матрицы элементов Холла, расположенные на противоположных сторонах относительно проводника с током, чувствительны к полям с противоположным направлением, поэтому датчик невосприимчив к однородным магнитным полям, образуемым другими, внешними источниками, не связанными с измеряемым током. Точное поперечное положение элементов Холла по отношению

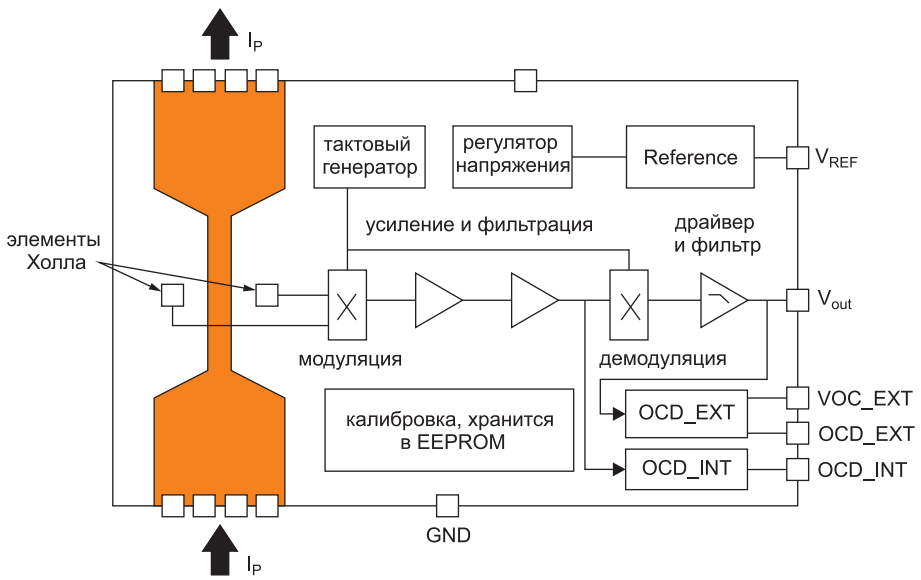


Рис. 2. Блок-схема датчика GO в корпусе SOIC-16

к направлению тока не критично, поскольку используются разница между выходными сигналами элементов на противоположных сторонах. Другими словами, элементы Холла здесь сконфигурированы как датчик градиента.

Блок-схема системы детектирования перегрузки по току (OCD) представлена на рис. 3. Цель состоит в задании двух различных уровней детектирования перегрузки. Назначением первого уровня, немного превышающего максимальный измеряемый уровень тока, является предупреждение, например, о том, что ток выходит из ожидаемого диапазона. Этот узел OCD должен быть достаточно точным, но не обязательно быстрым, каждому пользователю может потребоваться задание своего уровня. Отсутствие требований по высокому быстродействию позволяет подключить вход первого OCD к выходу датчика и задавать уровень с помощью внешних резисторов, отсюда и его название — OCD_EXT.

Второй уровень предназначен для предупреждения опасно высоких токов, возникающих, например, при коротком замыкании. Отклик при этом должен быть очень быстрым, но значение порогового уровня и точность его задания не являются критическими. Чтобы получить малое время отклика и задать порог OCD за пределами нормального рабочего диапазона, вход второго OCD должен быть подключен до демодулятора. Его уровень устанавливается внутри системы и хранится в памяти EEPROM, поэтому детектор называется OCD_INT. Как правило, этот порог равен трехкратному номинальному току I_{PN}.

Блок-схема на рис. 3 является упрощенной: в ней отсутствует узел, обеспечивающий реакцию обоих блоков OCD на положительные и отрицательные перегрузки по току.

Обе схемы OCD проверяют, что состояние перегрузки сохраняется, по крайней мере, в течение 1 мкс для исключения ложных срабатываний, и состояние обоих выходов после

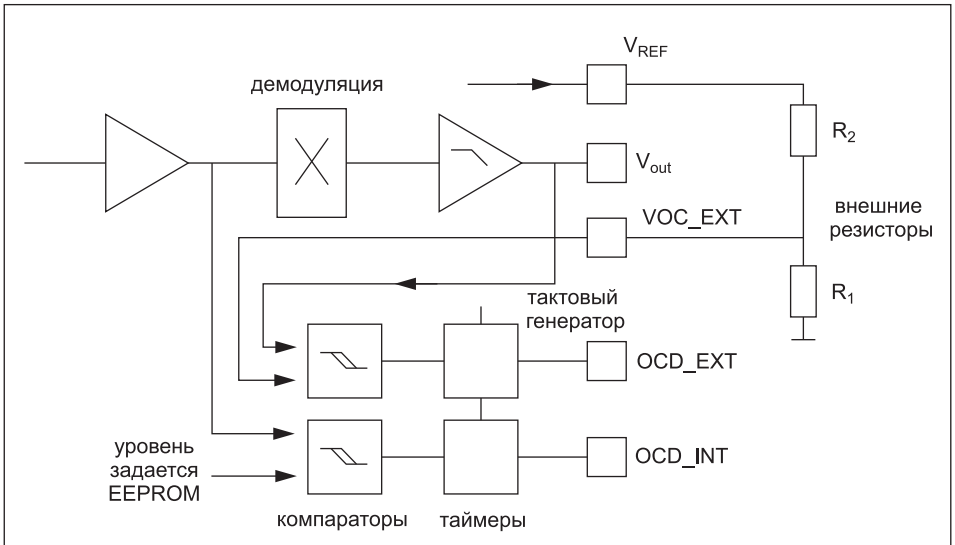


Рис. 3. Блок-схема системы детектирования перегрузки по току

Таблица 1. Сравнение основных параметров датчика серии GO и датчика с магнитопроводом

	Датчик GO	Датчик с магнитопроводом
Номинальный измеряемый ток, А	4–30	3–50
Напряжение питания, В	3,3 или 5 (19 мА)	
Иммунитет к внешним полям	Есть: датчик градиента	Есть: магнитопровод
Прочность изоляции (50 Гц, 1 мин), кВ	3	4,3
Импульсная прочность изоляции (50 мкс), кВ	4	8
Длина пути тока утечки по корпусу и по воздуху, мм	4 (SOIC-8) и 7 (SOIC-16)	>8
Погрешность при +25 °C, %	1	
Погрешность в диапазоне температур +25...+105 °C, %	3	3,4
Сопротивление первичной цепи, мОм	0,7	0,2
Детектирование перегрузки	Есть, время отклика 10 мкс	Нет
Детектирование КЗ	Есть, время отклика 2,1 мкс	Есть в некоторых моделях, время отклика 2,1 мкс
Время отклика, мкс	<2,5	
Дрейф начального тока (модель 10 А), мА/К	0,9	
Дрейф чувствительности, ppm/K	150	200
Магнитное смещение	0	0,25 А после 10xIPN
Площадь основания, мм^2	50–100	400 и более
Высота, мм	2,5	12 и более

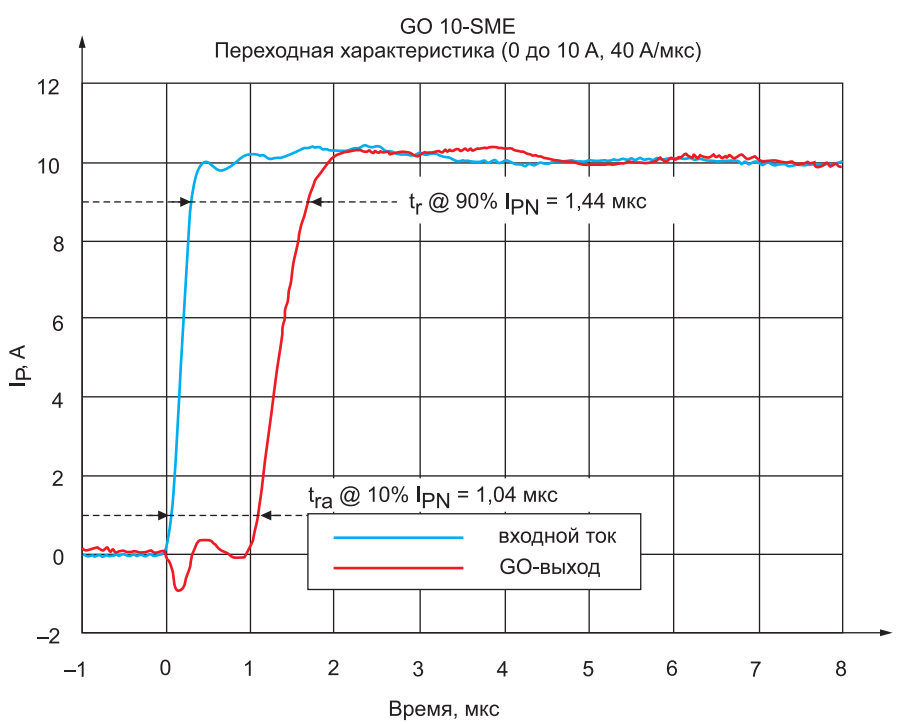


Рис. 4. Измерение времени отклика датчика GO

срабатывания сохраняется в течение 10 мкс, чтобы быть уверенными в том, что состояние перегрузки может быть обнаружено. Выходы детекторов имеют открытый сток, что удобно для объединения блоков OCD нескольких датчиков. Время срабатывания триггера OCD_INT менее 2,1 мкс; типовое время отклика OCD_EXT составляет 10 мкс.

Монтажная площадь датчиков серии GO в 16-выводном корпусе составляет около 100 мм^2, в восьмивыводном корпусе — примерно в два раза меньше. Соответствующее значение для самых маленьких датчиков с магнитной цепью, предназначенных для монтажа на печатную плату, — около 400 мм^2. Высота составляет 2,5 и 12 мм соответственно. Однако для обоих типов сенсоров, работающих в более высоких токовых диапазонах, необходимо предусмотреть меры для отвода тепла, генерируемого измеряемым током. Тепловыделение будет больше в датчиках серии GO, поскольку у них выше внутреннее сопротивление первичной цепи.

Основные параметры и результаты тестирования

В таблице 1 приведены основные электрические параметры датчиков серии GO, а также значения тех же параметров датчика прямого усиления с магнитопроводом. Для сравнения был выбран малогабаритный датчик; датчик с бóльшими габаритами будет иметь другие характеристики.

Таблица 1 показывает, что многие ключевые электрические параметры остались без изменений или немного улучшились по сравнению с характеристиками датчика с магнитопроводом, тогда как некоторые, такие как габариты и прочность изоляции, отличаются, что позволяет применять различные серии датчиков в разных областях и на различных рынках.

На рис. 4 показано измеренное время отклика после скачка первичного тока в течение 0,3 мкс. Компактный размер и отсутствие магнитных элементов в датчике обеспечивает очень малый уровень перерегулирования и звона. Утверждение, сделанное ранее о том,

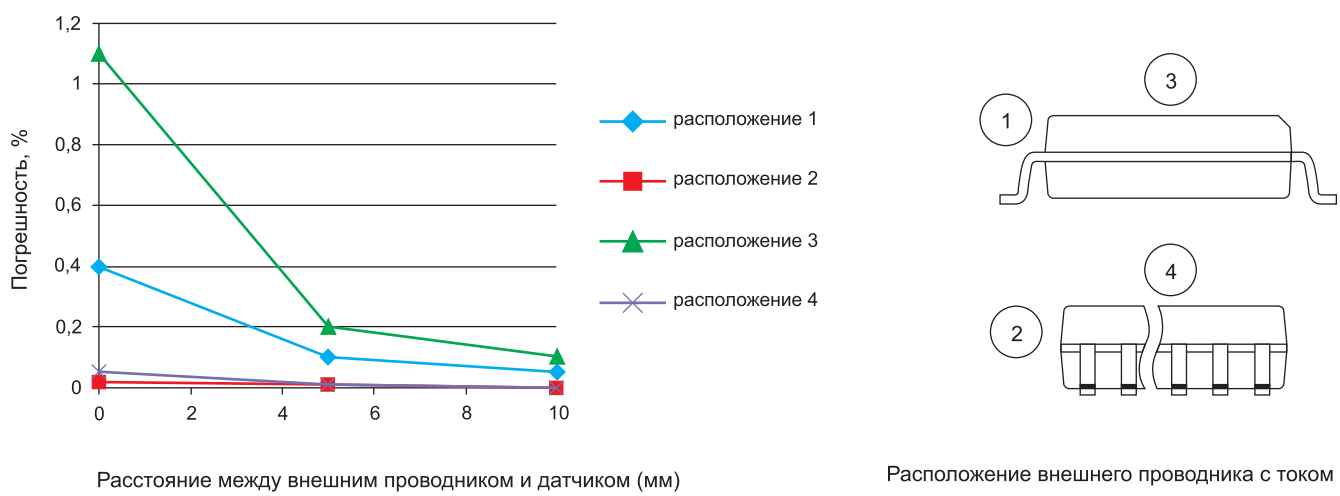


Рис. 5. Влияние внешних проводников на точность датчика GO. Ошибка показана для случая, когда токи в измеряемой цепи и во внешнем проводнике одинаковы

что датчики GO не чувствительны к внешнему магнитному полю, справедливо в том случае, если усиленные электрические сигналы элементов Холла с обеих сторон одинаковы, поскольку в схеме используется разница напряжений между двумя выходами. Для этого требуется выполнение следующих условий:

- чувствительность элементов Холла по обе стороны проводника с током (и усилителей, к которым они подключены) должна быть одинаковой, т. е. их характеристики должны совпадать;
- магнитное поле должно быть одинаковым и однородным по обеим сторонам проводника с током.

Относительно первого пункта можно сказать, что, поскольку элементы Холла и усилители сделаны в ходе одного технологического процесса, они имеют отличное соответствие. Воздействие однородного внешнего магнитного поля на датчик GO почти идеально подавляется.

Однако по второму пункту: магнитные поля, создаваемые проводами, расположенными вблизи датчика, не являются однородными, и выходные сигналы с двух сторон не будут подавляться полностью. Этот вопрос был исследован для проводников, находящихся в четырех различных положениях рядом с датчиком GO (рис. 5). Худшим является положение 3, когда внешний проводник соосен с внутренним проводником тока в датчике GO. Если ток в нем равен измеряемому (10 А), то выходная ошибка датчика, обусловленная влиянием внешнего проводника с током, будет всего около 1% от измеряемого тока даже при нулевом расстоянии между внешним проводником и датчиком. Это исследование показывает, что при минимальной оптимизации дизайна печатной платы внешние проводники с током будут иметь пренебрежимо малое влияние на точность датчиков серии GO.

Еще одним важным фактором в работе миниатюрных датчиков является влияние скачков первичного напряжения на выходной сигнал. Эту проблему лучше всего решать на уровне ASIC. На этом уровне все слабосигнальные цепи являются дифференциальными, и поэтому синфазные помехи из-за внешних переходных процессов имеют небольшое влияние. Чувствительные зоны могут быть защищены с помощью небольших заземленных экранов в верхнем металлическом слое. Экранирование используется только на небольших участках, где оно необходимо. Такое решение имеет массу преимуществ по сравнению с большими экранами: там, где они не нужны, верхний металлический слой можно использовать для промежуточных соединений; кристалл ASIC не закрыт, и поврежденные части могут быть проанализированы; также отсутствуют вихревые токи, которые могли бы замедлить время отклика.

На рис. 6 показан эффект от воздействия скачка напряжения с $dv/dt = 5$ кВ/мкс на выходной сигнал 25-А датчика GO (GO 25-SMS). Пик возмущения на выходе составляет 4% от IPN при времени восстановления около 3,6 мкс.

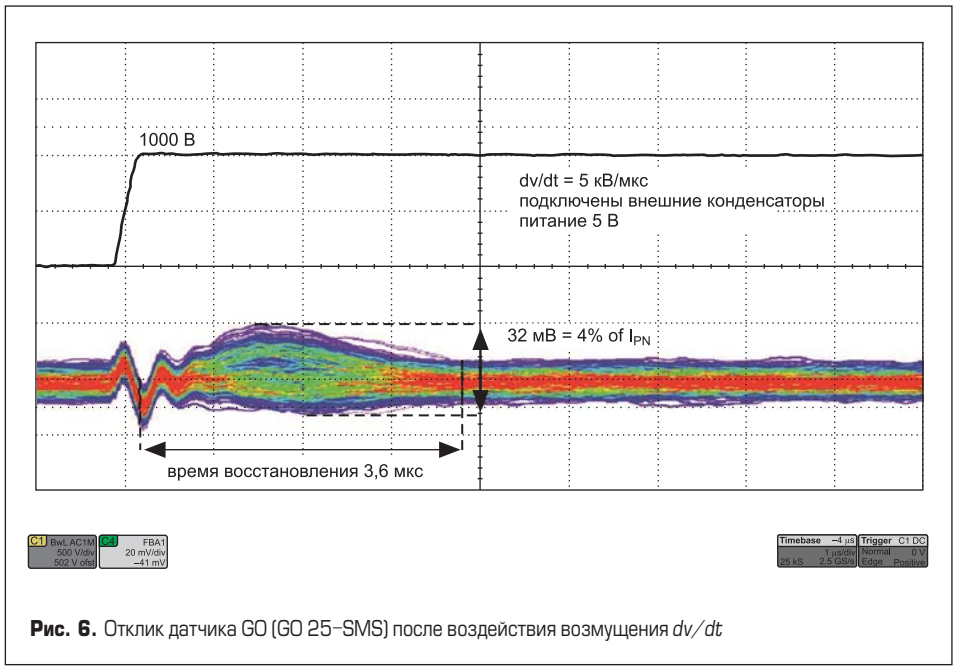


Рис. 6. Отклик датчика GO (GO 25–SMS) после воздействия возмущения *dv/dt*

Заключение

В статье представлена новая серия миниатюрных, быстрых и точных датчиков для изолированного измерения токов AC и DC. Некоторые из их электрических параметров аналогичны характеристикам датчиков с магнитопроводом, ряд параметров отличается. Различные датчики подходят для разных применений, и появление новой серии датчиков в каталоге LEM расширяет возможности разработчиков в оптимизации их системы и выборе наиболее экономичного и эффективного способа изолированного измерения тока.

Литература

1. David Jobling: New open-loop current transducers with near closed-loop performance // Proceedings of the PCIM Conference. May, 2014.

Технология высокоскоростного размыкания цепей постоянного тока от Mitsubishi Electric повысит безопасность эксплуатации железнодорожных систем

Корпорация Mitsubishi Electric объявила о разработке технологии высокоскоростного размыкания цепи постоянного тока для систем электроснабжения железных дорог. Технология мгновенно реагирует на короткие замыкания и изолирует поврежденные участки цепи всего за 13 мс. По данным компании, сегодня это лучший показатель в мире. Технология повысит безопасность железных дорог с точки зрения защиты оборудования и эксплуатационной устойчивости систем электроснабжения, питающих железнодорожные вагоны от внешних источников.

Непревзойденной скорости прерывания тока короткого замыкания удалось достичь благодаря решению двух ключевых проблем. Во-первых, приводным механизмом традиционного выключателя является сердечник магнита, который приходит в движение под воздействием магнитного поля при возросших токах короткого замыкания. Инерция подвижного сердечника увеличивает время, необходимое для разрыва цепи.

В новом выключателе установлен облегченный сердечник, приводимый в действие большей электромагнитной силой, которая достигается при помощи нового U-образного проводника вместо обычного I-образного. Благодаря этому автоматический выключатель постоянного тока Mitsubishi Electric разрывает цепь менее чем за 13 мс после короткого замыкания.

Во-вторых, в традиционных выключателях постоянного тока электрическая дуга разделяется и гасится с помощью дугогасительной решетки. Новая технология позволяет быстрее прерывать ток благодаря новому материалу и ребристой форме контактов, которые увеличивают электромагнитное воздействие на дугу.

Новый автоматический выключатель от Mitsubishi Electric соответствует японским промышленным стандартам (JIS E 2501-2) для устройств с высокой отключающей способностью (100 кА), высокой допустимой скоростью нарастания тока (10 кА/мс) и высоким током отсечки (55 кА). Новая технология надежно защищает оборудование за счет подавления амплитуды тока короткого замыкания при стандартном значении (55 кА), даже если мощность источника питания велика (выпрямитель класса 6 МВт).

www.MitsubishiElectric.com

Структура и алгоритмы работы ограничителей пускового тока

для бортовых систем электропитания

В статье описываются структуры, алгоритмы работы и параметры ограничителей пускового тока для систем вторичного электропитания постоянного тока. Рассматриваются вопросы повышения надежности при увеличении выходной мощности, расширения функциональных возможностей.

Анатолий Миронов

Ограничители пускового тока (ОПТ) широко применяются для построения систем электропитания бортовой РЭА, первичный источник электропитания которых ограничен по мощности и не допускает бросков потребляемого тока. К таковым относятся, например, системы вторичного электропитания (СВЭП) космических аппаратов, первичный источник питания которых (аккумуляторная батарея) имеет ограниченные энергоресурсы. Обычно ОПТ включается на входе СВЭП, ограничивая зарядный ток конденсаторов входных фильтров всей группы модулей электропитания и защищая заодно контакты электромеханического силового контактора, коммутационный ресурс которых невелик.

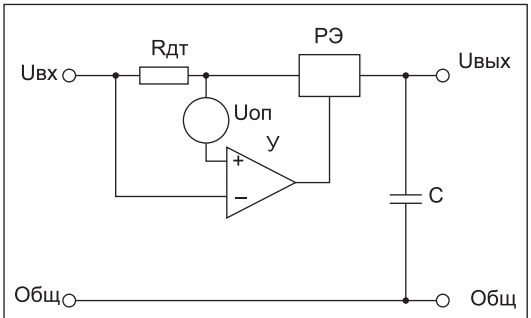


Рис. 1. Функциональная схема ОПТ1 с регулирующим элементом в режиме непрерывного регулирования

На рис. 1 приведена функциональная схема ОПТ с «минусовой» общей шиной, регулирующий элемент (РЭ) которого работает в режиме непрерывного регулирования [1]. Обозначим эту структуру как ОПТ1. Она содержит регулирующий элемент РЭ, резисторный датчик тока $R_{ДТ}$, источник опорного напряжения $U_{ОП}$ и регулирующий усилитель У.

Максимальное значение тока ОПТ1 $I_{ОПТ.max}$ устанавливается номиналом резистора — датчика тока $R_{ДТ}$: $I_{ОПТ.max} = U_{ОП}/R_{ДТ}$. Выходной конденсатор С имеет небольшую емкость и играет роль корректирующего во время работы ОПТ в режиме ограничения тока. При токе регулирующего элемента РЭ $I_{РЭ} < I_{РЭ.max}$ сигнал на выходе усилителя У максимален и регулирующий элемент РЭ открыт. При увеличении тока нагрузки до значения $I_{РЭ.max}$ сигнал на выходе усилителя У уменьшается, переводя регулирующий элемент РЭ в линейный режим и ограничивая тем самым ток через него и в нагрузке значением $I_{РЭ.max}$. Установившееся значение выходного напряжения ОПТ при этом $U_{ВЫХ} = R_Н \times I_{РЭ.max}$, где R_H — эквивалентное активное сопротивление нагрузки. На РЭ в этом режиме выделяется мощность $P_{РЭ} = (U_{ВХ} - U_{ВЫХ}) \times I_{РЭ.max}$, а при коротком замыкании на выходе — $P_{РЭ.max} = U_{ВХ} \times I_{РЭ.max}$!

Недостатком рассмотренного ОПТ является увеличенная мощность, выделяемая на РЭ во время запуска СВЭП или при коротком замыкании на его выходе, что влечет за собой перегрев регулирующего элемента и ограничивает время действия перегрузки на уровне сотен микросекунд — единиц миллисекунд. Поэтому ОПТ с непрерывным режимом регулирования РЭ применяется только при малых токах нагрузки (до 1–2 А). Но даже в этом случае необходимо предусмотреть ограничение длительности перегрузки РЭ во время КЗ в нагрузке включением в схему специального таймера, принудительно выключающего РЭ по истечении указанного времени (на рис. 1 не показан).

Другой путь решения этой проблемы — перевод РЭ при перегрузке в импульсный режим работы. В [1] приведена электрическая схема одного из вари-

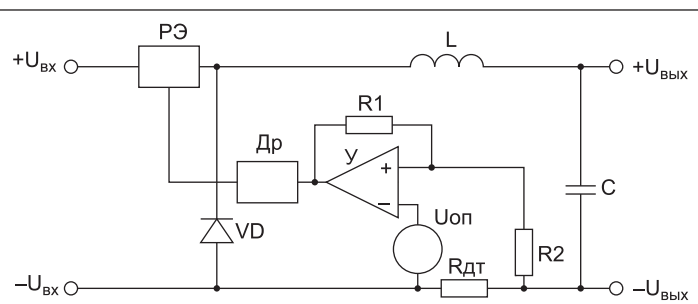


Рис. 2. Функциональная схема ОПТ2 с импульсным режимом работы РЭ при перегрузках

антов ОПТ с «импульсным» алгоритмом работы РЭ. На рис. 2 показана его функциональная схема. Назовем эту структуру ОПТ2.

Усилитель У измеряет ток в «минусовой» шине питания с помощью резистора — датчика тока $R_{ДТ}$ и управляет работой регулирующего элемента РЭ. Драйвер Др преобразует выходной сигнал У в управляющее напряжение $U_{У.РЭ}$ формата, требуемого для быстрого открывания и запирания РЭ. Для устойчивой работы ОПТ в режиме переключения РЭ усилитель У охвачен положительной обратной связью на резисторах R1R2.

В установившемся режиме работы ОПТ2 справедливо соотношение $I_H = I_L = I_{ДТ}$, на выходе У напряжение близко к нулю — $U_{У.ВКЛ} \approx 0$, на выходе драйвера Др — напряжение $U_{РЭ.ВКЛ}$, обеспечивающее открывание РЭ. Рабочий ток протекает от источника входного напряжения через открытый РЭ, дроссель L, нагрузку и резистор — датчик тока $R_{ДТ}$. На рис. 3 показаны эпюры сигналов во время включения ОПТ при запуске на емкостную нагрузку.

При включении ОПТ, когда происходит зарядка конденсатора С и конденсаторов входных фильтров подключенных на выход ОПТ модулей питания СВЭП, ток нагрузки увеличивается, и при напряжении на датчике тока $U_{ДТ.ВЫКЛ} = U_{ОП} \times (1+R1/R2)$ на выходе У скачкообразно устанавливается напряжение $U_{У.ВЫХ}$, на выходе драйвера Др — 0 и РЭ закрывается. Это выражение справедливо при условии, когда $R1$, $R2 >> R_{ДТ}$, что легко выполняется во всех практических реализациях ОПТ. Ток в дросселе L начинает уменьшаться, протекая теперь через замыкающий диод VD, нагрузку и $R_{ДТ}$. При напряжении на $R_{ДТ}$ $U_{ДТ.ВКЛ} = U_{ОП} \times (1+R2/R1) - U_{У.ВЫХ} \times R2/R1$ напряжение на выходе У вновь устанавливается на уровне 0, на выходе Др — напряжение $U_{РЭ.ВКЛ}$, РЭ вновь открывается и процесс повторяется. Таким образом, резисторами R1R2 реализован гистерезис напряжения на датчике тока $R_{ДТ}$:

$$\Delta U_{ДТ} = U_{ДТ.ВКЛ} - U_{ДТ.ВЫКЛ} = U_{У.ВЫХ} \times R2/R1.$$

От выражений напряжения переключения $U_{ДТ.ВКЛ}$, $U_{ДТ.ВЫКЛ}$ через $R_{ДТ}$ просто перейти к соответствующим значениям токов $I_{ДТ.ВКЛ}$, $I_{ДТ.ВЫКЛ}$:

$$I_{ДТ.ВКЛ} = U_{ДТ.ВКЛ}/R_{ДТ};$$

$$I_{ДТ.ВЫКЛ} = U_{ДТ.ВЫКЛ}/R_{ДТ}.$$

С каждым периодом работы напряжение на выходе ОПТ увеличивается до тех пор, пока на очередном периоде работы ток $I_{ДТ}$ уже не достигает значения $I_{ДТ.ВЫКЛ}$. РЭ остается открытым и переходный процесс включения заканчивается. ОПТ на этапе запуска работает как импульсный преобразователь релейного типа, у которого меняется как длительность открытого состояния РЭ, так и длительность его закрытого состояния. Такой алгоритм включения обеспечивает минимальное время переходного процесса нарастания выходного напряжения ОПТ при фиксированном потребляемом токе среди всех других импульсных способов управления РЭ (ШИМ, ЧИМ).

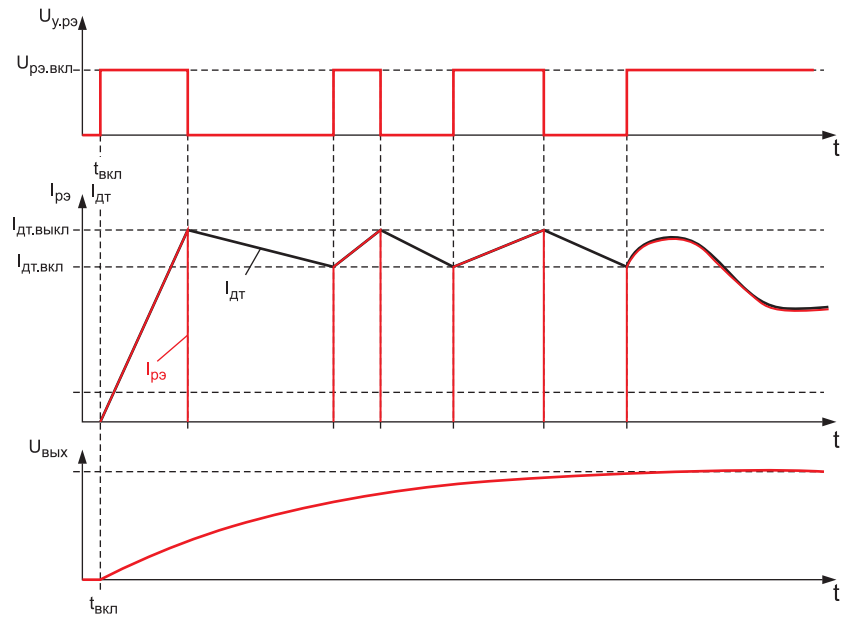


Рис. 3. Эпюры сигналов ОПТ2 при запуске на емкостную нагрузку

РЭ в режиме перегрузки или запуска ОПТ2 работает в импульсном режиме. Мощность, выделяющаяся на нем, многократно меньше аналогичного показателя структуры ОПТ1, поэтому длительность перегрузки значения не имеет. Он, фактически, теперь является не ограничителем пускового тока, а просто ограничителем тока (ОТ), защищая узлы СВЭП во всех режимах работы, а не только при запуске. Так, например, при выходе из строя одного из модулей питания СВЭП, ОПТ2 ограничивает потребляемый им ток и защищает его от полного разрушения. Кроме того, в установившемся режиме LC-элементы устройства работают как помехоподавляющий фильтр с эффективным диапазоном фильтрации до нескольких десятков мегагерц.

В установившемся режиме суммарное падение напряжения на открытом РЭ, L и ДТ практически не отличается от аналогичного параметра ОПТ1 и составляет для современных элементов доли вольт. Кроме того, необходимо учитывать, что нагрузка должна выбираться на максимальное значение среднего выходного тока $I_{ВЫХ.max} = (I_{ДТ.ВКЛ} + I_{ДТ.ВЫКЛ})/2$, хотя в импульсный режим ОПТ2 переходит при максимальном значении тока $I_{ВЫХ.} = I_{ДТ.ВЫКЛ}$.

Особенностью рассмотренного ОПТ является отсутствие общего для входа и выхода провода, что ограничивает его функциональные возможности и сужает область применения. Этот недостаток устранен в ОПТ, функциональная схема которого показана на рис. 4 [2]. Здесь, кроме перечисленных выше узлов, в состав ОПТ включен одновибратор Од. Назовем эту структуру ОПТ3.

