

ТЕМАТИЧЕСКОЕ
ПРИЛОЖЕНИЕ
К ЖУРНАЛУ
КОМПОНЕНТЫ
И ТЕХНОЛОГИИ

№ 4'2008
НОЯБРЬ

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА



С Новым
Годом!



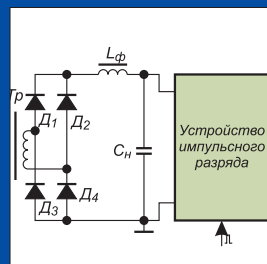
Желаем, друзья, Вам
во всем процветания,
Пусть будут приятными
Ваши труды!
А Ваше общение
с нашей компанией
Пусть принесет Вам
большие плоды!

www.eltech.spb.ru

ПЕРВОКЛАССНЫЙ СЕРВИС ИЗ ПЕРВЫХ РУК



Быстрые диоды
для новых поколений IGBT



Эволюция импульсных
источников вторичного
электропитания:
от прошлого к будущему.



Особенности экранирования
металлических корпусов
с помощью контактных
пружин



Сравнительная
характеристика способов
монтажа кристаллов
MOSFET-транзисторов

Поставка электронных компонентов

российских и зарубежных производителей

ООО "Элемент-
Преобразователь"



г. Запорожье
Украина

	I, A	U, B
Диоды	10...4000	100...3200
Диодные мосты	10...40	100...1200
Тиристоры	10...2500	100...3400
Триаки	63...125	100...1200
Оптронные тиристоры	5...80A	200...1200
Силовые п/п модули	5...320	200...2500

Вся продукция
Элемент-Преобразователь
имеет сертификат качества!



IGBT модули

$I_{cnom}=50...2400A$

$V_{ce}=1200; 4500; 6500B$

* встроенная защита от перенапряжения и пробоя

Выпрямительные мосты

$I_{FAV}=80...160A$

$V_{RRM}=600...1600B$

Силовые модули

$I_{FAV}=40...350A$

$V_{RRM}=600...1600B$



Вся продукция Mascot сертифицирована
системой ГОССТАНДАРТ России.

- Блоки питания
- Инверторы
- Конвертеры
- Адаптеры
- Зарядные устройства
для разных типов аккумуляторов



Стандартные выпрямительные диоды

Anode to wire

Cathode to wire

BYP (25; 35; 60) A0,5...A6

KYW (25; 35) A0,5...A6

KYZ (25; 35) A0,5...A6

BYP (25; 35; 60) K0,5...A6

KYW (25; 35) K0,5...A6

KYZ (25; 35) K0,5...A6

Cathode to stud

Anode to stud

1N1199A...1N1206A

1N3871

1N3673

1N1183...1N1190

1N3766...1N3768

1N1199AR...1N1206AR

1N3871R

1N3673R

1N1183R...1N1190R

1N3766R...1N3768R

группа компаний

Санкт-Петербург
ул. Ворошилова, д.2, офис 5Н
(812) 331-78-32
info@radiocomplekt.ru
http://www.radiocomplekt.ru/
http://www.rd-com.su



РАДИОКОМПЛЕКТ

Москва
ул. Винокурова, д. 12
(499) 126-02-60
info@r-comp.ru
http://r-comp.ru/



Заводская гарантия на всю продукцию!
Поставка со склада и под заказ. >25000 наименований компонентов в наличии.
Продукция с приемкой "ОТК", "ПЗ", "ОС".

САМЫЙ ХОЛОДНЫЙ ЭЛЕМЕНТ

NEC

MOSFET NP180N04TUG с сопротивлением 0,0012 Ω

- Сертифицирован для автоэлектроники
- Температура хранения: -55 ... 175 °C
- Ток стока: ± 180 А
- Напряжение Сток-Исток: 40 В



nec@eltech.spb.ru

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР NEC



www.eltech.spb.ru

■ Санкт-Петербург ул. Двинская, д.10, к.6 тел.: (812) 635-50-60 факс: (812) 635-50-70 info@eltech.spb.ru	
■ Москва (495) 788-3948 (495) 788-3946	■ Новосибирск (383) 212 5874 (383) 212 5873
■ Екатеринбург (343) 351 0094 (343) 257-7037	■ Ростов-на-Дону (863) 220-3071 (863) 220-3072
■ Ижевск (3412) 931 018 (3412) 931-019	■ Чибоксары (8352) 213-878 (8352) 210-505
■ Минск (37517) 256-1860 (37517) 256-1861	

ПЕРВОКЛАССНЫЙ СЕРВИС ИЗ ПЕРВЫХ РУК

Главный редактор

Павел Правосудов pavel@finestreet.ru

Зам. главного редактора

Анна Соснина a.sosnina@mtu-net.ru

Координатор проекта

Татьяна Клапнева klapneva@finestreet.ru

Технический консультант

Андрей Колпаков

Литературный редактор

Мария Куликова

Дизайн и верстка

Дмитрий Никаноров dmitry.nikanorov@finestreet.ru

Отдел рекламы

Ольга Зайцева olga_z@finestreet.ru
Ирина Запругаева irina@finestreet.ru
Юлия Лабутина julia.labutina@finestreet.ru

Отдел подписки

Наталья Виноградова podpiska_kit@finestreet.ru

Отдел распространения

Денис Чернобаев denis.chernobaev@finestreet.ru

Москва

125171, Москва, Ленинградское ш., 18,
стр. 1, оф. 342
Тел. (495) 775-1676, факс (495) 150-8702

Санкт-Петербург

190121, Санкт-Петербург, Садовая ул., 122
Тел. (812) 438-1538
Факс (812) 346-0665
E-mail: compitech@finestreet.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 20.11.08
Тираж 4000 экз.
Свободная цена

Журнал «Силовая электроника» зарегистрирован
Федеральной службой по надзору за соблюдением
законодательства в сфере массовых коммуникаций
и охране культурного наследия. Свидетельство
о регистрации средства массовой информации
ПИ № ФС2-7480 от 22 марта 2005 года.

Учредитель: ООО «Издательство Файнстрит»
Адрес редакции: 190121, г. Санкт-Петербург,
наб. р. Фонтанки, д. 193Б
Издатель: ООО «Издательство Файнстрит»
190121, г. Санкт-Петербург,
наб. р. Фонтанки, д. 193Б
Отпечатано в типографии «Премииум Пресс»
197374, Санкт-Петербург, ул. Оптиков, д. 4

Редакция не несет ответственности
за информацию, приведенную в рекламных
материалах. Полное или частичное
воспроизведение материалов допускается
с разрешения ООО «Издательство Файнстрит».
Все рекламируемые товары и услуги имеют
необходимые лицензии и сертификаты.

В номере:

Рынок

Владимир Ланцов, Саркис Эраносян

Надежность силовых устройств в России:
мифы и реалии, проблемы и пути решения. Часть 24

Силовая элементная база

Марина Самойлова

Пленочные конденсаторы AVX/TPC
для преобразовательной техники11

Андрей Колпаков

Быстрые диоды для новых поколений IGBT16

Андрей Колпаков

Mini-IPM — интеллект и компактность20

Источники питания

Саркис Эраносян, Владимир Ланцов

Эволюция импульсных источников вторичного электропитания:
от прошлого к будущему. Часть 126

Виктор Жданкин

Некоторые методы уменьшения габаритов
и повышения эффективности источников питания AC/DC32

Виктор Хасиев, Алексей Кулаков

Расчет и схемотехника
повышающих DC/DC-преобразователей высокой мощности36

Виктор Опре

Индуктивный заряд емкостных накопителей42

**Юрий Болотовский, Георгий Таназлы,
Евгений Вашкевич, Александр Никитин**

Разработка систем заряда
емкостных накопителей энергии49

Валерий Климов, Светлана Климова

Двунаправленные ключи в матричных структурах
преобразователей переменного тока58

Электромагнитная совместимость

Рейнхард Микш. Перевод: Аксель Бретц

Особенности экранирования металлических корпусов
с помощью контактных пружин62

Сварочное оборудование

Сергей Петров

Методы регулирования и стабилизации тока
нагрузки сварочных инверторов67

Системы индукционного нагрева

Юрий Зинин

Проектирование регулируемых
тиристорных преобразователей повышенной частоты74

Editor-in-chief

Pavel Pravosudov pavel@finestreet.ru

Project manager

Tatyana Klapneva klapneva@finestreet.ru

Technical editor

Andrey Kolpakov

Literary editor

Maria Kulikova

Design and layout

Dmitry Nikanorov dmitry.nikanorov@finestreet.ru

Advertising department

Olga Zaytseva olga_z@finestreet.ru

Irina Zapryagaeva irina@finestreet.ru

Julia Labutina julia.labutina@finestreet.ru

Subscription department

Natalia Vinogradova podpiska_kit@finestreet.ru

Circulation department

Denis Tchernobaev (St. Petersburg)

Editorial office

125171, Russia, Moscow,
Leningradskoe sh., 18, str. 1, of. 342
Tel. (495) 775-1676, fax (495) 150-8702

190121, Russia, St. Petersburg,
Sadovaya str., 122

Tel. (812) 438-1538

Fax (812) 346-0665

E-mail: compitech@finestreet.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

Технологии

Алексей Павленко

Монтаж корпуса DirectFet86

Владимир Ланин, Леонид Ануфриев

Сравнительная характеристика
способов монтажа кристаллов MOSFET-транзисторов90

Софт

Сергей Герман-Галкин

Школа MATLAB. Моделирование устройств
силовой электроники. Урок 9. Вторичные источники питания
в полупроводниковом электроприводе96

Отечественные производители

Сергей Волков, Александр Кастерин, Олег Сергеев Анатолевич

Новая серия
преобразователей для гальваники106

Список рекламы

Mitsubishi Electric15

Up Teks Co., Ltd10

Александр Электрик Дон, ООО84

Александр Электрик источники электропитания, ООО61

Вест Эл, ООО31

Гамма Плюс, ООО41

Группа ЭЛКО, ООО19

Диал Электролюкс, ООО47

Золотой шар, ООО69, 71, 73

Имтех, ЗАО66

Компэл, ЗАО19

Континент, ООО56

ЛИГРА, ООО107

Макро групп, ООО57

Микро ЭМ10

Микромак66

МТ Систем, ООО25

ПетроИнТрейд, ООО4-я обл.

Платан Компонентс, ЗАО48

Преобразователь-СПб, ООО10

Прист, ЗАО105

Промэлектроника, ЗАО108

Прософт-Технолоджи, ООО35, 89

Радиокомплект-ВП, ООО2-я обложка

Семикрон, ОООвклейка

Симметрон, ЗАО89

Сфера-СМ, ООО61

ЭЛТЕХ, ООО1-я обложка, 1

Эфо, ООО85

ЮЕ-интернэйшнл, ЗАО9

Выставка «Силовая электроника»3-я обложка

Надежность силовых устройств в России:

мифы и реалии, проблемы и пути решения. Часть 2

В статье для сравнения анализируется практика обеспечения надежности изделий в Советском Союзе и в России. Также приводятся сведения по системам управления качеством продукции системы стандартов ISO9000.

Авторы, на основе проведенного анализа, сделали некоторые обобщения и рассмотрели основные факторы, влияющие на надежность электросиловых устройств.

Предложены в общем виде основные мероприятия, которые способствовали бы улучшению надежности разрабатываемых силовых устройств.

Владимир Ланцов

vvlantsov@list.ru

Саркис Эраносян, к. т. н.

sergera840@mail.ru

В части 1 [1] настоящей статьи указывалось, что, несмотря на очевидные достижения в последние годы в развитии электронных и электротехнических компонентов за рубежом и в России, в электроэнергетике, силовой электронике существуют серьезные проблемы по обеспечению надежности. При общем значительном улучшении качества продукции благодаря внедрению в компаниях систем управления качеством продукции на основе стандартов серии ISO9000, реальная надежность силовых устройств в процессе эксплуатации улучшается медленно. С каждым десятилетием и даже годом растет количество различных техногенных катастроф, аварий и отказов в сетях электроснабжения, системах распределения электроэнергии, в силовых исполнительных устройствах. Авторы анализируют факторы, влияющие на такое неблагоприятное положение, в том числе и заметное снижение уровня и объемов работ по повышению надежности, в частности силовых устройств, особенно в России.

Практика обеспечения надежности изделий в Советском Союзе и в России

В самом начале 1960-х годов в СССР организациям и предприятиям постановлением Госкомитета по науке и технике и приказами министерств было рекомендовано в директивном порядке создать *службы надежности*. В главных управлениях министерств также приказами были определены головные (базовые) службы надежности для координации и оптимизации работ в подотраслях в этом направлении. Службы надежности, в зависимости от масштаба и значения организаций и предприятий, функционировали как группы, лаборатории или отделы. В них работало от 3–5 до 40–50 сотрудников. Специалисты служб надежности принимали реальное участие в разработке и доводке изделий в части обеспечения безотказности, долговечности и ремонтпригодности на всех стадиях и этапах разработки, начиная с согласования технического задания (ТЗ) и кончая участием во всех видах испытаний.

Службы надежности (отделы) значительной численности обычно функционировали в составе больших НИИ (а потом НПО) оборонного значения. Совместно с разработчиками, конструкторами и технологами они решали задачи обеспечения высоких показателей безотказности, долговечности и ремонтпригодности военной специальной техники. Ситуация осложнялась тем, что у вероятных противников в целом были более надежные компоненты. Поэтому, чтобы решать, например, экстремальные задачи надежности изделий в сложных условиях эксплуатации, приходилось разрабатывать методики входного контроля компонентов, их электротермотренировки или процедуру термостарения для ферритов. В конечном счете, это приводило к уменьшению отказов, а также к обоснованию рекомендаций разработчику по допустимому количеству компонентов, виду и кратности резервирования и т. д.

Приведем некоторые сведения о работе службы надежности Пензенского ПНИЭИ (она была создана в марте 1962 г.) [2]. В начальный период развития в службе надежности ПНИЭИ работало около 10 человек. Сотрудники занимались оценкой показателей надежности разрабатываемых опытных образцов изделий и их функциональных узлов, выявлением компонентов с пониженной надежностью, а также дефектов, допущенных при изготовлении образцов. В результате этой работы впервые в отрасли были сформулированы принципы и методы технологической тренировки, как опытных образцов, так и изделий серийного производства. Технологическая тренировка (приработка) изделий существенно повысила реальную надежность изготавливаемых изделий. Кроме того, специалисты лаборатории начали проводить оценку правильности применения компонентов, в первую очередь для обеспечения их нормальных тепловых режимов при эксплуатации. Большая работа была проведена по освоению комплекса стандартов для оборонной техники «Мороз-2», а затем и «Мороз-5» по обеспечению качества и надежности разрабатываемых изделий.

Приведем пример из опыта работы отдела надежности одного из ленинградских предприятий оборонного комплекса. В 1968 году одному из авторов насто-

ящей статьи довелось ознакомиться с отчетом по научно-исследовательской работе (НИР) этого отдела. В отчете описывались результаты исследований по созданию высоконадежных магистральных усилителей связи (в дальнейшем — усилитель), которые должны были устанавливаться в подводный кабель через определенные расстояния друг от друга для преодоления затухания сигнала. Ввиду важности непрерывного функционирования канала связи и особенностей эксплуатации (на дне моря, практическая невозможность доступа для ремонта и замены в течение длительного времени и др.) к усилителю были предъявлены следующие требования:

- Вероятность безотказной работы усилителя за время 5000 ч должна быть не менее 0,98, то есть $P(5000) \geq 0,98$ (наработка на отказ — не менее 250 000 ч при экспоненциальном законе распределения потока отказов).
- Срок службы — не менее 20 лет.
- Технический ресурс — не менее 10 000 ч.
- Режим работы — периодический (по вызову).

В техническом плане задача была очень сложной, поскольку в то время электронные компоненты (транзисторы, диоды, конденсаторы, коммутирующие устройства и др.) не обладали необходимым уровнем безотказности и долговечности. Достаточно сказать, что полупроводниковые приборы (транзисторы, диоды) были в основном германиевые и не могли работать, в частности, при повышенной температуре окружающей среды (не более +70 °С). Интенсивность (λ) отказов, например, одного электролитического конденсатора в номинальном режиме была порядка 10^{-5} ч^{-1} .

Естественно, что разработчики предложили отделу надежности исходную версию схемы усилителя для проведения анализа примененных компонентов, режимов их оптимального функционирования, расчета надежности. Также, имея в виду недостаточную надежность компонентов, необходимо было проработать дополнительные процедуры по повышению надежности и выработке в итоге всех необходимых практических рекомендаций по повышению надежности усилителя. Не вдаваясь в детали, для конкретности изложения укажем, что усилитель состоял из следующих узлов: входной согласующий каскад, каскад усиления напряжения, каскад усиления мощности и узел стабилизации напряжения питания. Ориентировочно общее количество компонентов порядка 25 ($N \approx 25$). Если принять среднюю интенсивность отказов компонентов $\lambda_{\text{ср}}$ в номинальных режимах равной $0,5 \times 10^{-5} \text{ ч}^{-1}$, то при таком количестве компонентов наработка на отказ $\lambda_{\text{ср}}$ составит всего 8000 ч ($T_{\text{ср}} = 8000 \text{ ч}$). Таким образом, необходимо было выработать такие рекомендации, которые позволили бы увеличить безотказность усилителя до 250 000 ч, то есть в 31 раз (по сравнению с 8000 ч). Это еще раз подтверждает, что задача разработки усилителя была очень сложной. В отчете указывается, что после изучения доступной зарубежной и отечественной информации, проведения уточненного расчета надежности и некоторых исследований были рекомендованы следующие мероприятия:

- выбор наиболее надежных компонентов на время разработки;

- входной контроль всех компонентов усилителя на соответствие паспортным данным (по техническим условиям — ТУ);
- специальный отбор компонентов, прошедших входной контроль;
- электротермотренировка компонентов в течение не менее 100 ч;
- применение разгруженных режимов работы компонентов;
- резервирование усилителя («горячий» резерв);
- технологическая тренировка (приработка) всех образцов усилителей при производстве в течение не менее 200 ч.

Представляют интерес некоторые рекомендации. Отбор компонентов, прошедших входной контроль, осуществлялся по критичным параметрам в плане возможных отказов. Например, для транзисторов такими параметрами являются обратный ток коллектора $I_{\text{СВ0}}$ и коэффициент усиления транзистора по току $h_{21 \text{ E}}$ в схеме включения с общим эмиттером. Рекомендации сводились, в частности, к тому, чтобы были выбраны экземпляры транзисторов со средними (не экстремальными) значениями $h_{21 \text{ E}}$ и минимальными (в разумных пределах) значениями $I_{\text{СВ0}}$. В целом такие транзисторы составляют приблизительно 10–15% при достаточно большой выборке (не менее 150–200 экземпляров в партии). В принципе величина этих параметров характеризует качество кристаллов транзистора и надежность герметизации корпусов транзисторов. Для электролитических конденсаторов критичными параметрами являются номинальная емкость емкости конденсаторов $C_{\text{ном}}$ и тока утечки $I_{\text{Сут}}$. По результатам **электротермотренировки** контролируются изменения критичных параметров, в частности: для транзисторов — $h_{21 \text{ E}}$ и $I_{\text{СВ0}}$, для электролитических конденсаторов — $C_{\text{ном}}$ и $I_{\text{Сут}}$.

Для надежной работы были рекомендованы следующие коэффициенты электрической нагрузки (K_n) компонентов в максимальном режиме, в частности:

- для транзисторов: по мощности рассеивания — $K_n P \leq 0,2\text{--}0,25$, по коллекторному напряжению — $K_n u \leq 0,3\text{--}0,35$, по коллекторному току — $K_n I \leq 0,3\text{--}0,4$;
- для диодов: по обратному напряжению — $K_n u \leq 0,3\text{--}0,35$, по току — $K_n I \leq 0,3\text{--}0,4$;
- для конденсаторов по напряжению — $K_n u \leq 0,3\text{--}0,35$;
- для резисторов по мощности $K_n P \leq 0,15\text{--}0,2$.

Технологическая тренировка (приработка) всех образцов усилителей должна проводиться в режиме максимального входного сигнала, причем при максимальной температуре окружающей среды — не менее 60% времени приработки в середине цикла тренировки. Перед проведением тренировки усилители должны пройти технологическую тряску на вибростенде для выявления дефектов механических элементов крепления и устранения «холодных» паяк электромонтажа.

После проведения цикла технологической тренировки образцы усилителей в установленном порядке поступают на приемку представителю заказчика.

Рассмотрим еще одну полезную информацию. Один из авторов в 1966–73 гг. работал в ба-

зовой лаборатории надежности Всесоюзного научно-исследовательского института научного приборостроения (ВНИИ «Научприбор», Ленинград). Лаборатория надежности входила в состав отдела метрологии и испытаний и насчитывала 8 человек (при численности института в 1500 человек). Лаборатория состояла из двух групп: аналитической и испытаний (по 4 сотрудника в каждой). В первой группе работали «бывшие» разработчики, имеющие практический опыт работы не менее 4–5 лет, в том числе пришедшие из организаций, работающих по оборонной тематике. Специалисты первой группы выполняли анализ электрических схем (ЭЗ) и перечней элементов (ПЭЗ) модулей и блоков приборов с точки зрения безотказности, расчеты надежности и норм ЗИП; предоставляли группе испытаний перечень компонентов для проверки их электрических и тепловых режимов. Специалисты группы испытаний практически проверяли (измеряли) режимы электрической и тепловой нагрузки некоторых элементов (обычно силовых, переключающих, электролитических конденсаторов), проводили ускоренные испытания на работоспособность компонентов и устройств собственной разработки, а также контрольные испытания на надежность приборов в целом на серийных образцах. Группа испытаний имела для этих целей все необходимое оборудование: климатическую камеру, вибростенды, электропробойную установку, измерительные приборы, нестандартное испытательное оборудование собственной разработки, различные приспособления.

Представляют определенный интерес особенности проводимых в лаборатории работ по обеспечению надежности приборов. Дело в том, что практически все разрабатываемые ВНИИ «Научприбор» приборы и установки для физико-химических исследований поставлялись по заказам, в единичных экземплярах или небольшими партиями. В этой связи невозможно было проводить их длительные проверки и испытания. Поэтому в лаборатории, на основании материалов из [3] и собственного опыта работ по обеспечению надежности, была создана оригинальная методика так называемого «обследования на надежность», описанная в [4]. Обследование на надежность включало в себя: 1) инженерный анализ схемной надежности; 2) измерение и анализ электрических режимов элементов; 3) исследование и анализ теплового режима некоторых (силовых) элементов, модулей и прибора в целом; 4) инженерный анализ конструкции и электромонтажа; 5) специальные испытания на работоспособность. Таким образом, к моменту окончания разработки и передачи образца (образцов) прибора заказчику лаборатория надежности, проведя обследование прибора, располагала достаточно полными сведениями о его надежности и прогнозируемой стабильности параметров во времени.