Максимальное значение тока через регулирующий элемент РЭ и датчик тока $R_{ДТ}$ устанавливается так же, как и в ОПТ2. В установившемся режиме работы при токе регулирующего элемента РЭ $I_{РЭ} < I_{РЭ.max}$ сигнал на выходе усилителя У максимален. Одновибратором Од он дискриминируется как логическая единица и на его выходе удерживается сигнал логического нуля. При этом РЭ открыт. При увеличении тока через него до значения $I_{РЭ.max}$ сигнал на выходе усилителя У уменьшается. Когда его значение достигнет уровня логического нуля, одновибратор Од запускается. Напряжение на его выходе скачкообразно устанавливается на уровне логической единицы и удерживается в этом состоянии в течение времени задержки $t_{ЗАД}$, запирая РЭ на указанное время. Таким способом в ОПТ3 формируется пауза в работе РЭ, за время которой ток в дросселе L умень-

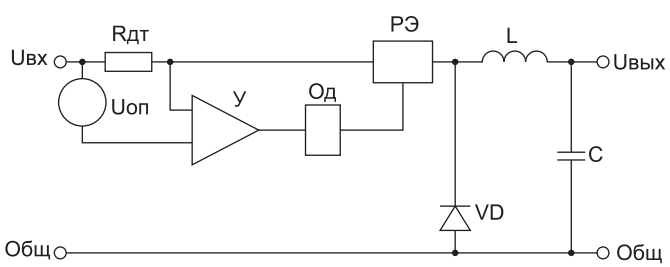


Рис. 4. Функциональная схема ОПТ3 с общей шиной и импульсным режимом работы РЭ при перегрузках

шается. По окончании паузы усилитель У и одновибратор Од возвращаются в исходное состояние, РЭ открывается и ток через РЭ, L и С вновь начинает увеличиваться. В итоге, при перегрузке по току на выходе ОПТ3, аналогично ОПТ2, переходит в импульсный режим работы, ограничивая максимальное значение тока через РЭ и нагрузку на уровне $I_{РЭ.max}$. При этом РЭ также работает в режиме переключения с минимальной рассеиваемой на нем мощностью. Полезно также во время длительной перегрузки на выходе переводить ОПТ в прерывистый режим работы, когда интервал времени, отведенного на запуск $t_{ЗАП}$, чередуется с интервалом выключенного состояния РЭ $t_{ВЫКЛ}$, причем $t_{ЗАП} << t_{ВЫКЛ}$. В этом случае перегрев РЭ уменьшается в $t_{ВЫКЛ}/t_{ЗАП}$ раз.

После окончания переходного процесса заряда выходного конденсатора С параметры структур ОПТ2 и ОПТ3 по постоянному току практически эквивалентны. Все преимущества структуры ОПТ2 являются таковыми же и для структуры ОПТ3. Относительно небольшая мощность рассеивания на РЭ во время запуска и перегрузки позволяет проектировать на основе этих структур ОПТ на токи в десятки ампер.

При фиксированном значении $I_{РЭ.max}$ максимальная выходная мощность ОПТ в установившемся режиме работы изменяется пропорционально изменению выходного (входного) напряжения, что сужает его функциональные возможности. Чтобы этот параметр оставался неизменным, в схему ОПТ необходимо ввести дополнительные цепи, реализующие обратно пропорциональную зависимость изменения $U_{ОП}$ от входного напряжения в диапазоне $U_{ВХ.min} \le U_{ВХ} \le U_{ВХ.max}$, как это предложено в [3]. Реализуя же кратковременное увеличение $U_{ОП}$ на этапе включения, можно пропорционально уменьшать время включения ОПТ.

Литература

1. Миронов А. А. Некоторые проблемы разработки ограничителей пускового тока. Обзор по материалам отечественной и зарубежной патентной информации за 1972–1989 гг. // Центр научно-технической информации «Поиск». 1990. Вып. 42.
2. Пат. № 46593 (РФ). Ограничитель тока / А. А. Миронов. 2005.
3. Патент № 153770 (РФ). Ограничитель напряжения / С. Л. Затулов, А. А. Миронов. 2015.

Суперконденсаторы объединенной «Росэлектроники» проходят испытания в составе силовых агрегатов

Специалисты объединенного холдинга «Росэлектроника» госкорпорации «Ростех» изготовили опытные образцы электрохимических конденсаторов с двойным электрическим слоем (суперконденсаторов) для работы в составе гибридных источников электропитания различных образцов техники.

В настоящее время изделия, разработанные АО «Новосибирский завод радиодеталей «Оксид», проходят эксплуатационные испытания и уже подтвердили требуемые электротехнические характеристики и надежность, в том числе при длительном сроке использования в различных погодных условиях.

В частности, предприятие поставило образцы ОАО «Сибпромжелдортранс» (Новосибирск) для комплектования системы запуска тепловоза типа ТЭМ-2М, ООО «Кузбасская энергосетевая компания» (Кемерово) — для комплектования трансформаторных подстанций, ООО «Сибирский троллейбус» (Новосибирск) — для комплектования энергетической установки троллейбуса, предназначенного для эксплуатации с большой дальностью автономного хода.

Также накопитель электрической энергии на основе суперконденсаторов испытан в составе гибридного источника электропитания вилочного электропогрузчика на ПАО «Машиностроительный завод им. М. И. Калинина» (Екатеринбург).

Суперконденсаторы характеризуются очень большими значениями электрической емкости, что делает их незаменимыми в сферах, где требуется быстрый заряд накопителя электрической энергии, высокие значения пиковой мощности, отдаваемой в нагрузку, широкий диапазон рабочих температур и большое количество циклов заряд/разряд в процессе эксплуатации. При необходимости использовать источники с большими значениями запасаемой электроэнергии суперконденсаторы могут функционировать совместно с аккумуляторными батареями, выполняя роль буфера пиковых нагрузок и защищая аккумуляторные батареи от преждевременного выхода из строя.

www.ruselectronics.ru

WÜRTH ELEKTRONIK

Электронные и электромеханические компоненты

- Отгрузки меньше нормы упаковки по всей каталожной продукции.
- Комплекты для разработчиков с бесплатным пожизненным пополнением.
- Программные инструменты (3D-модели всех компонентов, библиотеки для Altum, EAGLE, программы-симуляторы и библиотеки к ним).
- Предоставление бесплатных образцов в течение 3–5 дней.
- Поддержка складом более 95% всей стандартной (каталожной) продукции, срок поставки 2–4 недели.

Компания Würth Elektronik eiSos производит ЭМС-компоненты: индуктивности, RF-индуктивности, конденсаторы, LTCC-компоненты, трансформаторы, компоненты защиты, LED-драйверы, соединители, переключатели, светодиоды, силовые элементы для технологии Press Fit.

Symmetron

Группа компаний «Симметрон» — эксклюзивный дистрибьютор компании Würth в России

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

реклама

Проектирование недорогих многовыходных DC/DC-преобразователей — стабилизаторов напряжения. Часть 2

В первой части статьи, опубликованной в СЭ № 1`2017, были описаны три наиболее распространенные топологи и приведен практический пример проектирования двухвыходного DC/DC–преобразователя. Во второй части статьи рассмотрены вопросы выбора основных элементов, фильтрации выходного напряжения и организации петли регулирования, которая, хоть и является консервативным решением, обеспечивает высокую стабильность выходного напряжения. Также приведен пример завешенной практической реализации устройства.

Перевод:
Владимир Рентюк

Диоды

Рециркуляционный диод D1, через который при выключении ключа происходит замыкание обратного тока катушки индуктивности, и выходной выпрямительный диод D2 для вторичного выхода выбираются путем вычисления их среднего тока с умножением на прямое напряжение, что позволяет определить величину рассеиваемой на диодах мощности. После этого, на основании оценки допустимого увеличения температуры вследствие наличия теплового сопротивления, диоды выбираются по варианту исполнения корпуса. Предпочтение здесь следует отдать диодам Шоттки. Причина такого выбора кроется в их более низком прямом падении напряжения и почти нулевом заряде обратного восстановления. По сравнению с обычными кремниевыми диодами, две эти объединенные вместе особенности делают диоды Шоттки более эффективными и с меньшей генерацией помех. В целях обеспечения надежности преобразователя и создания некоторого технологического запаса, учитывая возможные помехи и переходные процессы, необходимо выбирать диоды, у которых обратное напряжение, по крайней мере, на 20% выше самого высокого из возможных напряжений в системе. Это напряжение для обычных и многовыходных понижающих преобразователей на основе магнитосвязанных катушек индуктивности равно $V_{IN\text{-}MAX}$. Итак, учитывая запас в 20%, при входном напряжении 14 В мы должны использовать диоды с обратным напряжением не менее 16,8 В, следовательно, диоды, рассчитанные на 20 В или выше, будут здесь вполне уместны. Рассеиваемая на диодах мощность определяется следующими уравнениями:

$$P_{D1-MAX} = I_{O1-MAX} \times V_{D1}(1 - D_{MIN}) =$$

$$= 0,5\text{А} \times 0,5\text{В}(1 - 0,38) = 0,16\text{Вт}, \quad (21)$$

$$P_{D2-MAX} = I_{O2-MAX} \times V_{D2} = 0,2\text{А} \times 0,5\text{В} = 0,1\text{Вт}. \quad (22)$$

Что касается корпуса диодов, то, с экономической точки зрения, для обоих диодов наилучшим образом подойдет исполнение в стандартном корпусе SMA с типичным тепловым сопротивлением 95 °С/Вт. Диоды в таких корпусах, имеющие рабочее обратное напряжение, равное 20 В, широко доступны и выпускаются различными производителями.

Компенсация петли обратной связи стабилизации напряжения

По нескольким причинам для решения проблемы стабилизации выходного напряжения понижающих DC/DC-преобразователей на магнитосвязанных катушках индуктивности оптимальным вариантом является выбор стабилизации по пиковому току — режим PCM (Peak Current Mode). При правильной реализации данный метод управления упрощает схему компенсации усилителя ошибки. Как следует из самого названия, в режиме PCM управление осуществляется по пиковому току в катушке индуктивности (в данном случае в ее первичной обмотке); естественно, это делается в каждом цикле переключения. Добавление второй обмотки и еще одной нагрузки на понижающий DC/DC-преобразователь изменяет передаточную функцию его силового каскада, состоящего из модулятора рабочего цикла и выходного фильтра. Однако при этом основная цель компенсации контура управления остается

неизменной. Компенсация должна обеспечивать высокий коэффициент усиления на постоянном токе (для уменьшения погрешности установки основного выходного напряжения), с высокой пропускной способностью (для быстрого реагирования на переходные процессы, связанные с изменением нагрузки) и высоким запасом по фазе (для устойчивой реакции на сброс/наброс нагрузки и переходные процессы по цепи питания), не допускающей возникновения паразитной генерации. Для компенсации контуров управления имеется много схемотехнических и архитектурных подходов, но в данной статье мы сфокусируем свое внимание на основном методе, который хоть и является консервативным, но обеспечивает высокую стабильность контура регулирования.

Описание особенности цепи регулирования силового каскада

Ниже приведены основные базовые параметры и их значения, которые необходимы для разработки линейной малосигнальной модели силового каскада в сочетании с магнитосвязанной 1:1 индуктивностью для проектируемого понижающего импульсного стабилизатора:

- минимальное входное напряжение $V_{IN\text{-}MIN}$ = 10 В;
- номинальное выходное напряжение V_{OUT} = 5,0 В;
- максимально допустимый ток нагрузки $I_O = I_{O1\text{-}MAX}+I_{O2\text{-}MAX}$ = 0,5+0,2 = = 0,7 А;
- частота коммутации f_{SW} = 500 кГц;
- индуктивность катушки L1 = 47 мкГн;
- сопротивление силового каскада $R_L = R_{DSON}$+DCR = 200+600 = = 800 мОм, здесь R_{DSON} — это сопротивление силового канала МОП-транзистора в открытом состоянии, DCR — сопротивление по постоянному току обмотки катушки L1;
- суммарная емкость выходных конденсаторов $C_O = C_{O1}+C_{O2}$ = 220+16 = = 236 мкФ;
- ESR выходных конденсаторов R_C = 40 мОм;
- сопротивление датчика тока R_{SN} = 167 мОм;
- усиление по току G_I = 1;
- опорное напряжение V_{FB} = 0,8 В;
- максимальный рабочий цикл D_{MAX} = 0,52;
- сопротивление нагрузки $R_O = V_{OUT} / I_O$;
- компенсация наклона V_M = 0,417 В.

Компенсация наклона, или компенсация крутизны (slope compensation) необходима для корректировки погрешности между током в момент времени, когда определено его пиковое значение, и средним значением этого тока. Без этой дополнительной компенсации импульсным преобразователям в режиме PCM присуща субгармоническая бифуркация, или нестабильность, вызванная раздваиванием, что приводит к возникновению субгармонических колебаний для рабочих циклов 50% и выше. Поскольку пульсирующий ток в катушке индуктивности в понижающих преобразователях с магнитосвязанными катушками выше, чем в обычных понижающих преобразователях, то им требуется более высокая компенсация наклона.

К сожалению, очень немногие микросхемы управляющих контроллеров DC/DC-преобразователей позволяют отрегулировать и настроить компенсацию наклона, следовательно, нам, чтобы заранее предвидеть возможные проблемы, очень важно сделать оценку и определить идеальную компенсацию наклона.

Для режима PCM идеальная компенсация наклона равна наклону тока в течение времени выключения силового полевого транзистора. Для простоты предполагается, что сигнал имеет треугольную форму, но имеет одно и то же значение от пика до пика в качестве фактически трапецеидальной волны Δi_P. Идеальная компенсация наклона в этом случае определяется как:

$$V_{SL-IDEAL} = \Delta i_P \times R_{SN} \times G_I = 0,55\text{А} \times 0,167\text{Ом} \times 1 = 0,092\text{В}. \quad (23)$$

Фиксированное значение компенсации наклона V_M, равное 0,417 В, используемое в выбранной нами микросхеме контроллера DC/DC-преобразователя TPS54160, превышает идеальное, что устраняет опасность возникновения субгармонических колебаний в этом примере. Однако следует отметить, что уровень V_M не может быть слишком высоким без отрицательных последствий. Если его значение гораздо больше, чем это определяется токовым сенсором, то режим работы преобразователя становится больше похожим на режим стабилизации напряжения, и в этом случае он, чтобы обеспечить достаточный запас по фазе, требует более тщательной компенсации усилителя ошибки.

Эффективное значение индуктивности $L1_{EFF}$ используется для коррекции разности между наклоном треугольной формы тока в катушке индуктивности в стандартном понижающем преобразователе и трапециевидной формой тока в системе понижающего преобразователя с магнитосвязанными катушками:

$$L1_{EFF} = \frac{V_{IN-MIN} - V_{OUT}}{\Delta i_P \times f_{SW}} \times D_{MAX} = \frac{10\text{В} - 5\text{В}}{0,55\text{А} \times 500\text{кГц}} \times 0,52 = 9,45\text{мкГн}. \quad (24)$$

Коэффициент A_{FB} дает нам снижение коэффициента усиления в дБ, которое является следствием деления выходного напряжения резистивным делителем. А параметр K_M — это коэффициент усиления модулятора, представляющий баланс между током, который определен токовым сенсором (первое слагаемое в знаменателе), и компенсацией наклона (второе слагаемое в знаменателе):

$$A_{FB} = 20 \times \log\left(\frac{V_{FB}}{V_{OUT}}\right) = 20 \times \log\left(\frac{0,8\text{В}}{5\text{В}}\right) = 15,9\text{дБ}, \quad (25)$$

$$K_M = \frac{1}{(0,5 - D_{MAX}) \times R_{SN} \frac{1}{L1_{EFF} \times f_{SW}} + \frac{V_M}{V_{IN-MIN}}} = 24,6. \quad (26)$$

Теперь коэффициент усиления силового каскада по постоянному току A_{PS} может быть определен следующим образом:

$$A_{PS} = \frac{K_M \times R_O}{R_O + R_L + R_{SN} + K_M \times R_{SN} \times G_I} = 14,3\text{дБ}. \quad (27)$$

$$\varpi_L = \frac{\frac{R_O R_C}{R_O + R_C} + R_L + R_{SN} + K_M R_{SN} G_I}{L1_{EFF}} = 534\ \text{крад/с}$$

Частотно-зависимыми составляющими передаточной функции силового каскада являются полюс, связанный с нагрузкой, — ω_C, нуль ESR — ω_Z, а также двухполюсные производные от функции, учитывающей эффект дискретизации тока катушки индуктивности с угловой частотой ω_L:

$$\varpi_C = \frac{1}{C_O}\left(\frac{1}{R_O} + \frac{1}{K_M R_{SN} G_I}\right) = 163\text{крад/с}, \quad (28)$$

$$\varpi_Z = \frac{1}{R_C C_O} = 106\text{крад/с}, \quad (29)$$

$$\varpi_L = \frac{\frac{R_O R_C}{R_O + R_C} + R_L + R_{SN} + K_M R_{SN} G_I}{L1_{EFF}} = 534\text{крад/с}. \quad (30)$$

Передаточная функция управления относительно выхода теперь может быть решена с помощью преобразования Лапласа:

$$G_{PS}(s) = A_{PS} \frac{1 + \frac{s}{\varpi_Z}}{\left(1 + \frac{s}{\varpi_C}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\varpi_L} + \frac{s^2}{(\pi \times f_{sw})^2}\right)}. \quad (31)$$

Частоты полюсов и нуля в герцах рассчитываются путем деления каждой из составляющих в виде циклической частоты ω, рассчитанной ранее в радианах/с, на 2π:

$$f_C = \frac{\varpi_C}{2\pi} = 260\text{Гц}, \; f_Z = \frac{\varpi_Z}{2\pi} = 17\text{кГц}, \; f_L = \frac{\varpi_L}{2\pi} = 85\text{кГц}.$$

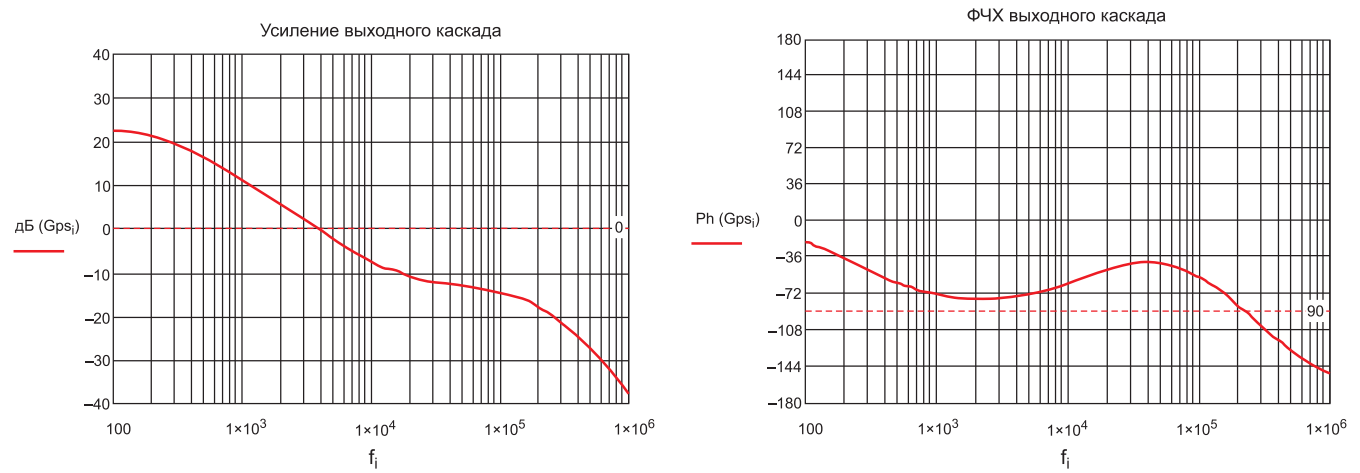


Рис. 6. Графики усиления (АЧХ) и ФЧХ выходного каскада

Удобный интуитивный способ выбора усиления и фазы отклика, необходимых для усилителя ошибки, обеспечивает графическое представление усиления и фазы. Графики, описывающие зависимость усиления $G_{PS}(s)$ и фазочастотную характеристику (ФЧХ) силового каскада, приведены на рис. 6.

С графической точки зрения, цель введения компенсации в усилителе ошибки состоит в том, чтобы получить полный коэффициент усиления контура управления, который начинается с максимального и спадает под наклоном минус 20 дБ/декада, и ширину полосы или системную частоту среза системы автоматического регулирования (crossover frequency), которая определяется как точка, в которой коэффициент усиления контура равен 0 дБ. В общем, пропускная способность устанавливается как можно шире, но при этом, для достижения устойчивости петли регулирования, должен сохраняться достаточно большой запас по фазе. Запас по фазе определяется как разность между ФЧХ петли регулирования, когда коэффициент усиления равен 0 дБ, и минус 360° — точка, в которой отрицательная обратная связь становится положительной, это и определяет границу устойчивости контура управления. На практике, если устойчивость нарушена, мы имеем неустойчивый рабочий цикл и колебания выходного напряжения. Минимальный запас по фазе, равный 45°, обеспечит переходную характеристику системы практически без перерегулирования или колебаний, но, в то же время, он позволяет иметь пропускную способность настолько широкой, насколько это возможно. Обычно она составляет 1/5 от частоты коммутации. Теоретически пропускная способность может достигать до 1/2 от частоты переключения, но на практике 1/5 — это достаточно хороший выбор.

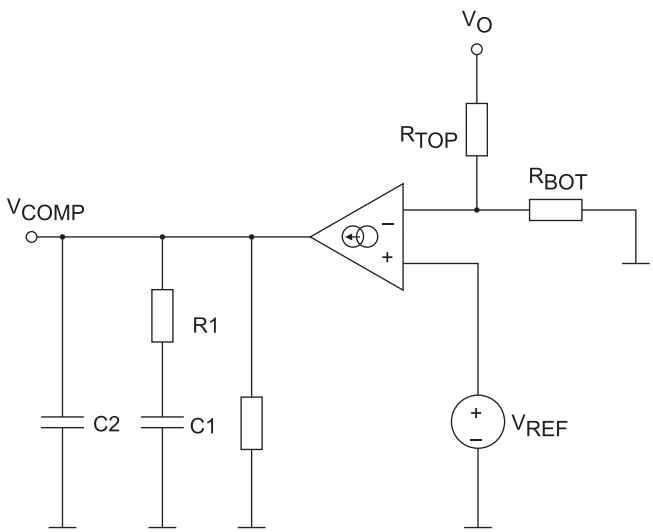


Рис. 7. Усилитель ошибки, выполненный на базе усилителя тока, управляемого напряжением

В этом примере будет использоваться коррекция типа II, состоящая из полюса на частоте 0 Гц, что позволит обеспечить высокий коэффициент усиления на постоянном токе и на низких частотах, одного полюса, частота которого может быть установлена произвольно, и ноля, частота которого также может быть установлена по желанию. Хорошая отправная точка для синтеза цепи компенсации — это установить частоту f_{Z1} компенсации нуля, равную частоте полюса нагрузки f_O, и установить частоту f_{P1} компенсации полюса равной частоте нуля f_Z, учитывающей ESR. Таким образом, такая компенсация полюса и ноля эффективно устранит ноль и полюс силового каскада, оставив только полюс в начале координат. Это обеспечит высокий коэффициент усиления, а непрерывный спад АЧХ с наклоном –20 дБ/декада будет поддерживаться вплоть до удвоенной частоты полюса дискретизации f_L.

Оставшаяся переменная определяется как коэффициент усиления компенсации в промежутке между f_{Z1} и f_{P1}, который в англоязычной технической литературе часто называют «усилением средней полосы» (midband gain или midband gain). Правильным подходом для его определения будет подать сигнал на общий контур управления так, чтобы пересечь 0 дБ, и таким образом определить пропускную способность в этой плоской области усиления. Это может быть сделано путем определения усиления силового каскада на требуемой системной частоте среза с помощью установки усиления в цепи компенсации, которое будет равно по величине, но противоположно по знаку; тем самым в этой точке мы сводим к нулю усиление по всей ширине полосы пропускания.

В контроллере TPS54160 используется режим управления по току, а в качестве усилителя сигнала ошибки — транскондуктансный усилитель (transconductance error amplifier), то есть усилитель тока, управляемый напряжением. Это позволяет упростить схему компенсации и обеспечивает возможность поциклового ограничения тока с быстрым откликом на изменения входного напряжения и тока нагрузки. Усилитель ошибки имеет коэффициент усиления 97 мкСм и с двумя внешними конденсаторами и одним внешним резистором позволяет установить частоты полюсов, ноля и усиление в средней полосе частот. На рис. 7 показан усилитель ошибки и его внешние компоненты.

Данные по этому усилителю ошибки могут быть взяты из спецификации (DdataSheet) выбранной микросхемы управляющего контроллера; так, для контроллера TPS54160, как уже отмечалось выше, усиление g_M равно 97 мкСм. А усиление среднего диапазона, частоты нулей и полюсов могут быть вычислены следующим образом:

$$A_{MID} = g_M \times R1, \quad (32)$$

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi \times R1 \times C1}, \quad (33)$$

$$f_{P1} = \frac{1}{2\pi \times R1 \times C2}, \quad (34)$$

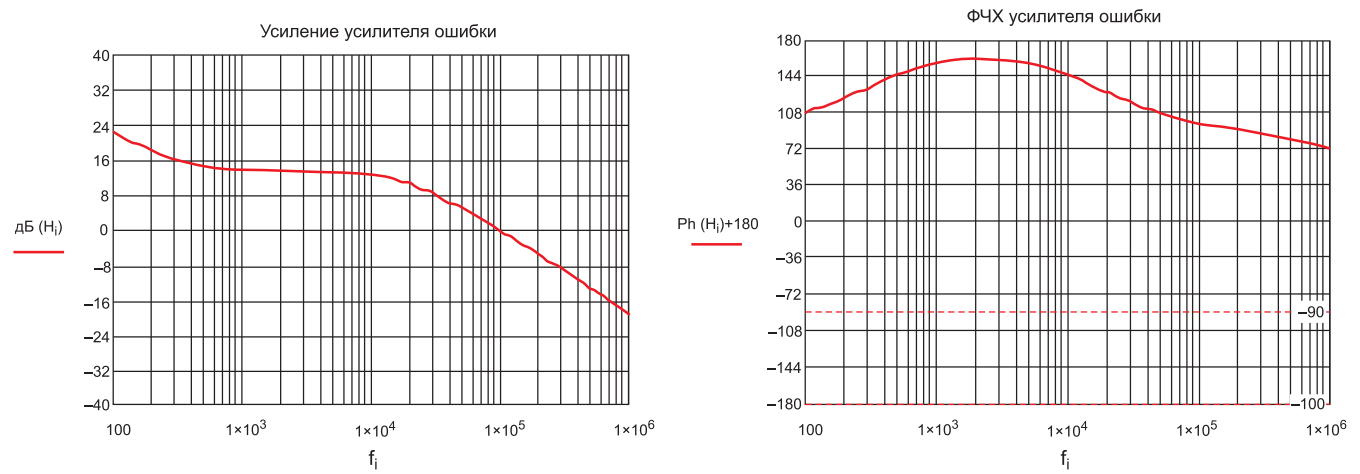


Рис. 8. Графики усиления (АЧХ) и ФЧХ усилителя ошибки

Как показано на рис. 6, коэффициент усиления $G_{PS}(S)$ на частоте, выбранной с большим технологическим запасом, а именно равной 1/10 частоты коммутации, или 50 кГц, составляет около −14 дБ. Здесь есть один момент, о котором иногда забывают: уменьшение коэффициента усиления по причине наличия в цепи обратной связи резистивного делителя, коэффициент передачи A_{FB} которого рассчитывается по формуле (25). Это усиление, а вернее, уменьшение сигнала, может быть просуммировано с усилением силового каскада или с усилением усилителя ошибки — это не имеет никакого значения, но только тогда, когда петля обратной связи будет замкнута. В рассматриваемом примере проектирования DC/DC-преобразователя предполагается, что усиление A_{FB} является частью передаточной функции усилителя ошибки, и, поскольку оно не является частотозависимым, то прямо влияет на усиление средней полосы:

$$A_{FB} = 20\log\left(\frac{0{,}8\text{В}}{5\text{В}}\right) = -15{,}9\text{дБ},$$

$$A_{MID} = 10^{\frac{A_{0\text{дБ}}\times(-1)+A_{FB}}{20}} = 10^{\frac{-14\times(-1)+15{,}9}{20}} = 31{,}3. \quad (35)$$

Теперь, когда нам известен коэффициент усиления в середине полосы пропускания, могут быть вычислены номиналы элементов R1, C1 и C2:

$$R1 = \frac{31{,}3}{97\text{мкСим}} = 322\text{кОм}, \quad C1 = \frac{1}{2\pi\times 322\text{кОм}\times 260\text{Гц}} = 1{,}9\text{нФ},$$

$$C2 = \frac{1}{2\pi\times 322\text{кОм}\times 17\text{кГц}} = 29\,\text{пФ}.$$

Ближайший стандартный номинал резистора с допуском 1% — 316 кОм, ближайшие стандартные номиналы конденсаторов с допуском 10% — это 1,8 нФ и 27 пФ соответственно. Именно эти номиналы элементов подставляются и используются при расчете передаточной функции цепи компенсации:

$$G_{EA}(s) = g_M A_{FB}\frac{s\times R1\times C1+1}{s(s\times R1\times C1\times C2+C1+C2)}. \quad (36)$$

На рис. 8 показаны АЧХ и ФЧХ усилителя ошибки.

Заключительный шаг заключается в том, чтобы закрыть петлю обратной связи, что осуществляется путем умножения передаточных функций силового каскада и усилителя ошибки. Окончательный график усиления показывает увеличение полосы пропускания и суммарную ФЧХ с достаточным запасом по фазе.

Как показывают графики, приведенные на рис. 9, фактическая полоса пропускания составляет 20 кГц, а запас по фазе — 79°, что указывает на несколько замедленный, но очень стабильный контур управления. Причина, по которой полоса пропускания и запас по фазе не совпадают с ожидаемыми результатами, полученными на основе идеальной модели, связана с более низкой частотой компенсации полюса. Это характерно для преобразователей, использующих выходные конденсаторы с высокими значениями ESR, такие как алюминиевые электролитические и танталовые. Если это критично и необходимо, то частота компенсации полюса может быть увеличена вплоть до 1/2 частоты переключения. На самом деле для преобразователей с чисто керамическими выходными конденсаторами частота нуля ESR, как правило, лежит в диапазоне мегагерц, и в таких случаях рекомендуемая частота компенсации полюса может быть принята равной 1/2 от частоты переключения. Увеличение коэффициента средней полосы и/или уве-

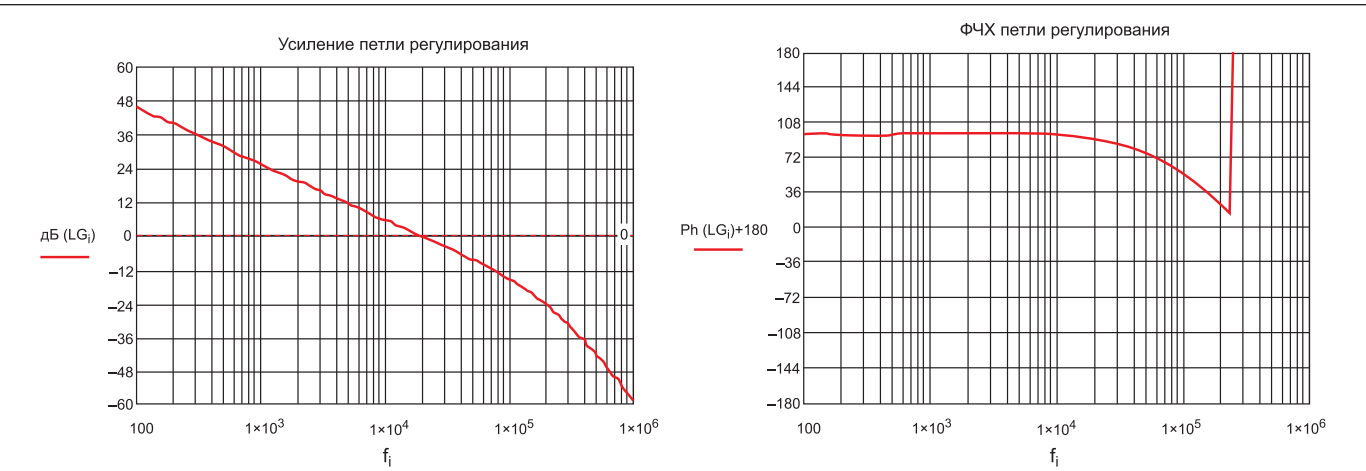


Рис. 9. График усиления (АЧХ) и ФЧХ петли регулирования

личение частоты компенсации полюса увеличат полосу пропускания контура управления, но также при этом уменьшат и запас по фазе. Для достижения идеального баланса для схемы компенсации может быть выполнено несколько итераций путем приращения полосы пропускания, но только с обязательным мониторингом запаса по фазе. Итерации выполняются до тех пор, пока запас по фазе не станет равным 45°, при этом будет достигнута максимальная рекомендуемая пропускная способность при достаточной устойчивости по фазе.

Входной LC–фильтр с демпфированием

Понижающие, понижающе-повышающие и обратноходовые преобразователи — это три основные топологии, которые отбирают от источника питания прерывистый ток. Даже при использовании высококачественных входных конденсаторов, которые могут работать на высоких импульсных токах, в таком источнике питания неизбежно будет иметь место некоторое количество переменной составляющей входного тока, результатом чего является появление кондуктивных электромагнитных помех на входных линиях подключения. Чем длиннее выводы, проводники на печатной плате и провода подключения, которыми подключаются входные цепи DC/DC-преобразователей с высоким уровнем пульсаций входного тока, тем больше вероятность того, что эти кондуктивные помехи также приведут и к излучению электромагнитных помех. Это является следствием того, что проводники с таким током выступают в роли антенны. Хорошим решением для уменьшения кондуктивных электромагнитных помех является фильтрация пульсаций входного тока прежде, чем они смогут «загрязнять» линии подключения входа и вызвать излучение электромагнитных помех. Для этой цели можно использовать входной LC-фильтр, который размещают в непосредственной близости с входом DC/DC-преобразователя.

Не каждая лаборатория имеет доступ к специализированному оборудованию для измерения и испытаний кондуктивных электромагнитных помех, не говоря уже о специальных антеннах и безэховых камерах, которые необходимы для измерения электромагнитного излучения. Следующая процедура расчета основана на корреляции сигналов токов во временной области. Это позволяет прогнозировать и измерять обычным осциллографом кондуктивные дифференциальные помехи в частотной области.

Ожидаемая амплитуда напряжения помех

Следующее уравнение можно использовать для оценки амплитуды первой гармоники помех для кондуктивного дифференциального шума, которая рассчитывается на основе формы входного тока:

$$A_{1ST} = 20 \times \log\left(\frac{\frac{I_{IN-AVG}}{\pi^2 C_{IN} f_{SW}} \sin(\pi \times D_{MAX})}{1\text{мкВ}}\right). \quad (37)$$

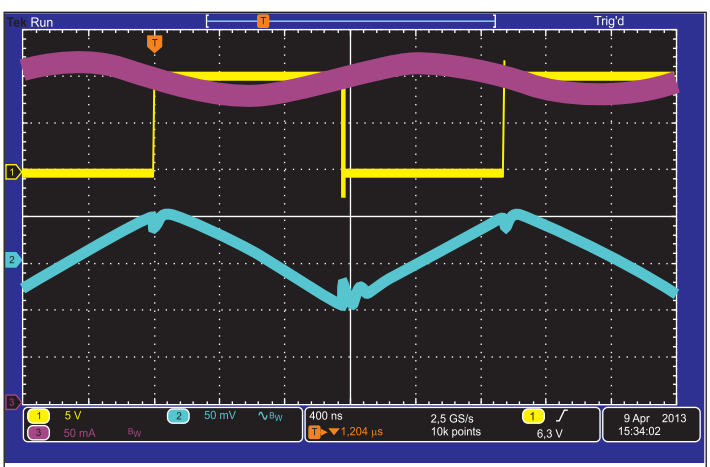


Рис. 10. Напряжение на силовом ключе (желтый), Δv_{IN} (составляющая напряжения переменного тока, голубой), входной ток I_{IN} (лиловый).

На рис. 10 показан входной ток для рассматриваемого примера в условиях максимальной нагрузки и минимального входного напряжения, т. е. в худшем сочетании с точки зрения генерации электромагнитных помех.

Условия измерения: V_{IN} = 10 В, I_{O1} = 500 мА, I_{O2} = 180 мА.

Среднее значение тока входного сигнала, или средняя высота пьедестала трапеции формы входного тока, может быть вычислено по формуле

$$I_{IN-AVG} = \frac{I_{IN}}{D_{MAX}}, \quad (38)$$

где:

$$I_{IN} = \frac{V_{OUT}(I_{O1} + I_{O2})}{V_{IN-MIN} \times \eta} = \frac{5\text{В}(0,5\text{А} + 0,2\text{А})}{10\text{В} \times 0,9} = 0,39\text{А}. \quad (39)$$

Максимальный рабочий цикл был определен ранее как 0,52 по формуле (1), так что средний ток I_{IN-AVG} составит 0,39 / 0,52 = 0,75 А. Общая входная емкость C_{IN} была определена как 7 мкФ (***прим. перев.**: здесь необходимо брать минимальную емкость с учетом допуска и температуры, то есть минимальную из возможных).* Таким образом, ожидаемая первая гармоника помех будет равна:

$$A_{1ST} = 20 \times \log\left(\frac{\frac{0,75\text{А}}{\pi^2 \times 7\text{мкФ} \times 500\text{кГц}} \sin(\pi \times 0,52)}{1\text{мкВ}}\right) = 86,6\,\text{дБмкВ}.$$

Предельное значение для среднего уровня синфазных помех и шумов приведено во многих стандартах, связанных с проблемами электромагнитной совместимости. Например, стандартом IEC55022 установлено, что в диапазоне от 500 кГц их максимальный уровень не должен превышать 46 дБмкВ. Следовательно, нам требуется принять определенные меры для ослабления шума на величину, равную разнице между ожидаемой расчетной A_{1ST} и данным ограничением, установленным стандартом. Для рассматриваемого нами примера требуется обеспечить дополнительное подавление помех не менее чем на величину, равную A_{TT} = 86,6–46 = 41 дБмкВ.

Выбор номинальных значений L и C

При разработке входного фильтра прежде всего нам необходимо произвольно выбрать или катушку индуктивности, или конденсатор. В рассматриваемом примере мы сначала выберем катушку индуктивности. Номинальное значение индуктивности в пределах 1–10 мкГн обеспечивает нам хороший компромисс между размером, стоимостью и результирующей резонансной частотой входного LC-фильтра. Номинальный среднеквадратичный рабочий ток катушки индуктивности должен быть больше, чем входной ток I_{IN} преобразователя, а ее допустимый пиковый ток должен быть выше, чем сумма среднего тока и половина пульсации переменного тока:

$$I_{SAT-MIN} \geq I_{IN-PK} = I_{IN-AVG} + \frac{\Delta i_P}{2} = 0,75\text{А} + \frac{0,55\text{А}}{2} = 1,02\text{А}. \quad (40)$$

Катушка индуктивности от компании Würth Elektronik серии WE-TPC 2828 под номером 744 025 002 представляет собой экранированный дроссель индуктивностью 2,2 мкГн с небольшой занимаемой площадью (всего 2,8×2,8×2,8 мм) с DCR, равным 60 мОм, и рейтингами по току I_{RMS} = 1,8 А и I_{SAT} = 2,4 А, что очень хорошо подходит для рассматриваемого примера. С выбранной индуктивностью мы можем осуществить выбор конденсатора. Для выбора требуемой емкости имеются два уравнения. Первое основано на резонансной частоте фильтра, которая должна быть близкой к 1/10 частоты переключения или ниже этого значения:

$$C_{F-MIN1} = \frac{C_{IN}}{C_{IN} \times L_F \left(\frac{2\pi f_{SW}}{10}\right)^2 - 1} =$$

$$= \frac{7\text{мкФ}}{7\text{мкФ} \times 2,2\text{мкГн}\left(\frac{2\pi \times 500\text{ кГц}}{10}\right)^2 - 1} = 13,5\text{мкФ}. \quad (41)$$

Необходимо учитывать, что вычисление по формуле (41), может дать отрицательный результат. Это будет означать, что при выбранной номинальной величине индуктивности нам не удастся достичь резонансной частоты фильтра в 10 раз меньшей, чем частота переключения. Если необходимо, то номинал индуктивности может быть увеличен, хотя это приведет к снижению КПД за счет более высокого уровня DCR и более высоких потерь в сердечнике, которые характерны для более высоких значений индуктивности. Кроме того, это может отразиться и на габаритных размерах решения. Однако установка резонансной частоты в 10 раз ниже частоты переключения является ориентиром, а не жестко установленным требованием.

Второе уравнение представляет собой жесткий предел минимального значения емкости, которая необходима для того, чтобы пульсации напряжения на входе преобразователя находились ниже предела, установленного значением A_{TT}:

$$C_{F-MIN2} = \frac{1}{L_F}\left(\frac{10^{\frac{A_{TT}}{40}}}{2\pi f_{SW}}\right)^2 = \frac{1}{2,2\text{мкГн}}\left(\frac{10^{\frac{41}{40}}}{2\pi \times 500\text{кГц}}\right)^2 = 5\,\text{мкФ}. \quad (42)$$

Разработчик должен выбрать конденсатор с номинальной емкостью, превышающей бóльшее из двух рассчитанных значений — $C_{F\text{-}MIN1}$ и $C_{F\text{-}MIN2}$. Что касается типа конденсатора, то лучшим выбором в данном случае является многослойный керамический конденсатор. Однако при использовании таких конденсаторов необходимо в обязательном порядке учитывать уменьшение их емкости из-за воздействия постоянного напряжения. В зависимости от размера корпуса и рабочего напряжения, скорее всего, здесь потребуется два или более параллельно включенных конденсаторов номинальной емкостью в 10 мкФ. Это необходимо, чтобы обеспечить конечное значение емкости не менее чем 14 мкФ. Однако перед тем как выбрать конечное значение емкости C_F, необходимо учитывать такой момент, как оптимальное демпфирование входного фильтра.

Демпфирование фильтра

Если питание импульсного преобразователя осуществляется через LC-фильтр, то существует потенциальная угроза возникновения паразитных колебаний (их часто называют «звон», а в англ. терминологии — ringing или power supply interaction), что связано с соотношением выходного импеданса фильтра и входного сопротивления преобразователя. Правильно спроектированные преобразователи обеспечивают высокую эффективность по всему диапазону входного напряжения. При этом одним из важных факторов, оказывающих влияние на КПД, является то, что при повышении входного напряжения входной ток уменьшается, и наоборот. В результате мы имеем эффективный отрицательный входной импеданс Z_{IN}. Если $|-Z_{IN}|$ меньше или равен Z_{OUT} нашего LC-фильтра, то входная цепь, скорее всего, начнет осциллировать, что является паразитным явлением.

Здесь необходимо учитывать, что, даже при отсутствии входного дросселя, на входе всегда присутствует некоторая паразитная индуктивность, и в случае, если по входу преобразователя использовать только MLCC входные конденсаторы с их очень низким уровнем ESR, вероятность возникновения паразитных колебаний очень высока и вполне реальна. В этом примере мы используем дискретный дроссель, индуктивность и DCR которого нам известны. С помощью этих величин мы можем рассчитать значение емкости демпфирующего конденсатора C_D, который можно установить параллельно с C_{IN}, как это показано на рис. 11.

Кроме того, что демпфирующий конденсатор C_D подавляет паразитную генерацию, он уменьшает пульсации напряжения на входе, снижает амплитуду гармоники A_{1ST} и увеличивает уровень подавления A_{TT}, а также, в свою очередь, уменьшает емкость C_F, необходимую для реализации фильтра. Следующие два уравнения определяют минимальную емкость и минимальное ESR, которые необходимы для того, чтобы конденсатор C_D обеспечил критическое демпфирование фильтра, образованного индуктивностью L_F и емкостью C_{IN}:

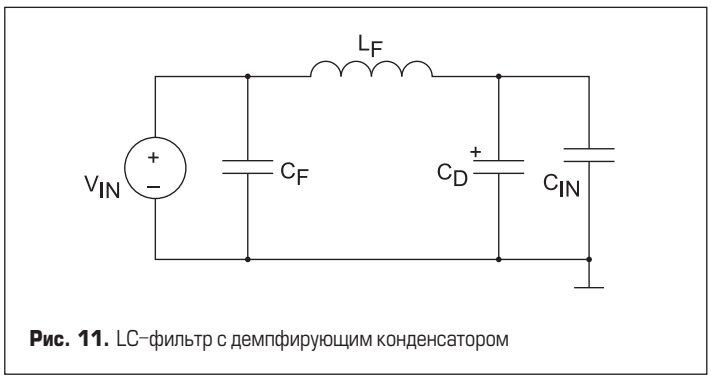


Рис. 11. LC-фильтр с демпфирующим конденсатором

$$C_D \geq C_{IN} \times 4 = 7\text{мкФ} \times 4 = 28\text{мкФ}, \quad (43)$$

$$ESR \geq \frac{1}{2}\sqrt{\frac{L_F}{C_{IN}}} - DCR = \sqrt{\frac{2,2\text{мкФ}}{7\text{мкФ}}} - 0,06\,\text{Ом} = 0,22\,\text{Ом}. \quad (44)$$

Полученное отрицательное значение ESR будет означать, что собственное сопротивление катушки индуктивности фильтра по постоянному току уже является достаточным для обеспечения должного демпфирования паразитных колебаний. Типичный выбор типа конденсатора, который наиболее подходит для использования в качестве демпфирующего, — алюминиевый электролитический конденсатор. Такие конденсаторы для поверхностного монтажа емкостью 33 мкФ, рассчитанные на рабочее напряжение 16 или 25 В, по разумной цене предлагают самые различные производители. Более того, для демпфирования, как правило, полезен конденсатор с «плохим», то есть высоким значением ESR, что в данном случае будет не вредно, а полезно. Нами выбран алюминиевый электролитический конденсатор для поверхностного монтажа емкостью 33 мкФ производства компании Panasonic. Он имеет рабочее напряжение 25 В и ESR, равное 0,34 Ом, доступен в компактном цилиндрическом 6,3-мм корпусе или в корпусе D8 с радиально расположенными выводами.

Перерасчет емкости C_F

Поскольку общая емкость C_{IN} теперь равна 7 мкФ+33 мкФ, то для уточнения окончательных параметров фильтра нам потребуется еще одна итерация. Для упрощения задачи можно просто констатировать, что окончательное необходимое нам значение C_F составит 5,2 мкФ. При этом нам потребуется еще один MLCC-конденсатор с рабочим напряжением 25 В и номинальной емкостью 10 мкФ, т. е. будет использоваться конденсатор, идентичный C_{IN}. Это связано с необходимостью учитывать воздействие приложенного напряжения постоянного тока, в результате чего емкость этого конденсатора будет на уровне 7 мкФ.

Заключение

Использование магнитосвязанных индуктивностей может обеспечить простое решение в виде дополнительного второго выходного напряжения без использования еще одного импульсного DC/DC-преобразователя, но отклонение этого вторичного выходного напряжения и порог перехода преобразователя в режим DCM трудно предсказать с использованием чисто математических выражений. Для получения результатов, имеющих практическую ценность, конструкция понижающего DC/DC-преобразователя с использованием 1:1 магнитосвязанных катушек индуктивности должна быть тщательно проверена в лаборатории. Это касается ее работы во всем диапазоне входных напряжений, нагрузок и температур. В большинстве случаев отклонение напряжения вторичного выхода является слишком боль-

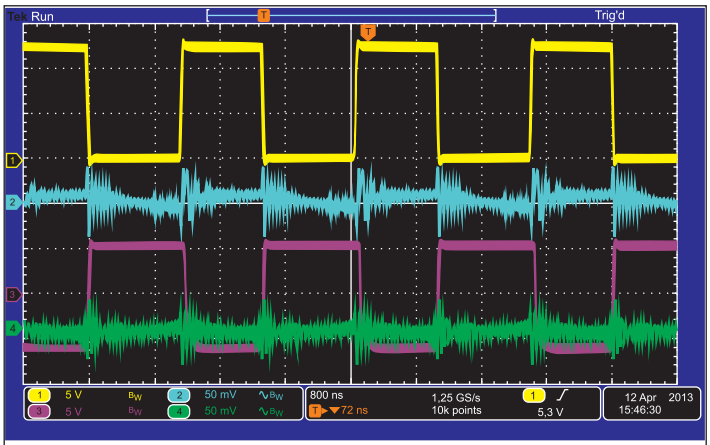


Рис. 12. Осциллограммы в установившемся режиме. Условия измерения: I_{O1} = 500 мА, I_{O2} = 100 мА. Канал 1 — напряжение первичной обмотки; канал 2 — напряжение на первом выходе V_{OUT1} (составляющая напряжения переменного тока); канал 3 — напряжение вторичной обмотки; канал 4 — напряжение на втором выходе V_{OUT2} (составляющая напряжения переменного тока)

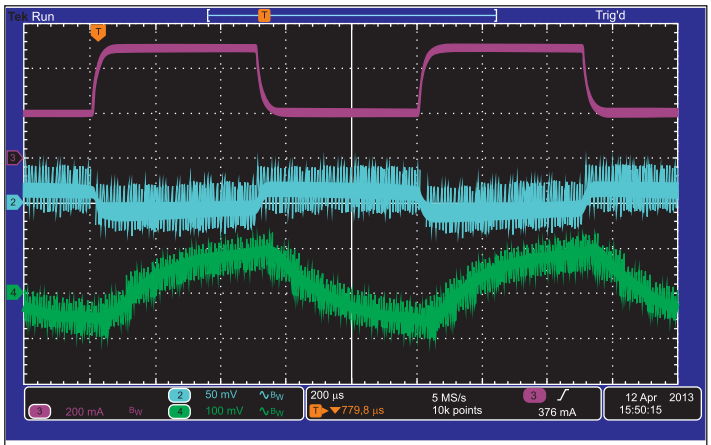


Рис. 13. Реакция на сброс/наброс нагрузки по первичному выходу. Условия измерения: I_{O1} изменяется от 200 до 500 мА, I_{O2} = 100 мА. Канал 2 — напряжение на первом выходе V_{OUT1} (составляющая напряжения переменного тока); канал 3 — напряжение тока первичной обмотки I_{O1}; канал 4 — напряжение на втором выходе V_{OUT2} (составляющая напряжения переменного тока)

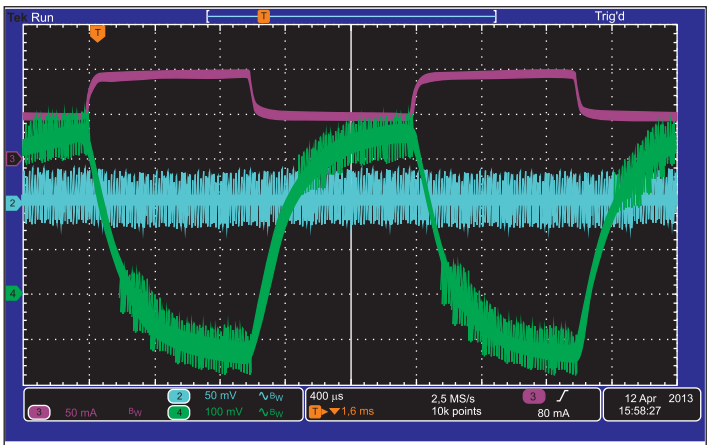


Рис. 14. Реакция на сброс/наброс нагрузки по вторичному выходу. Условия измерения: I_{O1} = 500 мА, I_{O2} изменяется от 50 до 100 мА. Канал 2 — напряжение на первом выходе V_{OUT1} (составляющая напряжения переменного тока); канал 3 — напряжение ток первичной обмотки I_{O2}; канал 4 — напряжение на втором выходе V_{OUT2} (составляющая напряжения переменного тока)

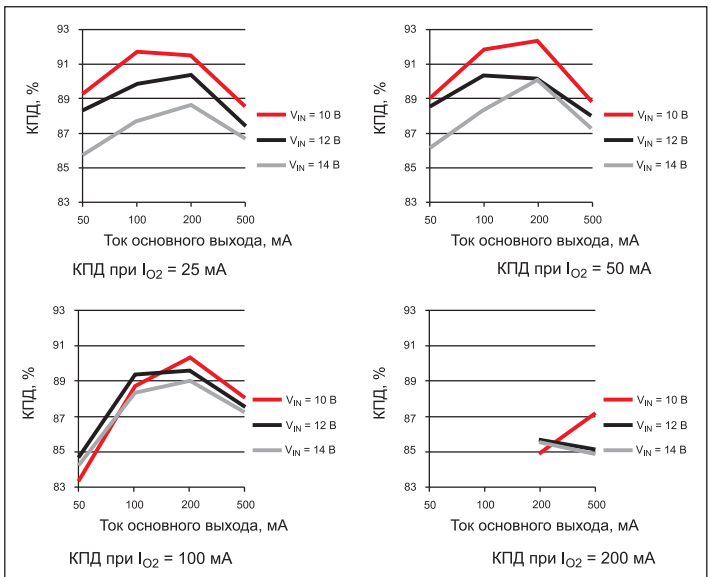


Рис. 15. Зависимость КПД двухвыходного преобразователя от тока нагрузки по выходам

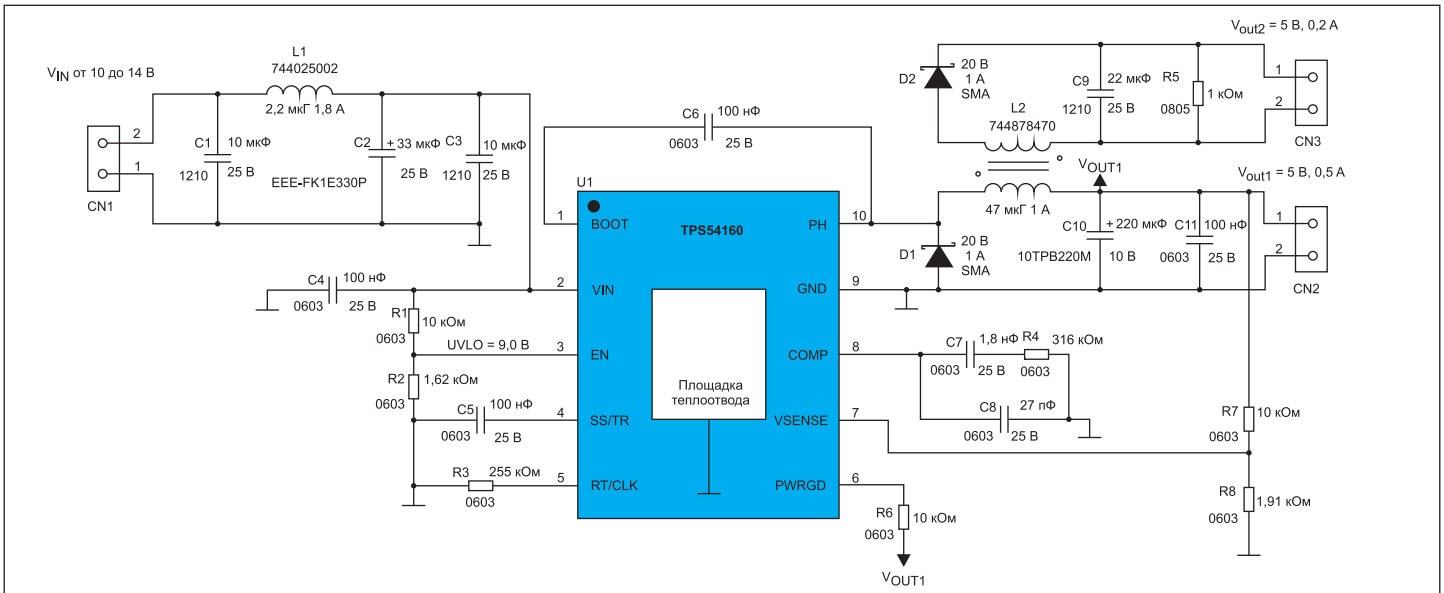


Рис. 16. Схема электрическая принципиальная двухвыходного преобразователя, спроектированного на основании рассмотренной методики

Таблица. Перечень элементов

Условное обозначение	Кол-во	Тип элемента	Описание	Корпус/размер/типоразмер	Обозначение у изготовителя	Параметр			Изготовитель
						1	2	3	
C10	1	Конденсатор	SMT танталовый электролитический корпус D	D-Case	10TPB220 M	220 мкФ	10 В	4 мОм	SANYO
C2	1	Конденсатор	SMT алюминиевый электролитический корпус D8	Radial D8	EEE-FK1E330P	33 мкФ	25 В	0,34 Ом	Panasonic
CN1, CN2, CN3	3	Клеммы	3,81мм (провод–плата)	7,62×7,4×8,5 мм	69121431 0002	300 В	10 А	3,81 мм	Würth Elektronik
R1, R6, R7	3	Резистор	Тонкопленочный	0603	CRCW060 31002FK	10 кОм	0,1 Вт	75 В	Bishay-Dale
R2	1	Резистор	Тонкопленочный	0603	CRCW060 31621FK	1,62 кОм	0,1 Вт	75 В	Vishay-Dale
R3	1	Резистор	Тонкопленочный	0603	CRCW060 32553FK	255 кОм	0,1 Вт	75 В	Vishay-Dale
R4	1	Резистор	Тонкопленочный	0603	CRCW060 33163FK	316 кОм	0,1 Вт	75 В	Vishay-Dale
R5	1	Резистор	Тонкопленочный	0805	CRCW080 51001FK	1 кОм	0,125 Вт	150 В	Vishay-Dale
R8	1	Резистор	Тонкопленочный	0603	CRCW060 31911FK	1,91 кОм	0,1 Вт	75 В	Vishay-Dale
C1, C3	2	Конденсатор	MLCC	1210	C3225X5R 1E106M	10 мкФ	25 В	X5R	TDK
C4, C5, C6, C11	4	Конденсатор	MLCC	0603	C1608X7R 1E104M	100 нФ	25 В	X7R	TDK
C7	1	Конденсатор	MLCC	0603	C1608CO G1H182J	1,8 нФ	25 В	X5R	TDK
C8	1	Конденсатор	MLCC	0603	C1608CO G1H270J	27 пФ	25 В	X5R	TDK
C9	1	Конденсатор	MLCC	1210	C3225X5R 1A226M	22 мкФ	10 В	X5R	TDK
D1, D2	2	Диод Шоттки	SMA (DO-214AC)	SMA	B120-13-F	20 В	1 А	0,5В	Diodes Inc
L1	1	Индуктивность	Экранированная, на шпульке	2,8×2,8×2,8 мм	744025002	2,2 мкГн	1,8 А	60 мОм	Würth Elektronik
L2	1	Индуктивность	Экранированная, двухобмоточная 1:1	7,3×7,3×4 мм	744878470	47 мкГн	1 А	0,6 Ом	Würth Elektronik
U1	1	Микросхема	Контроллер несинхронного импульсного DC/DC-преобразователя	eMSOP-10	TPS54160 DGQ				Texas Instruments

шим, как и его зависимость от изменения входного напряжения и тока нагрузки, что может ограничить его непосредственное применение. Решить проблемы может использование дополнительного линейного стабилизатора, который обеспечит второе напряжение с высокой точностью и стабильностью.

На рис. 12, 13, 14, 15 и 16 представлены осциллограммы, иллюстрирующие работу двухвыходного преобразователя, графики зависимости его КПД от тока нагрузки по его выходам и практическая электрическая принципиальная схема такого устройства, спроектированного по рассмотренной в данной статье методике.

реклама

Высокоэффективный DC/DC-конвертер

для средневольтовых применений

Участие силовой электроники в электрических распределительных сетях будущего становится все более важным. Прежде всего, широкое распространение возобновляемых источников энергии, таких как солнечные батареи и ветрогенераторы, требует применения большого числа преобразователей между источниками и потребителями электрической энергии. Использование высоковольтных силовых полупроводниковых устройств на основе карбида кремния (SiC) позволяет создавать высокоэффективные преобразователи, которые можно подключать непосредственно к средневольтовым сетям. Увеличение уровня напряжения позволяет снизить ток и, следовательно, сечение медных проводов. Кроме того, можно исключить применение трансформаторов 50/60 Гц. Потенциал этих устройств описан на примере DC/DC–конвертера мощностью 28 кВт, созданного с применением 10–кВ/10–А SiC–транзисторов. При входном напряжении 3,5 кВ и выходном напряжении 8,5 кВ КПД конвертера достигает 98,5% на частоте переключения 8 кГц.

Юрген Тома (Jürgen Thoma)

Девид Чилашава (David Chilachava)

Дирк Кранзер (Dirk Kranzer)

Перевод: Валерия Смирнова

cree@macrogroup.ru

Высокое пробивное напряжение, большая ширина запрещенной зоны и отличная теплопроводность позволяют с успехом применять полупроводниковые SiC-приборы в средневольтовых устройствах силовой электроники будущего. В последние годы были разработаны SiC MOSFET с напряжением 10 кВ и SiC IGBT с напряжением 15 кВ, которые имеют достаточный потенциал, чтобы заменить кремниевые приборы в высокоэффективных средневольтовых преобразователях мощностью до нескольких мегаватт [1, 2, 3]. В качестве примера применения SiC-приборов в будущих системах возобновляемой энергии средневольтового диапазона в следующем разделе обсуждается структура солнечных электростанций.

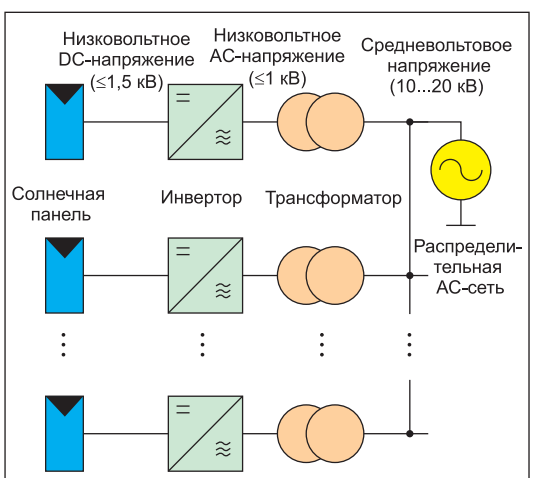


Рис. 1. Современная структура солнечной электростанции

Современная архитектура солнечных электростанций

В современных солнечных станциях мощностью до 100 МВА и более распределение электрической энергии осуществляется на низком уровне напряжения. Однако они в основном вырабатывают энергию для средневольтовых сетей (например, 20 кВ). Напряжение постоянного тока фотоэлектрического (PV) генератора (солнечной панели) обычно не превышает 1000 В. Выходы генераторов объединяются и подключаются к инвертору, который формирует трехфазное переменное напряжение, как правило, от 250 до 400 В (между фазами). Далее трансформатор 50/60 Гц преобразует это напряжение для подключения к средневольтовой сети (рис. 1).

Фотоэлектрический генератор, инвертор, трансформатор и дополнительное распределительное устройство образуют единичный субмодуль. Его мощность, как правило, составляет около 1 МВА. Солнечные электростанции состоят из большого числа таких субмодулей, поэтому желательно увеличить их мощность, чтобы снизить стоимость системы [4]. Повышение мощности с неизменным уровнем напряжения приводит к увеличению токов, что требует применения медных кабелей большего сечения и ведет к росту тепловых потерь. Также неэффективно увеличивать мощность трансформаторов при существующих высоких коэффициентах трансформации, поскольку это упирается в физические ограничения [4].

Перспективная архитектура солнечных электростанций

Единственным разумным способом увеличения мощности субмодуля является повышение уровня напряжения в системе. Хотя директивы в отношении низковольтных устройств должны продолжать действовать, этот шаг дает много преимуществ. На рис. 2 показана концепция топологии солнечной электростанции с общей DC-шиной средневольтового уровня. Выходное напряжение фотоэлектрических модулей может быть в будущем увеличено [4].

DC/DC-преобразователи применяются для подключения PV-генераторов к общей распределительной сети постоянного тока. Поскольку объединение выходов генераторов происходит на высоком уровне напряжения, диаметры кабелей могут быть относительно небольшими. При использовании средневольтовых преобразователей солнечная станция может работать непосредственно на сеть. В этой концепции низкочастотный трансформатор не нужен, что позволяет снизить затраты на основные материалы и медь. Общее число компонентов системы также будет уменьшено. Номинальная мощность одного средневольтового инвертора может составлять несколько мегаватт в зависимости от того, какие полупроводниковые модули будут доступны в будущем.

Характеристики SIC–приборов

Для разработки средневольтового преобразователя напряжения использованы 10-кВ/10-А SiC-транзисторы с антипараллельными 10-кВ/10-А диодами SiC JBS (рис. 3). Также был создан испытательный стенд для оценки потерь данных силовых полупроводниковых приборов. На рис. 4 и 5 показаны схема и конструкция стенда, позволяющего проводить измерения в режиме «2-импульсного» теста с индуктивной нагрузкой.