Инженерный анализ схемной надежности, конструкции и электромонтажа базировался на методе «характеристических критериев» или «типовых контрольных вопросов-тестов», дополненных расчетом безотказности прибора по внезапным отказам. С помощью таких тестов устанавливалась степень достаточности

принятых мер, обеспечивающих расчетно-аналитическую схемную (схемотехническую) и конструктивную надежность. При каждом вопросе-тесте в ответе давалась оценка от «0» до «1». Требования, содержащиеся в вопросах-тестах по схеме, должны были выявить: степень отработки структуры схемы (по аналогам), стабильность работы основных узлов (устройств), электромагнитную совместимость (помехозащищенность), оптимальность примененных элементов (по интенсивности отказов), необходимость в резервировании наиболее важных узлов или компонентов; наличие защиты при возможных аварийных ситуациях и т. д.

При анализе конструктивных решений «задавались», например, такие вопросы-тесты: является ли конструкция типовой (унифицированной) или оригинальной; достаточна ли механическая прочность модулей, блоков и прибора в целом (если конструкция оригинальная); рационально ли выполнен отвод тепла от теплонагруженных компонентов и прибора в целом; обеспечена ли необходимая ремонтопригодность и т. д. Естественно, что ответы на некоторые вопросы могли быть даны только при обсуждении их с разработчиком или конструктором. По мере развития схемотехники и компонентной базы перечень «типовых контрольных вопросов-тестов» уточнялся и дополнялся. Общее количество вопросов-тестов и частных (конкретных) проверок по разделам 2, 3 и 5 обследования составляло 50–65, что давало достаточно представительную выборку. Общая количественная оценка надежности по этой методике определялась как частное от суммирования коэффициентов оценок (ответов на вопросы-тесты и результатов частных проверок) по всем видам обследования и общего количества таких оценок. Общая оценка $C_{общ}$ определенная таким образом, была: $0 < C_{общ} \leq 1$. Совместно с результатами уточненного расчета надежности по внезапным отказам, оценка $C_{общ}$ давала достаточно достоверное (с инженерной точки зрения) представление о безотказности и долговечности прибора или установки. Авторы полагают, что приведенная методика может быть полезной и в настоящее время для оценки надежности электросиловых устройств, конечно, при ее доработке и «осовременивании».

За последние 12–15 лет в России заметно ухудшились организационные, организационно-технические, кадровые аспекты работ по обеспечению надежности изделий. В течение этого периода, кроме некоторых активно функционирующих предприятий оборонного профиля, службы надежности на предприятиях быстро уменьшались по численности. Вскоре они в большинстве случаев были ликвидированы.

По наблюдениям одного из авторов в той фирме, где он работал, уже к 2000 году не осталось ни одного специалиста, занимавшегося проблемой надежности. Поэтому здесь расчеты надежности, хотя уже давно были освоены программы расчетов на компьютере, не производятся. Практически некому проводить измерения электрического и теплового режима критичных компонентов и узлов. Очень редко проводятся испытания важных узлов

и устройств аппаратуры собственной разработки, кроме случаев, когда они имеют самостоятельное продажное значение. Показатели безотказности аппаратуры (среднее время между отказами — $T_{ср}$) вносят в документацию, исходя из $T_{ср}$ ранее выпущенных подобных приборов. Правильно ли, с точки зрения надежности, выбраны компоненты, особенно силовые, и их режимы работы, предприняты ли необходимые меры для защиты от аварийных ситуаций и другие вопросы — все это возложено теперь на разработчика. Если у него есть опыт — хорошо, если нет соответствующего опыта и личных связей с опытными специалистами, то вряд ли ему удастся обеспечить надежную работу силовых устройств. Возможен и положительный результат (ему повезло), когда он сможет воспроизвести 1:1 одну из рекомендованных зарубежной фирмой практических схемно-конструктивных реализаций на ее компонентах. Но так бывает очень редко.

В настоящее время, сложно пройти подготовку в области обеспечения надежности РЭА. В вузах гораздо меньше внимания уделяют преподаванию основ теории и практики надежности, тем более на современном уровне. Гораздо больше внимания уделяется системам управления качеством продукции серии ISO9000. Молодым специалистам, пришедшим на работу в фирму после вуза, нигде познакомиться ни с надежностью компонентов, ни с рекомендуемыми режимами их электрической и тепловой нагрузки, ни с другими важными аспектами обеспечения надежности. В дополнение ко всему изложенному добавим, что сейчас на современном уровне не выпускается научно-технической литературы по проблематике обеспечения надежности, в том числе по силовым устройствам. Знание основ теории надежности сейчас находится на низком уровне.

Приведем реальный, на первый взгляд, курьезный пример. Одному из авторов на проводимых занятиях мастеров-эксплуатационников (образование в основном среднетехническое, но были мастера и с высшим образованием) был задан такой вопрос. «Вы вот рассказываете, что примененные в нашей аппаратуре импульсные источники питания фирмы Astec имеют среднее время между отказами $T_{ср} = 550\,000$ ч. Значит, если наработка источников в течение года будет порядка 6500–8000 ч, то источники без отказа могут проработать 70 и более лет! Правда ли это?» Пришлось ответить, что это неправда, а затем посвятить один час очень кратко изложению терминов в сфере определения надежности и тому, как произвести простой расчет безотказности. В конце занятия «учащиеся» все же как-то поняли, что такое $T_{ср}$, а также то, что для ответа на заданный вопрос лучше вычислить вероятность безотказной работы $P(t)$ за $t = 8000$ ч при $T_{ср} = 550\,000$ ч. В итоге вместе, используя экспоненциальное распределение потока отказов, получили $P(8000) > 0,97$. То есть за время 8000 ч (напряженная эксплуатация в течение года) возможен выход из строя 3 образцов источников фирмы Astec при эксплуатации 100 образцов. Пришлось также дать разъяснения относительно срока службы источников (не более 12–15 лет, с ре-

монтами) и других устройств, что исключает сохранение их работоспособности в течение 70 лет из-за износа и старения. В дальнейшем при занятиях с другими партиями мастеров мы всегда рассматривали этот пример для правильного понимания показателей надежности.

Если говорить об известных авторах малых и средних фирмах, специализирующихся, например, в разработке и выпуске ИВЭ, то в них практически нет ни одного специалиста, который, хотя бы частично, занимался проблемами надежности собственных ИВЭ (не до того!). В этом плане подобные компании выручают специалисты-разработчики среднего и старшего возраста с большим опытом работы, полученным в том числе и на предприятиях оборонного профиля. Пока же в таких фирмах в основном еще превалирует желание «выстоять», обеспечить сотрудникам хороший заработок и по возможности немного средств отложить на развитие фирмы. Таким образом, сейчас в России, по сравнению с временами Советского Союза, состояние работ по практическому обеспечению надежности изделий, в частности электросиловых устройств, находится на низком уровне.

О стандартах управления качеством продукции ISO серии 9000

Авторы уже упоминали стандарты управления качеством продукции ISO серии 9000. Поэтому представляется информативно полезным привести краткие сведения об истории развития, целях, структуре, решаемых задачах при внедрении на предприятиях стандартов ISO серии 9000 [5, 6].

В 1947 году в Лондоне представители 25 стран создали международную организацию по координации разработок и унификации международных стандартов, получившую название **International Organization for Standardization (ISO)**. В настоящее время ее членами являются более 100 стран. Главной причиной создания единых стандартов стало стремление устранить технические барьеры в торговле. Барьеры возникли потому, что в разных странах для одних и тех же технологий и товаров действовали различные стандарты. Сегодня стандартами ISO «покрыты» многие технологические отрасли. С момента появления стандартов ISO 9000 в 1987 году соответствующую регистрацию прошли около 250 тысяч организаций по всему миру, в том числе и в России. Эта серия международных стандартов, в которой определяются модели управления и требования к системам управления качеством создаваемой продукции (Quality Management Systems — QMS), наиболее значима из всех подобных систем с начала 1990-х годов. Одна из причин успеха ISO 9000 в том, что сертификация на соответствие требованиям стандарта ISO 9000 помогает предприятию оптимизировать его хозяйственные и производственные процессы.

Основные преимущества моделей ISO серии 9000 — это их известность, распространенность, признание на мировом уровне, большое количество экспертов и аудиторов и т. д. Универсальность же моделей ISO серии 9000 имеет определенные недостатки: они

являются достаточно высокоуровневыми, задают абстрактные модели и не содержат конкретных методологических разработок. По стандартам ISO качество — это совокупность свойств и характеристик продукта, процесса или услуги, которые обеспечивают способность удовлетворять заявленным или подразумеваемым потребностям. Современные способы обеспечения качества базируются на подходах TQM (Total Quality Management). Это означает управление ресурсами и применение количественных методов анализа для улучшения разработок, материалов и услуг, поставляемых в организацию; совершенствования всех процессов внутри организации; улучшения степени удовлетворенности настоящих и будущих потребностей клиентов. **Внедрение стандартов серии ISO 9000 не отменяет действие других стандартов, в том числе по надежности.** Несмотря на то, что надежность изделия и все ее составляющие (безотказность, долговечность и ремонтпригодность) являются, в свою очередь, составляющими качества, тем не менее, в стандартах ISO 9000 не содержится на этот счет никаких прямых указаний.

Три стандарта из серии ISO 9000 (ISO 9001, ISO 9002 и ISO 9003) — основополагающие документы системы качества, описывающие модели обеспечения качества изделий. В модели ISO 9000 лишь упоминаются требования, которые должны быть реализованы, но не говорится, как это можно сделать. Поэтому для построения полноценной системы качества по ISO, помимо основной модели ISO 9001 (1994 или 2000 года), необходимо использовать вспомогательные отраслевые и рекомендательные стандарты. В статью, которую написали Клайд Пирч (Clyde Pearch) и Джилл Китка (Jill Kitka) из Eagle Group USA, Inc., она использована в [5, 6], даются краткие сведения о версиях стандартов ISO 9000.

В стандарт ISO 9001:1994 введены оценки 20 ключевых элементов, большая часть из которых разрабатывалась для производств, продукция которых состоит из отдельных деталей, что более всего подходит производителям различных приборов и устройств:

- Раздел 4.8. Идентификация продукции и оперативный контроль.
- Раздел 4.9. Управление технологическим процессом.
- Раздел 4.10. Приемка и испытания.
- Раздел 4.11. Надзор над приемочным, измерительным и испытательным оборудованием.
- Раздел 4.12. Статус приемки и испытаний.
- Раздел 4.13. Надзор над некондиционной продукцией.

Главная цель — гарантировать покупателю, что сертифицированная организация выпускает изделия ожидаемого уровня качества. Соблюдать требования стандарта ISO 9001:1994, как говорится, просто: **«Документируйте все, что делаете; делайте то, что указано в документах, и будьте готовы это доказать».**

Новый стандарт ISO 9001:2000, как и его предшественник ISO 9001:1994, представляет собой целое семейство взаимосвязанных стандартов. Новая версия состоит из трех документов различного назначения: ISO 9000, определяющий основные понятия и терми-

ны; ISO 9001 — «сердце» нового стандарта, здесь определяются требования к новым системам, и ISO 9004, представляющий собой рекомендации по внедрению и конкретизирующий ISO 9001. Чем ISO 9001:2000 отличается от ISO 9001:1994? В основе обоих стандартов лежат различные модели управления качеством. Стандарт ISO 9001:1994 определяет требования к 20 ключевым параметрам, которые производственные предприятия, выпускающие приборы, устройства и т. п., должны соблюдать для предоставления качественных товаров и услуг. Соблюдать требования стандарта ISO 9001:1994, как уже говорилось, проще. Модель управления качеством в ISO 9001:2000 совершенно иная, так как **в его основе лежит модель процесса. При этом никакой ориентации на конкретный тип производителей нет.** Модель процесса управления качеством, в соответствии с новым стандартом ISO 9001, состоит из четырех разделов:

- Раздел 5. Административная ответственность.
- Раздел 6. Управление ресурсами.
- Раздел 7. Производство продукции и/или услуги.
- Раздел 8. Измерение, анализ, улучшение.

Остальные разделы ISO 9001 носят вспомогательный характер.

Все требования к модели процесса, изложенные в четырех разделах нового стандарта, даны в более общей терминологии. Эти требования — качественный скачок вперед, поскольку четыре раздела модели процесса управления качеством работают подобно широко известному циклу Деминга: **«Планируй — Делай — Проверь — Действуй».** Эта модель гораздо жестче, чем уже упоминавшийся основной лозунг ISO 9001:1994. То есть не нужно подгонять отчетность о своей деятельности под требования стандарта, а вы определяете, что имеет смысл для вашего бизнеса, и документируете это наиболее подходящим образом.

Таким образом, в основу построения системы качества в соответствии с моделью ISO 9000:2000 закладываются следующие 8 принципов:

- концентрация на потребностях заказчика;
- активная лидирующая роль руководства;
- вовлечение исполнителей в процессы совершенствования;
- реализация процессного подхода;
- системный подход к управлению;
- обеспечение непрерывных улучшений;
- принятие решений на основе фактов;
- взаимовыгодные отношения с поставщиками.

В чем еще ISO 9001:2000 превосходит своего предшественника? По сравнению с ISO 9001:1994, стандарт ISO 9001:2000 имеет следующие основные преимущества:

1. **Учет мнения потребителя.** Все определяется двумя факторами: требованиями потребителя «на входе» и удовлетворением потребителя «на выходе».
2. **Постоянное улучшение,** изначально присущее модели: **«Планируй — Делай — Проверь — Действуй».** Для организации уже недостаточно просто измерять степень удовлетворенности потребителя — нужно будет повышать эту степень. Здесь важно действовать последовательно и поэтапно: **политика, цели, планирование, система управ-**

ления качеством и административный анализ. Важно отметить, что руководство организации несет ответственность за создание системы управления качеством как средства реализации политики по качеству с соответствующими целями и планами, а также требованиями стандарта. Административный анализ означает, что в новой модели контроль системы управления качеством со стороны руководства — это также пересмотр политики и целей для непрерывного улучшения и качества продукции, и самой системы управления этим качеством.

3. **Управление ресурсами.** В стандарте 1994 года есть требование к руководству о выделении необходимых ресурсов, а также требования к обучению. Оба требования в новой версии 2000 года расширены и включены в один и тот же раздел № 6 «Управление ресурсами модели процесса управления качеством». Данный раздел описывает чрезвычайно широкий перечень ресурсов:

- Трудовые, которые руководство должно выделить, или оно должно обеспечить необходимое количество персонала с соответствующими навыками и компетенцией.
- Инфраструктурные, относящиеся к условиям работы (например, влияющие на безопасность труда, эргономику, гигиену и т. д.), поставщиков и партнеров.
- Финансовые.

Общие факторы, влияющие на надежность электросиловых устройств

При перечислении произошедших в последние годы техногенных аварий и катастроф, в том числе в энергосистемах и силовых устройствах, приводились общие причины, вследствие которых они стали возможны. В их числе указывалось и снижение надежности. Рассмотрим подробнее факторы, влияющие на обеспечение надежности электросиловых устройств. Некоторые из них носят общий характер, а другие характерны только для России. На наш взгляд, свою роль в этом, прямо или косвенно, зачастую парадоксально, сыграли следующие ключевые факторы:

1. Сильное возрастание конкуренции на рынке

В последние годы значительно обострилась конкуренция фирм на внутренних и мировом рынках товаров и услуг. В конкурентной борьбе фирмы стремятся: а) как можно быстрее выпустить изделие на рынок и захватить как можно большую долю в этом сегменте рынка; б) превзойти конкурентов в улучшении технических характеристик, дизайна, эргономики и других показателей качества. При этом они стараются не допустить значительного удорожания изделий, то есть улучшить величину показателя «цена/качество». Все это означает, что фирме при создании и внедрении более или менее сложных новых систем и устройств нужно обязательно сокращать время цикла «разработка — производство», снижать финансовые издержки. Это возможно, если постараться обойтись без выделения финансовых, трудовых, производственных ресурсов для дополнительных про-

верок, длительных испытаний изделий, создания (закупки) специального дорогостоящего оборудования и т. д. То есть объективно это приводит к снижению затрат на проведение работ по обеспечению надежности продукции. Кроме того, в настоящее время обычно принято, что новые модели достаточно сложных силовых устройств (мощные импульсные источники питания, устройства управления электроприводом и другие) должны быть созданы и готовы для серийного производства (поставки партиями) за время не более одного года. Известен термин «китайское качество», которое означает, что изделие неплохо выглядит в плане технических характеристик, дизайна, эргономики, недорогое, но очень часто ненадежно при эксплуатации.

В описанном аспекте отметим, что положительное исключение составляют силовые электронные и электротехнические компоненты. Благодаря широкой автоматизации проектирования и производства, постоянному внедрению новых материалов и технологий, огромным объемам выпуска (десятки тысяч – миллионы изделий), эти компоненты постоянно испытываются, совершенствуются и отрабатываются. В итоге, наряду с улучшением электрических параметров и конструктивных характеристик, существенно улучшаются и показатели надежности.

2. Широкое внедрение систем управления качеством продукции серии ISO 9000

Внедрение стандартов серии ISO 9000 лишь косвенно способствует повышению надежности продукции. В разъяснениях ISO по этому поводу сказано, что внедрение стандартов серии ISO 9000 не отменяет действие других стандартов, если они не противоречат стандартам ISO 9000 (смотри выше). Таким образом, хотя надежность изделия и все ее составляющие (безотказность, долговечность и ремонтопригодность) являются одним из составляющих качества, а для оборонной и некоторых других видов техники важнейшими составляющими, тем не менее, в стандартах ISO 9000 нет соответствующих разделов и указаний.

Система управления качеством в стандарте ISO 9001:2000 совершенно иная, так как в его основе лежат не 20 ключевых элементов, а модель процесса. При этом ориентации на конкретный тип производителей нет. Эта модель включает в себя 4 раздела: административная ответственность; управление ресурсами; производство продукции и/или услуги; измерение, анализ, улучшение. Эти разделы модели процесса управления качеством работают подобно известному циклу «Деминга». В основу построения системы качества в соответствии с моделью ISO 9000:2000 закладываются 8 основных принципов, из которых по важности для обеспечения надежности отметим концентрацию на потребностях заказчика и вовлечение исполнителей в процессы совершенствования для обеспечения непрерывных улучшений.

Таким образом, руководство многих фирм, не связанных с оборонной тематикой или с производством электронных компонентов, особенно в России, внедрив стандарты серии ISO 9000, посчитало, что попутно будут решены и проблемы надежности продукции без до-

полнительных затрат. Во всех крупных компаниях сейчас есть службы качества, и они, по мнению руководства, попутно могут решать те проблемы по надежности, на которые укажет заказчик (потребитель).

3. Слабое внимание к практическому обеспечению надежности сложных систем и изделий

Авторы полагают: можно уверенно констатировать, что в последние 10–15 лет в мире произошло замедление темпов работ по повышению надежности сложных систем и изделий, в том числе в энергетике и в устройствах силовой электроники. В глобальном плане, возможно, это связано с тем, что распался Советский Союз, закончилось противостояние двух супердержав, двух военных блоков. Также прекратилась бесконтрольная гонка вооружений, при которой военным ведомствам на создание и производство военной специальной техники (ВСТ) выделялись колоссальные средства. Известно, что, по крайней мере, в СССР создание ВСТ было локомотивом развития и техники, и технологий, и производства. Что касается России, то во многих компаниях и на предприятиях, кроме тех, что связаны с оборонной тематикой, работы по практическому обеспечению надежности не проводятся или проводятся стихийно силами самих специалистов, если на это остается время. Во всяком случае, руководство такие работы если и финансирует и контролирует, то только в случае серьезных претензий со стороны заказчика (потребителя).

4. Типично российские факторы, негативно влияющие на обеспечение высокой надежности изделий

4.1. Практическое отсутствие конструктивной поддержки государства, хотя бы на уровне обязательных норм и законов.

В России по наследству от Советского Союза и по проводимой властью политике значение поддержки государства очень велико. Речь идет, в первую очередь, о госзаказах для фирм и предприятий, о предоставлении льготных кредитов. Но не менее важно и проведение единой технической политики. Раньше в Советском Союзе Госкомитет по науке и технике, в котором работали видные ученые и специалисты, определял приоритетные задачи по развитию науки и техники. Далее Совет министров СССР своими постановлениями, а отраслевые министерства — своими приказами конкретизировали поставленные задачи в организационно-технических аспектах. Уже упоминалось, что так были повсеместно созданы, в частности, службы надежности. Сейчас само руководство фирмы решает, будет ли в ней какой-то персонал в службе качества специально и постоянно заниматься вопросами надежности продукции или нет. Чаще всего для экономии средств («оптимизации численности») руководство делает очередное указание службе качества по той или иной претензии заказчика (потребителя). Ну, а служба качества обязывает какое-то научно-техническое подразделение «отработать» и ставит это на контроль.

4.2. Ликвидация служб надежности и значительное уменьшение объемов работ, улучшающих параметры качества изделий.

Авторы уже отмечали, что кроме некоторых активно функционирующих предприятий оборонного профиля, службы надежности были ликвидированы, а специалисты, если они сохранились, в основном были переведены в службы качества. Из личного опыта авторов, в тех фирмах, где они работали, не осталось ни одного специалиста в области надежности. Поэтому там расчеты надежности не производятся, а показатели безотказности записываются в документацию по аналогии со своими же ранее выпущенными приборами. Для экономики трудозатрат зачастую не измеряются параметры электрического и теплового режима. Очень редко проводятся комплексные испытания важных узлов и устройств аппаратуры собственной разработки, кроме случаев, когда они имеют самостоятельное продажное значение.

4.3. Кадровая проблема.

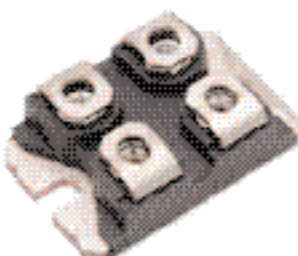
Эта проблема — одна из самых серьезных, а главное, что она не решается быстро! Сейчас условия для подготовки и переподготовки кадров изменились: в вузах гораздо меньше внимания уделяют проблематике надежности, а больше системам управления качеством продукции серии ISO 9000, хотя сейчас действует новое поколение государственных стандартов «Климат-7» и «Мороз-6» [7]. В компаниях тем более изучают только стандарты серии ISO 9000. Молодым специалистам, пришедшим на работу в фирму после вуза, негде познакомиться ни с надежностью компонентов, ни с рекомендуемыми режимами их электрической и тепловой нагрузки, ни с другими важными аспектами обеспечения надежности.

Таким образом, можно констатировать, что сейчас в России, по сравнению с временами Советского Союза, состояние работ по практическому обеспечению надежности изделий, в частности электросиловых устройств, находится на низком уровне. В общем плане можно предположить, что в ближайшие годы в этой сфере не произойдет никаких кардинальных сдвигов. Это связано с тем, что слишком много запущенных проблем и задач предстоит решить, и пока не видно, как они будут решаться.

Продолжение следует

Литература

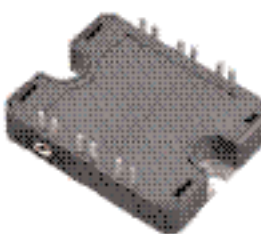
1. Ланцов В., Эраносян С. Надежность силовых устройств в России: мифы и реалии, проблемы и пути решения. Часть 1 // Силовая электроника. 2008. № 3.
2. www.pniei-penza.ru
3. Справочник по надежности. Том 3 / Пер. с англ. М.: Мир, 1970.
4. Елисеев Б., Ланцов В. Повышение надежности приборов для научных исследований // Приборы и системы управления. 1977. № 12.
5. Качалов В. Внедрение и сертификация системы качества — основа для повышения конкурентоспособности предприятия // МКА. 2000. Выпуск 1.
6. www.isu9000.ru
7. Вячеслав Исаев, Александр Вялов. Об оценке надежности источников вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Современная электроника. №7, 2007

**Диод с низким падением напряжения — 1 В
APT2X101DL40J**

- 400 В
- 100 А
- параллельная конфигурация
- корпус SOT-227
- мягкое восстановление

**600 В IGBT с низким $V_{ce(on)}$
APT75GN60B, APT200GN60J, APT100GN60B2**

- эффективность — малые потери на проводимости
- легко включаются в параллель
- работа в режиме жесткого переключения на частоте до 30 кГц
- Доступна версия с антипараллельным диодом

**Силовой модуль
APTGT75H60T1G, APTDF100H60T1G**

- полный мост, IGBT с низким насыщением, 600 В/75 А
- диодный мост, 600 В/100 А
- высокая плотность мощности
- простота монтажа
- низкая стоимость
- высота всего 12 мм





Преобразователь

Санкт-Петербург

Мы предлагаем с завода-производителя или со складского хранения:

- диоды, тиристоры, симисторы, оптроны, модули на их основе, осцилляторы и инв., подбор аналогов импортных элементов
- Автоматические выключатели, вставки плавкие, диоды, неоновые, конденсаторы, лампы, микросхемы, переключатели, приборы измерительные, резисторы, реле, транзисторы, трансформаторы, установочные изделия, шунты и др.

Изготовление установочных изделий и монтажного крепежа по чертежам заказчика. Колонки, стойки, боксы, лепестки, сталебетонитовые шайбы.

ООО «Преобразователь-СПб»
тел. 8-812-8641754, 8-812-7164869
тел/факс 8-812-3688374
196106, Санкт-Петербург,
Московский пр., дом 186, пом. 16Н
E-mail: sale@preobraz.ru
http://www.preobraz.ru

620078, Свердловская обл., г. Екатеринбург
ул. Студенческая, д.51, ком. 327
Тел. (343) 374-65-00
E-mail: sklad@preobraz.ru

Предлагаем Вам купить различные виды кабель-каналов, электромонтажные изделия с завода-производителя (г. Саранск, Россия) и ООО «Электрон-Преобразователь» (г. Екатеринбург, Уралмаш).

Предлагаем Вам купить различные виды кабель-каналов, электромонтажные изделия с завода-производителя (г. Саранск, Россия) и ООО «Электрон-Преобразователь» (г. Екатеринбург, Уралмаш).

ВСЕ НЕОБХОДИМЫЕ ВАМ КОМПОНЕНТЫ В КРАТЧАЙШИЕ СРОКИ

Компоненты для силовой электроники:

- Подстроечные и танталовые конденсаторы
- Варисторы
- Диоды
- Транзисторы
- Силовые модули (JFET, MOSFET)
- Резисторы
- И другие электронные компоненты

Основные бренды:
Mitsubishi, Texas Instruments, National Semiconductor, International Rectifier, Linear Technologies, Vishay, Maxim и другие

**Rm. B, 6F, Won-Tai Commercial Bldg., No 24,
Chi-Lin Rd., Taipei, Taiwan**
Tel: 886-2-25672183, fax: 886-2-25232762
E-mail: paul@upteks.com.tw
http://www.upteks.com/

МИКРОЭЛЕМЕНТЫ

Москва
тел. (495) 739-6539
739-6509

Санкт-Петербург
тел. (812) 309-21-90

Чебоксары
тел. (8352) 50-53-50
50-53-54

Ростов-на-Дону
тел. (8632) 20-67-67
78-55-00

официальный дистрибьютор AVX в России

ТРЕ (подразделение AVX) - лидер в производстве мощных плёночных конденсаторов

Конденсаторы высокой мощности для:

- Приводов электропоездов
- Ветрогенераторов
- Подстанций в метро
- Защиты ЛЭП от помех потребителей
- Ускорителей частиц

Конденсаторы средней мощности для:

- Зарядных устройств
- Сварочных аппаратов
- Индукционного нагрева
- IGBT силовых блоков
- Импульсных блоков питания
- Дефибрилляторов
- Электротранспорта

microem.ru
microem@microem.ru

Автомобильные бренды: A4EON, SEOL, EPSON, tublox, SUNON, Fischer, Rubea, elektronika, AVX, NXP, PHILIPS, ZETEX, Weidmüller, KYOCERA, JST, SAGEM

Пленочные конденсаторы AVX/TPC

для преобразовательной техники

В нашей стране назрела необходимость замены изношенного подвижного состава. В связи с этим весьма актуален вопрос разработки и производства тяговых преобразователей и преобразователей собственных нужд для железнодорожного транспорта.

В данной статье приводится краткий обзор пленочных конденсаторов производства компании AVX/TPC как основной составляющей элементной базы преобразовательной техники.

Марина Самойлова

marina.samoylova@microem.ru

Завод компании TPC (Thomson Passive Components) по производству пленочных конденсаторов находится во французском городе Дижоне и с 1997 года принадлежит корпорации AVX. AVX/TPC является официальным поставщиком основных мировых производителей железнодорожного транспорта — высокоскоростных поездов и поездов для метро, а также трамваев и электричек. Среди постоянных заказчиков продукции компании AVX/TPC такие фирмы, как Alstom, Bombardier, Siemens и многие другие.

Компания разрабатывает конденсаторы с учетом технического задания конечного потребителя, в ТЗ указаны следующие условия работы: напряжение, ток, температура, данные окружающей среды... Имеющиеся математические модели, построенные по результатам испытаний, позволяют учесть все параметры, рассчитать и предложить конденсатор именно для данной задачи. Результаты моделирования подтверждаются экспериментальными данными, которые AVX/TPC регулярно получает от своих заказчиков — производителей железнодорожной техники.

Согласно современным требованиям можно разработать конденсаторы со сроком жизни 20–30 лет.

Одно из слагаемых успеха компании AVX/TPC — разработанная в 1979 году *технология управляемого самовосстановления*. Эта технология позволяет конденсатору работать без катастрофических отказов, благодаря изолированию точек пробоя материала диэлектрика. В процессе работы конденсатор можно рассматривать как батарею из множества ячеек, при этом разрушение отдельных маленьких ячеек приводит к медленному и постепенному падению емкости (рис. 1).

Схематическое изображение процесса самовосстановления пленки на примере конденсатора средней мощности показано на рис. 2.

При возникновении слабого места в диэлектрике энергия разряда конденсатора устремится в эту область малого сопротивления, и произойдет пробой диэлектрика. В результате ток самовосстановления потечет через точку пробоя, при этом плотность тока вокруг нее будет настолько велика,

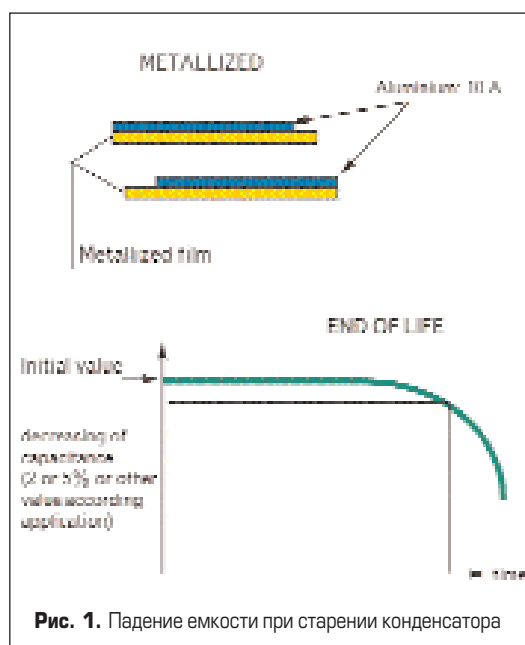


Рис. 1. Падение емкости при старении конденсатора

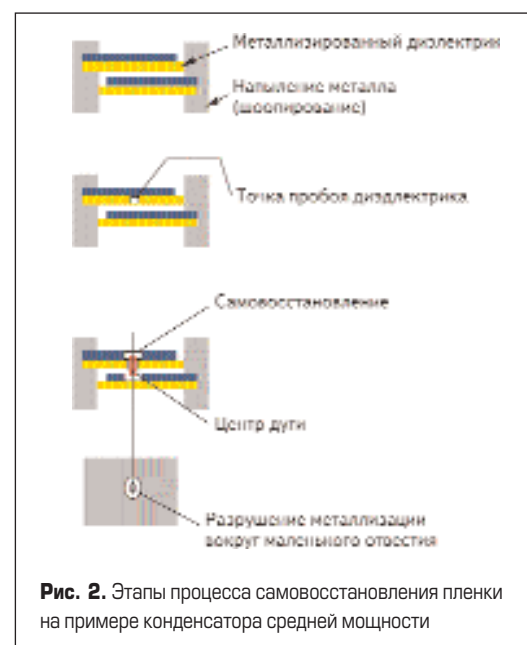


Рис. 2. Этапы процесса самовосстановления пленки на примере конденсатора средней мощности

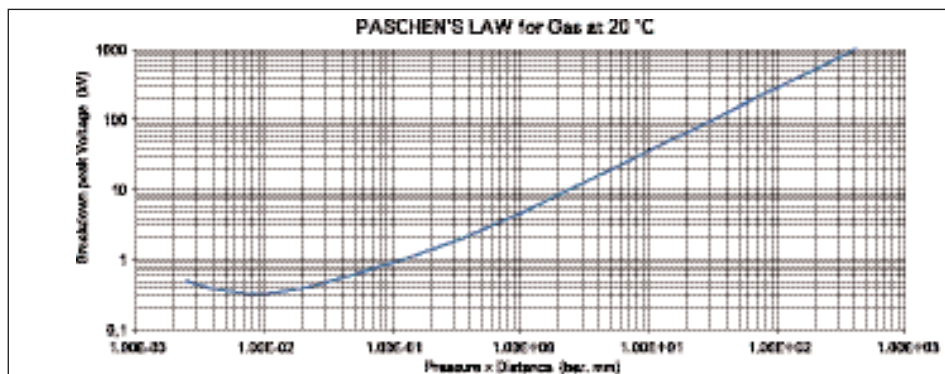


Рис. 3. Иллюстрация закона Пашена

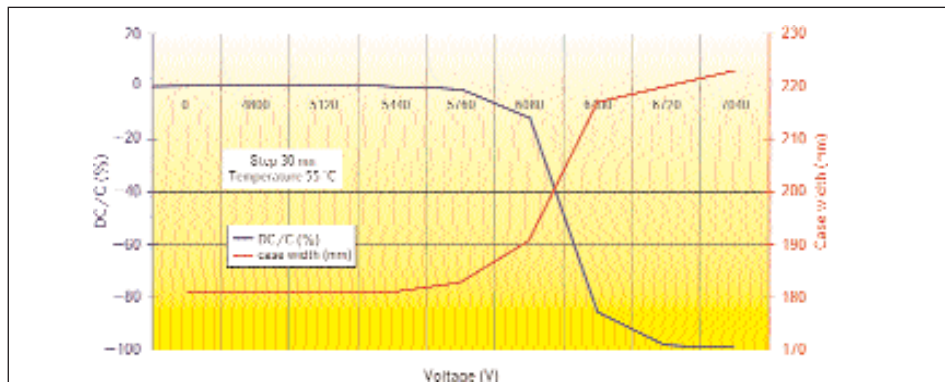


Рис. 4. Результаты неразрушающего теста реального маслонаполненного конденсатора

что металлизация начнет испаряться. В итоге электрическая дуга разряда, достигнув максимальной длины, исчезнет, и точка пробоя изолируется.

Самовосстановление ограничивается двумя слоями пленки. Вследствие отсутствия лавинного пробоя нет и катастрофических отказов.

Для конденсаторов высокой мощности, во избежание лавинного пробоя, используется специальная сегментация пленки, что позволяет отключать поврежденные сегменты во время работы конденсатора.

Измеряя емкость в процессе эксплуатации, можно контролировать срок службы и, таким образом, существенно облегчать обслуживание конденсатора. Критерием окончания срока его службы принято считать падение емкости на 2%, хотя конденсатор работоспособен и после этого, так как значение емкости меняется не скачком, а плавно. То есть, обнаружив в процессе измерений падение емкости на величину, близкую к критическим 2%, нужно принять решение о замене конденсатора. Но устройство, содержащее данный конденсатор, при этом останется работоспособным. Таким образом, ситуация управляема, поэтому технология и получила название «управляемого самовосстановления». Итак, преимущества, которые дает использование данной технологии, таковы:

- полная безопасность;
- надежность;
- отсутствие скачкообразного падения емкости в конце срока службы конденсатора.

Маслонаполненные и газонаполненные конденсаторы

Конденсаторы высокой мощности выпускаются либо маслонаполненными (AVX исполь-

зует рапсовое масло), либо с наполнением газом. Компания AVX/TPC первой вышла на рынок с маслонаполненными конденсаторами. Они имеют определенные преимущества, а именно:

- существенное увеличение пробивного напряжения;
- абсолютно безопасная работа;
- плавное снижение емкости и отсутствие катастрофического отказа;
- отличное поведение при низких температурах;
- экологическая чистота: наполнитель — пищевое рапсовое масло.

Напряжение пробоя в газах подчиняется закону Пашена (рис. 3) и зависит от произведения межэлектродного расстояния и давления. Для газа при давлении 1 Бар оно составит

4 кВ/мм, для масла — 15 кВ/мм, для полипропилена — 600 кВ/мм. В маслонаполненных конденсаторах основное поле приложено к полипропилену, а так как его напряжение пробоя высокое, это позволяет добиться более высоких характеристик устройства.

При номинальном напряжении как маслонаполненные, так и газонаполненные конденсаторы медленно теряют емкость (порядка 2% после 100 000 часов работы). При рабочих напряжениях выше номинального масло позволяет обеспечить плавное снижение емкости и, что важно, уберечь конденсатор от катастрофического отказа.

Как на постоянном, так и на переменном токе, по значению электрического поля маслонаполненные конденсаторы предпочтительнее по сравнению с газонаполненными (например, величина электрического поля в газе на постоянном токе на порядки — в 10^6 раз выше, чем в масле).

На рис. 4 приведен результат неразрушающего теста реального маслонаполненного конденсатора TRAFIM на 2500 мкФ/ 3000 В при температуре 55 °C.

Каждые 30 минут напряжение увеличивали с шагом $0,1 \times U_n = 0,1 \times 3000 = 300$ В, при этом происходило постепенное падение емкости. При напряжении порядка 7040 В (превышение номинального более, чем в 2 раза) емкость падает до нуля, что эквивалентно напряжению пробоя полипропилена 600 В/мм (7040 В/12 мм $\approx$ 600 В/мм). Одновременно с падением емкости происходит «разбухание» конденсатора. То есть при увеличении поперечного сечения конденсатора необходимо измерить емкость и подумать о заказе нового конденсатора для замены старого.

Продукция AVX/TPC для преобразовательной техники

Условно можно выделить две группы конденсаторов, а именно — фильтровые и для цепей развязки.

Фильтровые конденсаторы

На рис. 5 наглядно представлен спектр выпускаемой AVX/TPC продукции. К маслонаполненным относятся конденсаторы TRAFIM

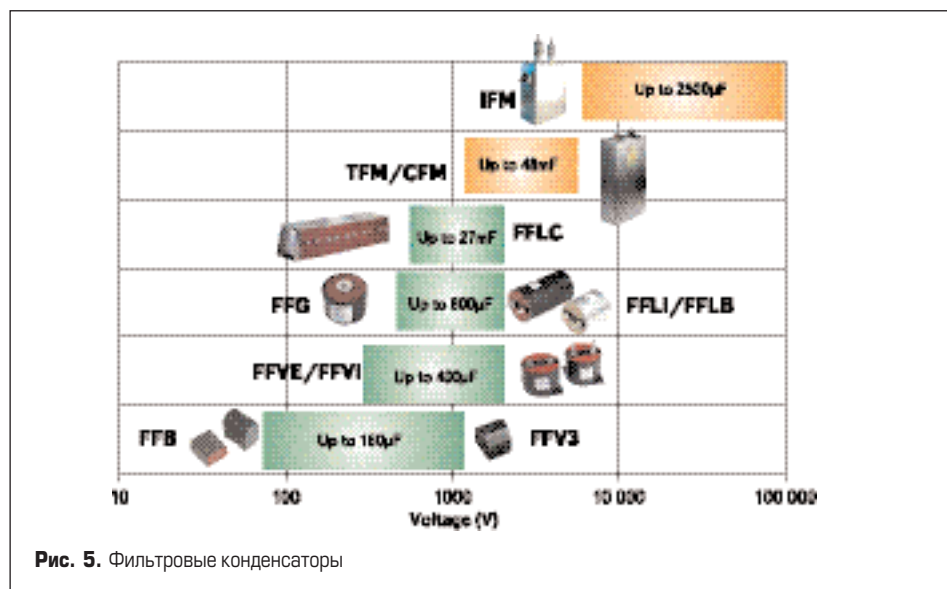


Рис. 5. Фильтровые конденсаторы

(TFM), SARAFIM (CFM) и FILFIM (IFM). К сухим — FFLC, FFLI, FFLB, FFVE и FFVI. Как сухие, так и маслонаполненные конденсаторы выполнены по технологии управляемого восстановления.

Области применения фильтровых конденсаторов:

- тяговые преобразователи;
- ПСН;
- зарядные устройства.

Особый интерес среди фильтровых представляют маслонаполненные конденсаторы FIM и сухие конденсаторы FFLC.

Фильтровые конденсаторы высокой мощности FIM

К ним относятся устройства серий TRAFIM, SARAFIM и FILFIM (рис. 6, 7). Еще в 1988 году для фильтров постоянного тока на базе технологии управляемого самовосстановления были разработаны конденсаторы серии TRAFIM (polypropylene Film, Impregnated and Metallized with Aluminium — из полипропиленовой пленки, металлизированной алюминием, наполненные рапсовым маслом). Они обладают сверхвысокой плотностью и, соответственно, наименьшими габаритами. Использование рапсового масла вместо газа на порядки снижает вероятность пробоя. С 1990 года выпущено более 103 000 конденсаторов, отработавших свыше 3 млрд часов без единого катастрофического отказа! Не так давно компания AVX/TPC объявила о начале производства очередного, 7-го поколения маслонаполненных конденсаторов серии TRAFIM, их срок службы увеличен со 100 000 до 300 000 часов.

Особенности конденсаторов FIM:

- диапазон емкостей: 2,6–15 600 мкФ;
- рабочее напряжение на постоянном токе: 1200–100 000 В;
- тестовое напряжение между выводами: $1,5 U_n$ в течение 10 секунд;
- срок службы при номинальном напряжении и максимально допустимой температуре корпуса: 100 000 часов (для поколения TRAFIM 7 — 300 000 часов);



Рис. 6. Внешний вид конденсатора FILFIM



Рис. 7. Внешний вид конденсатора FFLC

- максимальная температура корпуса: до +85 °С;
- стандартное значение максимального тока: 255 А;
- низкоиндуктивное исполнение: до 40 нГн;
- высокая плотность энергии: до 500 Дж/л (500 Дж – 30 кДж/конденсатор);
- корпус из нержавеющей стали (по заказу возможен алюминиевый).

Особенности конденсаторов FFLC:

- низкая реактивная мощность;
- номинальная емкость: 1120–8800 мкФ;
- рабочее напряжение: 680–1200 В DC;
- максимальная температура корпуса: 85 °С;
- рабочая температура: –40...+85 °С;
- максимальный ток I_{rms} : 140–300 А_{rms};
 - паразитная индуктивность: 28–40 нГн;
 - тестовое напряжение между выводами: $1,5 \times V_n$ DC в течение 10 с при 25 °С;
 - тестовое напряжение между выводами и корпусом: 4 кВ_{rms} при 50 Гц в течение 1 мин при 25 °С;
 - алюминиевый корпус.

Под заказ производится конденсаторы с малыми паразитными индуктивностями, а также с напряжением до 1900 В.

На напряжениях порядка 1200–1400 В рентабельнее использовать маслонаполненные конденсаторы FIM, а при напряжениях до 1200 В — сухие FFLC.

Конденсаторы для защитных цепей

Конденсаторы серий FSB, FPX и FPG также выполнены по технологии управляемого самовосстановления (рис. 8, 9). В данном случае, чтобы обеспечить высокий импульсный ток, используется усиленная металлизация. Таким образом, осуществляется защита IGBT-модулей от бросков напряжения и гарантируется длительный срок службы.

Области применения:

- снабберные цепи;



Рис. 8. Внешний вид конденсаторов FSB



Рис. 9. Внешний вид конденсаторов FPX/FPG

- защита тириستоров.
- Особенности:
- номинальная емкость 0,01 мкФ – 6 мФ;
 - напряжение постоянного тока 600–3000 В;
 - максимальная температура корпуса: 85 °С;
 - максимальный ток: 23–160 А (эфф.);
 - паразитная индуктивность: 5–25 нГн.