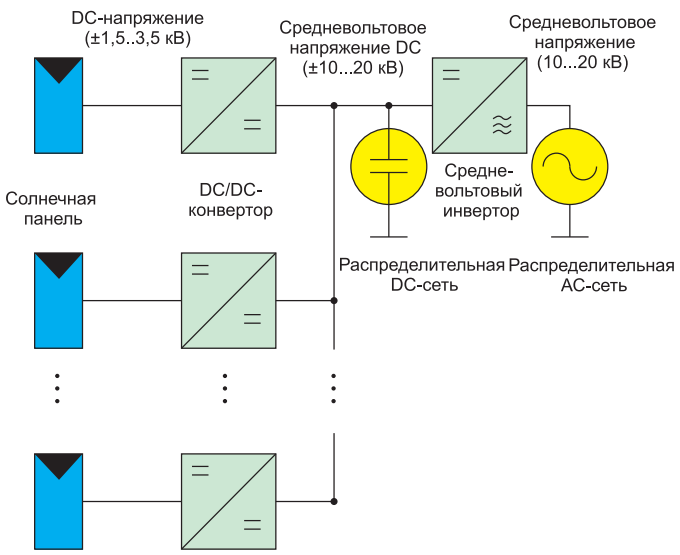


Рис. 2. Возможная структура будущих солнечных электростанций

Рис. 3. 10-кВ/10-А SiC MOSFET с интегрированным 10-кВ/10-А диодом SiC JBS

Основным узлом стенда является конденсаторная батарея. В начале испытаний конденсаторы заряжаются от высоковольтного источника, после чего MOSFET включается, и ток стока I_D, проходящий через индуктор, линейно возрастает. Эпюры тока I_D и напряжения «сток–исток» V_{DS} показаны на рис. 6. При достижении заданного значения тока транзистор выключается, а ток перекоммутируется в оппозитный диод, в данном случае это 10-кВ/10-А SiC JBS. Спустя несколько микросекунд транзистор включается и снова берет на себя ток нагрузки. Во время цикла коммутации I_D и V_{DS} должны контролироваться с помощью широкополосных, высоковольтных датчиков напряжения и тока.

После окончания испытаний блок конденсаторов необходимо безопасно разрядить через сопротивление, подключаемое через

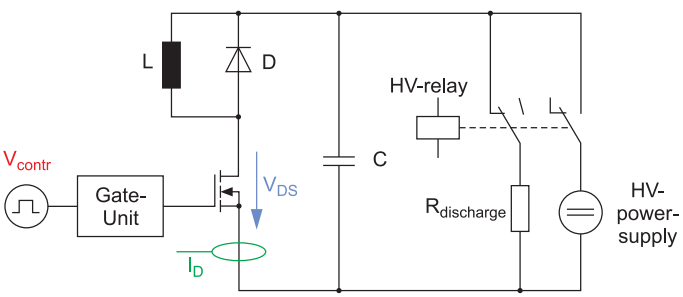


Рис. 4. Схема испытательного стенда

Рис. 5. Внешний вид испытательного стенда со средневольтовыми полупроводниковыми приборами

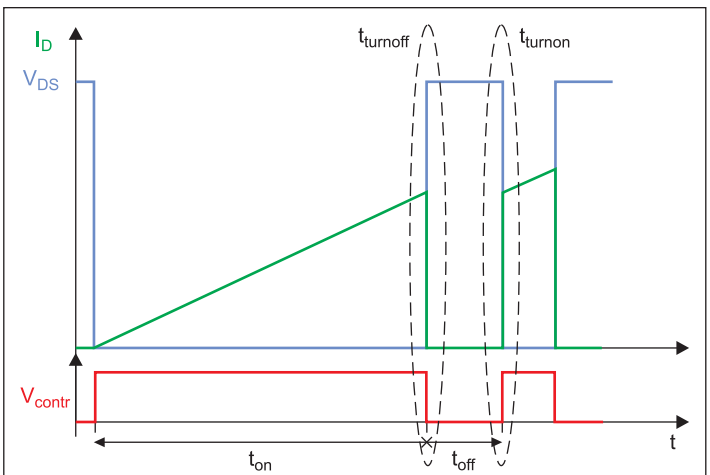


Рис. 6. Эпюры «2-импульсного» теста

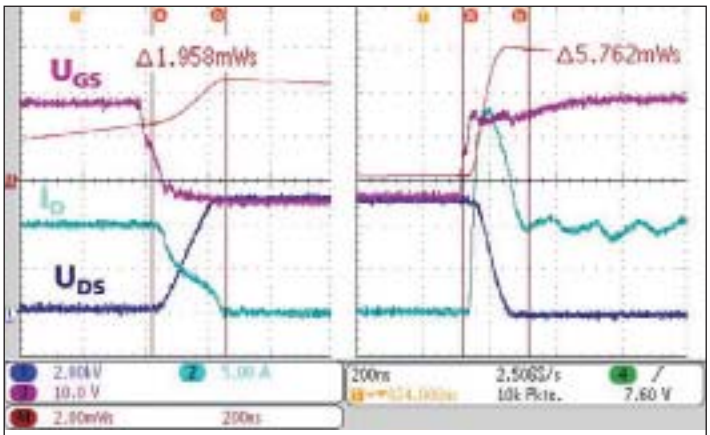


Рис. 7. Процессы выключения и включения при V_{DS} = 5 кВ и I_D = 10 А

высоковольтное реле. Для измерений при различных температурах возле транзистора устанавливаются электронагревательные элементы.

Энергия переключения

Для управления MOSFET был разработан драйвер с выходным напряжением +18/–5 В и различными номиналами резисторов затвора для режимов включения и выключения. Перед проведением измерений проводился расчет длительностей двойного импульса, которые должен формировать генератор для достижения нужного тока. Энергия переключения может быть определена путем интегрирования произведения тока стока и напряжения «сток–исток» за время коммутации:

$$E_{sw} = \int V_{DS}(t) \times I_D(t)\,dt.$$

Измерения проводились при комнатной температуре и температуре корпуса транзистора и оппозитного диода +125 °C. Токи варьировались до 10 А при различных напряжениях переключения. В качестве примера на рис. 7 показан процесс коммутации при 5 кВ и 10 А.

Рис. 8 и 9 получены по результатам серии испытаний.

Как и ожидалось, энергия включения и выключения увеличивается с ростом напряжения. В процессе включения видна линейная зависимость энергии от тока, энергия выключения относительно мало зависит от коммутируемого тока, также очень слаба зависимость от температуры. В целом, энергия динамических потерь очень мала по сравнению с кремниевыми устройствами.

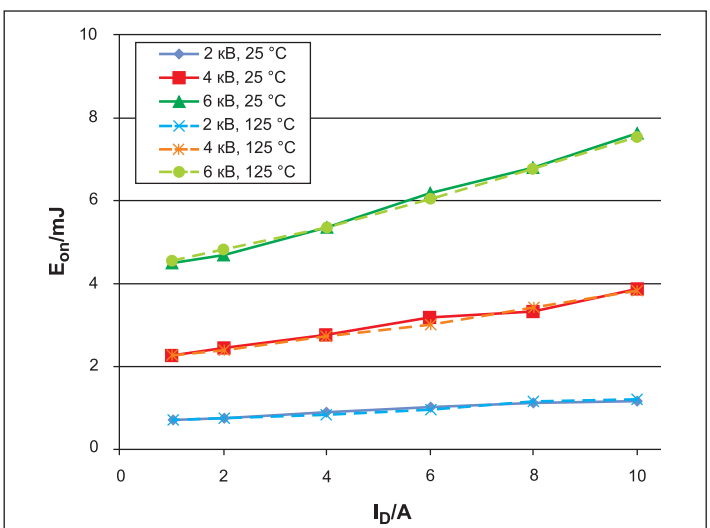


Рис. 8. Энергия включения SiC MOSFET в зависимости от тока, напряжения и температуры

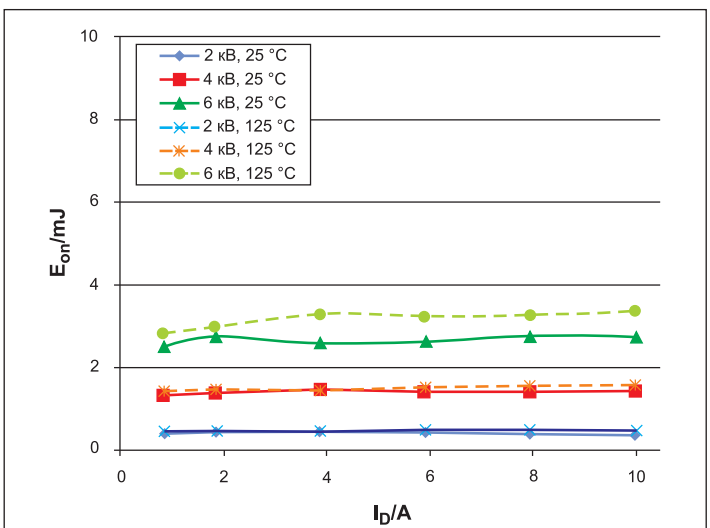


Рис. 9. Энергия выключения SiC MOSFET в зависимости от тока, напряжения и температуры

Потери проводимости

Потери проводимости измерялись в низковольтном диапазоне напряжений. Вольт-амперные характеристики показаны на рис. 10. Температурная зависимость потерь проводимости оказывается значительно выше, чем потерь переключения. При измерениях температура варьировалась от +25 до +150 °C с шагом 25 K. При комнатной температуре сопротивление в открытом состоянии составляет 550 мОм, при +150 °C оно возрастает до 1620 мОм.

Конструкция DC/DC–конвертера

Для демонстрации отличных возможностей SiC MOSFET при использовании в средневольтовом диапазоне напряжений был разработан повышающий DC/DC-конвертер, схема которого показана на рис. 11.

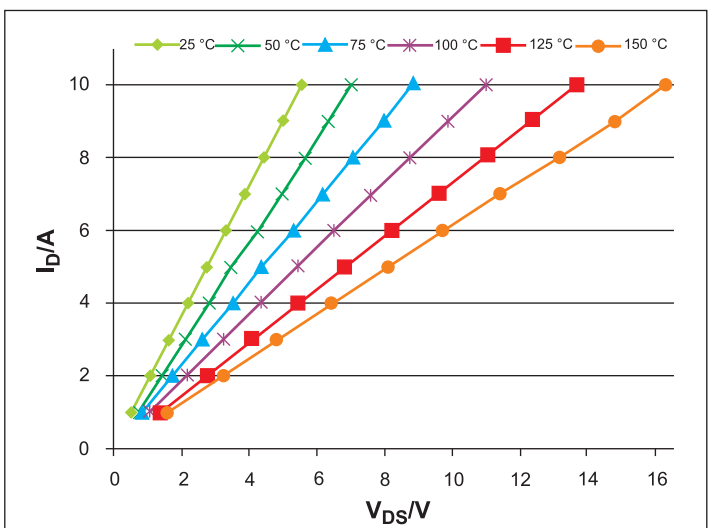


Рис. 10. Вольт–амперные характеристики 10 кВ/10А SiC MOSFET при различных температурах

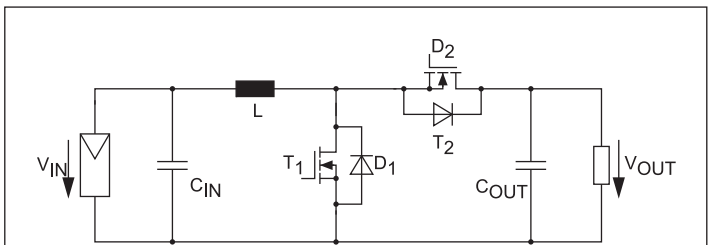


Рис. 11. Схема повышающего конвертера

Благодаря наличию второго транзистора MOSFET T_2 (антипараллельного диоду D_2) есть возможность использовать режим синхронного выпрямления. Обратный ток через T_2 способен уменьшить потери проводимости диода. Преобразователь имеет входное напряжение 3,5 кВ и выходное напряжение 8,5 кВ. Получить такие характеристики при использовании доступных кремниевых приборов можно путем последовательного соединения нескольких транзисторов.

Номинальная мощность преобразователя — 28 кВт. Эта величина обеспечивается максимальными параметрами 10-кВ/10-А SiC MOSFET с учетом небольшого запаса по надежности. Поэтому номинальный входной ток составляет 8,1 А при выходном токе 3,3 А. Благодаря низкой энергии переключения MOSFET выбрана рабочая частота 8 кГц. Это примерно в 10 раз выше, чем у обычных средневольтовых преобразователей. Чем выше частота переключения, тем меньше номиналы пассивных компонентов. Это позволяет снизить расход материалов, а также размеры и стоимость индуктивностей и конденсаторов.

Расчетное значение индуктивности составляет 81 мГн для максимального размаха тока пульсаций, соответствующего 40% от входного тока. Высокочастотный индуктор имеет сердечник из аморфного материала, его размеры 331×212×162 мм, поэтому он занимает большую часть преобразователя по объему. В процессе эксплуатации дроссель активно охлаждается воздухом. Входные и выходные конденсаторы — пленочные, 1 мкФ. Это обеспечивает максимальное напряжение пульсаций 3%. Низкоиндуктивные керамические конденсаторы соединены параллельно.

Два MOSFET установлены на радиатор. В нижней части их корпуса потенциал стока достигает 8,5 кВ, это значит, что транзисторы должны быть электрически изолированы от теплоотвода. Кроме того, необходимо обеспечить достаточный отвод тепла от полупроводниковых элементов на радиатор. Для решения этих вопросов использован керамический диск из нитрида алюминия (AlN), имеющего отличную теплопроводность 200 Вт/м·К и напряжение пробоя 15 кВ/мм. Транзисторы крепятся к AlN-диску и радиатору механическим способом с помощью прижимной пластины. Конструкция преобразователя с установленной на нем платой контроллера показана на рис. 12. Для управления конвертором необходимо контролировать входное напряжение, выходное напряжение и ток через T_1.

Работа и измерения

Первое включение конвертера было сделано с разомкнутой системой управления с высоковольтным сопротивлением. Для формирования входного напряжения был использован высоковольтный источник питания. На рис. 13 показаны эпюры выходного напряжения и тока при частоте коммутации 8 кГц.

Для оценки эффективности преобразования был использован измеритель WT 3000. Входное напряжение контролировалось с помощью высоковольтного пробника напряжения 34136A, а выходное — с помощью P6015A. Потреблением мощности источника, питающего плату управления и драйвер, при оценке КПД можно пренебречь.

Результаты измерений показаны на рис. 14. В режиме номинальной мощности 28 кВт при входном напряжении 3,5 кВ и выходном напряжении 8,5 кВ получен очень высокий КПД — 98,5%. В этой рабочей точке температура радиатора поднимается до +52 °С, а температура индуктора до +55 °С в наиболее нагретой зоне. Общие потери при выходной мощности 28 кВт достигают 410 Вт. При моделировании в режиме двойного импульса более половины потерь генерируются полупроводниковыми элементами. Расчетное значение составляет 100 Вт для потерь проводимости и 140 Вт для коммутационных потерь. Потери в меди индуктора около 60 Вт, магнитные потери оцениваются на уровне 80 Вт. На рисунке представлена зависимость КПД от выходной мощности.

Дополнительная серия измерений была выполнена при входном напряжении 3 кВ и выходном напряжении 6 кВ, в этом случае уменьша-

Рис. 12. Конструкция повышающего конвертера 28 кВт

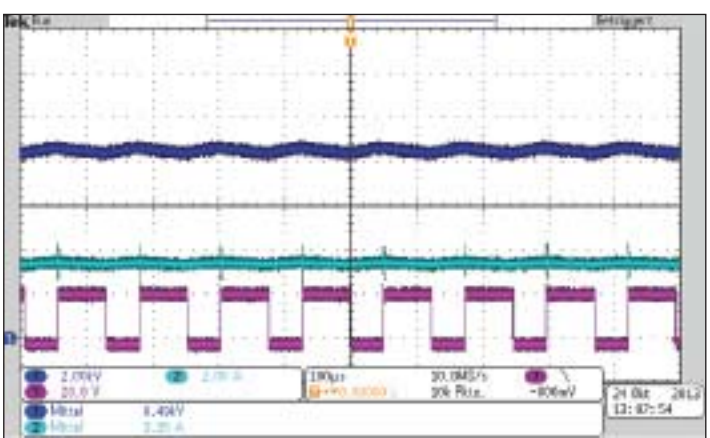


Рис. 13. Работа конвертера при номинальном напряжении (голубой — V_{out}, светло-голубой — I_{out}, фиолетовый — V_{GS} T_1)

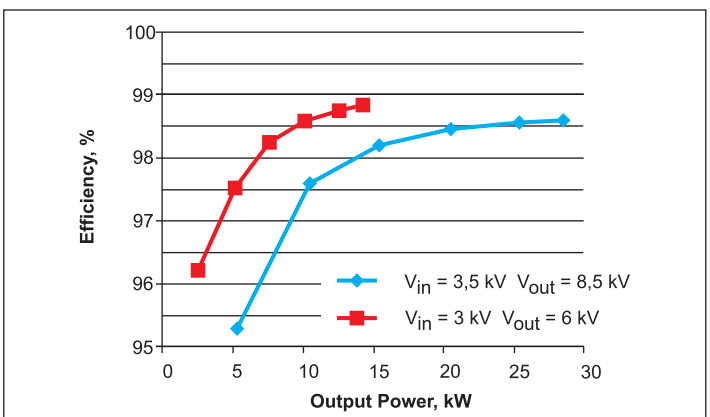


Рис. 14. Эффективность повышающего конвертера при номинальном напряжении 3,5–8,5 кВ и пониженном напряжении 3–6 кВ

ется не только напряжение, но и коэффициент заполнения. Ожидается, что в этой рабочей точке может быть достигнут еще более высокий КПД. Измерения, выполненные при мощности 14 кВт, показали максимальную эффективность 98,8%. Были проведены аналогичные исследования с 10-кВ SiC MOSFET [5] и также в повышающем преобразователе, но с намного меньшим выходным напряжением и мощностью. Тем не менее, основные характеристики приборов были подтверждены.

Заключение

Для демонстрации возможностей высоковольтных SiC-приборов разработан повышающий средневольтовый преобразователь мощностью 28 кВт. В конвертере применены доступные 10-кВ/10-А SiC MOSFET со встроенными JBS-диодами, а благодаря присущей им низкой энергии переключения была выбрана высокая частота коммутации 8 кГц. Это позволило создать компактный конвертер с КПД 98,5%. В будущем должны появиться более мощные модули для разработки преобразователей с большими номинальными мощностями [3]. Высокоэффективные SiC-преобразователи могут быть использованы во многих приложениях, связанных с возобновляемыми источниками энергии или стабилизацией средневольтовых электрических сетей.

Данная работа была осуществлена при поддержке внутренней программы Fraunhofer Markets of Tomorrow в рамках гранта № 823 813 проекта Supergrid.

Литература

1. R. Callanan, A. Agarwal, A. Burk, M. Das, B. Hull, F. Husna, A. Powell, J. Richmond, S. Ryu, Q. Zhang. Recent Progress in SiC DMOSFETS and JBS Diodes at CREE // Proc. 2008 IEEE Industrial Electronics Conf.
2. J. Wang, A. Huang, W. Sung, Y. Liu, and B. J. Baliga. Smart grid technologies // IEEE Ind. Electron. Mag. 2009. Vol. 3. № 2.
3. M. K. Das, C. Capell, D. E. Grider, R. Raju, M. Schutten, J. Nasadoski, S. Leslie, J. Ostop, and A. Hefner. 10 kV, 120 A SiC half H-bridge power MOSFET modules suitable for high frequency, medium voltage applications // Proc. IEEE ECCE. Sep., 2011.
4. J. Mayer. Projektstudie für zukünftige Systemtechnik und Netzanbindung regenerativer Kraftwerke. Diploma thesis, Fraunhofer.
5. Institute for Solar Energy Systems ISE. Freiburg, Germany. Apr., 2012.
6. J.Wang, J. Li, X. Zhou, T. Zhao, A. Q. Huang, R. Callanan, F. Husna, and A. Agarwal. 10 kV SiC MOSFET based boost converter // Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meeting, 2008.

DC/DC–преобразователи MGDD–40 от GAIA Converter с диапазоном входных напряжений 8:1

Компания GAIA Converter представила новую серию MGDD-40 выходной мощностью 40 Вт своего семейства DC/DC-преобразователей с ультраширокими диапазоном входных напряжений, предназначенную для оборонных и авиационных разработок.

Новинка обладает уникально широким диапазоном входных напряжений 9–60 В с максимальным уровнем переходных напряжений 80 В. Устройства соответствуют стандартам MIL-STD-1275, 704, DO-160 и не требуют применения дополнительной входной защитной схемы. Данные характеристики достигнуты благодаря использованию схем коммутации собственной разработки компании GAIA Converter, обеспечивающих уровень КПД более 90%. Модули имеют два выходных канала напряжением 3,3; 5; 12; 15 или 24 В с возможностью параллельного, последовательного или симметричного включения. Преобразователи содержат следующие функциональные блоки: защиты во всем диапазоне выходных напряжений, подстройки и опции включения/выключения, настраиваемой защиты от пониженного напряжения, схему мягкого запуска, встроенный фильтр электромагнитных помех, а также схемы защиты от повышенного выходного тока и схему температурной защиты. Преобразователи оснащены схемой синхронизации и/или могут работать при параллельном включении для получения большей суммарной мощности.

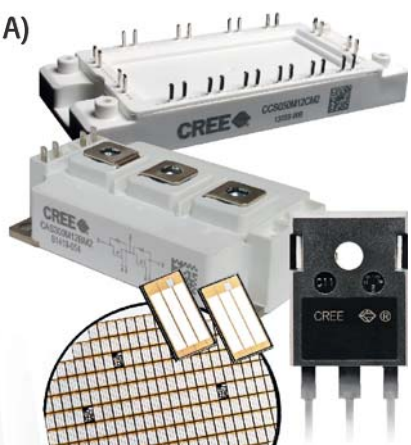
Устройства выпускаются в низкопрофильных герметизированных металлических корпусах размерами 0,33×1,5×1,75", обладают широким диапазоном рабочих температур –55...+105 °C.

www.icquest.ru

Силовые приборы на карбиде кремния (SiC)

Wolfspeed
a CREE Company

- Диоды Шоттки с нулевым током восстановления (до 1700 В, до 50 А)
- MOSFET с сопротивлением до 25 мОм и динамическими потерями ниже, чем у кремни вых ключей
- «All-SiC» модули (полумосты 6-pack)
- Кристаллы MOSFET и диодов
- Силовые SiC приборы и кристаллы до 15 кВ



Узнайте подробнее!

Закажите образцы
тел.: (812) 370 60 70 (доб. 783)
e-mail: cree@macrogroup.ru
Назовите код «С116» и получите скидку 5%

МАКРО ГРУПП
www.macrogroup.ru

«Макро Групп» – официальный дистрибьютор Wolfspeed (a CREE Company)

Санкт-Петербург	(812) 370 60 70	Ростов-на-Дону	(863) 227 03 93
Москва	(495) 988 02 72	Чебоксары	(8352) 23 79 55
Екатеринбург	(343) 380 35 10	Новосибирск	(383) 233 34 87

реклама

Модульные DC/DC-преобразователи GAIA Converter

для железнодорожного транспорта

Компания GAIA Converter, являющаяся основоположником модульной архитектуры источников питания, изготавливает широкую линейку DC/DC–преобразователей и вспомогательных модулей. Все предлагаемые устройства подразделяются на отдельные серии в зависимости от функционального назначения, входных/выходных параметров, мощности и т. д., а также проходят обязательное тестирование на соответствие требованиям определенных отраслевых стандартов. В статье рассматриваются основные технические характеристики и конструктивные особенности высоконадежных модулей, рекомендуемых производителем для организации питания железнодорожной аппаратуры.

Константин Верхулевский

info@icquest.ru

Введение

Обеспечение качественного и надежного электропитания оборудования железнодорожного назначения — непростая задача, имеющая свою специфику. Источники питания должны разрабатываться с учетом особенностей бортовой сети и сложных условий эксплуатации, а именно — работать в широком диапазоне температур, выдерживать постоянные вибрации и удары до нескольких g. В настоящее время соответствующие требования определяются рядом стандартов, действующих как на международном, так и на национальном уровне [1]. Наибольший вес имеют международные стандарты EN 50155 («Транспорт железнодорожный. Электронное оборудование, используемое в подвижном составе»), EN 50125 («Транспорт железнодорожный. Условия окружающей среды для оборудования подвижного состава») и EN 50163 («Транспорт железнодорожный. Напряжение питания тяговых сетей»). Они регламентируют обязательные требования к:

- входным напряжениям;
- электромагнитной совместимости;
- допустимым механическим воздействиям;
- температурным режимам работы;
- диэлектрической прочности изоляции.

В таблице 1 приведены данные, характеризующие допустимые границы и качество входных питающих напряжений. Согласно EN 50155, типовыми значениями являются 24, 48, 72, 96 и 110 В постоянного тока. Национальные стандарты могут отличаться, для примера приведены уровни напряжений, распространенные на железных дорогах Франции (NF-F-01-510) и Великобритании (RIA12). Стоит отметить наличие значительных отклонений внешних питающих напряжений от нормы, при которых железнодорожная аппаратура должна сохранять работоспособность и обеспечивать долговременную надежность. Провалы в широких пределах и значительные броски (до 170 В) зачастую связаны с тем, что не весь подвижной состав построен с учетом современных технологий, в локомотивах старой постройки коммутация осуществляется силовыми реле, которые отличаются залипанием и дребезгом контактов.

Таблица 1. Требования железнодорожных стандартов к входному напряжению источников питания

	EN 50155			NF F 01-510			RIA12		
U_{IN}, В	ΔU, В	U_{BR}, В*	U_{TR}, В **	ΔU, В	U_{BR}, В	U_{TR}, В	ΔU, В	U_{BR}, В	U_{TR}, В
24	16,8–30	14,4	33,6	18–34	12	40	16,6–30	14,4	36
37,5	–	–	–	–	–	–	26–47	22,5	56,25
48	33,6–60	28,8	67,2	–	–	–	33,6–60	28,8	72
72	50,4–90	43,2	100,8	50–90	36	115	50,4–90	43,2	112,5
96	67,2–120	57,6	134,4	–	–	–	67,2–120	57,6	144
110	77–137,5	66	154	77–137	55	176	77–137,5	66	165

* U_{BR} — допустимые провалы напряжения (в течение 100 мс)
** U_{TR} — допустимые броски напряжения (в течение 1 с)

Помимо этого, входные цепи преобразователей должны выдерживать случайные перенапряжения, вызванные микросекундными импульсными помехами с большой энергией. Амплитуда и длительность этих импульсов задаются в международных стандартах EN 50155 и EN 61000-4-5. В Российской Федерации аналогом EN 61000-4-5 является ГОСТ Р 51317.4.5-99 «Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к микросекундным импульсным помехам большой энергии. Требования и методы испытаний» (табл. 2). Этот стандарт определяет параметры испытательного импульса: время нарастания 1,2 мкс и время спада 50 мкс (от своего пикового значения до 50%). В качестве источника тестовых воздействий используется генератор импульсов высокого напряжения, имеющий эффективное внутреннее сопротивление (импеданс) 2 Ом при подключении по схеме «провод–провод» или 12 Ом по схеме «провод–земля». Пиковое напряжение импульса может быть выбрано в пределах от 0,5 до 4 кВ в зависимости от класса устойчивости оборудования, который и определяет степень жесткости испытаний [2].

Механические и климатические испытания, имитирующие воздействие факторов окружающей среды, также выполняются по методам, изложенным в EN

50155. При оценке стойкости оборудования подвижного состава к вибрациям и ударам фигурируют следующие цифры: частота колебаний 5–150 Гц и пиковые ускорения до 5g. Кроме того, стандартом регламентируются четыре температурных диапазона, в зависимости от условий эксплуатации: –25...+70 °C, –40...+70 °C, –25...+85 °C и –40...+85 °C. Железнодорожные приборы должны функционировать в заданных пределах при влажности 95%. Уровень диэлектрической прочности изоляции определяется для отдельных диапазонов входных напряжений, в таблице 3 приведены типовые значения для распространенных стандартов.

На рынке электронных компонентов существуют готовые решения от разных производителей, соответствующие вышеуказанным требованиям, которые уже прошли испытания временем и хорошо себя зарекомендовали при работе на железнодорожном транспорте. Одну из самых широких линеек продукции данного класса предлагает компания GAIA Converter.

Таблица 2. Требования железнодорожных стандартов к защите входов источников питания от импульсных перенапряжений

Тип испытания	EN 50155			EN 61000-4-5 (ГОСТ Р 51317.4.5-99)		
	Амплитуда импульса, В	Форма импульса, мкс	Импеданс источника, Ом	Амплитуда импульса, В	Форма импульса, мкс	Импеданс источника, Ом
По схеме «провод–провод»	1800	5/50	100	500	1,2/50	2
	1800	5/50	5	1000	1,2/50	2
	8400	0,05/0,1	100	2000	1,2/50	2
	–	–	–	4000	1,2/50	2
По схеме «провод–земля»	1800	5/50	100	500	1,2/50	12
	1800	5/50	5	1000	1,2/50	12
	8400	0,05/0,1	100	2000	1,2/50	12
	–	–	–	4000	1,2/50	12

Таблица 3. Требования железнодорожных стандартов к диэлектрической прочности изоляции вход/выход

Номинальное входное напряжение, В (DC)	EN 50155	NF F 670001	NF F 05-510
24	500 В/50 Гц/1 мин (V_{eff}) или 707 В/1 мин (VDC)	1500 В/1 мин (V_{eff})	2000 В/50 Гц/1 мин (V_{eff})
48	500 В/50 Гц/1 мин (V_{eff}) или 707 В/1 мин (VDC)	1500 В/1 мин (V_{eff})	2000 В/50 Гц/1 мин (V_{eff})
72–125	1000 В/50 Гц/1 мин (V_{eff}) или 1414 В/1 мин (VDC)	1500 В/1 мин (V_{eff})	2000 В/50 Гц/1 мин (V_{eff})
125–315	1500 В/50 Гц/1 мин (V_{eff}) или 2121 В/1 мин (VDC)	1500 В/1 мин (V_{eff})	2000 В/50 Гц/1 мин (V_{eff})

Основные характеристики DC/DC–преобразователей железнодорожного назначения

DC/DC-преобразователи компании GAIA Converter адаптированы для использования в схемах с распределенной архитектурой питания, отличающихся наличием меняющегося в широких пределах входного напряжения и значительных переходных процессов. Модули железнодорожного назначения ориентированы на применение как в бортовой электронной аппаратуре подвижного состава (локомотивах, пассажирских вагонах, поездах метро, общественном электротранспорте), так и в стационарных шкафах управления, обеспечивающих функционирование инфраструктуры [3]. Благодаря высоким показателям надежности преобразователи GAIA Converter активно эксплуатируются в проектах всемирно известных компаний, в качестве примера можно привести:

- Междугородние поезда и локомотивы:
  - Alstom: TGV, TGV2N, KTX, ET423, AGV;
  - Siemens: ICE2, ICE3, ES64, S252;
  - Bombardier: AGC, Talent, ICN;
  - GE Transportation: AC6000, Dash.
- Городские метро и трамваи:
  - поезда метро Meteor, MF77, MF2000, M7, Lisboa;
  - трамваи Citadis, Combino, Sirio, Icentro, Eurotram.
- Пригородный и городской транспорт:
  - электропоезда Arlanda, Gatwick, Frankfurt, OrlyVal;
  - автобусы/троллейбусы Civis, Cristalis, Cito, Agora, Ares.
- Сигнальное оборудование:
  - системы позиционирования, TPWS, путевое оборудование;
  - ERTMS, ETCS, аппаратура для передачи видеосигналов и другой информации, GPS-R.

Отличительными характеристиками выпускаемых модулей являются ультраширокий диапазон входных напряжений (от 2:1 до 12:1), выходная мощность 4–200 Вт, КПД порядка 90% во всем диапазоне входных напряжений, высокостабильные выходные напряжения (от одного до трех изолированных каналов) и низкопрофильные корпуса, предназначенные для установки непосредственно на печатную плату. Устройства данного типа не имеют оптической развязки в цепях обратной связи и работают на фиксированных частотах преобразования.

Богатый набор защитных и вспомогательных функций, которые присутствуют у тех или иных семейств, гарантирует безопасность и гибкость функционирования. В определенных режимах работы преобразователей могут быть полезны встроенные схемы защиты от:

- перенапряжения на выходе (Output Overvoltage Protection, OVP);
- короткого замыкания (Output Short Circuit Protection, SCP);
- перегрузки по току (Over Current Protection, OCP);
- превышения температуры (Over Temperature Protection, OTP).