Заказные изделия

Как уже отмечалось, компания производит в основном заказные конденсаторы, и объем такой продукции составляет 80–85%. Это представляет большой интерес для разработчиков и конструкторов, так как отпадает необходимость «подгонять» конденсатор под размеры преобразователя. Дизайн заказных конденсаторов является «know-how» и не может быть раскрыт сторонним лицам без официального согласия собственника разработки. Пример заказного конденсатора FFLC показан на рис. 10.

В заказных изделиях учитываются не только требования спецификации к электрическим параметрам и габаритам. Можно также рассмотреть вопрос о замене батареи на один конденсатор, сделать корпус не из нержавеющей

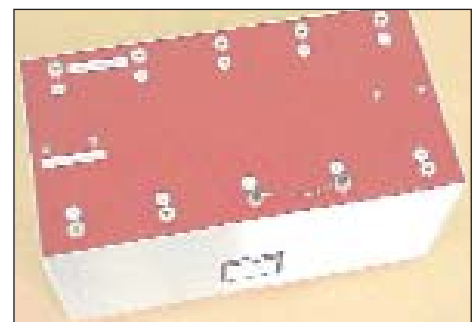


Рис. 10. Пример заказного конденсатора FFLC для замены батареи электролитических конденсаторов



Рис. 11. Вид ПСН с использованием заказного конденсатора

стали, а из алюминия. Иногда конструкция преобразователя требует особого расположения и крепежа конденсаторов, в частности, в перевернутом виде или на боку. ТРС выпускает конденсаторы с фронтальным расположением выводов, с водяным охлаждением. На рис. 11 представлен образец ПСН для высокоскоростного поезда с использованием заказного конденсатора.

Соответствие стандартам

Еще один важный момент — соответствие международным нормам и стандартам. Компания AVX/TPC при выпуске своей продукции руководствуется такими нормами и стандартами:

- IEC 61071. Конденсаторы силовые электронные: Общие положения и требования к испытаниям на разьединение предохранителей, к испытаниям на разрушение, к испытаниям на самовосстановление и к испытаниям на долговечность.
- IEC 61881. Оборудование для подвижного состава железных дорог. Конденсаторы для силовой электроники.
- EN 61373. Транспорт железнодорожный. Оборудование для подвижного состава. Испытания на вибрацию и удар.
- IEC 60077. Оборудование электроотяговое.
- IEC 60068-2-11. Испытания на воздействие внешних факторов. Соляной туман.
- EC 60068-2-3. Испытания на воздействие внешних факторов. Влажное тепло, постоянный режим.
- NF F 16-101. Транспорт железнодорожный. Характер горения. Выбор материалов.
- NF F 16-102. Транспорт железнодорожный. Характер горения. Выбор материалов применительно к электрооборудованию.

Работа при низких температурах

Для климатических условий в России большую роль играет работоспособность компонентов при низких, отрицательных температурах. Использование рапсового масла в качестве наполнителя существенно улучшает диэлектрические свойства конденсаторов, и, таким образом, маслонаполненные конденсаторы FIM отлично работают при температуре до -60°C .

Проведенные испытания на прочность (напряжение $1,4 U_n$ при температурах -40 и -55°C , в том числе для перевернутого конденсатора),



Рис. 12. Вибростенд

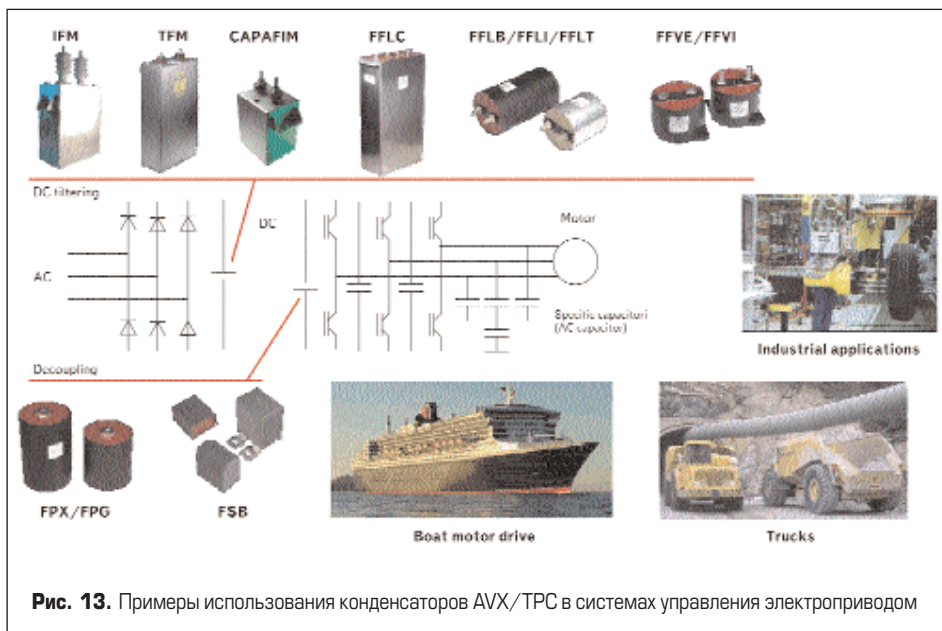


Рис. 13. Примеры использования конденсаторов AVX/TPC в системах управления электроприводом

а также термоциклирование показали возможность работы конденсаторов при -55°C в течение 100 000 часов.

Вибрационная стойкость

Использование конденсаторов в подвижном составе приводит к дополнительным требованиям по их виброустойчивости. Маслонаполненные конденсаторы TFM соответствуют требованиям стандарта IEC 61373 (категория 1, класс B).

Применение конденсаторов в схемах управления электроприводом

Как уже отмечалось, одним из главных рынков для компании AVX/TPC является преобразовательная техника. На рис. 13 схематично показаны виды конденсаторов и примеры их использования. Крупными заказчиками данной продукции являются такие компании, как Siemens, ABB, Convertteam.

Применение конденсаторов в гибридном транспорте

Еще одно перспективное направление в применении конденсаторов AVX/TPC — гибридный транспорт (рис. 14). В таких приложениях назначение конденсатора — это предотвращение выбросов пульсаций тока в источник питания и сглаживание изменений напряжения на шинах постоянного тока. Среди заказчиков AVX/TPC — фирмы General Motors, Renault, Alstom и другие.

Заключение

Из представленного в статье обзора следует, что используемые ТРС технологии (самовосстановление, использование рапсового масла в качестве наполнителя) обеспечивают лидирующее положение ТРС на рынке конденсаторов для преобразовательной техники.

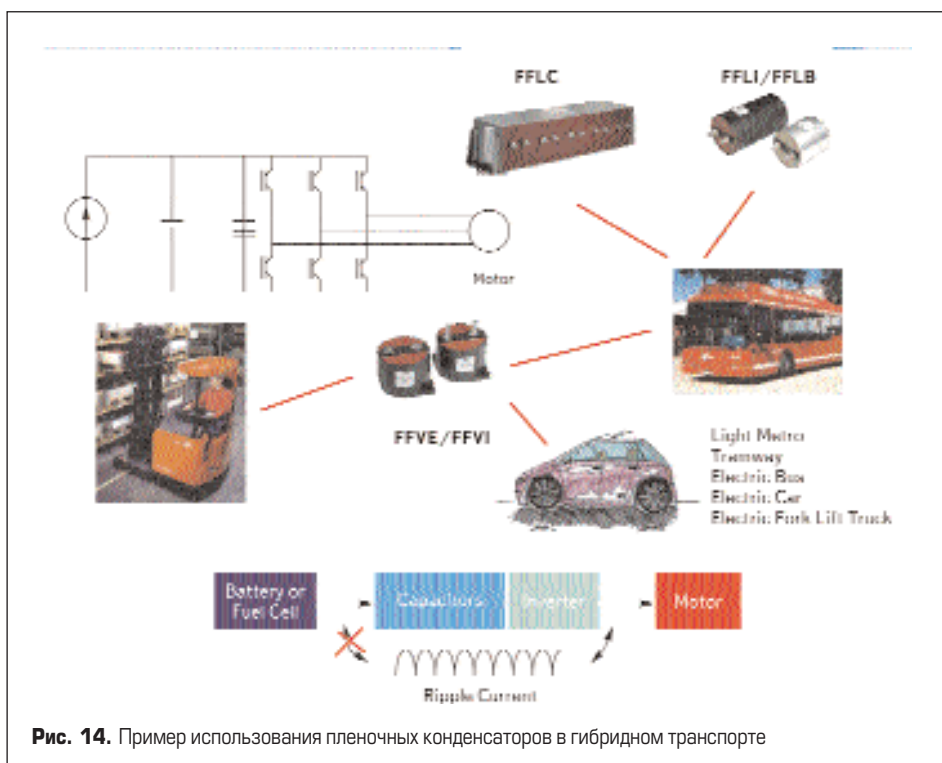


Рис. 14. Пример использования пленочных конденсаторов в гибридном транспорте

Энергия для любых задач ...

Для надежного и безопасного будущего



Доступна
специальная версия
модулей для низких
температур работы
и хранения $T_j = -50^{\circ}\text{C}$.

Высоковольтные модули IGBT и Диоды

- Широкий диапазон применений: тяговые инверторы для транспорта, передача электрической энергии, общепромышленные приводы среднего напряжения
- Высоковольтные модули IGBT и соответствующие им высоковольтные диоды доступны для следующих напряжений 1.7 kV, 2.5 kV, 3.3 kV, 4.5 kV и 6.5 kV в диапазоне тока от 200A до 2400A
- Широкая зона безопасной работы / Высокая стойкость
- Высоковольтные модули IGBT 3.3 kV, 4.5 kV и 6.5 kV также доступны в корпусе с изоляцией 10,2 kV
- В модулях 1.7 kV используются кристаллы LPT-CSTBT (Light Punch Through Carrier Stored Trench Gate Bipolar Transistor)
- Новая серия R на напряжение 3.3kV с низкими потерями
- Высочайшая надежность благодаря 100% предпродажному контролю

**MITSUBISHI
ELECTRIC**
Changes for the Better

semis.info@meg.mee.com • www.mitsubishichips.com

Пожалуйста посетите нас в зале 3 стенд No. A24

**POWER
ELECTRONICS**

Быстрые диоды

для новых поколений IGBT

Растущие требования по повышению мощности и эффективности преобразовательных устройств приводят к постоянному совершенствованию технологий силовой электроники. В 2007 году компания SEMIKRON анонсировала выпуск 4-го поколения модулей IGBT, отличающихся пониженным уровнем динамических потерь и расширенным температурным диапазоном [1]. Для того чтобы получить максимальный эффект от применения силовых ключей нового типа, параметры антипараллельных диодов должны быть оптимально согласованы с характеристиками IGBT.

Разработка диодов семейства CAL4, предназначенных для совместной работы с новой генерацией IGBT T4, позволила увеличить мощность силовых ключей почти на 30%. Новые диоды имеют расширенный температурный диапазон, что дает возможность использовать созданные на их базе модули в предельно тяжелых условиях применения.

Андрей Колпаков

Andrey.Kolpakov@semikron.com

Серия диодов, получившая название CAL (Controlled Axial Lifetime), с «мягкой» характеристикой восстановления, низким значением потерь проводимости и переключения была разработана компанией SEMIKRON специально для применения совместно с кристаллами IGBT. Технология CAL позволяет изменять время жизни носителей и оптимизировать основные статические и динамические характеристики элементов. Разработка оказалась очень удачной, в результате чего диоды данного типа используют в модулях IGBT многие известные фирмы, в частности EUPEC и Mitsubishi.



При разработке CAL-диодов особое внимание уделялось оптимизации соотношения таких параметров, как прямое падение напряжения V_F , заряд обратного восстановления Q_{RR} и характеристика обратного восстановления dI_{rr}/dt , поскольку они оказывают решающее влияние на уровень потерь и значение электромагнитных помех, создаваемых в процессе коммутации ключей.

Указанные параметры должны иметь высокую стабильность во всем диапазоне рабочих токов и тем-

ператур. Кроме того, от антипараллельного диода требуется надежная работа в динамических режимах, наиболее напряженным из которых является режим короткого замыкания. Чипы IGBT и диодов должны выдерживать высокие значения di/dt , возникающие при переключении, а динамические потери, создаваемые токами обратного восстановления, не должны приводить к значительному увеличению рассеиваемой мощности. Применение технологии CAL во многом помогает решить данные проблемы.

Диоды в версии CAL HD (Controlled Axial Lifetime — High Density) производят для использования в силовых модулях, производимых по Trench-технологии, обеспечивающей сверхнизкие потери проводимости. Разработка данного типа компонентов преследовала две основных задачи: дальнейшее увеличение допустимой плотности тока кристалла и улучшение характеристик проводимости при совместной работе с низкочастотными кристаллами Trench IGBT.

При производстве чипов CAL и CAL HD, структура которых показана на рис. 1, используются технологические приемы, позволяющие оптимизировать время жизни и процесс рассасывания носителей в зоне p - n -перехода. Эти компоненты отличаются глубокой зоной n^+ диффузии, наличием примесного защитного слоя p^+ для повышения напряжения пробоя и слоя n^+ — ограничителя канала. Концентрические защитные кольца на поверхности кристалла не связаны между собой электрически, но они способствуют лучшему распределению поля в базе, что необходимо для снижения потерь проводимости. Неметаллизированная поверхность диода покрыта пассивирующим слоем. В зависимости от условий эксплуатации пассивация выполняется с помощью полимеров или стекла.

Время жизни носителей регулируется так называемым центром рекомбинации, индуцированным за счет облучения электронами высокой энергии

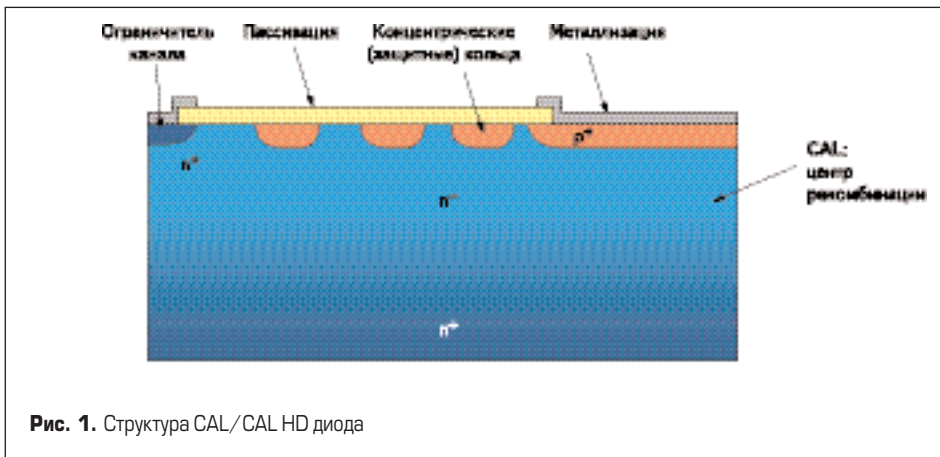


Рис. 1. Структура CAL/CAL HD диода

и в процессе ионной имплантации (He^{2+} -ion). В результате образуется примесная область, состоящая из однородных компонентов в области базы и примесная область в зоне p - n -перехода. Для стабилизации плотности примеси используют процесс отжига при температуре 300 °C, подобная технология позволяет получить низкий ток обратного восстановления и обеспечить его плавный характер.

Высокая плотность мощности — ключевое требование для энергоемких малогабаритных преобразователей, примером которых является привод транспортного средства с гибридной силовой установкой. Реализуют это требование две «рабочих лошади» силовой электроники: IGBT и их антипараллельные диоды. Характеристики силовых ключей во многом зависят не только от собственных параметров этих компонентов, но и от степени их согласованности.

Какой бы ни была область применения — привод либо преобразователь для солнечной или ветряной энергетической станции, тенденция повышения плотности мощности силовых чипов при сохранении их размеров остается главным фактором силовой электроники. Использование модулей, имеющих больший рабочий ток при меньших размерах, позволяет снижать габариты конверторов, упрощает процесс проектирования и, что наиболее важно, способствует снижению стоимости изделия.

Для выполнения указанных требований разработчики силовых полупроводников должны повышать допустимую токовую нагрузку на единицу площади кристалла. Основным фактором, ограничивающим плотность тока чипа, является так называемый эффект саморазогрева. В рамках действующих технологий возможности борьбы с этой проблемой практически исчерпаны: рассеяние мощности при работе IGBT и диодов приводит к перегреву кристаллов. Поскольку возможности отвода тепла не беспредельны, разогревается и вся электронная схема в целом. Перегрев силовых ключей приводит к сокращению срока их службы, поэтому большие усилия и средства тратятся на повышение эффективности и стоимости систем охлаждения. С точки зрения экономики увеличение токовой отдачи чипов без снижения уровня потерь нецелесообразно, так как повышение расходов на охлаждение делает эти усилия неэффективными. Компания SEMIKRON,

один из крупнейших европейских производителей быстрых диодов, концентрирует свои усилия на решении проблемы повышения технической и экономической эффективности своей продукции.

Как уже было сказано, основной ограничивающий фактор повышения тока чипа — это его перегрев. Увеличение плотности тока за счет превышения тепловых режимов неизбежно ведет к сокращению срока службы компонента. Один из путей преодоления проблемы — снижение уровня потерь проводимости и переключения. Решение данной задачи затруднено из-за невозможности независимой оптимизации статических и динамических характеристик диода, например, уменьшение прямого падения напряжения V_F приводит к росту энергии потерь обратного восстановления E_{rr} и наоборот. Соотношение между этими характеристиками для кристаллов CAL показано на рис. 2.

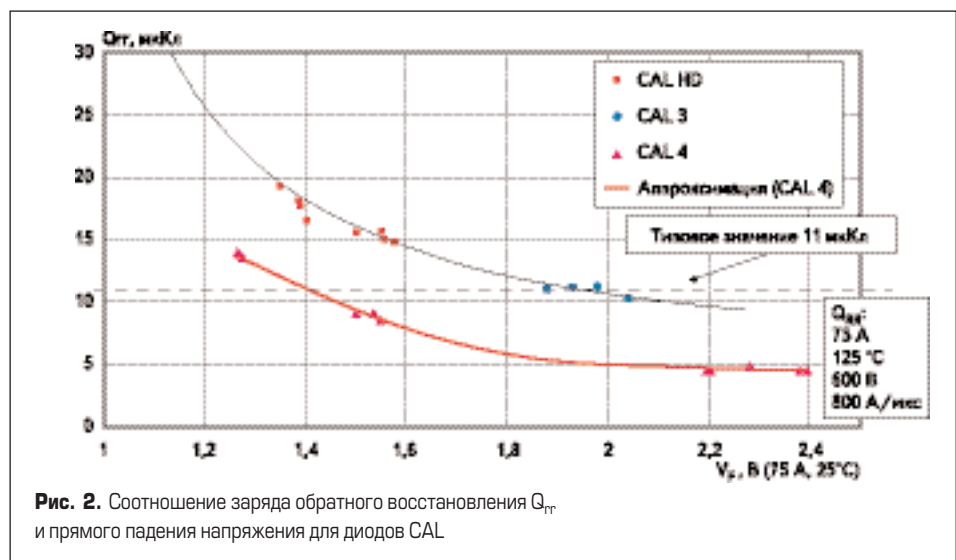
Без кардинального изменения технологий невозможно снизить уровень потерь и, соответственно, температуру перегрева. Необходимо также отметить, что существует еще одно ограничение, сдерживающее рост плотности тока. Оно связано с требованием обеспечения минимального значения перенапряжения при коммутации и низкого уровня генерируемых электромагнитных помех (EMI). Высококачественный антипараллельный диод отличается хорошим балансом указанных свойств, только в этом случае имеют смысл временные и финансовые затраты, направленные на по-

вышение плотности тока за счет снижения уровня потерь.

Еще одно возможное решение проблемы — применение технологий, обеспечивающих работу чипов при повышенной температуре без ухудшения показателей надежности. В рамках используемых сегодня производственных процессов надежная работа большинства силовых ключей гарантируется при температуре до 125 °C в номинальном режиме и 150 °C при кратковременной перегрузке. Если удастся расширить эти рамки хотя бы на 25 °C (150 °C в номинальном режиме и 175 °C в перегрузочном), это будет означать увеличение плотности тока диодов на 20–30%.

Главная проблема в последнем случае — это обеспечение долговременной стабильности параметров, что особенно важно для преобразователей, эксплуатационный ресурс которых превышает 8 лет. Однако такое решение довольно привлекательно, так как увеличение рабочей температуры не требует, в свою очередь, изменения основных свойств диодов. Повышенная плотность тока, высокая надежность и расширенный температурный диапазон при хорошем балансе технических характеристик — вот основные преимущества диодов нового семейства CAL4 от SEMIKRON. Улучшение технических характеристик, достигнутое благодаря оптимизации CAL-технологии, наглядно демонстрирует аппроксимированная красная кривая на рис. 2.

Перегрев губительнее всего влияет на материал пассивации диодных чипов, в качестве которого обычно используются различные виды полимеров и композитное стекло. Пассивирующий слой обеспечивает изолирующие свойства кристаллов, соответственно для низковольтных ключей он рассчитан на напряжение 600, 1200 или 1700 В. Стандартный способ пассивации гарантирует высокую временную стабильность параметров при температуре до 150 °C, перегрев негативно влияет на изоляционные свойства стекла, приводит к резкому росту токов утечки и ускоряет процесс деградации изолятора. Для решения проблемы специалисты SEMIKRON разработали новую концепцию пассивации, названную «кольцевым полем» и основанную на применении комбинации оксидного и полимерного слоев для за-

Рис. 2. Соотношение заряда обратного восстановления Q_{rr} и прямого падения напряжения для диодов CAL

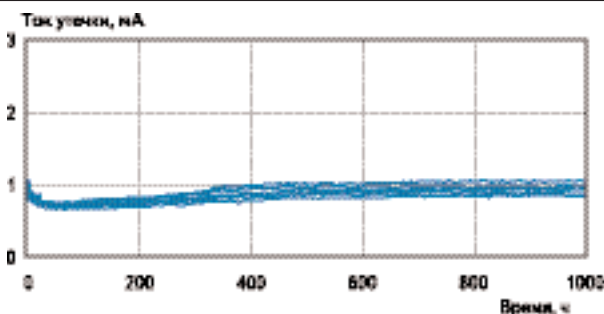


Рис. 3. Тест HTRB (High temperature reverse bias test — обратное смещение при высокой температуре) выявил высокую стабильность изоляционных свойств чипов CAL4 при температуре 175 °C. На графиках показан ток утечки диодов, измеренный в течение 1000 часов

щиты всей структуры диода. Ускоренные испытания подтвердили высокую температурную стабильность и надежность этой технологии. Измерения, проводимые в течение 1000 часов при номинальном рабочем напряжении и температуре 175 °C, продемонстрировали высокие изоляционные свойства чипов CAL4 и подтвердили эффективность внедрения нового метода пассивации. Как показано на рис. 3, в течение всего времени испытаний не было выявлено роста обратного тока чипов.

Таким образом, путем внедрения технических инноваций была выполнена задача расширения температурного диапазона на 25 °C. При этом показатели надежности остались на прежнем уровне, а также сохранен оптимальный баланс между величиной потерь, стойкостью к внешним воздействиям и уровнем электромагнитных помех.

Какой же конкретно выигрыш по мощности можно получить, используя диоды при повышенной температуре? Моделирование и расчеты показывают, что, в зависимости от схемы, при стандартных условиях эксплуатации увеличение температуры чипов до 175 °C эквивалентно прибавке тока нагрузки на 20–30%. Это означает также, что при том же токе нагрузки размер кристаллов может быть снижен на 20–30%, а освободившееся при этом место на подложке позволяет улучшить трассировку или размещать дополнительные чипы. При совместном использовании IGBT и диодов по-

следних поколений появляется возможность значительного снижения габаритов силовых модулей.

Эволюция размеров силовых чипов, обусловленная развитием технологий в течение последних 10 лет, наглядно продемонстрирована на рис. 4. Особенно ярко данная тенденция выражена для IGBT, что же касается диодов, то существенное сокращение площади их кристаллов связано с появлением семейства CAL4. Однако, как показано на графиках, процесс постепенно замедляется, поскольку повышение плотности тока ограничено возможностями систем отвода тепла.

Экономическая эффективность от применения диодов 4-го поколения обусловлена возможностью увеличения тока без повышения эффективности системы охлаждения. Необходимо отметить, что массо-габаритные показатели и плотность мощности преобразователей в рамках существующих технологий практически доведены до физических пределов. Для таких энергонасыщенных применений, как транспортные приводы, минимизация габаритов — одно из ключевых требований. Возможность использования миниатюрного привода, способного работать при повышенной температуре, позволяет размещать его в ограниченном объеме с тяжелыми условиями эксплуатации. Это может быть, например, подкапотное пространство гибридного автомобиля, где температура достигает 105 °C и возможности отвода теп-

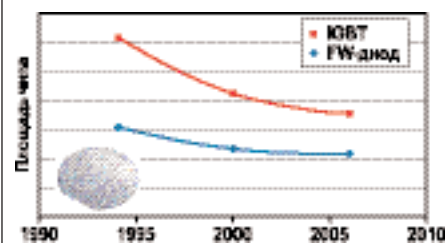


Рис. 4. Снижение размеров чипов IGBT и антипараллельных диодов за последние 10 лет

ла крайне ограничены. В таких условиях надежно могут работать только силовые модули с расширенным температурным диапазоном.

Попробуем представить себе, каким будет следующее поколение быстрых диодов для IGBT-модулей. Будут ли это кремниевые чипы с повышенной плотностью тока или классический Si все-таки уступит место карбиду кремния SiC? По нашему мнению, возможности традиционных технологий еще не исчерпаны: существуют способы совершенствования их параметров и снижения суммарных потерь. Кроме того, новый способ пассивации, описанный в статье, позволяет повысить предельную температуру кристаллов до 175 °C. Температурный диапазон вполне возможно расширить и до 200 °C, что позволит обеспечить очередной прирост плотности тока. А что будет дальше — покажет будущее.

Литература

1. Колпаков А. Trench 4 — руководство по эксплуатации // Силовая электроника. 2008. № 2.
2. Колпаков А. CAL диоды SEMIKRON для новых поколений IGBT // Электронные компоненты. 2005. № 2.
3. Demuth V. More Power at the same size // Power Electronics Europe, July/August 2008.
4. Demuth V., Häupl K., König B., Wintrich A. High performance CAL HD diodes for 1700V Trench and SPT IGBTs. Semikron Elektronik GmbH, 2005.

Новые плавкие предохранители SIBA для приложений на основе солнечных батарей

Сталкиваясь с постоянно растущими затратами на электроэнергию, потребители все чаще обращают свое внимание на солнечные батареи, которые превращают расход в доход. Сначала, тем не менее, необходимо вложить капитал в сами солнечные батареи и сопутствующую им электронику. В свою очередь, электроника потребует защиты от перегрузок. Учитывая эти потребности, известный во всем мире изготовитель силовых предохранителей SIBA расширяет диапазон своих изделий для защиты солнечных батарей. В новой брошюре, размещенной на сайте www.siba-fuses.com, можно найти подробное описание данной линейки.

Новые плавкие предохранители SIBA применяются для защиты инверторов с более высокими значениями тока и особенностями работы с солнечными батареями. SIBA теперь предлагает плавкие предохранители для рабочих напряже-

ний в пределах от 400 до 1100 В, в цилиндрических типоразмерах от 6,3 × 32 до 20 × 127 мм и в различных размерах для низковольтного применения (NH).

Несмотря на разнообразие систем на основе солнечных батарей, промышленность все еще не имеет единственного (отдельного) набора руководящих принципов для того, чтобы выбрать и установить плавкие предохранители. Научно-исследовательский отдел SIBA предлагает конкретные схемы включения для монтажников систем с солнечными батареями, а также для разработчиков, которые хотят выбрать правильный плавкий предохранитель. Рекомендации специалистов SIBA по применению предохранителей для систем с солнечными батареями собраны в брошюре "Professional protection for professional photovoltaic systems".

www.west-l.ru

SEMİKRON
innovation-service

SKYPER® 52 digital

Полностью цифровое ядро схемы управления затвором

- Индивидуальная настройка режимов
- Двухнаправленная изолированная передача сигналов
- Высокий уровень подавления шумов, низкий уровень электромагнитных помех
- Повышенный уровень перенапряжений при коммутации IGBT
- Возможность управления параллельным соединением IGBT с током до 9000 А

- для IGBT с рабочим напряжением 1200 и 1700 В
- 2 канала управления
- выходная мощность – 9 Вт на канал
- выходной пиковый ток – 50 А
- максимальная рабочая частота – 100 кГц, нет ограничений по коэффициенту заполнения
- иммунитет к dv/dt до 100 кВ/мкс
- напряжение изоляции – 4 кВ
- напряжение управления затвором ± 15 В

Компэл

Тел.: (495) 995-0901
Факс: (495) 995 0902

smkpower@compel.ru
www.compel.ru

Компэл СПб

Тел.: (812) 327-9404
Факс: (812) 327 9403

elco
group

a FEK company

ООО “Группа ЭЛКО”

тел./факс: (495) 981-85-16, 911-52-10
www.relay.su, relays@elcogroup.ru

Надежность контактов в реле и в сотрудничестве



Tyco Electronics

OMRON

FUJITSU



Bestar Electronics Ltd.

YLE

Panasonic
ideas for life

Mini-IPM —

ИНТЕЛЛЕКТ И КОМПАКТНОСТЬ

Серия миниатюрных модулей MiniSKiiP, разработанных компанией SEMIKRON и предназначенных для использования в приводах мощностью до 30 кВт, необычайно популярна среди производителей силовой электроники.

Об этом свидетельствует тот факт, что доля SEMIKRON на европейском рынке компонентов данного диапазона мощности составляет 46%. Особенности конструкции модулей MiniSKiiP посвящены, например, статьи [1, 2].

В 2008 году на ежегодной выставке PCIM в Нюрнберге было представлено новое поколение интеллектуальных силовых модулей MiniIPM с интегральным драйвером на основе технологии SOI, полностью исключаящей возможность защелкивания.

Андрей Колпаков

Andrey.Kolpakov@semikron.com

Введение

Термином «интеллектуальный силовой модуль» (или IPM) в электронике обозначают устройство высокой степени интеграции, объединяющее в одном корпусе или на одном кристалле силовой каскад и схему управления затворами. Драйвер при этом может быть построен на дискретных компонентах или на однокристальной интегральной схеме. Примером первого решения является серия мощных модулей SKiiP компании SEMIKRON с выходным током до 2400 А, имеющих встроенную плату управления, подключаемую с помощью пружинных контактов.

Второй вариант используется в серийных мало-мощных IPM с током, не превышающим 30 А, и рабочим напряжением 600 или 1200 В. Подобные компоненты производят многие фирмы, и рынок мало-мощных применений достаточно хорошо освоен, чего нельзя сказать о диапазоне средних мощностей (ток 30–100 А), где выбор интеллектуальных силовых модулей, особенно для промышленных условий эксплуатации, крайне ограничен. Именно на этот рынок ориентирована новая разработка компании SEMIKRON — миниатюрный индустриальный IPM в приводной конфигурации CIB (выпрямитель – инвертор – тормозной каскад) с интегральным высоковольтным драйвером на основе технологии SOI [3].

По мере развития технологий силовой электроники интегральные высоковольтные микросхемы (HVIC) постепенно вытесняют гибридные драйверы в низковольтных интеллектуальных модулях, рассчитанных на ток до 20 А. Преимущества интегральных схем для таких применений очевидны: они надежнее, дешевле и компактнее.

Кроме того, использование HVIC высокой степени интеграции позволяет реализовать больше функций без увеличения стоимости изделия.

Новый IPM был разработан на основе одного из самых популярных продуктов SEMIKRON — миниатюрного «безбазового» силового модуля MiniSKiiP.



В компонентах этого семейства реализованы основные конструкторские инновации SEMIKRON: прижимная технология сборки “pressure contact” и пружинные выводы оригинальной конструкции. В модулях использована керамическая подложка из оксида алюминия Al_2O_3 , обеспечивающая напряжение изоляции 2,5 кВ.

Подключение сигнальных и силовых цепей MiniSKiiP осуществляется с помощью пружинных контактов. Допустимый ток одного терминала составляет 20 А, для повышения токовой нагрузки применяется параллельное включение от 2 до 8 пружин. Высокая надежность подобных соединений в условиях механических и климатических воздействий подтверждена многочисленными испытаниями и многолетним опытом эксплуатации [4].

Основное преимущество прижимной технологии SKiiP — это высокая стойкость к термоциклированию благодаря отсутствию паяного слоя большой площади, соединяющего медную базовую плату с керамической подложкой. Монтаж всей сборки производится в одном направлении с помощью одного крепежного винта, что позволяет удешевить и упростить процесс производства, особенно в автоматическом режиме.

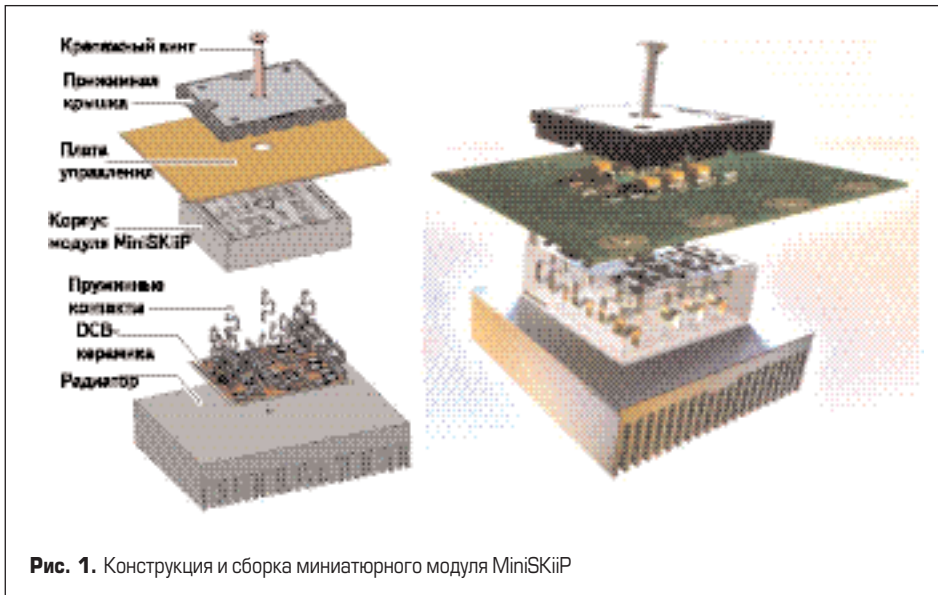


Рис. 1. Конструкция и сборка миниатюрного модуля MiniSKiP

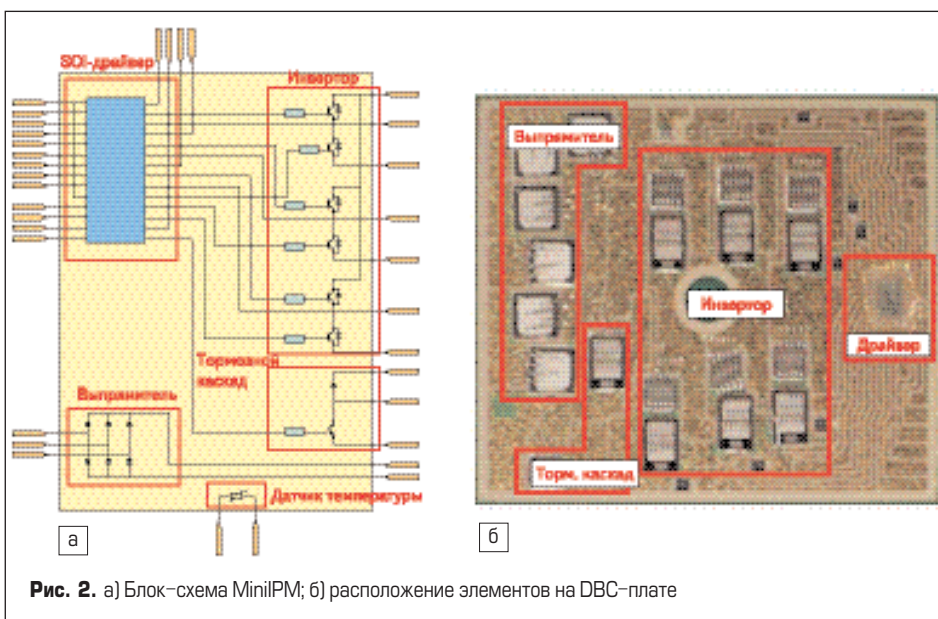


Рис. 2. а) Блок-схема MiniIPM; б) расположение элементов на DBC-плате

На рис. 1 показана конструкция модуля и внешний вид сборки MiniSKiP с платой управления на основе smd дискретных элементов, размещенных под прижимной крышкой. При-

жимной способ соединения обеспечивает равномерный отвод тепла, высокую стойкость к ударам и вибрациям. Преобразователи, созданные с применением модулей данного ти-

па, отличаются высокой плотностью мощности при очень низких массо-габаритных показателях.

MiniIPM — принципиальная схема и топология платы

Упрощенная принципиальная схема нового IPM и расположение элементов на изолирующей подложке показаны на рис. 2а и 2б. Модуль имеет стандартную приводную конфигурацию: входной диодный выпрямитель, 3-фазный IGBT-инвертор и тормозной чопер. 7-канальный HVIC-драйвер вырабатывает управляющие импульсы для транзисторов инвертора и чопера и осуществляет их защиту от токовой перегрузки. Кроме того, на плате расположен термодатчик (терморезистор с характеристикой NTC) для тепловой защиты модуля.

Установка чипов драйвера и резисторов затворов на керамическую подложку осуществляется с помощью теплопроводящего клея. Кристаллы IGBT и диодов имеют паяное соединение с DBC-платой, толщина которой составляет 0,38 мм без учета двухсторонней медной металлизации (+0,2 мм). На верхнем слое расположены токонесущие шины (шаг трассировки 0,8 мм), нижний слой выполняет функции экрана. Топология силовых цепей разработана с учетом обеспечения минимальной распределенной индуктивности для снижения уровня переходных перенапряжений.

Алюминиевые выводы силовых кристаллов соединяются с шинами посредством диффузионной сварки. Этот же метод применен для подключения контактных площадок HVIC, для чего используются тонкие проводники толщиной 25 мкм (рис. 3а). Выводы микросхемы вместе с проводниками защищаются от воздействия окружающей среды с помощью специального эпоксидного покрытия. Внутренний объем модуля заполнен эластичным силиконовым гелем, что обеспечивает герметичность конструкции и улучшает распределение тепла.

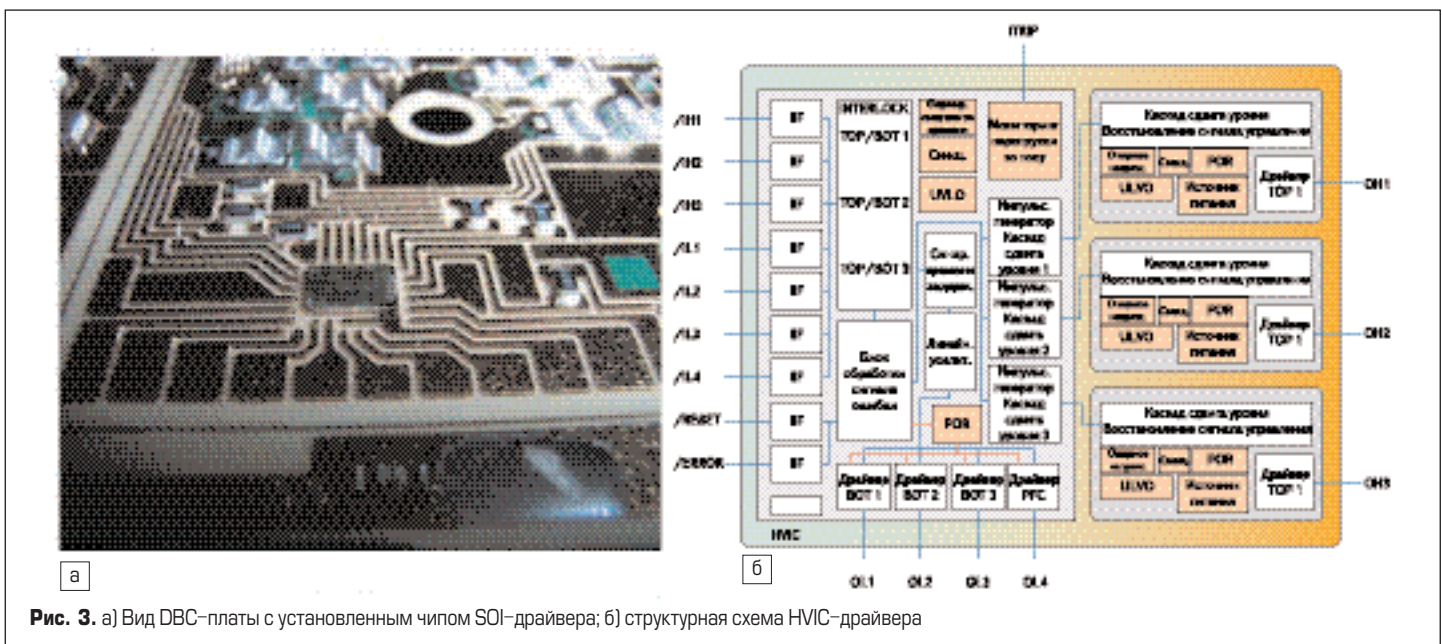


Рис. 3. а) Вид DBC-платы с установленным чипом SOI-драйвера; б) структурная схема HVIC-драйвера

7-канальный интегральный драйвер IGBT

На рис. 36 представлена блок-схема интегрального HVIC-драйвера, имеющего 7 каналов управления затвором, а структура чипа показана на рис. 4. Устройство содержит узлы, необходимые для работы 3-фазного инвертора привода. Четыре независимых канала нижнего уровня BOT способны выполнять функцию корректора коэффициента мощности (PFC) и тормозного каскада, все логические входы драйвера совместимы с TTL и 3,3-V CMOS-сигналами.

Схема содержит узел обработки сигнала неисправности, отключающий выходные транзисторы при падении напряжения питания драйвера (защита UVLO — Under Voltage LockOut), при возникновении перегрузки по току, определяемой по сигналу токового шунта на входе ITRIP (уровень срабатывания — 430 мВ), а также при подаче внешнего сигнала на вход /IN_ERR. Опорные напряжения для работы схемы мониторинга UVLO и схемы сброса интегрированы в выходные и выходные каскады каждого канала верхнего уровня (TOP).

Двухнаправленный вывод /RESET формирует статусный сигнал о готовности модуля к работе после включения питания и инициализации. Он же может быть использован контроллером для сброса и перезапуска HVIC-драйвера, входы управления которого совместимы с TTL и 3,3-V КМОП-логикой.

Выходы управления затворами обеспечивают ток включения/выключения 500/660 мА при напряжении 15 В, что достаточно для управления MOSFET/IGBT-транзисторами с током коллектора до нескольких десятков ампер. Драйвер может работать при напряжении питания в диапазоне 10–17 В, время задержки сигнала составляет около 300 нс.

Каждый из каналов TOP имеет отдельную схему сдвига потенциала и формирования «мертвого времени», а также узел UVLO для мониторинга рабочих напряжений верхнего плеча. Такая возможность особенно полезна в том случае, когда питание производится с помощью бутстрепных конденсаторов.



Рис. 4. Топология 7-канального драйвера

На рис. 4 представлена топология чипа 7-канального SOI-драйвера. Площадь кристалла составляет около 15 мм². На рисунке выделены высоковольтные элементы каскадов сдвига уровня каналов TOP (HV DMOS-транзисторы и HV-диоды) и выходные каскады схемы управления затворами.

Концепция усовершенствованного каскада сдвига уровня

В широко применяемых в настоящее время интегральных драйверах с напряжением 600 и 1200 В для разделения входных и выходных каскадов используются схемы сдвига уровня, построенные на базе высоковольтных *p-n*-структур. Необходимо отметить, что возможности сдвига потенциалов с помощью полупроводниковых переходов крайне ограничены. Отрицательные переходные перенапряжения, наводимые при коммутации токов в паразитных индуктивностях силовых цепей, приводят к защелкиванию паразитных триггерных структур, неизбежно присутствующих в выходных каскадах однокристалльных драйверов. Этот вопрос полностью не решен до сих пор, в первую очередь, из-за низкой устойчивости каскадов сдвига уровня.