Не менее важное значение имеет наличие цепей плавного запуска (Soft-start) для устранения бросков пускового тока при включении, блокировки при пониженном (Input Undervoltage Lock-Out, UVLO) и повышенном (Input Overvoltage Lock-Out, OVLO) входном напряжении, а также функций дистанционного управления (On/Off), регулировки выходного напряжения (Trim) , компенсации падения напряжения на соединительных проводах (Sense) и синхронизации нескольких усьройств (Sync). В таблице 4 приведены основные характеристики DC/DC-преобразователей GAIA Converter, ориентированных на применение в железнодорожном транспорте. Расшифровка наименования на примере серии MGDxx-10 представлена на рис. 1 [4].

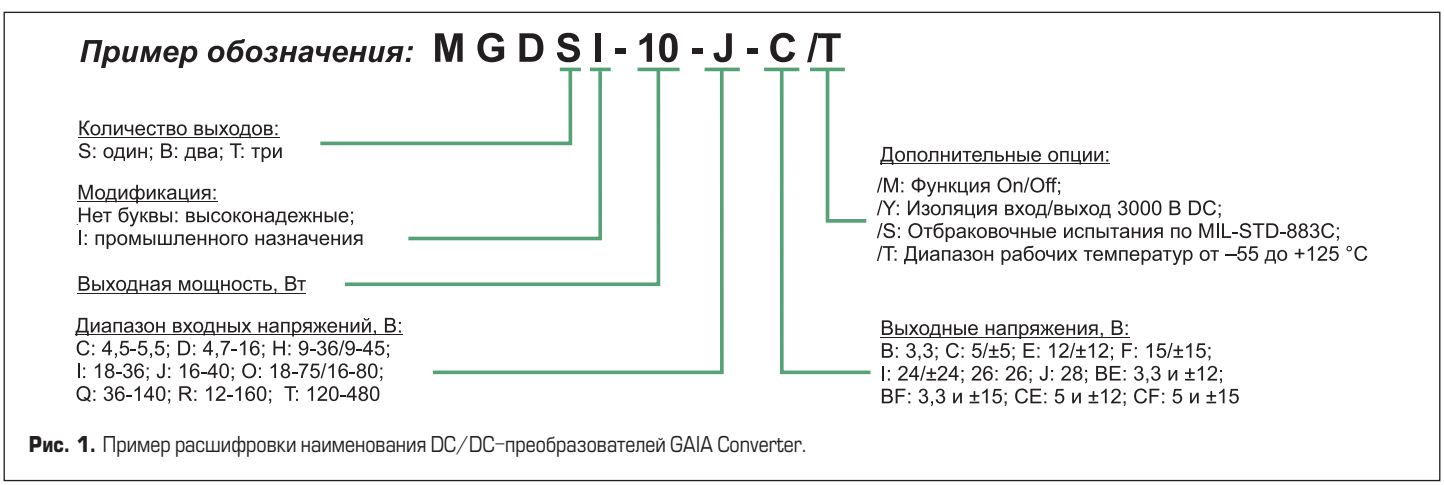


Рис. 1. Пример расшифровки наименования DC/DC–преобразователей GAIA Converter.

Таблица 4. Основные характеристики DC/DC-преобразователей железнодорожного назначения компании GAIA Converter

Серия	Выходная мощность (макс.), Вт	Диапазоны входных напряжений, В	Количество каналов	Выходные напряжения, В	Дополнительные функции	Габариты, мм
MGDxx-04	4	4,5–5,5; 18–36; 9–36; 16–40; 36–140	1; 2; 3	3,3; 5; 12; 15; ±5; ±12; ±15; (5 и ±15)	SCP; OVP; Soft-start; On/Off (опция)	32×19,3×7,5
MGDDI-06	6	12–160	2	2×5; 2×12; 2×15; 2×24	Soft-start; UVLO; OCP; Sync; On/Off; Trim	27,5×19,3×8,2
MGDxx-10	10	4,5–5,5; 18–36; 4,7–16; 9–36; 16–40; 36–140	1; 2; 3	3,3; 5; 12; 15; ±5; ±12; ±15; (5 и ±12); (5 и ±15)	SCP; OVP; UVLO; Soft-start; On/Off (опция)	40×26×8
MGDSx-18	18	4,5–5,5; 4,7–16; 9–36; 16–40; 36–140	1	3,3; 5; 12; 15	SCP; OVP; UVLO; Soft-start; On/Off (опция)	40,8×26,8×16,5
MGDxx-20	20	4,5–5,5; 18–36; 4,7–16; 9–36; 16–40; 36–140	1; 2; 3	3,3; 5; 12; 15; ±5; ±12; ±15; (3,3 и ±12); (3,3 и ±15); (5 и ±12); (5 и ±15)	SCP; OVP; UVLO; Soft-start; On/Off	50,8×50,8×12,7
MGDDx-20	20	12–160	2	2×5; 2×12; 2×15; 2×24	Soft-start; UVLO; OCP; Sync; On/Off; Trim	40,1×26,1×12,7
MGDxx-25	25	9–36; 16–40; 18–75; 36–140	1; 2; 3	3,3; 5; 12; 15; ±5; ±12; ±15; (3,3 и ±15); (5 и ±12); (5 и ±15)	SCP; OVP; Soft-start; On/Off (опция)	50,8×50,8×12,7
MGDxx-35	35	9–36; 18–75; 36–140	1; 2; 3	3,3; 5; 12; 15; ±5; ±12; ±15; (3,3 и ±15); (5 и ±12); (5 и ±15)	SCP; OVP; UVLO; Soft-start; Sync; On/Off; Trim; Vref	82,5×48,5×12,5
MGDDx-60	60	12–160	2	2×5; 2×12; 2×15; 2×24	Soft-start; UVLO; OCP; OTP; Sync; On/Off; Trim	82,5×48,5×12,5
MGDSI-60	60	14–55; 36–140	1	3,3; 5; 12; 15; 26	Soft-start; UVLO; OVLO; OCP; OVP; OTP; Sync; On/Off; Trim; Sense	72,7×47,9×12,5
MGDSx-75	75	9–36; 9–45; 18–75; 16–80; 155–480	1	3,3; 5; 12; 15; 24; 26; 28	Soft-start; UVLO; OCP; OVP; OTP; Sync; On/Off; Trim; Sense	57,9×36,8×12,7
MGDSx-100	100	10,7–100; 14–55; 36–140	1	3,3; 5; 12; 15; 26	Soft-start; UVLO; OVLO; OCP; OVP; OTP; Sync; On/Off; Trim; Sense	76,9×48,5×12,5
MGDSx-150	150	9–36; 9–45; 18–75; 16–80; 120–480	1	3,3; 5; 12; 15; 24; 28	Soft-start; UVLO; OVLO; OCP; OVP; OTP; Sync; On/Off; Trim; Sense	60,9×48,3×12,7
MGDS-200	200	9–45; 16–80	1	3,3; 5; 12; 15; 24	Soft-start; UVLO; OCP; OVP; OTP; Sync; On/Off; Trim; Sense	76,9×48,5×12,5

Большинство предлагаемых серий включает в себя две категории продукции. Устройства промышленного (Industrial) назначения обеспечивают компромисс между стоимостью и техническими характеристиками изделий, на принадлежность к этой группе указывает наличие дополнительной литеры «I» в наименовании. Они могут эксплуатироваться в диапазоне рабочих температур –40...+95 °C, имеют нестабильность выхода, не превышающую ±2% при изменении нагрузки в пределах 25–100%, нестабильность выхода по сети — не более ±1% (во всем диапазоне входных напряжений) и выходной шум от 50 мВ для номиналов 3,3/5 В и до 150 мВ для выходов 15 или 24 В. Базовая гальваническая изоляция вход/выход составляет 1500 В постоянного тока, также существует возможность заказа модулей с увеличенным значением этого параметра до 3000 В (опция /Y). Модули в высоконадежном (Hi-Rel) исполнении разработаны для эксплуатации в жестких условиях окружающей среды. Они обладают расширенным диапазоном рабочих температур (–40...+105 °C) и отличаются более стабильным выходным напряжением. Погрешность выхода при изменении питающего напряжения не превышает ±0,5%, а уровень пульсаций составляет 40–60 мВ (п–п) для любых значений выходного напряжения. Отдельно стоит отметить наличие специализированных вариантов высоконадежных модулей, прошедших дополнительные температурные испытания при –55 °C (опция /*T*) и ряд расширенных отбраковочных тестов по методам, изложенным в стандарте MIL-STD-883C (опция /*S*): термоэлектротренировку в течение 96 ч при T = +105 °C, 30 циклов термоциклирования (от –40 до +105 °C с шагом 3 °C/мин.), испытания на принудительный отказ в течение 160 ч при T = +85 °C и полной нагрузке, а также проверку теплостойкости при воздействии температуры +85 °C.

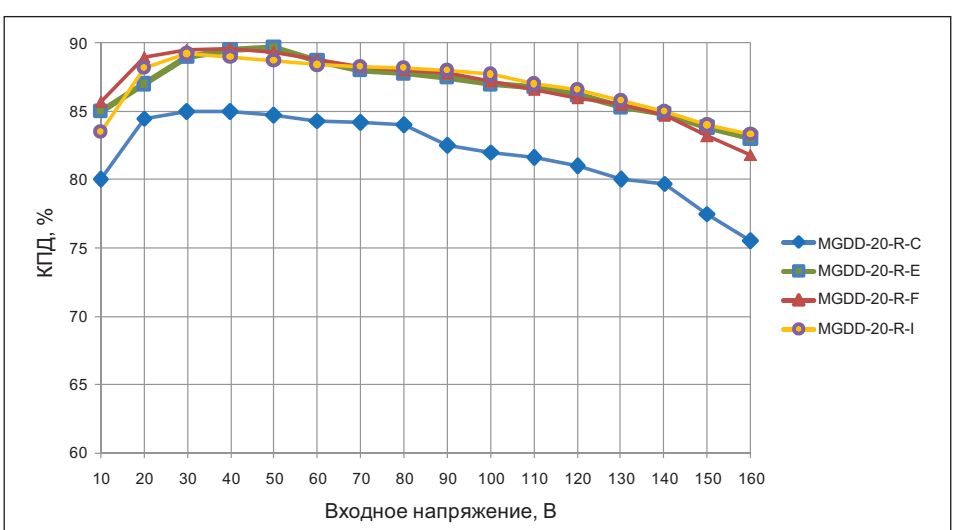


Рис. 2. Эффективность преобразования модулей серии MGDD-20, рассчитанных на различные выходные напряжения

Рассмотрим особенности отдельных семейств. Серии MGDxx-04, MGDxx-10, MGDxx-20, MGDxx-25 и MGDxx-35, рассчитанные на выходную мощность от 4 до 35 Вт, состоят из модулей, имеющих от одного до трех выходов. Выходные напряжения — стандартные, из ряда 3,3; 5; 12 и 15 В, у двух- и трехканальных версий номиналы выхода образуются путем разнообразного сочетания этих значений. Высокая частота преобразования (480 кГц) способствует минимизации уровня выходного шума. Устройства этих семейств поставляются с несколькими диапазонами входных напряжений (до шести), содержат ограниченный комплект защитных цепей и опциональную функцию дистанционного включения/выключения. Они выпускаются в низкопрофильных корпусах с высотой от 7,5 до 12,7 мм и подходят для работы с входными шинами питания 12, 24, 28, 48, 72 и 110 В.

Ключевое отличие новых серий MGDDI-06, MGDDx-20 и MGDDx-60 — сверхширокий динамический диапазон входных напряжений (от 12 до 160 В), который позволяет без значительных модернизаций адаптировать разрабатываемый источник питания к изменениям напряжения шины питания. Каждый модуль имеет два индивидуально изолированных выходных канала с номинальными напряжениями 5, 12, 15 или 24 В, погрешностью установки не более ±2% при комнатной температуре и 75% нагрузке и возможностью подстройки в пределах от –20 до +10% от номинала [5]. При использовании параллельного, последовательного или симметричного объединения или независимого использования каналов можно реализовать различные схемы питания, например получить одноканальные источники с выходным напряжением 5–48 В, двухканальные одно- и двухполярные с выходными напряжениями ±15 В или 2×24 В с мощностью каждого канала, равной половине номинальной. Оригинальные алгоритмы работы схемы коммутации, разработанные компанией GAIA Converter, позволяют получить эффективность преобразования энергии на уровне 90% (рис. 2).

Каждый преобразователь этих серий доступен в компактном металлическом анодированном корпусе промышленного стандарта, предназначенном для установки в отверстия печатной платы. Выводы никелевые, с золотым покрытием. Для оптимального рассеивания мощности осуществляется герметизация при помощи двухкомпонентного теплопроводящего состава. В зависимости от номинальной мощности размеры корпусов варьируются от 27,5×19,3×8,2 мм у 6-Вт моделей до 82,5×48,5×12,5 мм у MGDD-60.

Начиная с 75 Вт, предлагаются исключительно одноканальные модели с положительным выходным напряжением из ряда 3,3, 5, 12, 15, 24, 26 и 28 В. Серии повышенной мощности MGDSx-75, MGDSx-100, MGDSx-150 и MGDS-200 характеризуются весьма хорошим КПД (до 92%), суммарной нестабильностью по сети, нагрузке и температуре, не превышающей 1%, а также наиболее полным набором интегрированных защитных и сервисных схем. Они относятся к прямоходовым импульсным преобразователям, для примера на рис. 3 приведена структурная схема MGDSx-150. Для уменьшения уровня электромагнитных помех на входе устройств предусмотрен LC-фильтр. Модули могут быть синхронизированы между собой для работы на одной общей частоте или же подключены к внешнему источнику частоты синхронизации. Также существует возможность дистанционного управления и использования внешней обратной связи с целью корректировки падения напряжения на проводах, соединяющих источник питания с удаленной нагрузкой. Регулировка выходного напряжения, которая обеспечивается подключением внешнего резистора, позволяет менять его в диапазоне ±10% от номинального значения. Заказчики могут использовать данные компоненты в применениях с нестандартными значениями питающих напряжений, например в устройствах зарядки аккумуляторов и системах светодиодной подсветки.

Конструктивно модули выполнены в металлических корпусах (рис. 4):

- MGDSx-75 — 1/4 brick, 57,9×36,8×12,7 мм;
- MGDSx-150 — 1/2 brick, 60,9×48,3×12,7 мм;
- MGDSx-100 и MGDS-200 — дюймовые с размерами 2×3.

Уникальной особенностью преобразователей напряжения серии MGDS-200 является технология отвода тепла с боковых стенок, что переопределяет принципы рассеивания мощности. Точки охлаждения переносятся ближе к платам, устраняя необходимость использования радиаторов, что, в свою очередь, снижает общий вес системы, уменьшает габариты и облегчает механическую сборку.

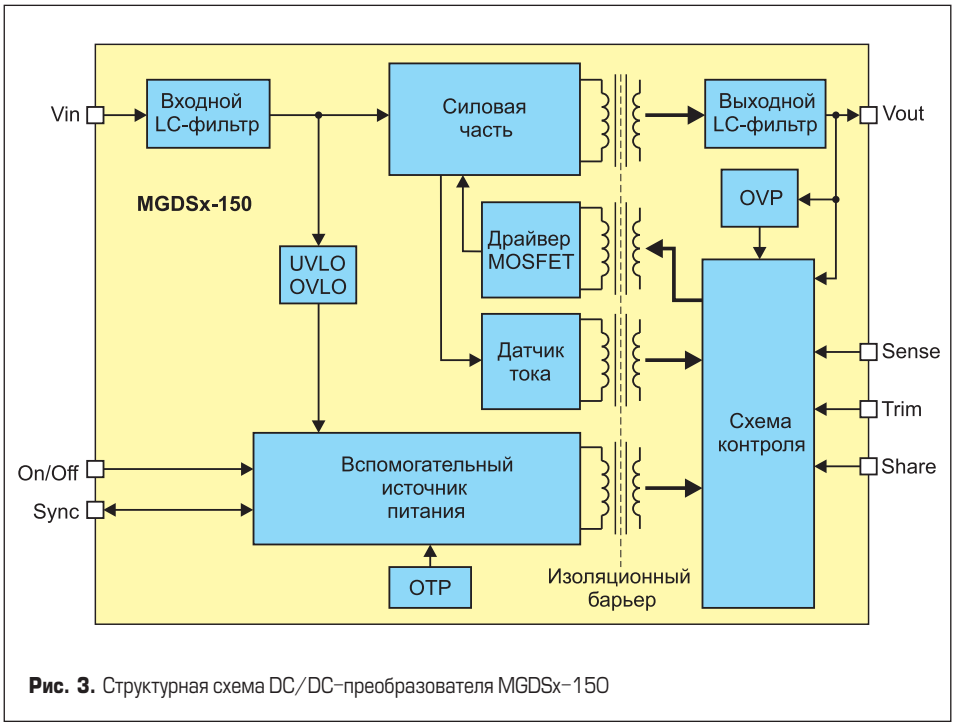


Рис. 3. Структурная схема DC/DC-преобразователя MGDSx-150

Защитные функции

Все модули являются полнофункциональными устройствами и обладают встроенной защитой как для работы без нагрузки, так и с полным расчетным потреблением. Пороговые значения и алгоритмы работы защитных цепей зависят от конкретных семейств преобразователей, а также входных и выходных параметров разрабатываемого источника питания. Рассмотрим для примера MGDSx-100 — одну из серий модулей, имеющих максимально возможный набор функций защиты [6]. Защитные цепи MGDSx-100 включают в себя настраиваемые схемы, блокирующие преобразователь в случаях пониженного (UVLO) и повышенного (OVLO) входного напряжения, при перегрузке по току (OCP) или перенапряжении (OVP) на выходе, а также при превышении максимальной рабочей температуры (OTP).

Применение схемы UVLO гарантирует, что низкое напряжение входной шины не приведет к внештатной работе преобразователя. Интегрированная цепь измеряет входное напряжение, сравнивает его с заданным порогом и блокирует модуль при значениях напряжения ниже предельного уровня, определяющего область безопасной работы преобразователя (рис. 5а). Для высоконадежных устройств серии MGDSx-100, отличающихся входным диапазоном 10,7–100 В, по умолчанию это значение составляет 9,5 В. Обратный запуск происходит автоматически, при увеличении $U_{вх}$ до 10,5 В модуль возвращается в нормальный режим работы и обеспечивает стабилизированное выходное напряжение. Этот гистерезис предохраняет преобразователь от включения и выключения в случае, когда напряжение источника не повышается плавно. В общем случае значение порога регулируется по желанию разработчика путем включения сопротивления R_{uvlo} между выводом UVLO и общим проводом, его номинал рассчитывается по формулам, приведенным в техническом описании компонента. Порог схемы OVLO — нерегулируемый, заводские значения для аналогичного входного диапазона составляют 104 В (блокировка) и 98 В (запуск) соответственно.

Рис. 4. Внешний вид мощных DC/DC-преобразователей GAIA Converter

Непрерывная защита по току срабатывает, если сопротивление нагрузки оказывается слишком малым (например, имеет место короткое замыкание), а ток превышает определенное пороговое значение, что может привести к выходу модуля из строя. В преобразователях семейства MGDSx-100 защита выполняется схемой ограничения (OCP), срабатывающей при увеличении выходного тока на 30% выше номинального (рис. 5б). В этом случае величина выходного напряжения снижается до 75% от номинального, преобразователь переходит в пульсирующий (hiccup mode) режим работы, в котором он периодически включается для определения наличия перегрузки, и выключается, если это подтверждается. После уменьшения выходного тока ниже заданного порога модуль автоматически стартует в режиме «мягкого» запуска.

Защита от температурных перегрузок (OTP) предназначена для предотвращения выхода из строя модуля в случае перегрева. Повышение температуры преобразователя

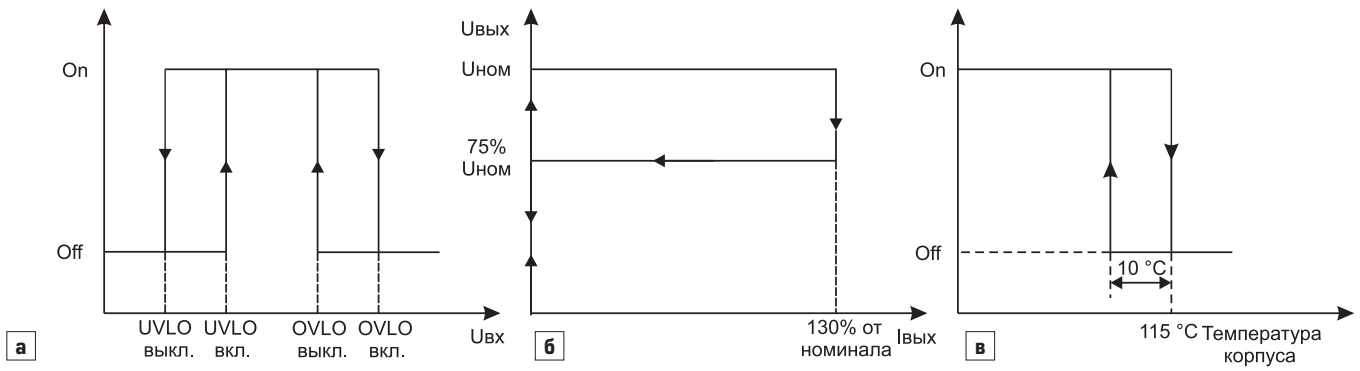


Рис. 5. Защитные функции DC/DC-преобразователей серии MGDSx-100: а) от пониженного и повышенного входного напряжения; б) от перегрузки по току; в) от повышенной температуры

(независимо от причины) сверх предельно допустимых значений вызывает срабатывание защитного механизма — снижение тока в нагрузке или ее полное отключение. Это предотвращает дальнейшее повышение температуры и повреждение устройства. При автоматическом перезапуске повторное включение модуля произойдет только после остывания. Порог температурной защиты для серии MGDSx-100 установлен на +115 °C (±5%) с гистерезисом 10 °C (рис. 5в).

Встроенная схема защиты от превышения выходного напряжения (OVP) срабатывает, если напряжение на выходных контактах преобразователя превышает 120% (±5%) от номинального значения. Причиной этого может быть, в частности, подстройка выходного напряжения, а также процесс проверки пользователем работоспособности своей аппаратуры при повышенных напряжениях питания.

Вспомогательные функции

DC/DC-преобразователи GAIA Converter обладают несколькими важнейшими свойствами, расширяющими возможности их практического использования. Аналогично защитным цепям, характеристики и величины вспомогательных схем во многом зависят от определенного семейства, далее продолжим ориентироваться на модули MGDSx-100.

Функция дистанционного включения/выключения (On/Off) существенно повышает гибкость применения преобразователей в современных системах электропитания РЭА, требующих определенного алгоритма подачи питания к отдельным узлам. Она в обязательном порядке присутствует у всех устройств, за исключением модулей серий MGDxx-04, MGDxx-10, MGDSx-18 и MGDxx-25, у которых является опцией, на наличие которой указывает суффикс /M в наименовании из-

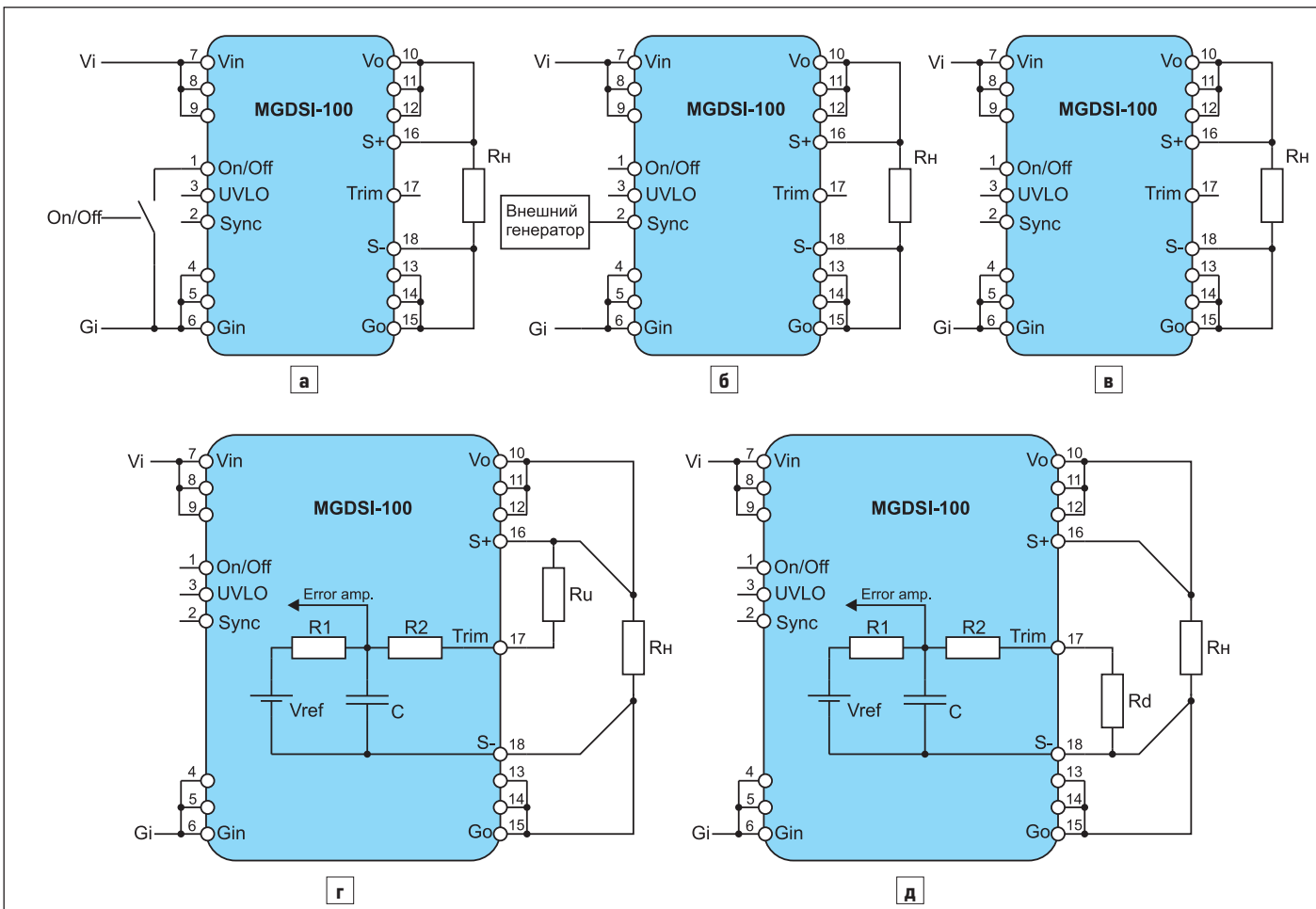


Рис. 6. Распространенные сервисные функции DC/DC-преобразователей GAIA Converter

делия. Выключение модуля выполняется подачей низкого логического уровня (0–0,5 В) относительно общего провода на вывод On/Off при помощи внешнего коммутирующего устройства: механического переключателя, дискретного биполярного или полевого транзистора, оптопары, маломощного реле и т. д. (рис. 6а). Допускается объединение модулей и использование одного сигнала управления для запуска нескольких преобразователей. Преобразователь находится во включенном состоянии, когда вход On/Off остается свободным, или когда на него подается сигнал высокого уровня (от 3,5 до 5 В). Задержка включения/отключения не превышает 30 мс/100 мкс соответственно.

Вывод внешней синхронизации (Sync) обеспечивает возможность синхронизации внутреннего генератора внешним сигналом (рис. 6б). Несколько преобразователей могут быть объединены между собой для работы на одной общей частоте или же подключены к внешнему источнику тактового сигнала. Частота внешнего синхросигнала должна лежать в допустимых пределах, которые для серии MGDSx-100 составляют 270–300 кГц. Для обеспечения надежного функционирования рекомендуется использовать импульсы прямоугольной формы с длительностью от 300 до 500 нс и временами фронта/спада не более 20/100 нс.

Функция Sense, доступная начиная с 60-Вт модулей, предназначена для компенсации падения напряжения на проводах, связывающих выход конвертера с нагрузкой, расположенной на значительном удалении. Использование измерительных входов обратной связи S+ и S–, соединенных с нагрузкой отдельными шинами, как показано на рис. 6в, позволяет добиться требуемого напряжения непосредственно на контактах нагрузки путем регулировки выхода на величину падения. При значительной длине проводников, которые идут к измерительным входам, их следует выполнять витой парой. Максимальное значение напряжения, которое может быть скомпенсировано, — 10% от номинального выходного напряжения преобразователя.

Функция точной подстройки выходного напряжения (Trim) допускает корректировку на величину от –20 до +10% от номинального значения выхода простым подключением подстроечного резистора между выводом Trim и шиной питания или «землей», в зависимости от направления регулировки. Для быстрой подборки требуемого сопротивления рекомендуется использовать многооборотные потенциометры, а сам регулировочный резистор располагать как можно ближе к выводам преобразователя для уменьшения влияния на результат паразитной индуктивности. В обычном случае, при известной величине регулировки, можно использовать постоянный резистор. Если в преобразователях используются выводы S+ и S–, то резистор аналогичным образом соединяется с ними (рис. 6г, 6д). Номиналы сопротивлений Rd и Ru рассчитываются из соотношений, указанных в документации на конкретную серию, также можно воспользоваться онлайновым калькулятором на сайте производителя.

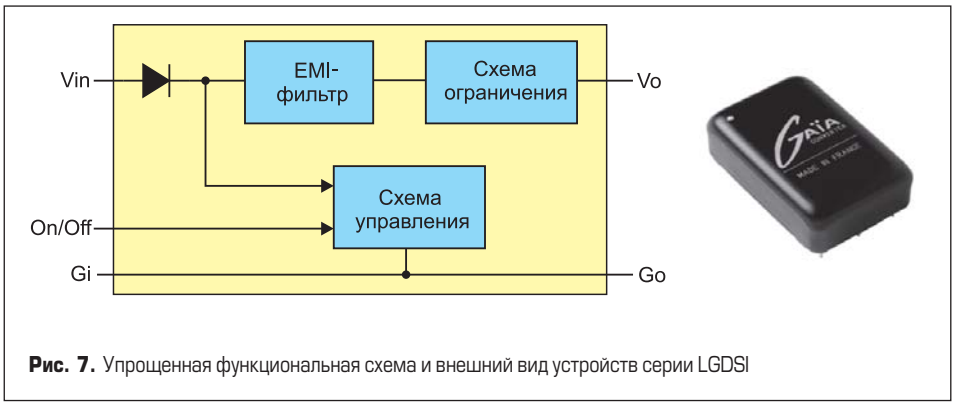


Рис. 7. Упрощенная функциональная схема и внешний вид устройств серии LGDSI

Вспомогательные модули серии LGDSI

Для полного соответствия отраслевым стандартам компания-производитель рекомендует применять DC/DC-преобразователи железнодорожного назначения совместно со своими активными силовыми устройствами функциональной поддержки, разработанными для подавления переходных процессов. Входные модули-ограничители серий LGDSI-50 и LGDSI-75, устанавливаемые непосредственно перед конвертерами напряжения, обеспечивают защиту от кратковременных импульсов и фильтрацию электромагнитных помех согласно требованиям EN 50155, RIA12, IEC571, а также имеют встроенные цепи дистанционного управления и блокировки при включении в обратной полярности (рис. 7). Они оптимизированы для получения высокого уровня КПД (до 98%) во всем диапазоне мощностей 4–50/75 Вт в зависимости от серии и могут эксплуатироваться при температурах –40...+95 °С [7]. С целью обеспечения максимального качества и надежности модули изготавливаются в металлическом корпусе с размерами 40×26×12,8 мм, залитом с нижней стороны эпоксидным компаундом.

Модули LGDSI-50, рассчитанные на подавление импульсных скачков напряжений 1,8 кВ/50 мкс, выпускаются в двух модификациях: с входным диапазоном 10–36 В постоянного тока, ограничивающие переходные процессы на уровнях 36 В/1 с и 85 В/20 мс, или с диапазоном 36–154 В, способные защитить от входных значений 165 В/1 с и 385 В/20 мс. Серия LGDSI-75 в настоящее время представлена одной моделью — LGDSI-75-Q-K, имеющей аналогичное строение и предназначенной для работы с 72-, 96- и 110-В шинами питания. Ее входной диапазон составляет 43–154 В.