Производители интегральных схем управления затворами MOSFET/IGBT пытаются частично решить проблему, используя так называемые структуры с подавлением не основных носителей, однако даже они не позволяют полностью исключить защелкивание, возможность которого сохраняется при высокой ско-

рости коммутации. Кроме того, диапазон рабочих температур HVIC-микросхем ограничен на уровне 150 °C из-за резкого возрастания токов утечки смещающих *p-n*-переходов при нагреве, в то время как современные силовые ключи способны работать при температурах до 175 °C и выше.

Высоковольтная базовая технология SOI-CMOS [6] обеспечивает абсолютное подавление эффекта защелкивания, поскольку все активные элементы структуры SOI имеют диэлектрическую изоляцию. CMOS-каскады нижнего и верхнего уровня, построенные на базе квазиомонолитных транзисторных ячеек, расположены на изолированных кремниевых «островках», разделенных зонами LOCOS (local oxidation of silicon) — защитными слоями оксида кремния. Еще одним важным достоинством SOI-структур являются крайне низкие токи утечки, в результате рабочая температура интегральных схем, построенных на основе такой топологии, может достигать 200 °C.

Схема сдвига канала BOT

Упрощенная принципиальная схема каскада сдвига уровня (канал управления транзистором нижнего плеча) показана на рис. 5а. Она состоит из двух независимых комплементарных цепей передачи сигнала, позволяющих осуществлять сдвиг в область положительных и отрицательных напряжений. В отличие от обычного статического CMOS-каскада, схема дополнена высоковольтными диодами в каждом из каналов. В понижающем/повышающем тракте используется две перекрестных параллельных ветви, способных работать в триггерном режиме.

Благодаря полной диэлектрической изоляции каждого компонента схемы эффект защелкивания в данном устройстве полностью исключен. Вследствие этого, а также за счет очень высокой степени защищенности затворных цепей от внешних влияний, присущей технологии SOI, каждый из узлов цепи может работать практически при любом потенциале. Максимально допустимое напряжение смещения в данном случае ограничено только напряжением пробоя MOSFET-транзисторов.

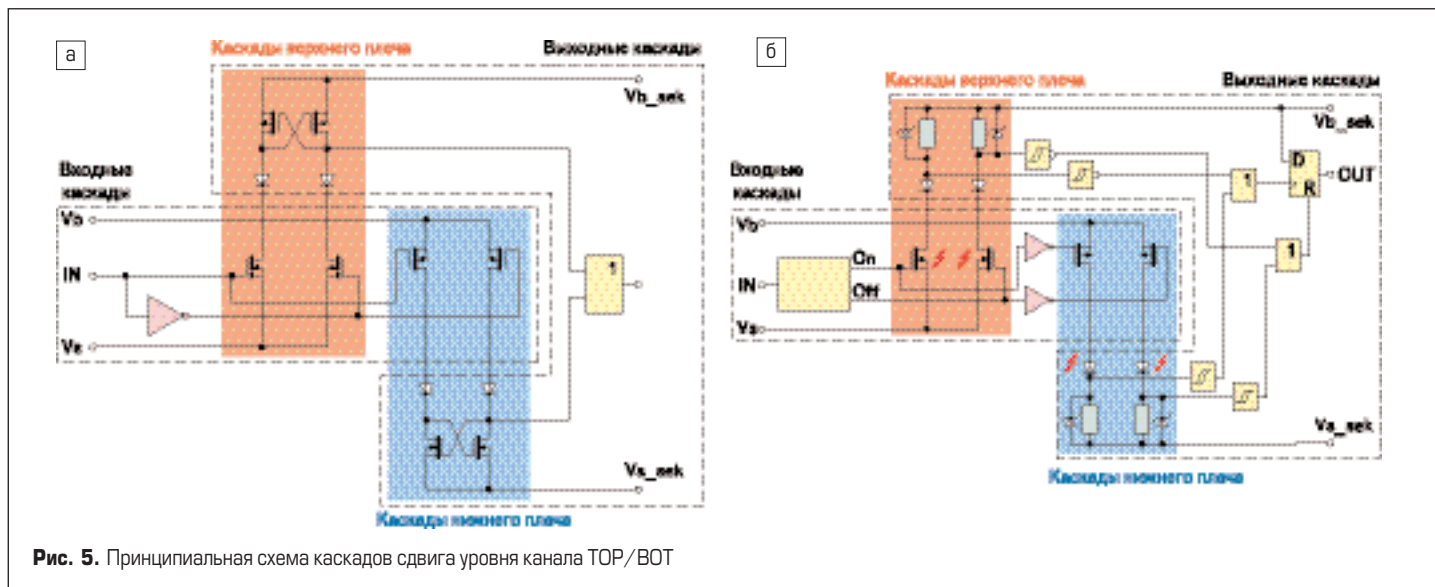


Рис. 5. Принципиальная схема каскадов сдвига уровня канала TOP/BOT

В зависимости от перепада напряжения между входными и выходными цепями драйвера ($V_{\text{offset}} = V_{\text{vs_sek}} - V_s$) схема сдвига верхнего ($V_{\text{offset}} \geq 0V$) или нижнего уровня ($V_{\text{offset}} \leq 0V$) передает входной сигнал на выходные каскады и далее на управляемые затворы. Неактивная цепь блокируется с помощью обратносмещенных диодов.

Схема сдвига канала TOP

Упрощенная принципиальная схема каскада сдвига уровня в тракте управления транзистором TOP показана на рис. 56. Как и в предыдущем случае, она состоит из двух комплементарных каналов верхнего и нижнего уровня. Проблема заключается в том, что не существует достаточно хороших p -MOS транзисторов с напряжением пробоя, превышающим 600 В. В приведенной схеме для передачи импульсного сигнала используется высоковольтный n -DMOS транзистор и два высоковольтных диода (HV diodes), блокирующих обратное напряжение в канале сдвига нижнего уровня. Передача сигнала осуществляется в импульсном режиме, что позволяет минимизировать уравнивающие токи и мощность рассеяния. Однако для практической реализации в этом случае требуются более сложные каскады формирования и восстановления сигнала, чем в канале BOT. Дифференциальная схема, содержащая две цепи в одном канале сдвига уровня, обеспечивает максимальную надежность трансформации и хорошее качество восстановления импульсов управления, а также высокий иммунитет к наводкам со стороны силовых цепей.

Моделирование тепловых режимов

Одним из наиболее интересных конструктивных решений, использованных в новых модулях серии MiniIPM, является прямое подключение чипа драйвера на керамическую подложку. Это позволяет обеспечить его эффективное охлаждение и повысить рабочую частоту устройства управления. Для анализа процесса отвода тепла, выделяемого чипом, была создана 3D-модель, включающая SOI-структуру, слой теплопроводящего клея, керамическую DBC-плату и радиатор.

На рис. 6 показано распределение тепла в эле NVIC-драйвера при мощности рассеяния 1 Вт. Как видно на рисунке, основные зоны

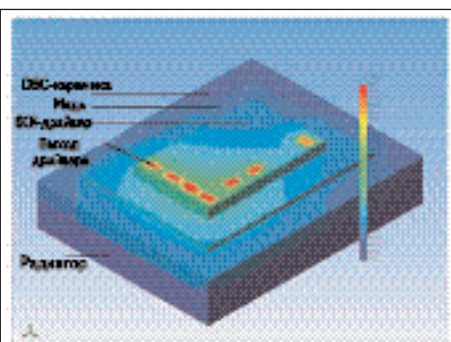


Рис. 6. Моделирование тепловых режимов 7-канального NVIC-драйвера

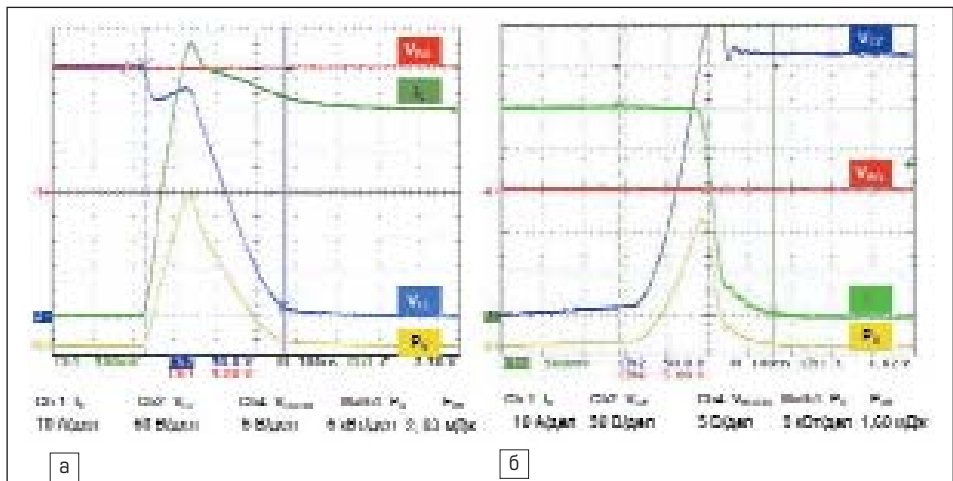


Рис. 7. Включение (а) и выключение (б) IGBT верхнего плеча, динамические потери при $I_c = 50 A$, $V_{DC} = 400 V$, $T_c = 27 ^\circ C$

нагрева создаются выходными каскадами драйвера. Граничное условие моделирования — это поддержание температуры радиатора на уровне $85 ^\circ C$. Анализ показал, что максимальная температура чипа (выход драйвера в нижнем правом углу) достигает значения $T_{jmax} = 89 ^\circ C$. Таким образом, тепловое сопротивление «кристалл – радиатор» для данной конструкции составляет $R_{th(j-s)} \approx 4 ^\circ C/W$. Столь низкое значение $R_{th(j-s)}$ достигнуто благодаря хорошей тепловой связи NVIC-кристалла и радиатора, которую обеспечивает керамическая подложка.

Результаты измерений

Для анализа динамических характеристик MiniIPM были проведены испытания модуля, содержащего кристаллы 3-го поколения IGBT Trench 3 (600 В/50 А) и диоды CAL 3. Эпюры режима переключения, полученные при напряжении питания $V_{DC} = 400 V$, представлены на рис. 7.

Суммарное значение коммутационных потерь $E_{tot} = E_{on} + E_{off} = 4,5$ мДж оказалось несколько выше справочного значения для базового модуля MiniSKiiP (3,2 мДж @ $150 ^\circ C$), которое было получено при использовании внешней дискретной схемы управления. При

чина этого — в меньшем выходном токе интегральной схемы NVIC (500 мА/650 мА для режима включения/выключения). Для снижения уровня потерь драйвер следующего поколения будет модифицирован для повышения выходного тока до 1 А, что может быть достигнуто без существенного увеличения размера чипа.

На рис. 8б приведены эпюры, полученные в ходе стандартного 2-импульсного теста, проведенного при двойном номинальном токе коллектора IGBT нижнего плеча. Подача двойного импульса регулируемой длительности на транзистор, нагруженный на цепь КЗ с нормированной индуктивностью L_{SC} , позволяет контролировать все основные динамические характеристики ключа и антипараллельного диода, включая устойчивость к электромагнитным помехам, поэтому данный вид испытаний используют практически все производители силовых модулей.

Испытания проводятся в такой последовательности: во время подачи первого отпирающего импульса энергия запасается в индуктивности L_{SC} . После запираания транзистора ток протекает через оппозитный диод, что приводит к появлению отрицательного переходного сигнала на выходе драйвера. Второй

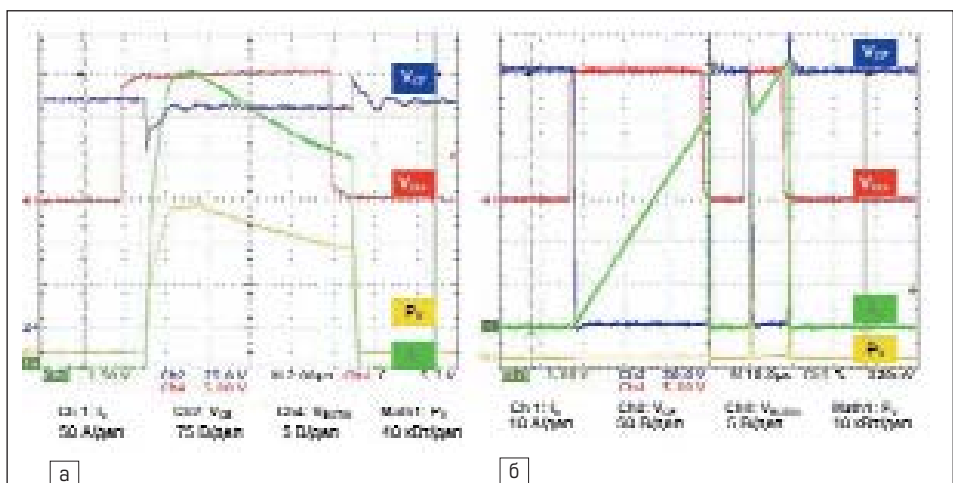


Рис. 8. а) Выключение IGBT нижнего плеча при коротком замыкании (КЗ тип 1, $V_{DC} = 400$); б) 2-импульсный тест IGBT нижнего плеча ($I_c = 100 A$, $V_{DC} = 300 V$, $T_c = 27 ^\circ C$)

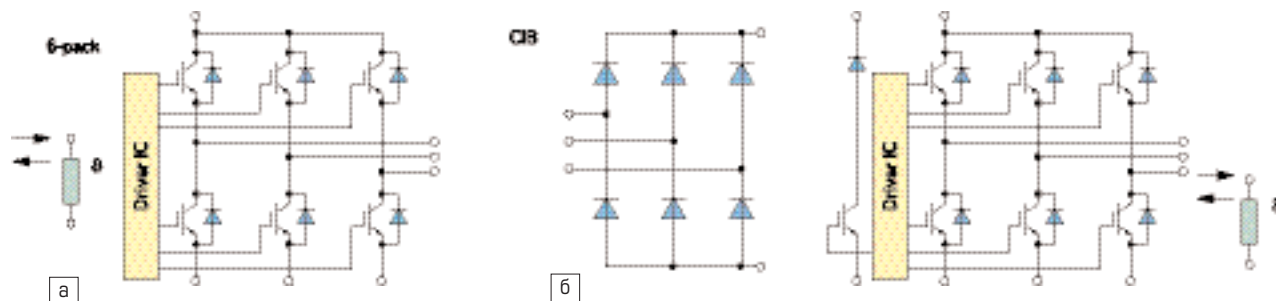


Рис. 9. Конфигурации MiniIPM — 3-фазный инвертор (6-pack) и CIB (Converter – Inverter – Brake)

импульс включения подается на вход драйвера сразу после первого, при этом опорное напряжение выходного каскада схемы управления имеет минимальное значение. Критерии надежности работы в этом случае — неискаженная передача сигнала включения затвора и отсутствие задержек.

Наиболее важным косвенным параметром, позволяющим определить стойкость к ЕМИ, является длительность фронта второго импульса, поскольку его положение соответствует максимальному уровню генерируемых шумов. Очень интересен вопрос о возможности сбоя в работе каскада сдвига нижнего уровня канала управления TOP при большом значении dV/dt . Проведенные испытания показывают стабильную работу схемы передачи сигнала при всех тестовых условиях эксплуатации: не было выявлено ложных срабатываний ни при возмущениях входного сигнала, вызываемых двойным импульсом, ни сбоев, обусловленных нестабильной работой каскадов сдвига уровня.

Результаты испытаний схемы в режиме КЗ типа 1 (включение на короткозамкнутую нагрузку нормированной индуктивности) представлены на рис. 8а. Как показывают графики, IGBT безопасно выключается с тока самоограничения 350 А, при этом уровень перенапряжения на коллекторе не превышает 50 В ($V_{CEmax} = 447$ В).

Таблица. Основные характеристики MiniIPM

Тип	Р, кВт	V_{CES} , В	Схема	IGBT				Выпрямитель
				I_C , А	I_{Cnom} , А	V_{CEsat} , В	$R_{th(j-c)}$, К/Вт	
SKiiP 25NAB1066V1	4	600	CIP	39	30	1,45	1,35	370
SKiiP 26NAB1066V1	5,5	600	CIP	59	50	1,45	0,95	370
SKiiP 37NAB1066V1	7,5	600	CIP	79	75	1,45	0,75	700
SKiiP 25AC112T4V1	15	1200	6-pack	72	50	1,85	0,65	-

Заключение

В предлагаемой статье представлены результаты разработки интеллектуального силового модуля с интегрированным драйвером затворов, проведенной компанией SEMIKRON. Новый IPM в конфигурациях 6-pack и CIB (рис. 9), рассчитанный на использование в приводах средней мощности, создан на базе одного из самых успешных продуктов SEMIKRON — миниатюрного модуля MiniSKiiP.

В интегральной схеме управления затворами, созданной на основе технологии SOI и новой концепции сдвига уровня, полностью исключена возможность защелкивания и существенно повышена стойкость к наведенным фронтам напряжения обеих полярностей. Эксперименты, проведенные с опытным 7-канальным 600-вольтным драйвером, показали, что он сохраняет полную работоспособность при смещении до –45 В в канале управления транзистором верхнего плеча и до –20 В в канале управления транзистором нижнего плеча.

Благодаря высокой стойкости к термоциклированию, хорошим тепловым и механическим характеристикам, а также простоте монтажа новый IPM является одним из самых надежных в своем классе компонентов,

пригодным для применения в самых тяжелых условиях эксплуатации.

В настоящее время к выпуску готовятся 4 типа модулей MiniIPM с рабочим напряжением 600 и 1200 В, основные параметры которых представлены в таблице. Инженерные образцы и технические характеристики новых компонентов должны быть доступны в IV квартале 2008 года.

Литература

1. Колпаков А. MiniSKiiP II — миниатюрные модули для привода // Электронные компоненты. 2004. № 7.
2. Колпаков А. MiniSKiiP II — миниатюрные модули для привода. Часть 2 // Силовая электроника. 2005. № 4.
3. Vogler B., Roßberg M., Herzer R., Reusser L., Wurm T. 600V Converter/Inverter/Brake (CIB) — Module with integrated SOI Gate Driver IC for Medium Power Applications. SEMIKRON Elektronik GmbH & Co KG Germany, TU Ilmenau Germany.
4. Колпаков А. Надежность пружинных контактов в условиях промышленных сред // Силовая электроника. 2006. № 4.
5. Herzer R., Popp R., Koenig B., Haepel K. MiniSKiiP II — Benchmark for 600V CIB modules. Proceedings ISPSD 2004, pp. 297–300.
6. Россберг М., Воглер Б., Херцер Р. Драйверы MOSFET/IGBT технологии SOI с усовершенствованными каскадами сдвига уровня // Компоненты и технологии. 2007. № 12.
7. Ruething H., Umbach F., Hellmund O., Kanschä P., Schmidt G. 600V-IGBT³: Trench Field Stop Technology in 70µm Ultra Thin Wafer Technology. ISPSD 2003 Proceedings, pp. 63–66.

Параметрический поиск предохранителей SIBA

На сайте www.west-l.ru начал работу механизм подбора и заказа предохранителей SIBA по параметрам, который позволит специалистам быстрее ориентироваться в многообразии предохранителей SIBA.

В производственной программе SIBA — обширная номенклатура предохранителей различных типонаминов всех национальных и международных стандартов, охватывающая диапазон токов от

32 мА до 2000 А и рабочих напряжений до 36 кВ; от SMD, низковольтных предохранителей до фарфоровых изделий в промышленном исполнении.

При пользовании программой поиска предохранителей SIBA на сайте можно задавать следующие параметры: тип/подгруппу, типоразмер, номинальное напряжение, рабочий ток и класс предохранителя. Найти программу параметрического поиска

очень просто, достаточно зайти в раздел «Интернет-магазин» или набрать в строке «Поиск по товарам» слово «SIBA».

Для тех, кто впервые обратил внимание на продукцию SIBA, предлагается «Краткое руководство по выбору предохранителей SIBA».

www.west-l.ru

Новые мощные диоды Шоттки с малым прямым падением напряжения

ON Semiconductor®

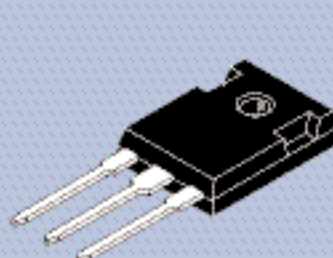


TO-247

TO-220AB

TO-220 FULLPAK™

PPAK (TO-262)



ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ:

Тип	Max прямой ток I_o , A	Max обратное напряжение V_{rrm} , V	Max падение напряжения при I_o , V	Max обратный ток при V_{rrm} , mA	Корпус
MBR10H100CTG	10	100	0,85	0,0035	TO-220AB
MBR20H100CTG	20	100	0,88	0,0045	TO-220AB
MBRF20H100CTG	20	100	0,88	0,0045	FULL PAK
MBR30H100CTG	30	100	0,93	0,0045	TO-220AB
MBR40H100WTG	40	100	0,9	0,01	TO-247
MBR41H100CTG	40	100	0,9	0,01	TO-220AB
MBR341H100CT-1G	40	100	0,9	0,01	PPAK
MBR60H100CTG	60	100	0,98	0,01	TO-220AB
MBR30H30CT-1G	30	30	0,55	0,8	PPAK
MBR3045ST	30	45	0,78	0,2	TO-220AB
MBRB3045CT-1G	30	45	0,78	0,2	PPAK
MBR30H60CT-1G	30	60	0,78	0,3	PPAK
MBRF30H60CTG	30	60	0,78	0,3	FULL PAK



техническая поддержка • сопровождение проектов

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ

198099, Россия, Санкт-Петербург,
ул. Калинина, д. 13 (м. Нарвская)
Тел.: +7 (812) 325-36-85
Факс: +7 (812) 786-85-79
E-mail: micro@mtgroup.ru

МОСКВА

Россия, Москва,
1-й Котляковский переулок, д.4
Тел./факс: +7 (495) 988-20-73
+7 (495) 988-20-74
E-mail: info@mosmtgroup.ru



MTsystem
www.mt-system.ru

Эволюция импульсных источников вторичного электропитания:

от прошлого к будущему. Часть 1

В данной статье в кратком изложении дается история развития импульсных источников вторичного электропитания (ИВЭ). Анализируются особенности построения импульсных ИВЭ по мере их развития: структуры блоков питания, схемотехнические решения, компонентная электронная база, конструктивно-технологические решения. Обращается внимание на общие закономерности и подводятся итоги развития импульсных ИВЭ начиная с 1950 года. Подчеркивается, что постоянное улучшение параметров блоков питания в части массо-габаритных показателей, экономичности и надежности есть результат их исторического развития. Это стало возможно, в основном, благодаря применению в ИВЭ более совершенных изделий электронной техники. Прежде всего, это относится к новым типам полупроводниковых и магнитных ключевых приборов, а также к усовершенствованию ферромагнитных материалов, применяемых в средствах электропитания. Сформулированы выводы о тенденциях развития импульсных ИВЭ.

Саркис Эраносян, к. т. н.

sergera840@mail.ru

Владимир Ланцов

vvlantsov@list.ru

В настоящее время импульсные источники вторичного электропитания (ИВЭ) получили широкое распространение. Они занимают практически 90% мирового рынка всех изготавливаемых ИВЭ. Преобладающее влияние в этом направлении оказали и продолжают оказывать потребности бурно развивающихся отраслей: телекоммуникаций, компьютерной техники и компьютерных технологий, силовой электроники, автоматизированных систем управления технологическими процессами (АСУ ТП), разного промышленного оборудования и аппаратуры военного назначения. Постоянно улучшаются различные показатели назначения импульсных ИВЭ: растут выходная мощность, коэффициент полезного действия (КПД), надежность, улучшаются и массо-габаритные показатели, электромагнитная совместимость. В частности, в настоящее время диапазон выходных мощностей современных импульсных ИВЭ с сетевым входом (сокращенно AC/DC) составляет от 5–10 Вт до 5–10 кВт и более. Величина КПД реально достигает 70–90% в зависимости от структуры (однотактные AC/DC или двухтактные AC/DC) и типа первичного питания (однофазная или трехфазная сеть переменного тока). Максимальные значения удельной мощности («энергетической плотности») p_v по объему у AC/DC-преобразователей составляют $p_v \geq 250\text{--}500$ Вт/дм³, а по массе — $p_m = 200\text{--}400$ Вт/кг.

Для анализа состояния импульсных ИВЭ и прогноза на будущее целесообразно предварительно кратко ознакомиться с историей их развития.

Основные этапы развития импульсных источников питания

Рассмотрим вкратце эволюцию импульсных ИВЭ с момента их зарождения. При описании основных этапов развития импульсных источников основное внимание будет уделено эволюции отечественных ИВЭ, свидетелями и участниками которой были и авторы настоящей статьи. Кроме того, при изложении материала более подробно будут рассмотрены основные этапы развития AC/DC-преобразователей. Это связано с тем, что преобразователи постоянного напряжения в постоянное (DC/DC) — это составная часть AC/DC, а последние, в свою очередь, являются составной частью более сложных систем и источников электропитания, например источников гарантированного или бесперебойного питания. Для общности изложения оценку и приводимые примеры будем в большей степени соотносить с основной массой серийно выпускаемых (не заказных) AC/DC-преобразователей коммерческого и/или промышленного назначения с питанием от сети переменного тока напряжением ~220/230 В частоты 50/60 Гц. Сделав такое краткое введение, переходим к изло-

жению основных этапов эволюции импульсных ИВЭ.

По информации авторов, упоминания о некоторых видах импульсных ИВЭ (переключаемых источниках питания, или Switch Mode Power Supplies — SMPS), относятся к 1940-м годам [1]. В то время, в частности, в маломощных источниках с электропитанием от гальванических батарей и аккумуляторов в качестве ключей использовался электромагнитный прерыватель-вибратор. На его основе создавались вибрационные преобразователи (ВБ) [2]. ВБ работали от аккумуляторов (напряжением до 24 В на мощность до 250 Вт) и от сети переменного тока (на мощность до 750 Вт). Чаще всего вибраторы изготавливались на частоту 100 Гц, но иногда и на повышенную частоту (200–400 Гц). По своей структуре ВБ представляли собой ключевые преобразователи или инверторы, предназначенные для получения более высокого напряжения постоянного или переменного тока. Естественно, их массо-габаритные показатели и надежность были низкие. В то время радиоэлектронная аппаратура (РЭА), включая электронно-вычислительные машины (ЭВМ), была выполнена на электронных лампах. Аппаратура на лампах требовала для своего электропитания источники с напряжением в сотни вольт, но при сравнительно небольших токах (десятки миллиампер, иногда единицы ампер). В 1950-х годах в источниках питания повышенной и большой мощности с успехом использовались регуляторы и преобразователи на тиратронах, которые работали уже на повышенной частоте: сотни герц — единицы килогерц. Тиратрон — трехэлектродный управляемый ионный прибор дугового разряда с положительной пусковой характеристикой. В качестве диодов использовались селеновые и электровакуумные (кенотроны) выпрямители. В этом случае КПД, массо-габаритные показатели и надежность также не были высокими.

После разработанного американским физиком Шокли [3] в 1953 году биполярного плоскостного транзистора и раскрытия «тайн» *p-n*-перехода полупроводникового прибора началась эпоха их массового применения. Благодаря этому в РЭА вместо электронных ламп стали все более широко использоваться полупроводниковые транзисторы и диоды: вначале германиевые, а затем кремниевые. Применение полупроводниковых приборов потребовало изменения номенклатуры источников питания, которые обеспечивали бы на выходе низкие напряжения (до 60 В), но на большие токи (единицы — десятки ампер).

Развитие импульсных источников питания в 1950–1960 гг.

Наиболее распространенные в этот период мощные германиевые PNP-транзисторы по технологии изготовления были сплавными. По параметрам они были низковольтными (максимальное постоянное напряжение коллектор — эмиттер $U_{CE0} = -45 \dots -60$ В) и низкочастотными (граничная частота в схеме с общей базой, ОБ, — не более 100–150 кГц). Вели-

чина максимального коллекторного тока I_C составляла 5–15 А. Поэтому, кроме линейных стабилизаторов, они в основном использовались в понижающих импульсных (ключевых) стабилизаторах напряжения (КСН) и в преобразователях от сети 12–27 В. Из отечественных транзисторов того времени укажем германиевые низкочастотные PNP-транзисторы типа П210, П216, П217, а также кремниевые транзисторы типа П302–П304 на напряжение 40–80 В и ток до 0,4 А [4]. Хотя эти транзисторы были универсальными, предназначенными в том числе и для использования в переключающих устройствах, тем не менее, в справочных данных не приводились значения параметров их быстродействия. Поэтому разработчику приходилось самому экспериментально определять параметры быстродействия этих транзисторов.

Развязка от сетевого переменного напряжения ~ 115 В / ~ 220 (230) В частоты 50 (60, 400, 1000) Гц производилась с помощью низкочастотного сетевого трансформатора с последующим низковольтным выпрямителем (выпрямителями). Частота коммутации силового транзистора в первоначально составляла 3–5 кГц. Импульсные стабилизаторы выполнялись как релейного типа, так и по схеме с ШИМ или частотным управлением. В схемах управления использовались маломощные дискретные транзисторы и диоды, а также импульсные трансформаторы. На подвижных объектах специального назначения (например, в авиации и на флоте) для первичного электропитания применялось также сетевое напряжение ~ 115 В / ~ 220 (230) В повышенной частоты (400, 500, 1000 Гц), что позволяло значительно улучшить удельные массо-габаритные показатели источников питания.

Для случая блоков питания большой мощности в регулируемых выпрямителях и инверторах в качестве силовых ключей ранее использовался тиратрон [5]. Потом стали применять вначале магнитные усилители, а затем тиристоры, которые могли коммутировать напряжения в сотни вольт и токи в единицы — десятки ампер и более. Это, конечно, было шагом вперед и позволяло создавать импульсные блоки питания с современной структурой: сетевой выпрямитель — инвертор — низковольтный выпрямитель. Основные недостатки преобразователей на тиристорах — это низкая частота переключения (не более единиц килогерц), сложная схема управления, из-за проблем с запирающим при работе в звене постоянного тока, а также влияние (возрастание) электромагнитных помех (ЭМП) на устойчивость работы всего комплекса РЭА.

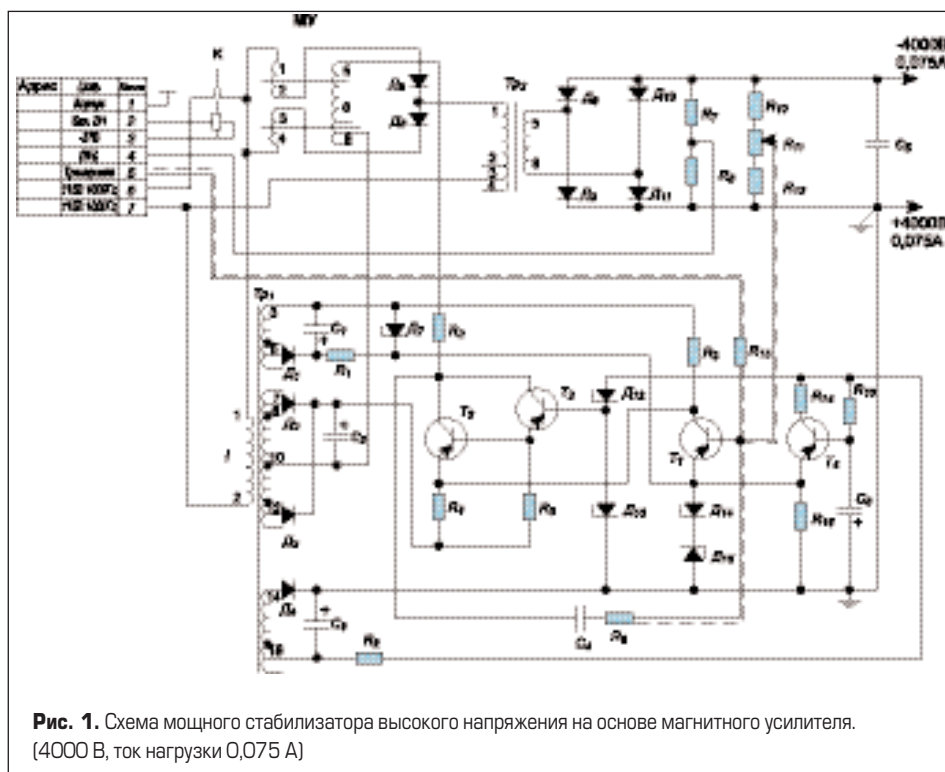
На ускоренное развитие магнитных усилителей (МУ) в 1950–1960 гг. повлияло, по крайней мере, два обстоятельства: первое — это появление оригинальных ферросплавов для получения новых ферромагнитных свойств магнитопроводов, например, для снижения потерь в трансформаторах и дросселях, второе — стремление разработчиков повысить частоту преобразования от 100 Гц в электромагнитных прерывателях ВБ до устройств с частотами преобразования 400–2000 Гц, ра-

ботающих на тиратронах. Например, в регуляторах и стабилизаторах напряжения большой мощности в качестве силовых ключей широко использовались магнитные ключи, выполненные на ленточных сердечниках. Эти сердечники формировались из тонколистовых сплавов железо-никель-кобальт (пермаллой) с толщиной ленты 0,01–0,1 мм. При этом коэффициент прямоугольности ($K_{пн}$) материала сердечника был не менее 0,85–0,92 для «прямоугольной» петли гистерезиса и $K_{пн} = 0,65–0,75$ — для «наклонной» петли. Такие сердечники имели индукцию насыщения от 0,75 до 1,5 Тл в зависимости от марки сплава и степени прямоугольности. На частотах работы от 5,0 до 50 кГц в ряде случаев сердечники из этих материалов имели хорошие значения удельных потерь — P_v Вт/кг. Например, потери в сердечнике 79НМ с толщиной ленты 0,05 мм нормировались на уровне 13,0 Вт/кг на частоте 10 кГц при индукции 0,5 Тл, а для материала 34НМКП (лента 0,02 мм) потери нормировались на уровне 65,0 Вт/кг на частоте 50 кГц при индукции 0,5 Тл. Именно на этих магнитопроводах работали различные ключевые устройства, например, магнитные усилители, достаточно распространенные в то время, в том числе для мощных систем автоматического управления.

Стабилизатор на магнитных силовых ключах по своей структуре практически аналогичен импульсному стабилизатору напряжения: силовой ключ (ключи), замыкающий диод, LC-фильтр. Отличие в том, что стабилизатор на МУ питается от переменного напряжения, а ключ работает на этой же частоте. В связи с этим выигрыш в массо-габаритных показателях очевиден при использовании повышенной частоты питающего напряжения (400, 500, 1000 Гц), что было характерно для систем электропитания передвижных объектов.

В те годы в ЦНИИ «Электроприбор» одним из авторов статьи был разработан блок питания с выходной мощностью 450 Вт. В этом блоке, предназначенном для вычислительного комплекса на транзисторных токовых переключателях (прообраз будущей эмиттерно-связанной логики — ЭСЛ), были использованы такие магнитные компоненты. Питание блока производилось от напряжения ~ 220 В, 500 Гц, применяемого для электропитания корабельной аппаратуры. При этом наиболее мощные выходные стабилизированные каналы (+6 В/30 А, –6 В/20 А) были выполнены с использованием магнитных ключей на ленточных пермалловых сердечниках. Надо отметить, что такие стабилизаторы были на порядок надежнее полупроводниковых стабилизаторов того времени. Кроме того, они не «боятся» ионизирующих излучений (радиации).

Другим важным преимуществом магнитного усилителя является гальваническая развязка цепи управления, усилителя обратной связи, от силового, сетевого ключа, так как обмотка (обмотки) управления полностью автономны. В то же время управляющие обмотки одновременно магнитно связаны с двумя сердечниками, на которых намотаны силовые обмотки, работающие каждая в своем полупериоде сети (например, в двухтактном МУ).



В качестве примера можно привести высоковольтный бортовой стабилизатор напряжения мощностью 300 Вт, разработанный в ЦНИИ «Гранит» под руководством известного специалиста по блокам питания к. т. н. А. И. Гинзбурга в 1965 году. Этот блок питался от сети 115 В, 1000 Гц. Схема высоковольтного стабилизатора представлена на рис. 1

Силовая часть состоит из регулирующего органа МУ, собранного по схеме дросселя с самонасыщением и выходом на переменном токе через диоды Д5, Д6, к которым подключен силовой высоковольтный трансформатор Тр₂. Его вторичная обмотка соединена с высоковольтным (-4000 В, 0,075 А) выпрямителем на диодах Д8–Д11 с емкостным фильтром С5. Обратная связь подается с делителя напряжения R10–R12, относительно заземленного вывода (+4000 В), на усилительный каскад на транзисторе Т1, который обеспечивает через усилители мощности Т2, Т3 изменение тока в обмотке управления МУ. Схема формирует плавный подъем выходного напряжения в течение 5 с от нуля до номинального напряжения. Этот подъем задается работой транзистора Т4, потенциал базы которого определяется зарядом конденсатора С6. В схеме также предусмотрена возможность изменять выходное напряжение блока в пределах 1,5–4 кВ при подаче внешнего регулируемого напряжения (-20 В, клемма разъема 5). Последний режим предназначен для «тренировки» высокочастотного блока передатчика. Сердечник МУ выполнен на кольце ОЛ 40/64-16, материал — сталь 50НП, лента 0,05 мм. Напряжение под нагрузкой в первичной обмотке Тр₂ — 70 В, а на вторичной — до 4000 В. Данный бортовой блок питания имел удельную массо-габаритную характеристику p_v порядка 37 Вт/дм³.

Удивительно, насколько быстро распространялись новые научные и инженерные идеи! Причем очередность всегда была следующая: вначале в институтах и на заводах военно-про-

мышленного комплекса (ВПК), а затем в институтах и на заводах «открытых» отраслей экономики СССР. Действительно, если обратиться к хронологии, то можно увидеть следующее: 1954–1955 гг. — Hebert F. Storm выпускает фундаментальный труд по теории магнитных усилителей [6]; с 1956 по 1967 г. происходит активное внедрение и серийное производство блоков питания в системе ВПК. С 1958 по 1968 г. магнитные усилители уже применяются во многих отраслях силовой электротехники и машиностроения [7]. В частности, в системах электропривода магнитные усилители успешно заменяют электромашинные усилители, на основе серийно выпускаемых унифицированных приборов [8] (ТУМ, УМП и др.). Следует подчеркнуть, что до сих пор можно найти приборы и блоки на основе МУ, выпускаемые по заказу или серийно, которые содержат современную элементную базу. В этих оригинальных блоках МУ работает на частотах 20–100 кГц.

В статье [9] крупного специалиста по системам и блокам электропитания д. т. н. Ж. А. Мкртчяна описаны одноканальные блоки питания для сверхмощного компьютера. Они имеют следующие параметры: выходное напряжение/ток нагрузки — 5 В/800 А, 2 В/800 А, КПД — 82% и 60% соответственно, входное напряжение 380/220 В (+10%, -15%), 45–65 Гц, удельная объемная мощность $p_v = 470$ Вт/дм³ и 188 Вт/дм³ соответственно. Основная особенность этих блоков заключается в том, что последовательно с мощным силовым транзисторным ключом, работающим на частоте 25 кГц, был включен магнитный усилитель. Это позволило вначале осуществлять «бестоковое» включение силового транзистора, а потом коммутировать силовой ток с помощью МУ. Выключение силового транзистора также «бестоковое», таким образом, в транзисторах практически отсутствуют динамические потери.

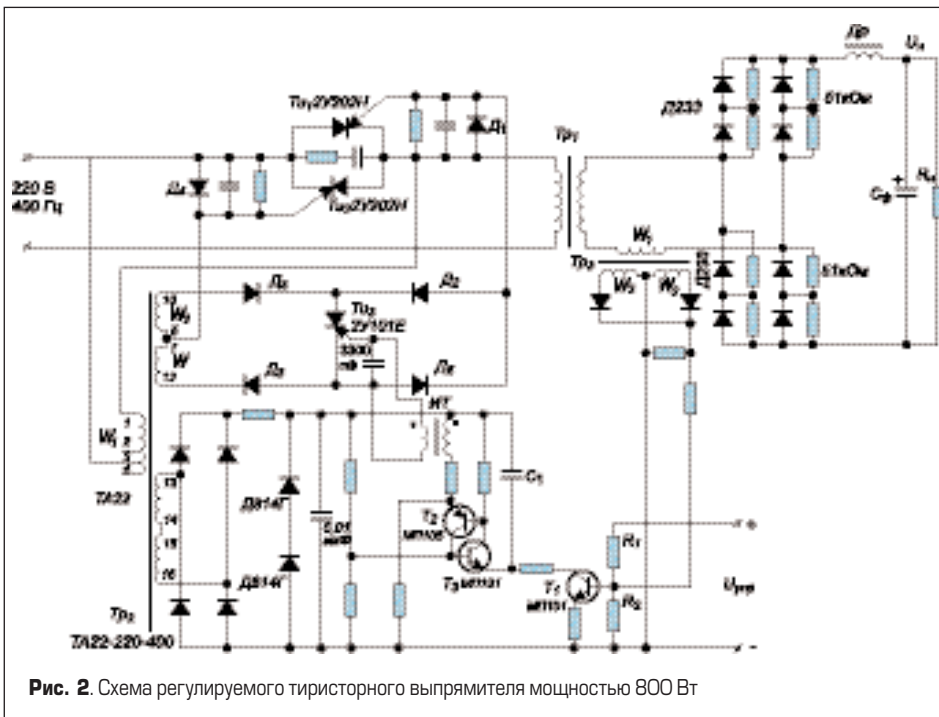
Большой вклад в создание импульсных ИВЭ на основе магнитных усилителей, а также систем электропривода внесли известные отечественные специалисты по средствам электропитания: А. И. Гинзбург, М. А. Розенблат, В. И. Лапинов-Скобло, Р. Х. Бальян, Б. Н. Иванчук, Л. А. Краус, Ж. А. Мкртчян, К. Б. Мазель, Н. П. Васильева, Т. Х. Стефанович и др.

Как уже было отмечено, «господство» магнитных усилителей в системах и блоках электропитания в основном утвердилось к 1960 году. Практически в то же время, с 1956 года [10], бурно развивалось новое направление, основанное на четырехслойных полупроводниковых ключевых приборах — тиристорах. Завершением теоретических публикаций за рубежом было издание фундаментальной работы [11]. В СССР первые подробные публикации по теории и практике применения тиристорных инверторов и регулируемых выпрямителей для блоков питания начали появляться с 1962 года [12, 13].

Отметим еще раз определенную закономерность в хронологии освоения в оборонной и общепромышленной аппаратуре новых достижений за рубежом и в нашей стране. Для магнитных усилителей на Западе их широкое внедрение происходило в 1958–1960 гг., а в СССР — в 1961–1965 гг., причем надо признать, что отечественные магнитные материалы для МУ практически не уступали по характеристикам зарубежным, а в некоторых случаях были и лучше. Это подтверждается сравнением зарубежных бортовых стабилизаторов для передающих радиоприборов с нашими приборами аналогичного назначения, которые серийно выпускались в 1962–1965 гг.

Что касается внедрения тиристорных устройств в РЭА ВПК и в приборы общепромышленного силового электротехнического оборудования, то можно увидеть, что на Западе тиристоры применялись очень широко уже в 1959–1962 гг. [14]. В СССР это направление техники нашло широкое распространение в 1966–1970 гг. Как видно, запаздывание в применении тиристорных устройств по сравнению с освоением МУ, получается значительно больше — примерно на 3–4 года. В принципе отставание было как по времени начала эксплуатации блоков на тиристорах, так и в широте номенклатуры, а главное — в параметрах и в качестве тиристорных. Прежде всего, у отечественных тиристорных средней мощности был значительно больший (в 3–5 раз) ток управления, большее падение напряжения на открытом тиристоре и более низкое быстродействие. Некоторым утешением для нас служит относительно ранние разработки мощных тиристорных на токи 50–200 А для электротехнической промышленности с 1965 года, которые разрабатывались и производились в ВЭИ им. Ленина, в МНИЭИ, на заводах в Саранске, Таллине и др. Причем в 1971 году мощные высокочастотные тиристоры типа ТЧ на токи 50–150 А со временем обратного восстановления ≈ 25 мкс успешно конкурировали с зарубежными тиристорами и поставлялись на экспорт.

Как уже указывали авторы в статье [15], отставание в элементной базе иногда оказы-



валось полезным. Речь идет о «закрытии» тупикового направления в тиристорной технологии, в части разработки запираемых тириستоров на токи до 20 А, поскольку это направление оказалось бесперспективным ввиду быстрого развития транзисторов с аналогичными параметрами по напряжению и току (в США остановились в этом направлении на запираемом тиристоре с током 7 А). Ниша запираемых тиристоров за рубежом и в нашей стране осталась только в диапазоне сверхмощных токов сотни – тысячи ампер, на напряжения до нескольких киловольт.