Примеры реализации модульной архитектуры электропитания для оборудования железнодорожного транспорта

Использование вышеописанной связки компонентов позволяет получить высокую схемную плотность, на ее основе производится ряд готовых устройств, нашедших применение в транспортном оборудовании и полностью соответствующих стандарту EN 50155. На рис. 8а показан компактный преобразователь напряжения, монтируемый в стойку и предназначенный для использования в системах электропитания трамваев. Его основные параметры: номинальное входное напряжение — 110 В по постоянному току, отдаваемая мощность — 60 Вт, выходные напряжения — +5 и ±12 В. Преобразователь для

Рис. 8. Внешний вид готовых модульных источников питания железнодорожного оборудования

установки в стойку формата 3U, показанный на рис. 8б, построен на основе модулей серий LGDSI-50 и MGDSI-60. Он относится к источникам питания средней мощности, его входной диапазон составляет 36–140 В с возможностью работы при скачках напряжений до 175 В, на выходе — высокостабильное напряжение 12 В. Одноканальный преобразователь для монтажа в евро-стойку 3U/4TE удовлетворяет требования стандарта защиты IEC-801-4-5 (уровень 4) и имеет несколько модификаций с номинальными значениями выхода 3,3; 5 или 24 В (рис. 8в).

Заключение

При проектировании систем электропитания высоконадежной аппаратуры, применяемой на транспорте, инженерам приходится решать множество технических задач, в числе которых обеспечение электромагнитной совместимости, устойчивости к колебаниям входного напряжения, вибрационным и ударным воздействиям, а также к перепадам температур. Продукция компании GAIA Converter, обладающая широкими функциональными возможностями, хорошей технической поддержкой и изготавливаемая с учетом жестких требований к параметрам и качеству изделий, позволяет создавать системы питания с большим запасом прочности, соответствующие требованиям международных отраслевых стандартов.

Литература

1. Using modular DC/DC converter for battery powered railway applications. // Application note. May 2010. http://gaia-converter.com/index.php/remository/app-notes/Modular-DC-DC-Converters-for-Battery-Powered-Railway-Applications
2. Surge and EMI filter recommendations for 4W up to 200W modules. // Application note. January 2015. http:// gaia-converter.com/index.php/remository/app-notes/Surge--and--EMI-Filter-Recommendations-up-to-200W
3. http:// gaia-converter.com
4. Hi-Rel DC/DC converter MGDxx-10: 10W power. Datasheet. January, 2016. http:// gaia -converter.com/index.php/prod/high-reliabity-dc-dc-converters/10-watt-mgdxx-10-series
5. Hi-Rel DC/DC converter MGDDx-60: 60W power. Datasheet. November, 2014. http:// gaia-converter.com/docs/ds/MGDD60W.pdf
6. Hi-Rel DC/DC converter MGDSx-100: 100W power. Datasheet. October, 2013. http:// gaia-converter.com/index.php/prod/high-reliabity-dc-dc-converters/100-watt-mgdx-100-series
7. Industrial limitor module LGDI-50: 50W power. Datasheet. November, 2014. // http:// gaia-converter.com/50-watt-lgdsi-50-series

DC/DC–преобразователи серии QMW мощностью 250 Вт компании Calex соответствуют требованиям UL60950

Компания Calex объявила о получении сертификации UL60950 на серию DC/DC-преобразователей QMW мощностью 250 Вт. Они спроектированы для диапазона входных напряжений 9–36 В. Преобразователи являются изолированными источниками напряжения и предоставляют полностью стабилизированный выход 12 В/20,5 А (максимальное значение). Модули показывают максимальный КПД 93%, действуют на фиксированной частоте 275 кГц и имеют вывод удаленного вкл./выкл.

Модули выпускаются в корпусах размером 1,54×2,39×0,5" и созданы с учетом требований стандарта MIL-STD-810G для работы при воздействии ударов и вибрации. Преобразователи содержат схемы защиты от превышения значения максимального выходного тока, от повышенного выходного напряжения, от короткого замыкания, а также схему защиты от работы при повышенной температуре. Диапазон рабочих температур составляет –40...+105 °С, а хранить устройства можно при температурах –55...+125 °С.

Основные особенности DC/DC-преобразователей серии QMW компании Calex:

- Нестабильность выходного напряжения и нестабильность выходного напряжения по нагрузке: не превышает 0,2%.
- Температурный коэффициент: 0,02%/°С.
- Пульсации выходного напряжения: 50 мВ.
- Не требуют минимальной нагрузки для нормальной работы.
- Среднее время наработки на отказ: 8,6 млн ч.

www.icquest.ru

реклама

Установка электротермическая

с полупроводниковым преобразователем повышенной частоты ППЧ-160-2.4

В статье описана конструкция преобразователей частоты для индукционного нагрева металла. Разработана установка с полупроводниковым преобразователем повышенной частоты номинальной мощности и электротермической системой управления следующего поколения.

Юрий Зинин

umz42@mail.ru

Дарья Мамаева

dmamaieva@inbox.ru

История разработок

В 1968 г. на таллинском электротехническом заводе Estel было освоено производство мощных тиристоров, а затем статических преобразователей повышенной частоты [1]. Практически одновременно с этим серия индукционных установок полупроводниковых преобразователей частоты была разработана и в Уфе, в сотрудничестве с ленинградскими учеными. В 1970 г. доцентом учебного Уфимского авиационного института (УАИ) Кацнельсоном С. М. был разработан полупроводниковый тиристорный преобразователь (ТПЧ) [2]. Он был изготовлен совместно с Тульским научно-исследовательским институтом (ТНИТИ) и впервые внедрен в промышленную эксплуатацию. Одновременно учеными УГАТУ и Ленинграда разрабатывались статические ТПЧ.

При УАИ (сейчас вуз носит название УГАТУ) в 1974 г. было образовано предприятие СКТБ «Вихрь», работавшее в научном направлении силовой электроники (директор — к. т. н. Шапиро С. В.) [3].

В 1990 г. в Уфе было создано научно-конструкторское внедренческое предприятие «Петра» (руководитель — Ройзман П. С.), а в 1992 г. — научно-производственное объединение (НПО) «Параллель», которое занялось разработкой и внедрением полупроводниковых преобразователей повышенной и высокой частоты (рис. 1) для электротермических установок и установок индукционного нагрева металла (ИНУ) [4, 5].

Рис. 1. Полупроводниковые ТПЧ на НПО «Параллель»

Конструкция полупроводниковых преобразователей частоты для индукционного нагрева

Для питания ТПЧ, ИНУ, ТПЧТ и других электрофизических установок в преобразователях электроэнергии, работающих в системах управления в частотно-импульсных режимах, используются тиристоры типа Т, ТБ, ТБИ, ТЛ.

В НПО «Параллель» был разработан преобразователь частоты ППЧ-160-2.4 номинальной электрической мощности 160 кВт с номинальной рабочей частотой 2,4 кГц. Он предназначен для установок индукционного нагрева, плавки черного или цветного металла.

Шкаф ППЧ имеет габариты 700×800×1956 мм, вес 500 кг.

На основной вертикальной плате шкафа размещена конструкция силовой трехфазной сети, полупроводникового диодного выпрямителя, аппаратуры коммутационной и тиристора бесконтактного защиты (рис. 2). В шкафу расположен электромагнитный дроссель постоянного тока, который оснащен водяным охлаждением (показана система оборотной воды).

Рис. 2. Конструкция шкафа преобразователя частоты ППЧ-160-2.4 (лицевая сторона)

Рис. 3. Конструкция основных полупроводниковых вентилей автономного инвертора (задняя сторона шкафа)

На основной вертикальной плате с обратной стороны шкафа (рис. 3) размещены вентили ППЧ. На плате размещены компоненты водоохлаждения, силовые шины, полупроводниковые вентили и автономный инвертор.

На рис. 4. показан чертеж, типичная документация и сборочные единицы, а также комплектация полупроводникового преобразователя частоты ТПЧ [6, 7].

Подробно документация на сборные единицы, шкаф с дополнительными деталями крепления, панель управления, блок управления и контроля, блок контроля охлаждения, блок преобразователя сигналов, блок контроля блокировок, блок питания и контроля, блок выпрямителя БВ-400, блок БИ-160, трансформатор напряжения и дроссель постоянного тока приведены в [8–10].

На рис. 5 показан блок управления, размещенный на передней двери шкафа преобразователя частоты ППЧ-160-2.4.

Пульт управления нагревом (ПУН) предназначен для управления и визуального контроля за работой индукционной установки с полупроводниковым преобразователем.

Индукционная установка ИПТ-160-2.4-0,16Г

Индукционные плавильные тигели (ИПТ) служат для плавки черных и цветных металлов в тигельных печах объемом до 1000 кг. Разработанный НПО «Параллель» ТПЧ для работы двух тигельных печей плавки черного и цветного металла позволяет вести непрерывную плавку. Емкость печи по стали — 160 кг, охлаждение СО-установки — водяное. Время плавки не более 1 ч.

В процессе нагрева плавильной печи система управления автоматически поддерживает возможную мощность, исходя из объема загрузки печи и температуры шихты, показаний инфракрасного пирометра для измерения температуры расплава.

Индукционная установка ИПТ-160-2.4-0,16Г (рис. 6) для плавки стали (меди) состоит из блоков компенсирующих конденсаторов БК-100-2,4, печи индукционной ПИТ-0,16Г, маслостанции, гидропривода, соединительных шлангов, токопровода «БК-Печь», пульта дистанционного управления, двухконтурной станции охлаждения (СО) [11–16].

Габариты станции охлаждения установки СО-40 700×800×1953 мм, вес 150 кг. СО выполнена в шкафу унифицированной конструкции со степенью защиты IP54.

Рис. 4. Общий вид документации ППЧ-160-2.4

Контур дистиллированной воды выполнен из коррозионно-стойких материалов и содержит бак, насос, теплообменник и аппаратуру контроля (термометры, манометры, термореле, реле уровня).

Контур технической воды, помимо теплообменника, содержит фильтр, реле давления, термопреобразователь и электромагнитный клапан, открываемый сигналом микропроцессорного измерителя-регулятора.

Рис. 5. Блок управления ППЧ-160-2.4

Рис. 6. Установка ИПТ для индукционной плавки

Потребление воды из внешней системы водоснабжения автоматически регулируется в зависимости от фактической мощности тепловыделения в охлаждаемом объекте, вплоть до полного прекращения подачи воды, автоматически стабилизируется температура станции.

Литература

1. http://tet-estel.com/ru/#intro
2. Зинин Ю. Дело жизни // Силовая электроника. 2013. № 5.
3. Шапиро С. В., Зинин Ю. М., Иванов А. В. Системы управления с тиристорными преобразователями частоты для электротехнологии. М. Энергоатомиздат, 1989.
4. www.nkvp-petra.ru/about/general-info/
5. www.prl.ru
6. Зинин Ю., Мамаева Д., Мульменко М. Конструкции основных узлов и силовых блоков тиристорных преобразователей типа «Параллель» // Силовая электроника. 2016. № 3.
7. Зинин Ю., Мульменко М. Новые разработки силовых преобразователей типа «Параллель» для установок индукционного нагрева металлов // Силовая электроника. 2014. № 2.
8. Преобразователь частоты ППЧ-160-2,4 УХЛ4. Руководство по эксплуатации.
9. Установка ИПТ-160-2,4-0,16-Г-УХЛ4. Руководство по эксплуатации.
10. Мульменко М., Зинин Ю., Мамаева Д. Разработка универсального блока управления и контроля для полупроводниковых преобразователей частоты. // Силовая электроника. 2015. № 5.
11. Зинин Ю., Мухаметов Р., Мамаева Д. Разработка установки ИНТ-400-1,0 для индукционного нагрева труб большого диаметра перед гибкой // Силовая электроника. 2016. № 5.
12. Мамаева Д., Зинин Ю. Индукционные плавильные установки «Параллель» с высокочастотным нагревом металлов // Силовая электроника. 2016. № 2.
13. Мамаева Д., Зинин Ю. Схемотехническое моделирование полирезонансного источника электропитания в программе Micro-Cap 10 // Силовая электроника. 2016. № 1.
14. Зинин Ю., Мульменко М. Научно-производственное объединение «Параллель» (г. Уфа) на рынке силовой электроники России и ТС // Электроника-Инфо (Силовая электроника). Беларусь. 2015. № 6.
15. Зинин Ю., Мульменко М. Современные тиристорные преобразователи частоты типа «Параллель» для установок индукционного нагрева металлов // Силовая электроника. 2015. № 3.
16. Зинин Ю., Мульменко М. Проектирование станций охлаждения для установок индукционного нагрева металлов. // Силовая электроника. 2015. № 2.

Структура и принцип работы размагничивающей установки

В статье представлены новый режим работы, упрощенная структурная схема, временные диаграммы электрических сигналов на соответствующих точках и основные технические данные разработанной и внедренной в производство однофазной размагничивающей установки постоянных магнитов магнитоэлектрических аппаратов. Принцип размагничивания основан на способе воздействия частичного нагрева и затухающего разнополярного магнитного поля на постоянные магниты. Разработанная установка повышает эффективность размагничивания, обеспечивает получение сильных магнитных полей размагничивания и универсальность регулирования временных интервалов процесса размагничивания, исключает резкое перемещение и возникновение механических ударов на размагничивающей детали.

Андраник Оганесян, к. т. н.

andranik.hovhannisyan@yandex.ru

Григорий Питкевич

Autogrish@mail.ru

В настоящее время на промышленных предприятиях развитых стран выпускаются различные постоянные магниты (ПМ). Их типы исчисляются сотнями. Основное применение ПМ находят в таких областях, как электротехника, аппаратостроение, приборостроение, машиностроение, радиотехника и др.

Размагничивание — это процесс, в результате которого под воздействием внешнего магнитного поля уменьшается или исчезает полностью намагниченность ферромагнитного материала. Методы размагничивания ферромагнитных материалов и их особенности представлены в [1, 2].

Процесс размагничивания становится более сложным в случае ПМ, сделанных из сплавов редкоземельных элементов, так как они отличаются большим значением коэрцитивной силы по индукции ${}_BH_c$ и магнитной энергией W. Например, у ПМ марки NdFeB (неодим–железо–бор) модели 38EH значение ${}_BH_c$ составляет 2388 кА/м, а W = 287...303 кДж/м^3.

Таким образом, усовершенствование способов и средств размагничивания ПМ является актуальной и насущной задачей.

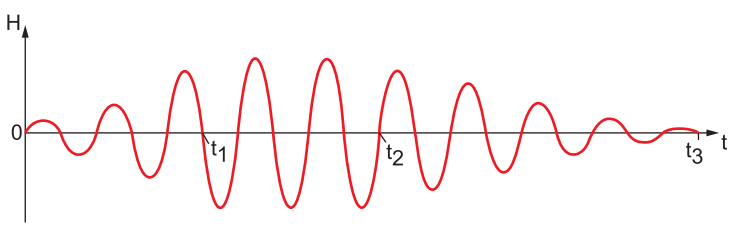


Рис. 1. График зависимости напряженности магнитного поля H от времени t внутри рабочего объема обмотки ЭМ

Методология размагничивающей установки

Размагничивание основано на воздействии нагрева и затухающего разнополярного магнитного поля на ПМ. В рассматриваемом режиме размагничивающей установки характер напряженности магнитного поля H во времени t внутри рабочего объема обмотки электромагнита (ЭМ) изменяется соответственно графику на рис. 1.

В интервале времени 0...t_1 амплитуда магнитного поля плавно возрастает до максимального значения, при этом действующие на ПМ электромагнитные силы тоже постепенно увеличиваются, и ПМ плавно захватывает максимальную энергию магнитного поля, исключая тем самым резкие изменения электромагнитных сил и возникновение механических ударов на размагничиваемые детали.

В интервале времени t_1...t_2 разнополярное магнитное поле в рабочем объеме ЭМ максимальное. В результате воздействия импульсов магнитного поля кривая из точки исходной намагниченности приводит в точку технического магнитного насыщения материала. Материал детали приобретает одинаковую намагниченность вне зависимости от исходной остаточной намагниченности. Это означает, что далее изменение намагниченности материала по всему объему детали будет происходить по одной кривой. В этом интервале времени потери в размагничиваемых деталях обычно делят на потери, обусловленные гистерезисом и вихревыми токами, и дополнительные потери. Все они представляют собой энергетические потери, характерные для ферромагнитных тел, которые могут быть использованы при нагревании размагничиваемых деталей.

В интервале времени $t_2...t_3$ разнополярное магнитное поле по величине постепенно уменьшается, приводя к размагничиванию материала детали. При повторении импульсов, уменьшении их амплитуды и изменении полярности кривая намагниченности переходит в точку ноль — размагниченное состояние.

На основе предлагаемого режима работы электромагнита спроектирована размагничивающая установка для ПМ магнитоэлектрических аппаратов, которая внедрена в промышленное производство.

Структурная схема и принцип работы установки

На рис. 2 приведена структурная схема однофазной размагничивающей установки, где: 1 — задатчик интенсивности нарастания и снижения напряжения нагрузки; 2 — таймер режима максимального напряжения нагрузки; 3 — триггер пуска установки; 4 — релейный блок; 5 — генератор пилообразных сигналов; 6 — компаратор, определяющий фазу открывания тиристоров; 7 — оптическая пара диод–тиристор, обеспечивающая передачу открывающих импульсов на тиристоры; 8 — силовой блок, состоящий из двух встречно-параллельно соединенных тиристоров; 9 — обмотка электромагнита; 10 — контрольный оптический блок диод–транзистор.

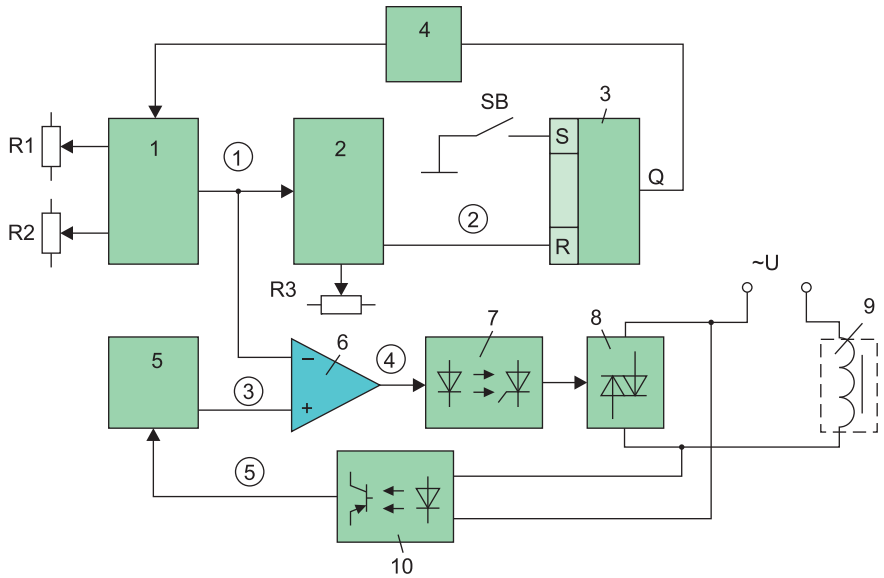


Рис. 2. Структурная схема однофазной размагничивающей установки

В состав задатчика интенсивности входят потенциометры R1 и R2, с помощью которых устанавливается соответственно время нарастания $0...t_1$ и снижения $t_2...t_3$ напряжения нагрузки, а с помощью потенциометра R3 (в составе таймера) устанавливается продолжительность $t_1...t_2$ максимального значения напряжения нагрузки. Длительность временных интервалов можно плавно регулировать и устанавливать перед размагничиванием.

В устройстве применено фазовое регулирование с отстающим углом управления α, что создает в обмотке электромагнита серию разнополярных импульсов тока. В интервале времени $t_1...t_2$ управление тиристорами осуществляется критическим значением угла управления, где момент запирания одного тиристора совпадает во времени с моментом отпирания другого тиристора. В интервале $t_2...t_3$ частота размагничивающего поля постепенно уменьшается, что увеличивает эффективность размагничивания, так как увеличивается глубина проникновения магнитного поля в материал.

На рис. 3 приведены временные диаграммы электрических сигналов на соответствующих точках установки.

При нажатии на кнопку пуска SB переключается триггер, релейный блок запускает задатчик напряжения, а генератор формирует пилообразные сигналы с удвоенной частотой по отношению к частоте синусоидального напряжения питания. Выходное напряжение задатчика интенсивности нарастания и генератора пилообразных сигналов сравнивается со стороны компаратора, и при их сравнении на выходе формируются импульсы управления тиристоров силового блока, оптическая пара диод–тиристор обеспечивает гальваническую развязку между управляющим блоком и силовым тиристорным ключом. Через силовой тиристорный ключ обмотка ЭМ подключается к источнику синусоидального напряжения питания. С помощью контролирующего оптического блока диод–транзистор состояние напряжения на силовом блоке передается на генератор, с ним синхронизируются пилообразные сигналы и напряжение на тиристорах.

Компаратор управляет работой таймера режима максимального напряжения нагрузки, то есть, в зависимости от уровня сигнала на выходе задатчика интенсивности, он запускает или сбрасывает таймер. По истечении времени таймера максимального напряжения нагрузки компаратор переключает триггер в исходное положение, и начинается режим снижения напряжения нагрузки. Для сброса задатчика интенсивности при включении питания используется реле времени на транзисторе T1 и элементах R7–R9 и C1.

Генератор пилообразного сигнала работает в зависимости от состояния тиристоров, то есть, если оба тиристора закрыты, генератор наращивает уровень сигнала до уровня на выходе задатчика интенсивности. Далее компаратор генерирует импульс открывания тиристоров. После того как один из тиристо-

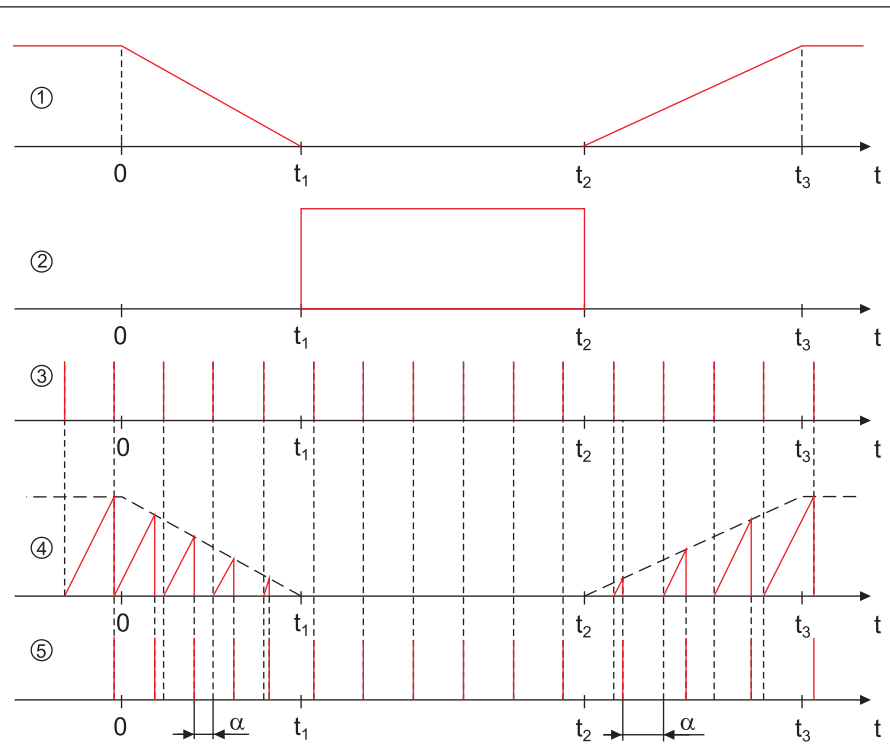


Рис. 3. Временные диаграммы электрических сигналов на соответствующих точках размагничивающей установки

ров открывается, генератор переходит в режим ожидания, при котором сигнал на его выходе нулевой. На следующем полупериоде напряжения сети процесс повторяется.

Принципиальная электрическая схема размагничивающей установки, конструкция и метод проектирования разработанного ЭМ представлены в [1–4].

Результаты исследования

На основе предлагаемого режима работы электромагнита спроектирована размагничивающая установка для ПМ магнитоэлектрических аппаратов, которая внедрена в промышленное производство. Основные технические данные установки:

- напряжение питающей сети 220 В;
- частота питающей сети 50 Гц;
- потребляемая мощность 14,5 кВА;
- количество витков обмотки электромагнита 256;
- размер рабочей зоны электромагнита 120×90×200 мм;
- длительность каждого регулируемого интервала 100 мс…120 с;
- вид запуска — ручной однократный;
- режим работы — повторно-кратковременный;
- охлаждение — естественное воздушное.

На разработанную установку получен патент Республики Армения на изобретение [5].

Выводы

Разработанная установка увеличивает эффективность размагничивания, обеспечивает получение сильных магнитных полей размагничивания и универсальность регулирования временем процесса размагничивания, исключает резкое перемещение и возникновение механических ударов на размагничивающей детали, повышает эффективность размагничивания.

Исследование выполнено при финансовой поддержке ГКН МОН РА в рамках научного проекта № SCS 13-2B059 и в рамках госбюджетной программы Республики Армения «Исследование электромагнитных систем, разработка новых систем».

Литература

1. Оганесян А. Т. Методы размагничивания ферромагнитных материалов и проектирования электромагнита // Вестник Инженерной академии Армении. 2013. Т. 10, № 1.
2. Оганесян А. Т. Режим работы размагничивающего устройства для постоянных магнитов // Известия вузов. Электромеханика. 2013. Т. 4.
3. Оганесян А. Т., Петросян Н. Н., Питкевич Г. И. Размагничивающая установка постоянных магнитов // Силовая электроника. 2013. № 4.
4. Оганесян А. Т., Петросян Н. Н., Питкевич Г. И. Установка для размагничивания постоянных магнитов // Электроника ИНФО. 2013. Т. 12(102).
5. Патент РА на изобретение 2880 A2. Размагничивающая установка / А. Т. Оганесян, Г. И. Питкевич. // H01F 13/00 от 27. 10. 2014.

Новый импульсный регулятор от RECOM с выходом 2 А и повышенным КПД

Компания RECOM расширяет серию R-78B новым модульным 2-А источником для установки на плату. КПД импульсного регулятора достигает 96% без использования радиатора. Серия R-78Bxx-2.0 обеспечивает высокую удельную мощность в 17,5 Вт/см^3 в корпусе SIP3 размером 11,5×8,5×17,5 мм.

Серия R-78Bxx-2.0 оптимальна для замены линейных устройств серии 78xx и совместима по выводам с регуляторами в корпусе TO-220. Новинка предлагает широкий набор выходных напряжений от 1,2 до 15 В DC при входном напряжении до 32 В DC. При КПД в 96% только малая часть энергии расходуется на нагрев. Обеспечивается выходная мощность до 30 Вт в диапазоне рабочих температур –40…+70 °C без потребности в радиаторе.

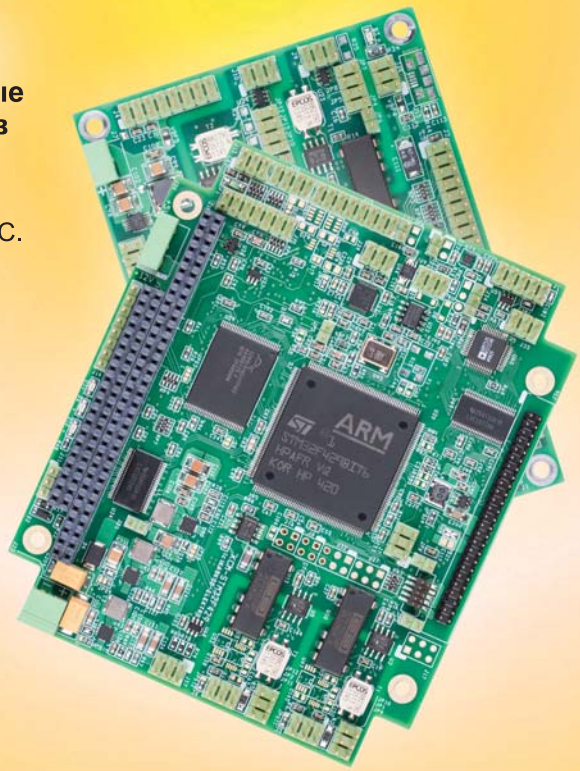
Жесткое регулирование выхода обеспечивает стабильность при изменении входного сигнала, поддерживает низкий уровень помех и стабильный уровень выходного напряжения. Версия с загнутыми на 90° выводами (L) является прямой заменой горизонтально устанавливаемых регуляторов при ограничениях на высоту монтируемых компонентов. Модули снабжены встроенной защитой от короткого замыкания и перегрузки по току. Низкие показатели пульсаций и шума и входной ток 10 мА при коротком замыкании дополняют спецификации этой универсальной серии преобразователей. Все модули сертифицированы по стандартам IEC/EN62368-1 и EN55022 (CB report). Гарантия составляет три года.

www.recom-power.com

КАСКОД-ЭЛЕКТРО
инновационно-техническая фирма
тел: (812) 466-5784 www.kaskod.ru
факс: (812) 466-5401 info@kaskod.ru

Высокопроизводительные одноплатные 32-разрядные компьютеры-контроллеры на базе ARM-процессоров с модулями цифровой обработки сигналов

- Диапазон рабочих температур от –40 °C до 85 °C, от –60 °C до 85 °C.
- Производительность до 460 DMIPS при 216 МГц — с ядром CORTEX M7.
- Производительность операций с плавающей точкой до 200 MFLOPS — с ядром CORTEX M7.
- Адаптивный акселератор реального времени (ART Accelerator™) позволяет выполнять код из Flash-памяти с нулевой задержкой.
- 2 Мбайт Flash-память, SDRAM (32 МБ), Nor-Flash (128 МБ), FRAM до 512 Кбайт (100 триллионов циклов чтения/записи, до 145 лет хранения данных).
- Поддерживают LCD- и VGA-дисплеи, PS2-клавиатуру, шину PC/104, гальванически изолированные интерфейсы CAN/RS232/RS485/RS422, таймеры реального времени, широкий выбор цифровых и аналоговых каналов ввода/вывода.
- Имеют низкое потребление в широком диапазоне напряжений питания от 3 до 12 В (1 Вт типовое значение).



реклама

Климатические причины сбоев силовой электроники

В статье рассматриваются вопросы ухудшения помехоустойчивости силовых электронных приборов в связи с климатологическими факторами, в частности в четвертом–шестом календарных месяцах года.

Илья Джус

Влияние температуры на работоспособность и долговечность работы устройств полупроводниковой силовой электроники является общепризнанным фактом [1]. Характер такого влияния одинаков как для силовых пассивных элементов, таких как диоды, транзисторы, тиристоры, резисторы, конденсаторы, так и для маломощных — интегральных микросхем, операционных усилителей, микропроцессоров. Рост температуры всегда приводит к увеличению потока отказов.

В данной статье мы рассмотрим помехоустойчивость силовых электронных аппаратов.

Статистика кратковременных отказов

Нами анализировались статистические данные о работе устройств бесперебойного питания (АБП или UPS), выполненных на тиристорах, микросхемах, транзисторах [2] с номинальным напряжением 380 В, мощностью 16–200 кВт. В таких аппаратах используются также силовые дроссели и конденсаторы. Из всех сбоев в работе были выделены кратковременные отключения, причины которых или не были установлены, или объяснялись влиянием помех. То есть такие сбои в работе, которые не потребовали ремонта, замены отдельных узлов или деталей, а при повторном включении, после непродолжительных проверок, устройство снова работало нормально, а также однократные отказы — самоустраняющиеся или устраняемые персоналом при незначительном вмешательстве. Отключения из-за перегрузок или коротких замыканий в эту группу отказов не включались, также из рассмотрения были исключены ошибки персонала, изготовителей, наладчиков. Статистика проводилась по данным, имевшимся за девять лет, для АБП, установленных на электростанциях. В относительной величине такие кратковременные отказы составили порядка 15% от общего количества всех отключений и аварий АБП. Вероятность сбоев из-за помех по нашей оценке составляет 0,25 отключения в год на один агрегат. Суммарное количество отказов составило несколько десятков. Имеющееся в нашем распоряжении количество сбоев из-за помех незначительно — в пределах сотни, но все же этого достаточно для выдвижения предположения о взаимосвязи явлений.

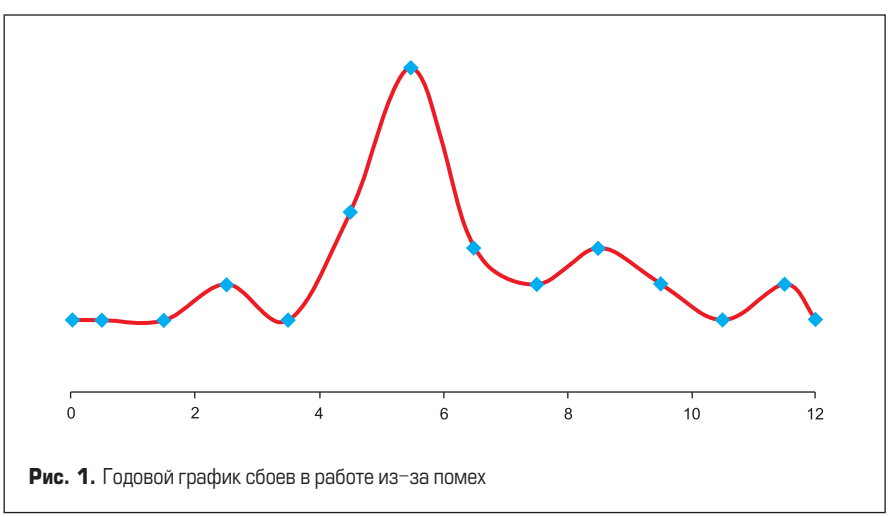


Рис. 1. Годовой график сбоев в работе из–за помех

Сезонные наблюдения

На основании статистических данных можно сделать вывод, что наибольшее количество отключений

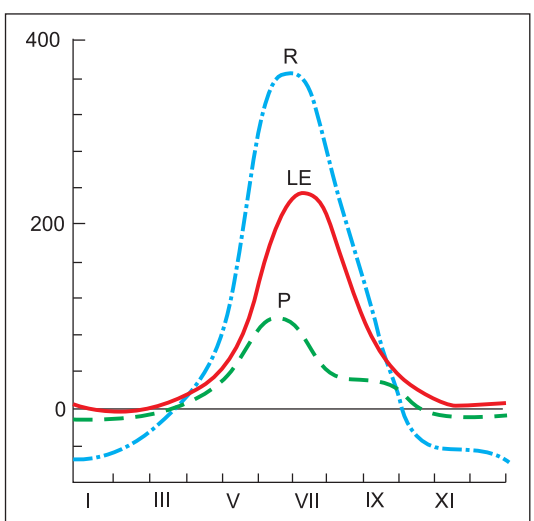


Рис. 2. Годовой график: LE — поток тепла, связанный с испарением воды, P — турбулентный поток тепла от поверхности в атмосферу, R — радиационный баланс (Туруханск)

АБП имеет место в мае-июне. В этот период количество отказов в максимуме в 2,5–3 раза превышает средние показатели сентября — марта (рис. 1). Существенный рост отключений из-за помех наблюдается начиная с апреля. Были проанализированы все возможные влияния, и наиболее вероятной причиной сбоев рассматриваемых АБП представляется воздействие климатических факторов. Помесячные графики отключений АБП, которые произошли по указанным причинам в отдельности по годам и в сумме, по характеру совпадают с климатическими годовыми графиками потока тепла к поверхности Земли (рассматривались графики, характерные для Сибири [3], рис. 2). Сильное влияние оказывает также суточный перепад температур. Возможно, что суточные перепады температур (рис. 3) проявляют себя в виде второго (меньшего) пика в конце августа — начале сентября. Что касается годового температурного графика (рис. 4), то, как видно, он практически не влияет на сбои в работе. Например, солнечная активность [4] не дает влияния, судя из непохожести графиков. Наверное, это происходит потому, что оборудование установлено в помещениях.

Влияние температур

В качестве косвенного подтверждения высказанного предположения укажем на исследования сотрудников университета Торонто [5], проанализировавших отказы информационного оборудования центров обработки данных (ЦОД). По принципу размещения в закрытых помещениях с вентиляцией такие ЦОД похожи на электроустановки с электронной аппаратурой. Оказалось, что влияние температур на надежность систем ЦОД значительно ниже, чем предполагалось, а отказы (потери функциональности) таких элементов, как оперативная память и серверы, вообще не зависят от температуры. Отмечается более существенное влияние резких изменений рабочих температур. Эти обстоятельства склонили некоторые фирмы повысить температуру вентиляционного воздуха с +13 до +20 °С и даже +27 °С, ибо это существенно снижает расход электроэнергии.

В силовой электротехнике (трансформаторы, генераторы, выключатели) широко используется так называемое «восьмиградусное правило», в соответствии с которым срок службы (ресурс) сокращается в два раза при повышении температуры на 8 °С при ее значении свыше +60 °С. За рубежом известно «шестиградусное правило», и ему соответствует коэффициент 1,5. Очевидно, что к вопросу помехоустойчивости это не совсем применимо, хотя, казалось бы, именно температура оказывает большое влияние на параметры полупроводниковых приборов (коэффициенты усиления, токи утечки, пороги срабатывания и т. п.). Например, приведем статистику мощных преобразователей вставки постоянного тока (тиристорные выпрямительно-инверторные агрегаты) за 2004–2007 гг. [6]. За период апрель — июль (когда наблюдались сбои) отказы элементов четырех преобразователей суммарно составили 9, 6, 4, 7 по месяцам соответственно. Из всех отказов в данном случае были исключены ошибки персонала, отказы в примыкающей энергосистеме и отказы в системе водяного охлаждения.

* * *

Приведенные наблюдения позволяют сделать вывод о том, что сбои в работе силового электронного оборудования находятся во взаимосвязи с климатическими условиями. Данная информация представляется нам полезной для разработчиков электронной аппаратуры, однако для более глубокого подтверждения выдвинутой версии требуется проведение дальнейших исследований, в том числе с учетом статистики отказов в различных регионах страны.

Литература

1. М. И. Абрамович, В. М. Бабайлов, В. Е. Либер и др. Диоды и тиристоры в преобразовательных установках. М.: Энергоатомиздат, 1992.
2. Адамия Г. Г., Беркович Е. И. и др. Статические агрегаты бесперебойного питания / Под ред. Ф. И. Ковалева. – М.: Энергоатомиздат, 1992.
3. Дроздов О. А. и др. Климатология. Л.: Гидрометиздат, 1989.
4. www.astronom 2000 info/астрономия/солнечная активность/
5. www.document.kz/Новости/temperature-v-severnoi.html.
6. Капитула Ю. В. Особенности выполнения защит мощных высоковольтных преобразователей на Выборгской выпрямительно-инверторной подстанции и опыт их эксплуатации. РЗА 2008. НИИПТ-АПАР. energyexpo.ru

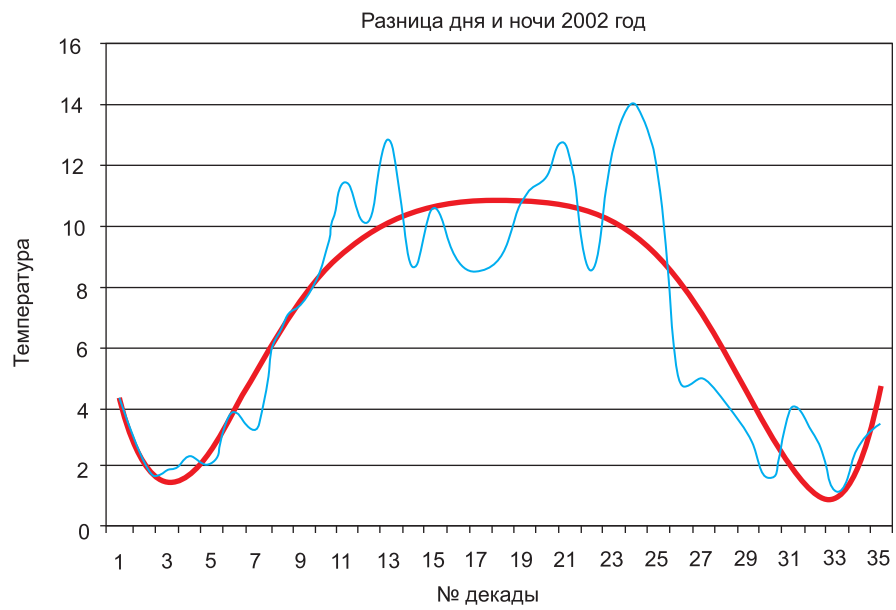


Рис. 3. Суточный перепад температур

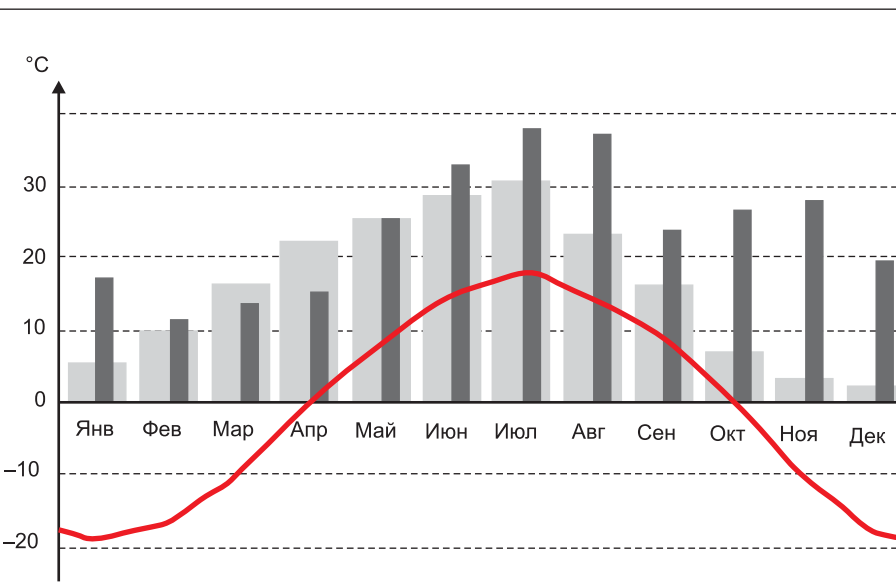


Рис. 4. Годовой температурный график

ШКОЛА MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники в среде MATLAB+Simulink

Урок 22. Автоматическая генерация исполняемого кода средствами MATLAB+Simulink

Данная статья является продолжением материала по многовариантному синтезу асинхронного электропривода, рассмотренному в уроке 21. Затрагиваемые вопросы генерации исполняемого кода средствами MATLAB+Simulink относятся к контроллерам серии STM32F407/F417.

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

germangalkin@gmail.com

Роман Гаврилов, к. т. н.

roman_gavrilov85@mail.ru

Никита Батлин

nikita.bat@mail.ru

Введение

Модельно-ориентированное проектирование (МОП) — современный, эффективный и экономически выгодный метод разработки систем управления, мехатронных и робототехнических систем, обработки сигналов и изображений, построения систем связи, создания встраиваемых систем и пр.

При таком подходе к разработке новых систем вместо физических прототипов и текстовых спецификаций применяется исполняемая модель. Эта модель используется на всех этапах разработки системы или объекта, по ней разработчик проводит имитационное моделирование как всей системы целиком, так и ее отдельных компонентов. Конечным результатом МОП является автоматическая генерация исполняемого кода для управляющего контроллера.

В МОП систем управления разработка происходит в пять этапов:

1. Построение модели объекта управления.
2. Разработка модели системы управления и синтез регуляторов.
3. Объединение модели объекта управления и системы управления, модельное исследование системы в целом, разработка управляющих алгоритмов.
4. Дискретизация системы управления.
5. Генерация исполняемого кода для выбранного типа контроллера.

Наиболее удобным инструментом для реализации МОП систем управления является среда MATLAB+Simulink. Имеющиеся в составе пакета Simulink приложения и библиотеки, как встроенные, так и подключаемые, дают разработчикам уникальные возможности по исследованию, проектированию и отладке систем управления реального времени.

Среда MATLAB+Simulink, помимо широких возможностей динамического моделирования сложных систем, состоящих из подсистем различной физической природы, предоставляет возможности по автоматической генерации С-кода. Генерация С-кода основана на применении пакетов расширений: Real-TimeWorkshop и Real-Time Workshop Embedded Code [10]. Сгенерированный исходный код может применяться для создания приложений, работающих в реальном времени вне среды MATLAB+Simulink, в том числе и для микропроцессоров встроенных систем.

В развитие технологий, изложенных в [3, 8, 9], предлагается методика генерации С-кода из модели Simulink, включающая следующие этапы:

1. Создание Simulink-модели системы управления в соответствии с заданным алгоритмом работы и ее отладка.
2. Доработка Simulink-модели с учетом дискретных преобразований сигналов.
3. Преобразование Simulink-модели в модель для расчетов с фиксированной точкой.
4. Генерация С-кода из модели Simulink.
5. Тестирование сгенерированного С-кода.
6. Интеграция сгенерированного С-кода в среду разработки процессора.

В данной статье рассмотрим процесс создания исполняемого кода для контроллеров серии STM32F407/417 с помощью набора библиотечных модулей Waijung Blockset [11]. Указанная библиотека находится в открытом доступе в Интернете и интегрируется в MATLAB, для этого необходимо выполнить следующие действия:

- Распаковать архив *waijung15_04a.rar* в выбранную директорию.
- Запустить MATLAB от имени администратора.
- В MATLAB в поле **Current Folder** выбрать папку с распакованным архивом *waijung15_04a*.
- Открыть файл *install_waijung.m* в **Editor MATLAB**.
- Запустить процесс установки (кнопка **Run**).

По завершении установки библиотека и компилятор автоматически будут интегрированы в Simulink и MATLAB.

Также необходимо с сайта st.com загрузить, а затем установить утилиту **STM32 ST-LINK Utility**, посредством которой осуществляется связь между компьютером и контроллером.

Разработка алгоритма модельно-ориентированного проектирования в среде MATLAB+Simulink

Интегрированный в библиотеку компилятор генерирует исполняемый код для контроллеров серии STM32F0, STM32F407/417 и nRF51. На рис. 1 представлен набор библиотечных модулей для работы с периферийными устройствами контроллера.

Для контроллера необходима библиотека **STM32F4 Target**, представленная на рис. 2.

На предыдущем уроке (урок 21) была создана имитационная модель асинхронного электропривода, структурная схема которого представлена на рис. 3.

Асинхронный электропривод состоит из асинхронного электродвигателя (М), инкрементного датчика контроля скорости (ДС), установленного на оси двигателя, силового полупроводникового преобразователя (VT), датчиков тока в фазах двигателя (ДТ), источника силового питания, состоящего из выпрямителя (VD) с фильтром (С), контроллера и ЭВМ. По последовательному каналу связи USART от ЭВМ на вход контроллера поступает задание по скорости, в ответ контроллер передает текущую скорость вала двигателя. Частота обмена информацией между контроллером и ЭВМ принята равной 100 Гц при скорости 115200 бит/с.

Имитационная модель электропривода в пакете Simulink с дискретными блоками в системе управления, которая реализуется в контроллере, представлена на рис. 4. Система управления представляет собой двухконтурную систему подчиненного регулирования, включающую контур регулирования тока и контур регулирования скорости, расчет которых был приведен на предыдущем уроке.

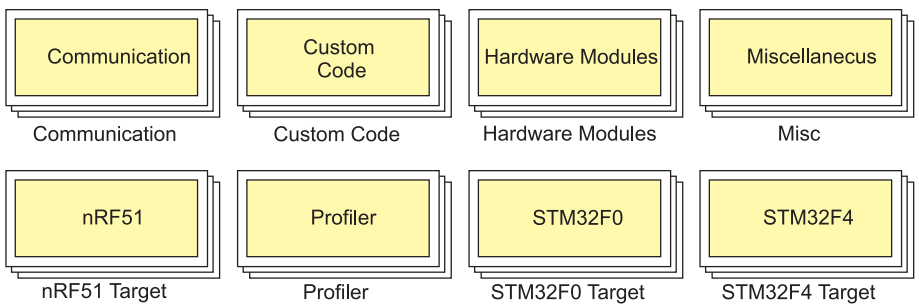


Рис. 1. Набор библиотечных модулей Waijung Blockset

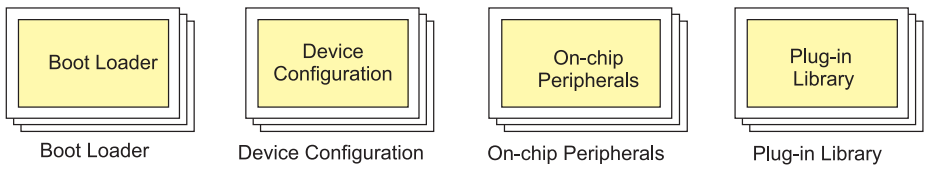


Рис. 2. Набор библиотечных модулей STM32F4 Target

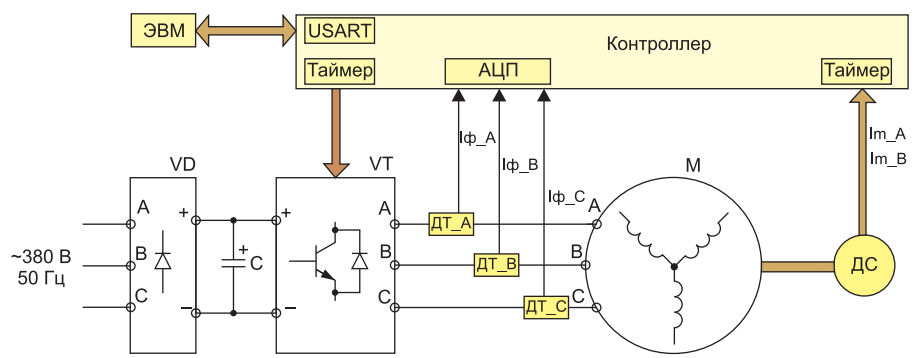


Рис. 3. Структурная схема асинхронного электропривода

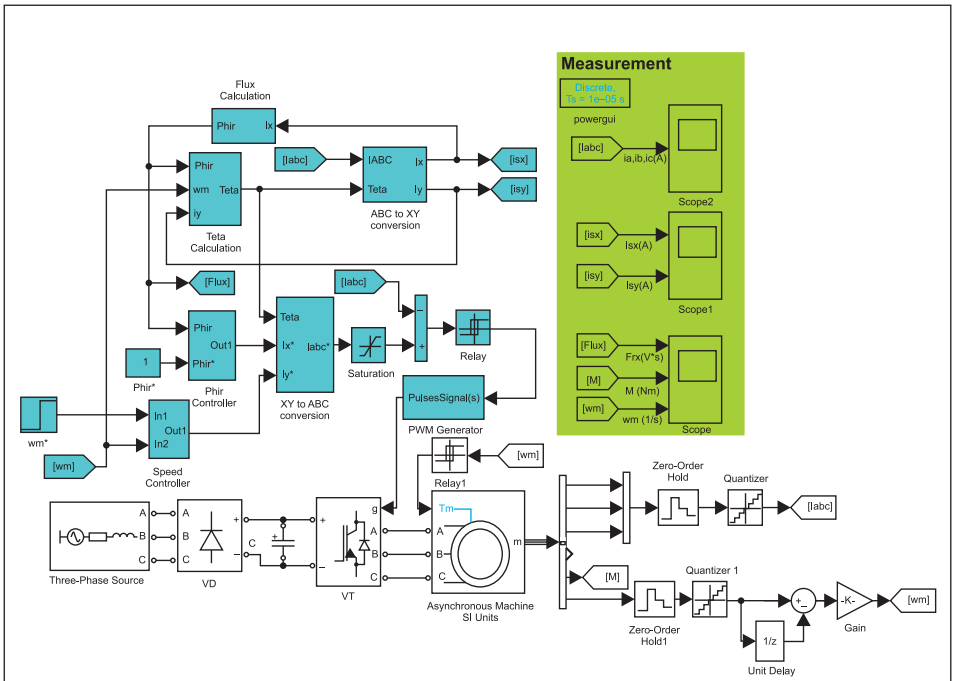


Рис. 4. Дискретная модель асинхронного электропривода

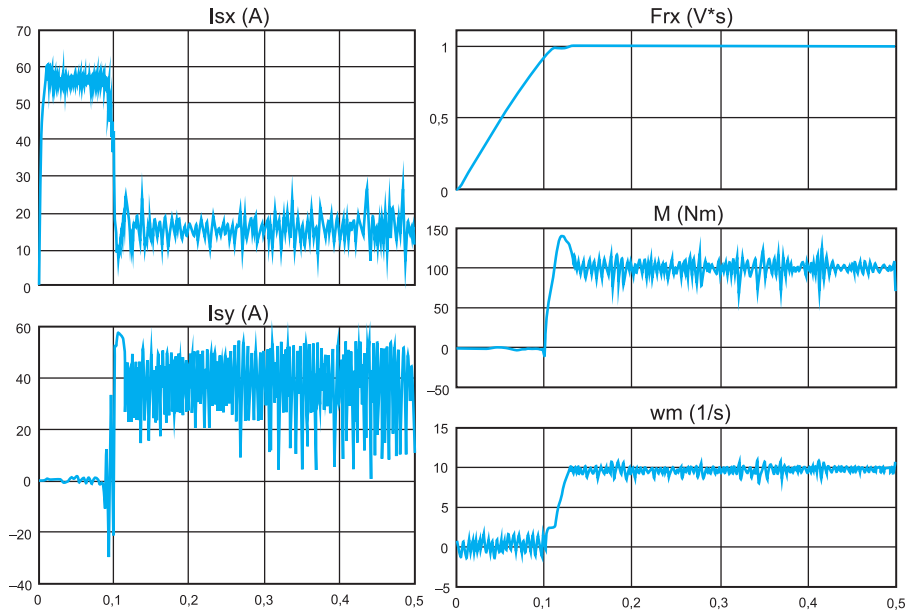


Рис. 5. Переходные процессы в асинхронном электроприводе

Дискретизация регуляторов потока и скорости [1, 2] проводилась исходя из периода программного цикла контроллера, равного 0,001 с. Графики переходных процессов представлены на рис. 5.

Создание исполняемого кода в среде Waijung Blockset

Ниже рассмотрен процесс по созданию исполняемого кода для электропривода с помощью элементов библиотеки **Waijung Blockset**. Разрабатываемая программа должна формировать импульсы управления силовыми ключами инвертора в функции заданной скорости вращения двигателя. При разработке исполняемого кода на базе рассмотренной модели необходимо перейти в библиотеку Waijung Blockset, далее на вкладку **STM32F4 Target→Device Configuration** и перенести блок **Target Setup** в окно модели. В окне настроек микроконтроллера, представленном на рис. 6, необходимо выполнить следующие действия.

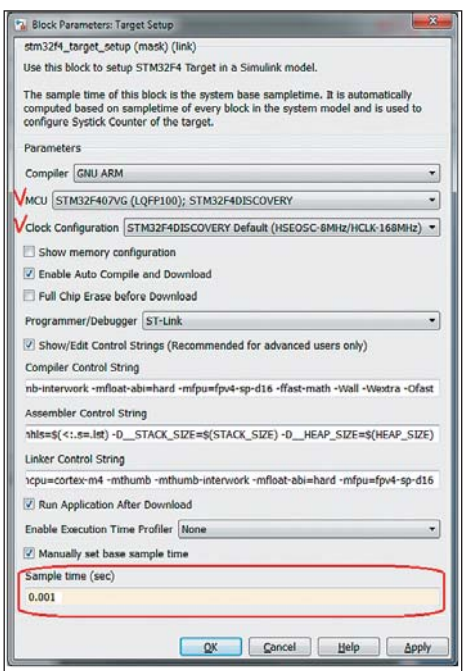


Рис. 6. Окно настройки параметров микроконтроллера

- В выпадающем списке MCU выбрать микроконтроллер STM32F4VG (LQFP100); STM32F4DISCOVERY. Данный контроллер будет использоваться в системе управления.
- В выпадающем списке **Clock Configuration** выбрать STM32F4DISCOVERY Default (HSEOSC-8MHz/HCLK-168MHz), задать тактовую частоту процессора 168 МГц.
- Установить галочку ***Manually set base simple time*** и в поле ***Simple time (sec)*** ввести требуемую величину периода программного цикла микроконтроллера (в данном случае 0,001 с, что соответствует 1000 Гц).

Далее нужно сохранить модель.

Примечание: В названии модели и в пути, где будет сохранена модель, категорически запрещается использовать русские символы и буквы.

Шаг 2. Настройка каналов аналого-цифрового преобразователя (АЦП), которые будут осуществлять чтение текущих токов в обмотках двигателя.

Для этого необходимо перейти в раздел библиотеки **STM32F4 Target→On-chip Peripherals→ADC** и перенести блок **Regular ADC** в окно модели. Двойной щелчок левой кнопки мышки по блоку открывает окно настроек АЦП микроконтроллера, представленное на рис. 7.

В микроконтроллере STM32F4DISCOVERY имеется два 16-канальных АЦП (ADC Module 1 и 2) и один восьмиканальный АЦП (ADC Module 3). Все АЦП могут опрашивать входы, перечисленные в окне настроек, т. о. контроллер тремя АЦП может опрашивать до 16 каналов.

В открывшем окне необходимо выполнить следующие операции:

1. Из выпадающего списка ADC Module выбрать АЦП-модуль, который будет участвовать в опросе датчиков тока плат управления (в данном случае использован первый модуль).
2. Указать входы, задействованные в управлении (в данном случае AN11 (PC1), AN12 (PC2) и AN13 (PC3)).
3. Задать период опроса каналов АЦП. Т. к. данный модуль АЦП участвует в работе контура тока, то частота опроса датчиков тока должна совпадать с частотой программного цикла и быть равной 1 кГц (***Simple time 0,001 sec***).
4. Осуществить масштабирование.

Выходом АЦП является цифровой код, пропорциональной входному напряжению. Для перехода от цифрового кода к напряжению нужно выполнить преобразование:

$$U = \frac{AN_i}{4096} \times 3{,}3,$$

где AN_i — выходной сигнал с АЦП.

Таким образом, после каждого выхода АЦП нужно поставить элемент ***Gain*** из библиотеки **Simulink→MathOperations.**

Ток в обмотках двигателя протекает в двух направлениях, следовательно, в схеме измерения тока введено смещение нуля датчика тока на уровне 2,5 В. Таким образом, максимальное значение для положительного направления тока равно 5 В, максимальное значение для отрицательного тока — 0 В. После компенсации смещения нуля и масштабирования напряжения с АЦП

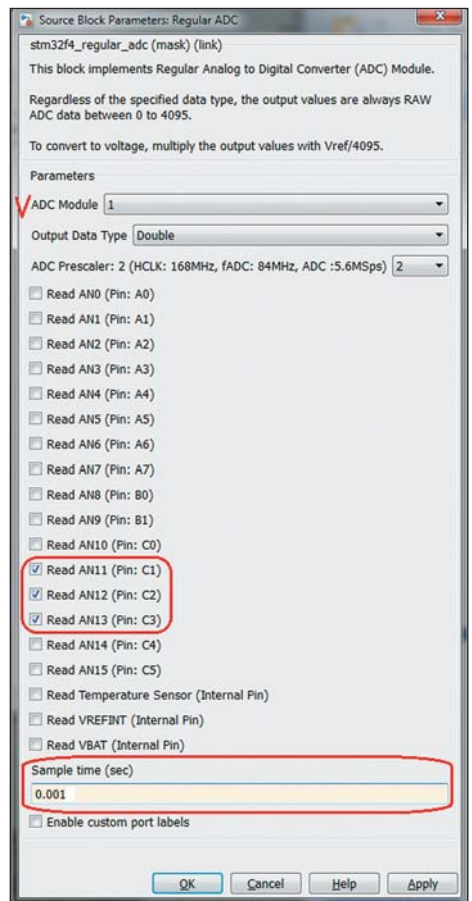


Рис. 7. Окно настроек АЦП

(коэффициент Km) итоговая модель измерения тока примет вид, представленный на рис. 8.

Шаг 3. Настройка таймера, отвечающего за обработку инкрементного датчика положения.

Измерение текущего угла и скорости двигателей часто осуществляется при помощи инкрементных энкодеров фотоэлектрического типа. В связи с чем в библиотеке **Waijung Blockset** присутствует блок обработки сигналов энкодера. Инкрементный энкодер формирует импульсы при вращении вала датчика. Этот тип энкодеров, в отличие от абсолютных энкодеров, работающих в коде Грея, не формирует выходные импульсы, когда его вал находится в покое.

Инкрементный оптический энкодер состоит из следующих компонентов: источника света, диска с метками, фототранзисторной сборки и схемы обработки сигнала. Диск инкрементного энкодера разделен на точно позиционированные прозрачные и непрозрачные области (метки). Количество отметок определяет количество импульсов за один оборот. К примеру, если диск поделен на 1000 меток, тогда за 250 импульсов вал должен повернуться на 90°.

Используемый в данном случае инкрементный 5-В датчик CFS50-AFV11X08 имеет на выходе разностные сигналы A, $\overline{A}$, B, $\overline{B}$, N и $\overline{N}$ и 2048 отчетов на оборот, где сигналы $\overline{A}$, $\overline{B}$ и $\overline{N}$ являются инверсными сигналами по отношению к A, B и N. Сигналы A и B сдвинуты по фазе на 90° относительно друг друга. У инкрементного 5-В датчика дорожки A и B используются для счета. Дорожка N используется при соответствующей параметризации для установки счетчика на загружаемое значение. Датчики с этими шестью сигналами называются симметричными. На рис. 9 показана временная последовательность этих сигналов.

Шаг 4. Анализ импульсов.

DSP-контроллеры могут подсчитывать фронты сигналов посредством таймеров. Обычно анализируется фронт на A ($\overline{A}$) (однократный анализ). Для получения более высокого разрешения, путем параметризации, может быть использован однократный, двойной или четырехкратный анализ.

Множественный анализ возможен только у инкрементных 5-В датчиков с сигналами A и B, сдвинутыми на 90°, или у инкрементных 24-В датчиков с сигналами A* и B*, сдвинутыми на 90°.

Однократный анализ означает, что анализируется только один фронт A; импульсы прямого счета регистрируются при нарастающем фронте на A и низком уровне сигнала на B, а импульсы обратного счета регистрируются при падающем фронте на A и низком уровне сигнала на B. На рис. 10 показан однократный анализ сигналов.

Двойной анализ означает, что анализируются нарастающий и падающий фронт сигнала A; генерируются ли импульсы прямого или обратного счета, зависит от уровня сигнала B. На рис. 11 показан двойной анализ сигналов.

Четырехкратный анализ означает, что анализируются нарастающий и падающий фронты A и B; генерируются ли импульсы прямого или обратного счета, зависит от уровней сигналов A и B. На рис. 12 показан четырехкратный анализ сигналов.

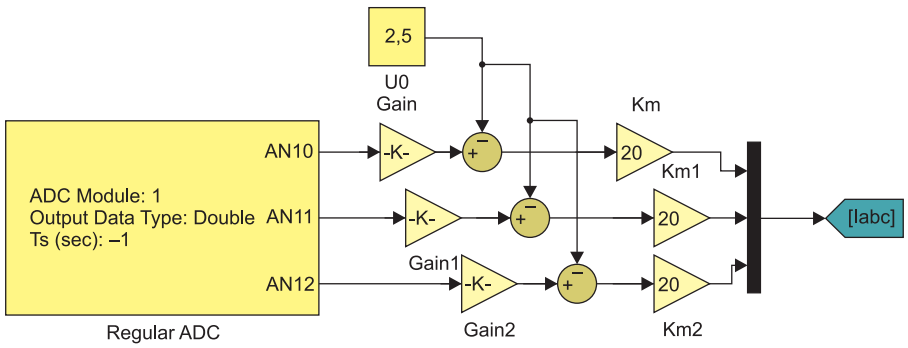


Рис. 8. Модель измерения тока

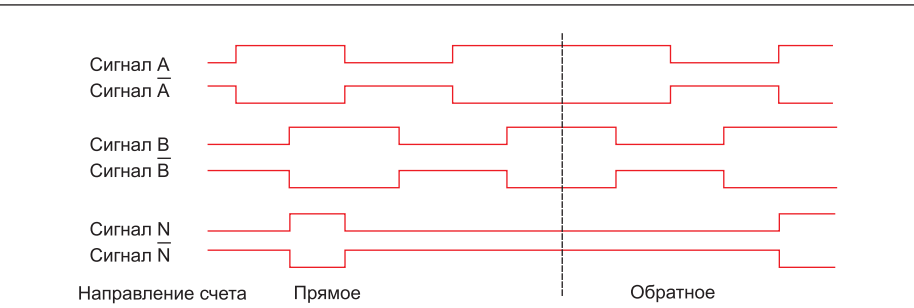


Рис. 9. Временная последовательность импульсов инкрементного датчика

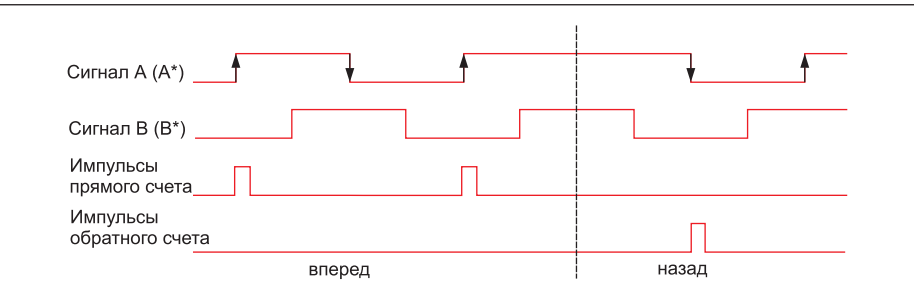


Рис. 10. Однократный анализ сигналов инкрементного датчика

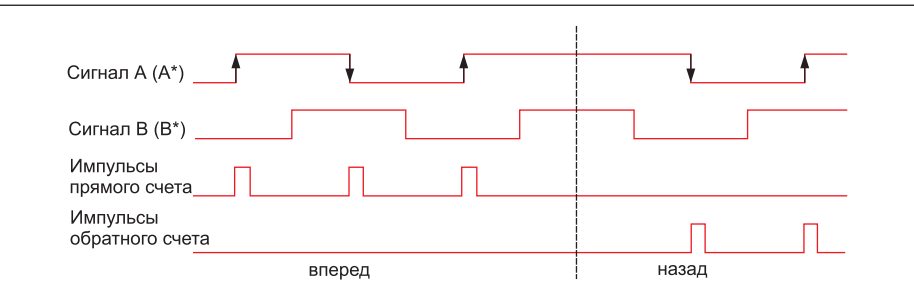


Рис. 11. Двукратный анализ сигналов инкрементного датчика

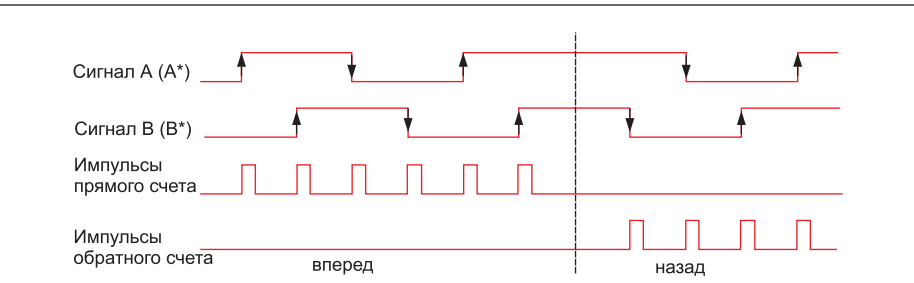


Рис. 12. Четырехкратный анализ сигналов инкрементного датчика

В DSP-контроллерах STM32 используется четырехкратный анализ сигналов, что позволяет программно увеличить точность определения положения в четыре раза.

Датчик обратной связи по скорости (инкрементный оптический энкодер) имеет 2048 отчетов (меток) на оборот. Как правило, блоки, реализующие обработку сигналов с инкрементных датчиков, строятся на таймерах. Для настройки таймера, реализующего алгоритм обработки датчика оси, необходимо перейти в раздел библиотеки **STM32F4 Target→On-chip Peripherals→TIM** и перенести блок **Encoder Read** в окно модели. Двойной щелчок левой кнопки мыши по блоку открывает окно настроек АЦП микроконтроллера, представленное на рис. 13.

В этом элементе необходимо задать два параметра:

- количество отчетов энкодера на оборот (***Number of pulses generated per revolution***), в нашем случае 2048 отчетов;
- период опроса таймера (***Sample time (sec)***), т. е. интервал времени, через который программа будет получать информацию от датчика.

Выходными сигналами с блока **Encoder Read** будут: направление вращения (***Direction***), принимающее два значения («+1» и «–1»), а также число пройденных отчетов (***Position (count)***). Следует отметить, что при первом включении инкрементного датчика его текущее положение будет принято нулевым, и уже от него будет производиться отсчет пройденных меток. Таким образом, без дополнительных программных мер (выставка нулевого положения датчика относительно ротора двигателя) при каждом включении датчик будет принимать новое нулевое положение за исходное. На рис. 14 представлена модель расчета скорости.

Подсистема **Speed Estimate** представлена на рис. 15.

Выходом ***Position (count)*** таймера является число отчетов, которое прошел датчик за интервал времени измерения, программно умноженное на 4 (программное увеличение точности измерений). В блоках **MATLAB Function** [4] из библиотеки **Simulink→User-Defined Functions** прописываются функции. При открытии данного блока запускается **Matlab Editor**, в котором необходимо набрать текст программы. Функция ***Encoder2Angel*** переводит количество отчетов, выданных таймером, в угол в радианах. Текст программы имеет вид:

```
function Angle = Count2Angle(Count)
Temp = cast(Count,'double');
Angle = Temp/(4*4096);
Angle = mod(Angle,2*pi);
end
```

Функция ***Angel2Speed*** производит расчет скорости прямым методом Эйлера с про-

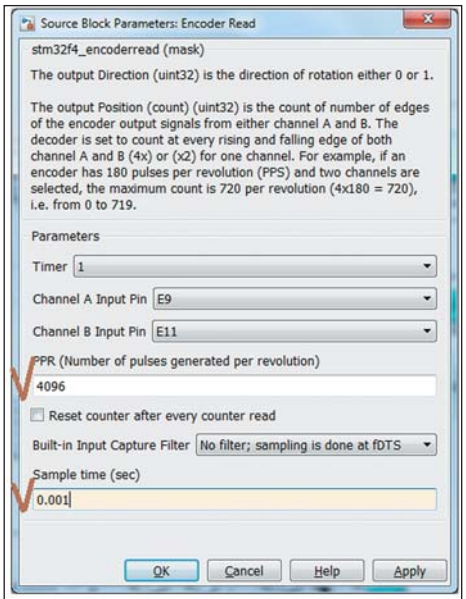


Рис. 13. Окно настроек таймера

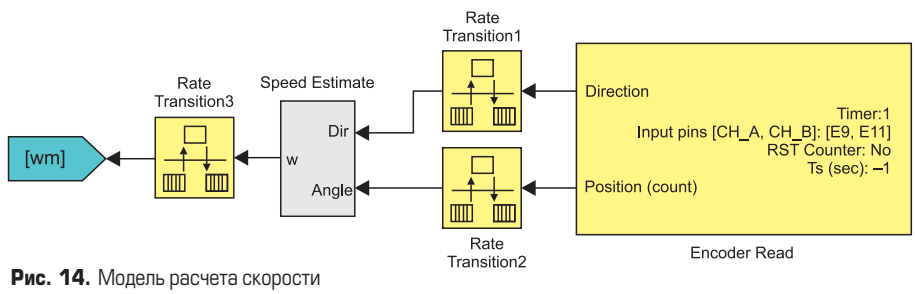


Рис. 14. Модель расчета скорости

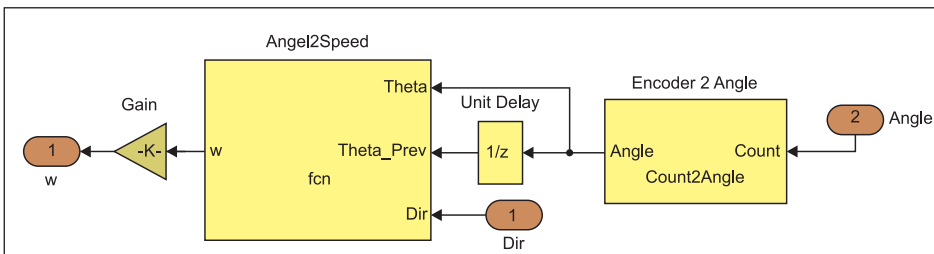


Рис. 15. Подсистема Speed Estimate

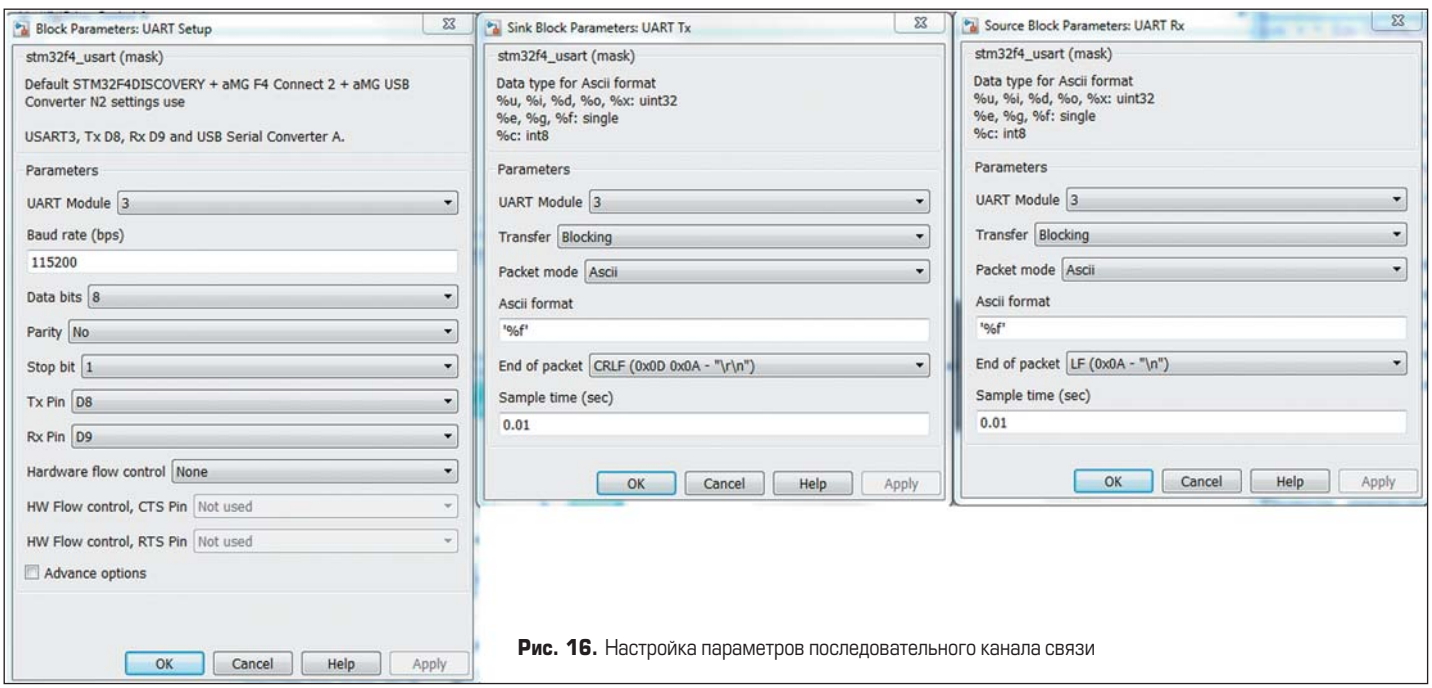


Рис. 16. Настройка параметров последовательного канала связи

пуском моментов времени, когда показания датчика обнуляются. Текст программы имеет вид:

```
function w = fcn(Theta,Theta_Prev,Dir)
% if Dir = 1 -> downcounting, Dir = 0 -> upcounting
if (Theta< Theta_Prev)&& (Dir == 0)
% Positive Roll Over
w = Theta+2*pi-Theta_Prev;
elseif (Theta > Theta_Prev)&& (Dir == 1)
% Underflow
w = Theta-2*pi-Theta_Prev;
else
w = Theta-Theta_Prev;
end
```

Коэффициент ***Gain*** пропорционален периоду программного цикла контроллера и определяется как 1/Ts, где Ts — период программного цикла. В данном случае Gain = 1000.

Блок **Unit Delay** из библиотеки **Simulink→Discrete** задает задержку на один шаг расчета, для чего в открывшемся окне свойств блока в поле ***Sample time*** необходимо записать период программного цикла контроллера (0,001).

Шаг 5. Настройка канала последовательной передачи данных RS232.

Для настройки канала передачи данных необходимо перейти в раздел библиотеки **STM32F4 Target→On-chip Peripherals→UART** и перенести все находящиеся там блоки в окно модели. На рис. 16 представлены окна настройки параметров канала связи (**UART Setup**), передатчика (**UART Tx**) и приемника (**UART Rx**).

В окне **UART Setup** в выпадающем меню **UART Module** необходимо указать номер канала последовательного порта контроллера, по которому будет производиться обмен информацией (в данном случае будем использовать порт 3). В поле **Baud rate** требуется указать скорость передачи данных, а остальные поля оставим по умолчанию. Передача данных из контроллера будет производиться через порт D8, прием данных контроллером — через порт D9.

В окне **UART Tx** в выпадающем меню **UART Module** укажем номер канала контроллера, по которому будет производиться передача данных (механическая скорость ротора). В выпадающем меню выбора режима работы передатчика **Transfer** выберем режим **Blocking** (передача данных после приема). В выпадающем меню **Packet mode** (формат передачи данных) выберем ASCII. В поле **ASCII format** укажем формат передаваемых данных, в нашем случае это символьный ('%f'). В выпадающем меню **End of packet** нужно указать форму окончания пакета, в нашем случае — перевод курсора, перевод строки («\r\n»). В поле **Simple time** зададим период передачи данных.

В окне **UART Rx** в выпадающем меню **UART Module** указывается номер канала контроллера, по которому будет производиться прием данных (заданная скорость). В выпадающем меню выбора режима работы передатчика **Transfer** выберем режим **Blocking** (передача данных после приема). В выпадающем меню **Packet mode** (формат передачи данных) выберем ASCII. В поле **ASCII format** укажем формат передаваемых данных, в нашем случае это символьный ('%f'). В выпадающем меню **End of packet** нужно указать форму окончания пакета, в нашем случае перевод строки («\n»). В поле **Simple time** зададим период передачи данных.

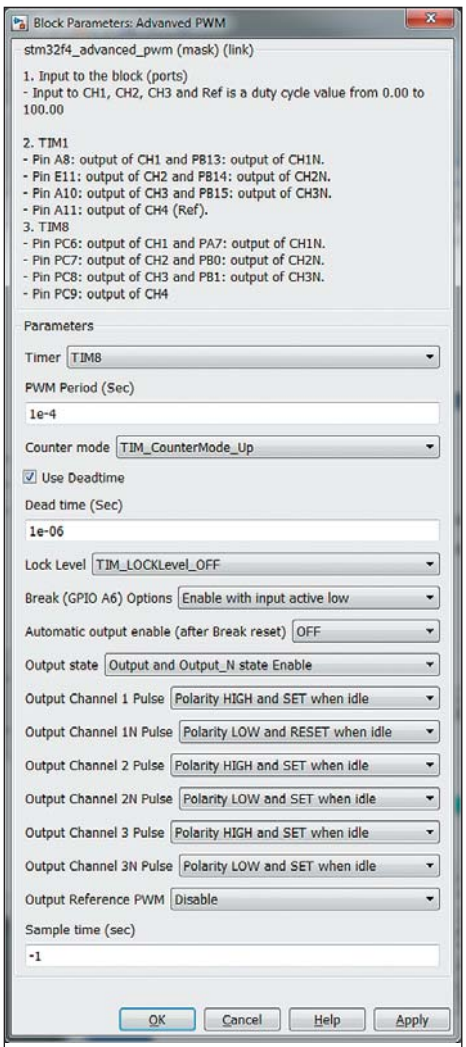


Рис. 17. Окно настройки параметров ШИМ

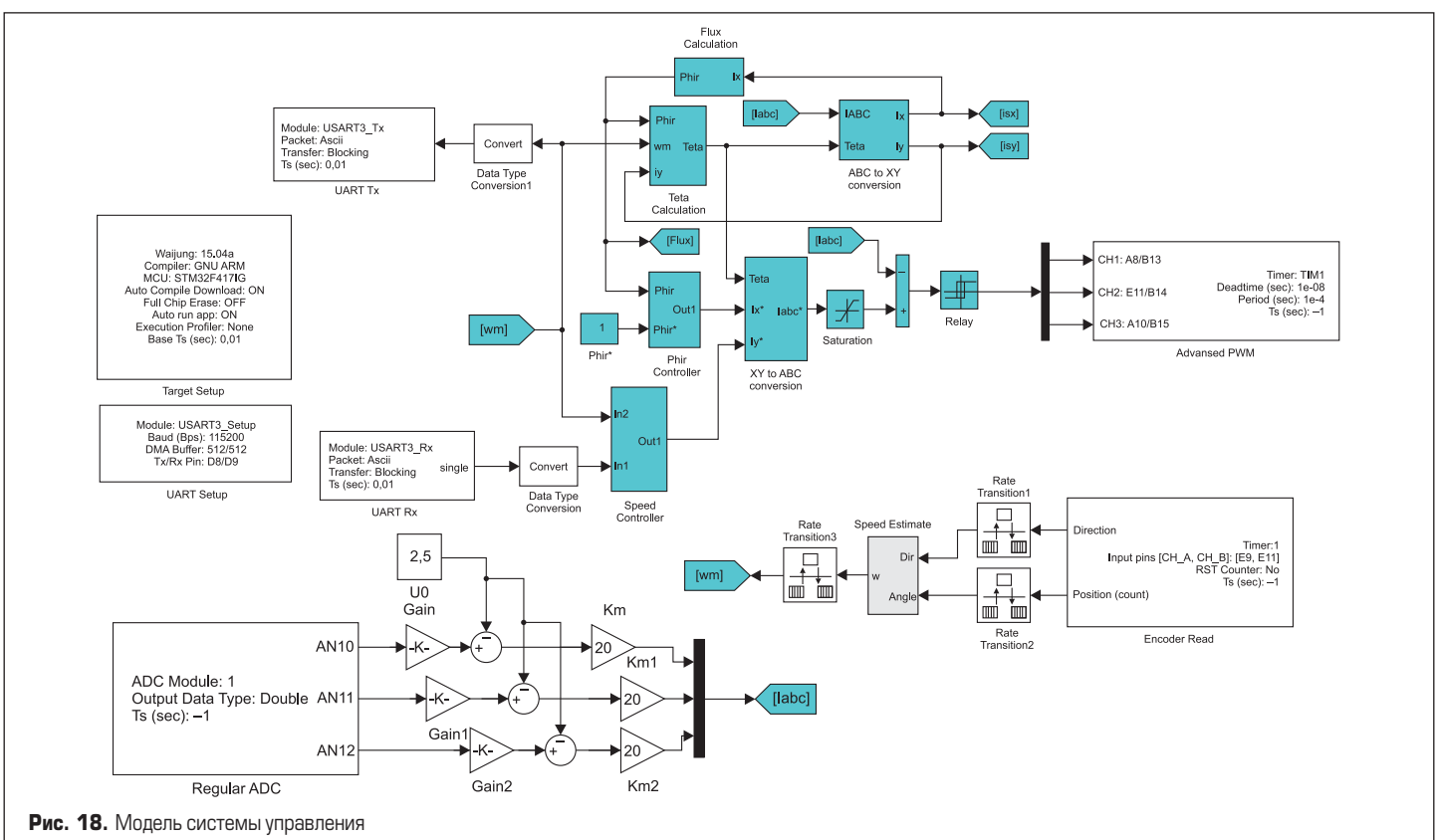


Рис. 18. Модель системы управления

Так как в приемнике и передатчике канала связи формат данных указан как символьный, следовательно, необходима конвертация полученных/принятых данных в требуемый формат посредством блока **Data Type Conversion** из библиотеки **Commonly Used Blocks Simulink**. В окне свойств блока **Data Type Conversion** в выпадающем меню **Output data type** следует выбрать ***Inherit: Inherit via back propagation***.

Шаг 6. Настройка широтно-импульсной модуляции.

Управление фазными токами в обмотках двигателя осуществляется посредством широтно-импульсной модуляции (ШИМ) режима работы силовых ключей инвертора. Для настройки ШИМ необходимо перейти в раздел библиотеки **STM32F4 Target→On-chip Peripherals→TIM** и перенести блок **Advanved PWM** в окно модели. На рис. 17 представлено окно настройки параметров ШИМ.

В выпадающем меню **Timer** необходимо выбрать **TIM8**, т. к. первый таймер используется для обработки сигналов инкрементного датчика. В окне **PWM Period** зададим требуемую частоту ШИМ. В нашем случае частота ШИМ 10 кГц, что соответствует периоду 1e–4c. В выпадающем меню **Output Channel 2 Pulse** выберем значение ***Polarity HIGH and SET when idle;*** в выпадающем меню **Output Channel 2N Pulse** — значение ***Polarity LOW and SET when idle***; в выпадающем меню **Output Channel 3 Pulse** — значение ***Polarity HIGH and SET when idle***; в выпадающем меню **Output Channel 3N Pulse** — значение **Polarity LOW and SET when idle**.

Итоговая модель системы управления представлена на рис. 18.

Теперь, при нажатии кнопки **Build Model**, будет запущен процесс автоматической генерации исполняемого кода для микроконтроллера, его компиляции и записи программы в контроллер (если он подключен к компьютеру), представленный на рис. 19.

По окончании процесса компиляции сгенерированный код будет записан в управляющий контроллер и сохранен в папке проекта.

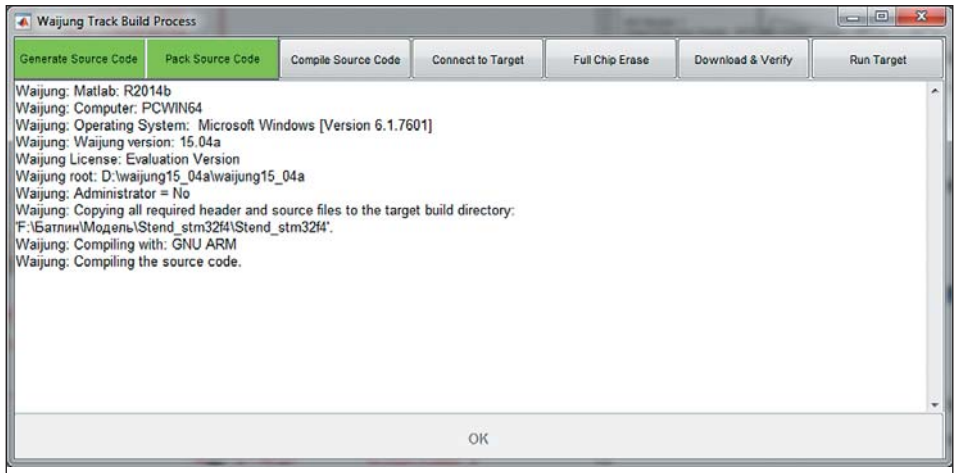


Рис. 19. Генерация исполняемого кода

Заключение

На примере асинхронного электропривода рассмотрены этапы МОП, включающие в себя переоборудование непрерывной системы управления в цифровой аналог в пакете Simulink. С использованием внешней библиотеки **Waijung** и средств среды MATLAB+Simulink цифровая модель системы управления привязана к конкретному контроллеру и периферийным устройствам (АЦП, датчики и пр.). Осуществлена компиляция кода и загрузка его в контроллер, работающий в режиме реального времени.

МОП является простым и удобным инструментарием, позволяющим разработчику в сжатые сроки разработать структуру системы управления, провести ее модельное тестирование и генерировать по ней исполняемый код для контроллера.

Литература

1. Герман-Галкин С. Г. MATLAB & SIMULINK. Проектирование мехатронных систем на ПК. Уч. пособие для вузов. СПб.: «Корона-Век», 2008.
2. Герман-Галкин С. Г. ШКОЛА MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники в среде MATLAB+Simulink. Урок 21. Модельный многовариантный синтез асинхронного электропривода // Силовая электроника. 2016. № 4.
3. С. Г. Герман-Галкин, Р. С. Гаврилов, Ю. Н. Мустафаев. Структурные и имитационные модели в модельно-ориентированном проектировании вентильного электропривода для ОПУ // Мехатроника, автоматизация и управление. 2017. № 1.
4. Дьяконов В., Круглов В. Математические пакеты расширения MATLAB. Специальный справочник. СПб.: Питер, 2001.
5. Иванов И. И., Петров С. П. Управление сложными системами. М.: Наука, 1998.
6. Петров С. П. Параметрическая идентификация пространственно распределенных динамических систем // Вопросы управления. 2000. № 2.
7. Ефремов А. А., Зенков С. М. Модельно-ориентированное проектирование для решения задач автоматизации. Тезисы докладов международной научно-практической конференции «Передовые информационные технологии, средства и системы автоматизации и их внедрение на российских предприятиях». Москва, 4–8 апреля 2011 г.
8. Понятский В. М., Гусев А. В., Фимушкин В. С. и др. Компьютерные технологии проектирования приводов летательного аппарата с использованием САПР SolidWorks и MATLAB. Всероссийская научно-техническая конференция «Фундаментальные основы баллистического проектирования». Санкт-Петербург, 28 июня–2 июля 2010 г. Сборник материалов. Т. 2 / Под ред. д. т. н., проф. Кэрта Б. Э. СПб.: Балт. гос. техн. ун-т, 2010.
9. Понятский В. М. Кушников Д. В., Федорищева В. Г. Автоматизированная технология генерации программы в среде MATLAB для реализации алгоритмов управления рулевого привода / Изв. ТулГУ. Сер. «Проблемы проектирования и производства систем и комплексов». Тула: ТулГУ, 2010. Вып. 11.
10. Sidoroff J. K. Control of technical systems // Archives of Computer Science. 1996. Vol. 28. № 5.
11. www.aimagin.com/download/

Миниатюрные DC/DC-преобразователи в двух корпусных исполнениях от Traco Power

Компания Traco Power представляет одноваттные качественные и высокоэффективные DC/DC-преобразователи серий TDN 1WI и 1WISM. Новинка выпускается в двух версиях монтажа: DIP и SMD, причем второе устройство является на данный момент самым миниатюрным SMD-модулем среди всей линейки Traco Power. Обе серии имеют компактный корпус 13,2×9,1×10,2 мм (V = 1,23 см³), ультраширокий (4:1) вход, а также солидный диапазон рабочих температур от –40 до +90 °C без снижения КПД. К неоспоримым достоинствам данных преобразователей следует отнести возможность удаленного управления, защиту от короткого замыкания и отсутствие требований по минимальной нагрузке. Модули 1WI и 1WISM охватывают широкий спектр различных применений в условиях ограниченного пространства.

- Входное напряжение: 4,5–18/9–36/18–75 В DC;
- выходное напряжение: 3,3/5/12/15/24/±5/±12/±15 В;
- КПД: ≤81%;
- рабочий диапазон температур: от –40 до +90 °C без снижения КПД;
- сопротивление изоляции: 1500 В.

www.ptelectronics.ru

СИЛОВЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ ДЛЯ ПРОФЕССИОНАЛЬНЫХ ПРИМЕНЕНИЙ

www.tdk.eu

TDK

Москва
Ленинградский пр., д. 74 А
+7 495 663 21 00
+7 495 663 21 01
sales.sic@eu.tdk.com

реклама

В РАМКАХ МЕЖДУНАРОДНОГО ПРОМЫШЛЕННОГО ФОРУМА «РАДИОЭЛЕКТРОНИКА. ПРИБОРОСТРОЕНИЕ. АВТОМАТИЗАЦИЯ»

21 – 23 ноября 2017
Санкт-Петербург, Петербургский СКК

Radel
РАДИОЭЛЕКТРОНИКА И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ
XVII МЕЖДУНАРОДНАЯ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННАЯ ВЫСТАВКА

- Электронные компоненты
- Комплектующие
- Печатные платы
- Светотехника
- Материалы
- Конструктивы
- Технологии
- Промышленное оборудование и инструменты
- Контрольно-измерительные приборы и лабораторное оборудование
- Робототехника

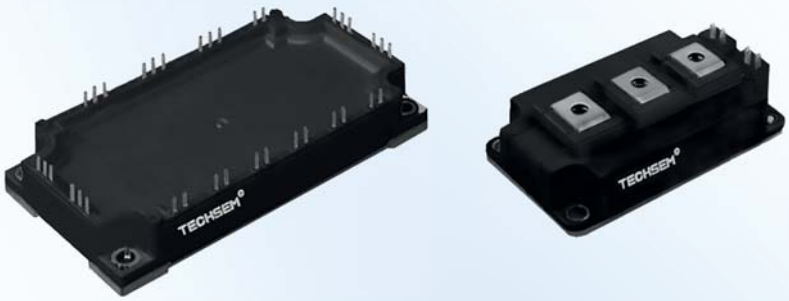
Организатор выставки:
ForumExpo

реклама

TECHSEM

Модули IGBT

Напряжение: 600 –1700 В
Ток: 75 – 400 А



Особенности

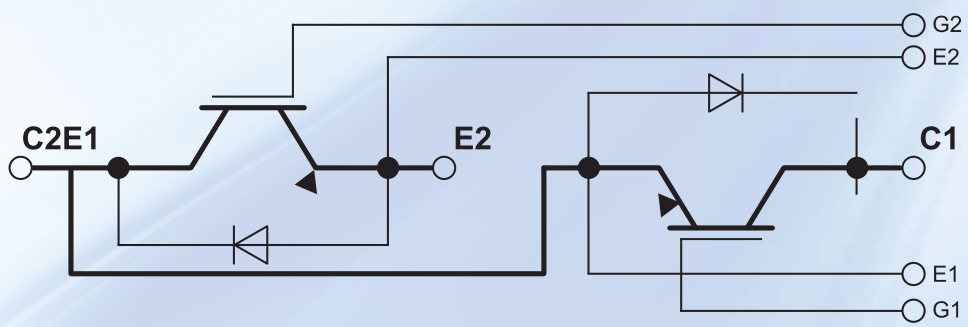
- Малое значение падения напряжения
- Оптимизированы для работы в параллель
- Высокая скорость переключения
- Малые потери при переключении
- Низкое температурное сопротивление
- Малые индуктивные потери
- Стандартные корпуса (34 мм и 62 мм)
- Изолированное основание

Применения

- Высокочастотные блоки питания
- Преобразователи частоты для электропривода
- Конверторы высокой мощности
- Системы бесперебойного питания

Ic (A) / Vcc (V)	75	100	150	200	300	400
600	●	●				
1200	●	●	●	●	●	●
1700		●		●	●	●

Параметры переключения		Значение
Время включения, нс. (при максимальном Ic, Vcc и Tj=150 °C. Индуктивная нагрузка)	t_{on}	500
	t_r	200
Время выключения, нс. (при максимальном Ic, Vcc и Tj=150 °C. Индуктивная нагрузка)	t_{off}	1000
	t_f	400
Входная емкость, нФ (при f=1 МГц)	C_{ies}	12,6 – 13,0
Падение напряжения в открытом состоянии, В	V_f	1.5 – 2.0



iC Contract
Техническая поддержка
Специальные цены под проекты
Поставки на заказ
www.ic-contract.ru
info@ic-contract.ru
тел.: (343) 372-92-30
ГРУППА КОМПАНИЙ ПРОМЭЛЕКТРОНИКА
реклама

POWER ELECTRONICS

ufi Approved Event

Организаторы:

primexpo ITE

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

Забронируйте стенд:
powerelectronics.ru

12+

реклама

600 V, 700 V и 800 V CoolMOS™ серии P7

Комплексный подход к выбору высоковольтных MOSFET

С появлением семейства CoolMOS™ P7 компания Infineon предлагает разработчикам комплексное портфолио высоковольтных MOSFET для применения в различных импульсных источниках питания в диапазоне мощностей от 5 Вт до 10 кВт и более. Транзисторы данного семейства являются отличным выбором благодаря идеальному соответствию сегодняшним требованиям по КПД, простоте применения и цене.

600 V CoolMOS™ P7 – оптимальный баланс между эффективностью и простотой применения

- Полностью оптимизированы для топологий как с мягким (LLC), так и жестким (PFC, Flyback) переключением
- Встроенная ESD-защита до 2 кВт (HBM)
- Улучшенные электрические и тепловые характеристики
- Рекомендованы для зарядных устройств, питания серверов и систем телекоммуникации, компьютерных блоков питания, телевизоров, адаптеров и др.

700 V/800 V CoolMOS™ P7 – новый эталон для применения в ИБП небольшой мощности

- Полностью оптимизированы для топологий с жестким переключением (Flyback)
- Встроенная ESD-защита до 2 кВт (HBM)
- Лучшие в своем классе электрические и тепловые характеристики
- Рекомендованы для адаптеров, зарядных устройств, систем освещения, аудио-систем, вспомогательных блоков питания, телевизоров и др.

Семейство CoolMOS™ P7 предлагает широчайший выбор MOSFET как стандартного, так и промышленного класса. Инженеры смогут упросить разработку, сэкономить деньги и повысить конкурентоспособность своих изделий за счет оптимального подбора транзистора в зависимости от требований конкретного устройства.

Компэл
www.compel.ru

infineon

реклама