Для иллюстрации приведем пример типовых применений тириستоров. В 1969 году одним из авторов вместе с А. И. Гинзбургом был разработан регулируемый тиристорный выпрямитель, входящий в систему стабилизации тока импульсного генератора СВЧ [16]. Схема регулируемого тиристорного выпрямителя представлена на рис. 2.

Этот блок питания обеспечивал выходную мощность 800 Вт при $U_n = 200 \text{ В} / 4 \text{ А}$. Его силовая часть построена следующим образом. Входное питающее напряжение 220 В, 400 Гц поступает через два силовых тиристора T_{i1} , T_{i2} , включенные встречно-параллельно, на обмотку силового трансформатора Tr_1 . Напряжение от его вторичной обмотки в виде фрагментов синусоиды после угла регулирования (момент времени включения тиристоров) поступает на мостовой выпрямитель на диодах типа Д233, нагруженный на сглаживающий фильтр (Др–Сф). Основная обратная связь, задающая уровень стабилизируемого напряжения U_n (пределы изменения от 7 до 280 В) и обозначенная как $U_{упр}$, представляет собой постоянное напряжение, пропорциональное импульсному току СВЧ-генератора, которое поступает от внешнего блока (модулятора передатчика). Напряжение $U_{упр}$ через омический делитель R_1 , R_2 поступает на базу транзистора T_1 , включенного по схеме с глубокой отрицательной обратной связью по току эмиттера, благодаря чему конденсатор C_1 заряжается током практически

прямоугольной формы. При этом достигается лучшая линейность характеристики управления выпрямителя. Фазосдвигающее устройство (ФСУ) питается от выпрямленного напряжения трапециевидальной формы, которое формируется от вторичных обмоток маломощного вспомогательного трансформатора Tr_2 типа ТА22, первичная обмотка w_1 которого подключена к анод-катодным выводам силовых тиристоров. Тиристорные ключи управляются по схеме оптимального управления, причем импульс, поступающий на управляющий переход силового тиристора, коммутируется маломощным тиристором T_{i3} типа 2У101Е, включенным в диагональ мостового диодного ключа переменного тока. В свою очередь, импульс для отпирания маломощного тиристора поступает с вторичной обмотки импульсного трансформатора ИТ. Его первичная обмотка подключена к выходу ФСУ, которое выполнено на транзисторном аналоге однопереходного транзистора, так называемой $p-n-p-n$ -структуре. Схема ФСУ построена на транзисторах T_1 – T_3 . В рассматриваемом регулируемом выпрямителе имеется специальная схема, содержащая трансформатор тока Tr_3 , выполняющая очень важную функцию. Поясним назначение этого узла, предназначенного для устранения опасного подмагничивания сердечника силового трансформатора, подробнее.

Впервые вариант устранения несимметричного режима перемагничивания в трансформаторе, который подключен к сети через ключевые полупроводниковые приборы, был описан в патенте США «Использование симметричных устройств в силовых цепях переменного тока с регулируемой фазой», его автор — Н. F. Storm [17]. Однако возникновение несимметричного режима работы силового трансформатора в патенте объяснялось несимметричным характером нагрузки ключевого регулятора, но это частный случай таких режимов, которые могут приводить к насыщению сердечника. Одному из авторов вместе с А. И. Гинзбургом удалось подробно описать режим подмагничивания

в сердечнике трансформатора в схеме тиристорного регулятора, когда вторичная обмотка силового трансформатора нагружена на выпрямитель с индуктивной реакцией фильтра [18]. В этой статье было показано, что из-за процесса «накопления» возникает приращение индукции в сердечнике, которое неминуемо приводит к насыщению сердечника трансформатора, а следовательно, к сверхтокам через первичную обмотку, то есть к аварийному режиму через силовые ключи. Удержание «намагниченности» происходит благодаря контуру тока подмагничивания, который обеспечивается индуктивностью рассеяния трансформатора L_s и активным сопротивлением вторичной обмотки трансформатора R_{w2} . Этот ток протекает от вторичной обмотки через замкнутые диоды выпрямительного моста. В рассматриваемой схеме регулируемого выпрямителя формирование угла отпирания тиристоров происходит путем модулирования переднего фронта импульса. После запираания тиристора, то есть при изменении знака сетевого напряжения, энергия магнитного потока намагничивания превращается в импульс тока во вторичной цепи трансформатора в начале следующего полупериода сети. Этот процесс «удерживания» на петле перемагничивания сердечника намагниченного состояния происходит с помощью тока, протекающего по контуру: вторичная обмотка трансформатора – открытые («нулевые») диоды выпрямителя. Таким образом, критерий необратимого нарастания подмагничивания определяется временем спада тока во вторичной обмотке трансформатора в интервале запертого состояния тиристоров. Исходя из эквивалентной схемы этого контура время спада тока до нуля определяется постоянной времени $\tau_{cn} = L_s / R_{w2}$. Можно утверждать, что процесс опасного намагничивания в трансформаторах, работающих в схемах регулируемых выпрямителей с ключами на стороне сети при частотах 50, 60 Гц, практически исключен, во всяком случае, для мощностей этих устройств 200–400 Вт. Действительно, при угле отпирания, минимальное значение которого обычно равно 15 эл. град., время закрытого состояния тиристоров равно $t_{мин} \approx 0,83 \text{ мс}$ при частоте 50 Гц. Поэтому при постоянной времени τ_{cn} , которая, как правило, равна для регуляторов подобной мощности 0,1–0,5 мс, ток подмагничивания успеет снизиться до нуля. Однако совсем другая ситуация складывается при работе тиристорного регулятора на частоте сети 400–1000 Гц, где $t_{мин} \approx (104,0–42,0) \text{ мкс}$. При таких значениях времени закрытого состояния тиристоров практически неизбежно насыщение сердечника трансформатора в процессе работы тиристорного регулятора.

Наконец, можно описать работу схемы устранения подмагничивания трансформатора в рассматриваемом тиристорном регуляторе. Для выявления сигнала о несимметричном перемагничивании сердечника силового трансформатора в цепи его вторичной обмотки установлен трансформатор тока Tr_3 , который повторяет форму тока, протекающего в контуре между обмоткой W_2 трансформатора Tr_1 и выходным силовым выпрямителем. Вторичные обмотки трансформатора Tr_3 через вы-

прямитель нагружены на резистор, напряжение с которого через развязывающий резистор подается на вход делителя напряжения на резисторах R_1, R_2 , подключенного к сигналу обратной связи $U_{упр}$. Как показано на схеме, этот корректирующий сигнал суммируется с током от сигнала $U_{упр}$ на резисторе R_1 таким образом, чтобы устранив несимметричный режим перемагничивания трансформатора Tr_1 . Следует подчеркнуть, что коррекция угла (α) отпираания тиристоров происходит только в интервале времени, когда тиристоры выключены. Это объясняется тем, что питание узла оптимального управления тиристоров и схемы ФСУ появляется только на этапе формирования угла регулирования α . Так как, когда тиристоры открыты, первичная обмотка трансформатора питания схемы управления Tr_2 закорочена напряжением насыщения анод-катод силовых тиристоров.

Отметим еще одну особенность рассмотренной схемы. В цепи формирования импульса управления тиристорами включен малоомощный тиристор Ti_3 , который рассчитан на допустимое напряжение 150 В. В связи с этим последовательно с напряжением анод-катод тиристоров, которое по форме повторяет сетевое питающее напряжение, встречно включены обмотки (W_2, W_3) трансформатора Tr_2 . Таким образом, обеспечивается приемлемый уровень рабочего напряжения тиристора 2Y101E.

Упомянутое обстоятельство еще раз подтверждает определенный «голод» отечественных разработчиков в части номенклатуры полупроводниковых компонентов. Надо признать, что американские ученые и специалисты при разработке большого количества четырехслойных полупроводниковых приборов различного назначения одновременно создавали специальные компоненты для облегчения управления мощными тиристорами и симисторами, иногда называемыми триаками. Например, в рассмотренной схеме можно было использовать вместо тиристора 2У101Е специально разработанный для ВМФ США тиристор C5D (2N2329) на 400 В, 1,6 А для работы на частотах от 50 до 400 Гц. При этом его корпус ТО-5 практически не отличается от корпуса нашего маломощного тиристора 2У101. Другой прибор, который был также одновременно разработан с силовыми тиристорами, — это двухбазовый диод [11], потом переименованный в однопереходный транзистор [19]. Например, однопереходный транзистор типа 2N2647, который выпускался в США, мы вынуждены были заменять его двухтранзисторным аналогом. В схеме ФСУ эта структура образована транзисторами Т2, Т3. Читатель может сам определить, насколько упростилась бы схема управления, если в СССР были аналогичные приборы. Самое печальное, что отечественный однопереходный транзистор с приемкой заказчика появился у нас только в 1979–1981 гг., когда уже широко применялись транзисторные преобразователи и инверторы. Транзисторные регулируемые преобразователи, работающие на частотах 20–100 кГц, питались непосредственно от сетевых нерегулируемых выпрямителей. Эти устройства в диапазоне мощностей до 2 кВт

полностью вытеснили тиристорные регуляторы даже в сетях переменного тока 400–1000 Гц.

В качестве примера использования мощных тиристоров приведем схему силового инвертора с выходной мощностью 4000 Вт, который питался от бортовой сети напряжением 27 В. Речь идет о специальном блоке, который был разработан одним из авторов совместно с группой специалистов, руководимой А. И. Гинзбургом [20]. В этой статье рассматривается один из вариантов системы для заряда емкостного накопителя с регулируемым уровнем энергии, питающейся от аккумуляторной батареи (АБ). В качестве преобразующего устройства в нем использован широтно-регулируемый тиристорный инвертор с трансформаторным выходом, так как выходное напряжение много выше первичного напряжения АБ. Применение регулируемого инвертора объяснялось тремя причинами:

- возможностью изменения величины энергии в накопительном конденсаторе;
- возможностью внешнего задания частоты разряда накопленной энергии в пределах от 20 до 100 Гц;
- осуществлением оптимального закона зарядки накопительного конденсатора по критерию — минимум массы и максимум КПД всего устройства в целом (включая и АБ).

Упрощенная схема тиристорного инвертора приведена на рис. 3.

Так как нас интересует именно опыт применения мощных тиристоров, то в данной статье будем рассматривать построение силовой части

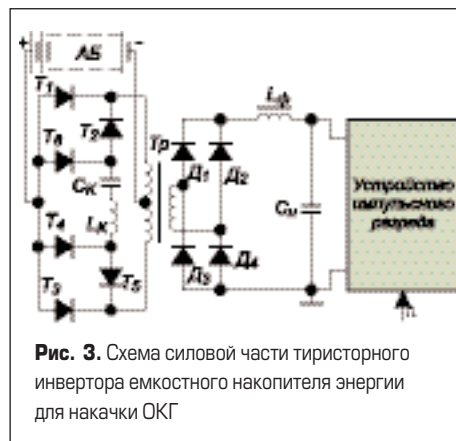


Рис. 3. Схема силовой части тиристорного инвертора емкостного накопителя энергии для накачки ОКГ

устройства для накопления энергии. Отметим при этом, что после завершения зарядки конденсатора он разряжался на специальную кварцевую лампу, световая энергия которой передавалась для «накачки» оптического квантового генератора (ОКГ). Силовая часть построена на основе известной схемы регулируемого инвертора [21] с импульсной коммутацией силовых тиристоров, но только в данной схеме отсутствуют обратные вентили. Схема инвертора построена следующим образом. Входное напряжение от отрицательного полюса АБ поступает на среднюю точку первичной обмотки силового трансформатора Тр, а положительный полюс АБ через поочередно открывающиеся силовые основные тиристоры Т1, Т3 подключается к крайним выводам обмотки Тр. Для выключения тиристоров Т1, Т3, после окончания заданной длительности импульса, изменяющегося по закону ШИМ, служит индуктивно-емкост-

ной коммутирующий контур Ск–Лк, обеспечивающий мощный запирающий импульс. Этот контур подключает обратное напряжение к тиристорам Т1, Т3 через дополнительные тиристоры Т2, Т4 (или Т5, Т6) соответственно. Широтно-модулированные импульсы высокого напряжения вторичной обмотки Тр через выпрямительный мост (Д1–Д4) поступают на фильтр Лф–Сн. Накопление энергии, то есть постепенный заряд конденсатора Сн, происходит в течение определенного числа периодов частоты работы инвертора (1000 Гц). Общее время цикла заряда определяется частотой разряда на осветительную лампу, например, при максимальной частоте разряда 100 Гц количество полупериодов (1000 Гц) будет 20. Оптимальный закон изменения длительности импульсов, формируемых силовыми тиристорами, задается специальным устройством (задатчиком), который запускается в момент нового цикла зарядки накопительного конденсатора Сн.

Приведем некоторые технические характеристики этого инвертора. При частоте разряда C_n , равной 100 Гц, при максимальном напряжении 900 В средняя мощность за цикл зарядки ≈ 4500 Вт. В этой мощности учтены средневзвешенный КПД, равный 0,72, а также начальное (остаточное) напряжение на конденсаторе ≈ 100 В. Энергия накопления равна 40 Дж, емкость конденсатора C_n — 100 мкФ. Средний ток потребления от АБ — около 200 А. В инверторе использованы тиристоры типа ТЧ-150 на 200 В. Параметры запирающего коммутающего контура: $L_k = 2$ мГн, $C_k = 40,0$ мкФ — набор из конденсаторов типа МБГЧ на 250 В. Дроссель фильтра $L_f = 8$ мГн.

Заключение

1. При зарождении импульсных ИВЭ в 1940–1950 гг. сложно было даже представить, что через 40–50 лет импульсные ИВЭ будут так широко распространены и будут обладать очень высокими характеристиками, близкими к предельно возможным. В этой связи интересно рассмотреть хронологию их развития:

– **Середина 1950-х гг.** Это время характерно заменой в РЭА электронных ламп на полупроводниковые транзисторы и диоды, что повлекло за собой качественное изменение номенклатуры источников питания. В частности, потребовалась разработка источников питания с низким выходным напряжением (до 12–60 В), но на большие токи (единицы – десятки ампер). Эта задача решалась при использовании трансформаторных источников питания, во вторичных цепях которых использовались импульсные стабилизаторы напряжения (КСН). В них в качестве силовых ключей применялись в основном мощные германиевые сплавные PNP-транзисторы, которые по параметрам были низкочастотными и низковольтными ($U_{CE0} = -45 \dots -60$ В). В связи с этим частота коммутации силового транзистора составляла 3–5 кГц.

- В период 1959-1965 гг. в мощных (150–400 Вт и более) ИВЭ стали широко использовать-

ся КСН и регуляторы в сетях переменного тока, выполненные на магнитных ключевых элементах, которые могли коммутировать напряжения в десятки – сотни вольт и токи в единицы – десятки ампер. Эти блоки питания бортового применения имели удельные массо-габаритные характеристики P_v порядка 25–40 Вт/дм³.

- **Начиная с 1956 года** энергично развивалось новое направление в силовой электронике, основанное на использовании четырехслойных полупроводниковых ключевых приборов различного назначения. На Западе тиристоры широко применялись уже в 1959–1962 гг. В СССР первые публикации появились в 1962 году, но только в 1966–1970 гг. это направление техники нашло широкое применение. Именно с этого времени развитие в Советском Союзе полупроводниковой техники и электроники начинает заметно отставать (на 4–5 лет и более).
- 2. Основные тенденции развития импульсных источников питания с момента их зарождения и до 1970-х гг.:
 - повышение экономичности (повышение КПД);
 - улучшение массо-габаритных показателей (повышение удельной мощности);
 - повышение надежности работы.
- 3. **Важно отметить**, что развитие импульсных ИВЭ и средств вторичного электропитания в целом определялось, во-первых, развитием и совершенствованием электронных компонентов и магнитных материалов. Во-вторых, оно было связано с совершенствованием силовых структур стабилизаторов и преобразователей (инверторов) напряжения.

Литература

1. Линенберг Г. Г. Вибропреобразователи. М.-Л.: 1955.
2. Вибропреобразователь / Энциклопедия современной техники. Под ред. А. И. Берга и В. А. Трапезникова. М.: Госиздат «Советская энциклопедия: энциклопедии, словари, справочники», 1963.
3. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М.: Энергия, 1973.
4. Справочник по полупроводниковым диодам и транзисторам / Под ред. М. Горюнова. М.-Л.: Энергия, 1964.
5. Шилинг В. Схемы выпрямителей, инверторов и преобразователей частоты / Пер. с нем. М.-Л.: 1950.
6. Сторм Г. Ф. Магнитные усилители. М.: Изд. иностранной литературы, 1956.
7. Стефанович Т. Х. Расчет магнитных усилителей и магнитных реле при помощи универсальной характеристики // ВЭП. 1956. № 6.
8. Магнитные усилители серии ТУМ (50 Гц). Тороидальные магнитные усилители серии ТУМ-АК (400 Гц). Калинин: Дом научно-технической информации и пропаганды, 1963.
9. Mkrtchian J. A., Reznikov L. N., Mkrtchian A. J. The water-cooled heavy-current power supply units. INTELEC'95, 1995 (Труды конференции 1995 IEEE, Гаага, Нидерланды. 1995).
10. Молл, Таненбаум, Голдей, Голоньяк Н. Полупроводниковые переключающие приборы типа (p-n-p-n), Proc. IRE, vol. 44, Sept. 1956 / Рус. пер. в сб. «Полупроводниковые управляемые вентили» / Под ред. Комара В. Г., Лабунцова В. А. М.: Госэнергоиздат, 1962.
11. Джентри Ф., Гутцвиллер Ф., Голоньяк Н., фон Застров Э. Управляемые полупроводниковые вентили / Пер. с англ. / Под ред. Тучкевича В. М. М.: Мир, 1967.
12. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением / Сб. переводных статей. / Под ред. Горяинова А. М.-Л.: 1962.
13. Полупроводниковые управляемые вентили — тиристоры / Сб. ст. под ред. М. Г. Чиликина. М.-Л.: 1964.
14. Тиристоры / Технический справочник. Пер. с англ. / Под ред. Лабунцова В. А., Обухова С. Г., Свиридова А. Ф. М.: Энергия, 1971.
15. Эраносян С. А., Ланцов В. В. Интеллектуальные силовые модули для источников электропитания — один из путей возрождения отечественной микроэлектроники XXI века // Электрическое питание. 2005. № 1.
16. Гинзбург А. И., Эраносян С. А. Опыт разработки системы стабилизации тока импульсного генератора СВЧ / Сб. «Вопросы специальной радиоэлектроники». Серия общетехническая XII. 1970. № 21.
17. Patent USA № 3348128. Oct. 17, 1964. Cl 323-4.
18. Гинзбург А. И., Эраносян С. А. Подмагничивание трансформатора в тиристорном выпрямителе с индуктивным фильтром // Морское приборостроение. Серия VII Общетехническая, вып. 9. 1971.
19. Marston R. M. 20 Unijunction Transistor Applications // Radio – Electronics, № T-6, № T-7. 1968.
20. Гинзбург А. И., Егоров В. А., Журавлев Б. Н., Эраносян С. А. Анализ процессов в емкостном накопителе с широтно-регулируемым инвертором / Сб. «Полупроводниковые приборы в технике электросвязи». Вып. 12. М.: Связь, 1973.
21. Бедфорд Б., Хофт Р. Теория автономных инверторов / Пер. с англ. / Под ред. Антика И. В. М.: Энергия, 1969.

Продолжение следует

WEST-ЭЛ
www.effa.spb.ru
www.west-l.ru

■ Санкт-Петербург,
тел./ф +7 812 325-13-85
факс +7 812 325-40-82
(многоканальный)
Info@west-l.ru

■ Москва,
тел.: +7 495 781-35-79
Факс: +7 495 781-39-58
Info.moscow@west-l.ru

ПРЕДОХРАНИТЕЛИ

последний рубеж защиты

*когда автоматы разрушаются,
контакты сгорают,
предохранители работают!*







Некоторые методы уменьшения габаритов

и повышения эффективности источников питания AC/DC

В статье представлены некоторые принципы конструирования современных источников питания AC/DC, применение которых приводит к получению высоких параметров источников питания и улучшению их потребительских качеств. Приведены рекомендации по проектированию, проверенные при разработке источников питания специалистами компании XP Power (Великобритания).

Виктор Жданкин

victor@prosoft.ru

В настоящее время усовершенствования в конструкции преобразователей переменного напряжения в постоянное (AC/DC) являются скорее эволюционными, чем революционными. Удобно довольствоваться испытанными подходами, потому что ни один из новых методов проектирования, насколько можно ожидать, не обеспечивает больших преимуществ.

При разработке источника питания ставится цель: определить те небольшие усовершенствования, которые должны быть сделаны в различных частях конструкции устройства для улучшения значений удельной мощности, эффективности и показателей электромагнитной совместимости.

Развивается тенденция к снижению габаритов источников питания, что позволяет предоставить больше места в системе для дополнительных функциональных возможностей и вычислительных мощностей. При этом источники питания должны соответствовать стандартным форматам, чтобы разработчики могли избежать затрат на переработку конструкции системы.

Для источников питания AC/DC не существует существенных технологических достижений, ведущих к уменьшению размеров устройств, поэтому оптимально сочетание изобретательности и тщательного конструирования. В статье рассматриваются принципы проектирования, которые можно комплексно использовать для минимизации габаритов и стоимости источников питания и, в то же время, для увеличения эффективности и гибкости их применений.

Перечислим типичные цели при проектировании источника питания.

Источник питания должен быть как можно меньше для экономии пространства и предоставления места для дополнительных системных функций. Он должен вносить минимальный вклад в рассеиваемую в системе тепловую мощность. Важно, чтобы источники питания имели высокую эффективность, тогда для экономии объема возможно применение внешних теплоотводов (радиаторов) с меньшими размерами. Для источников питания с выходными мощностями от 100 до 200 Вт достижение значения КПД 90% вполне реально. Улучшение значения КПД

на 1% означает уменьшение на 10% тепловой мощности на верхней границе диапазона, а это может обеспечить существенное различие в необходимой для источника питания степени охлаждения. Конечно, стоимость включает в себя расходы на материалы и на изготовление технологически сложного изделия, поэтому важным фактором является простота конструкции источника питания. Наконец, следует учесть важность таких функций, как осуществление внешнего управления и сигнализация о неисправностях, равномерное распределение тока нагрузки между модулями при параллельном включении, способность сохранять рабочие характеристики в широком диапазоне входных напряжений сети переменного напряжения.

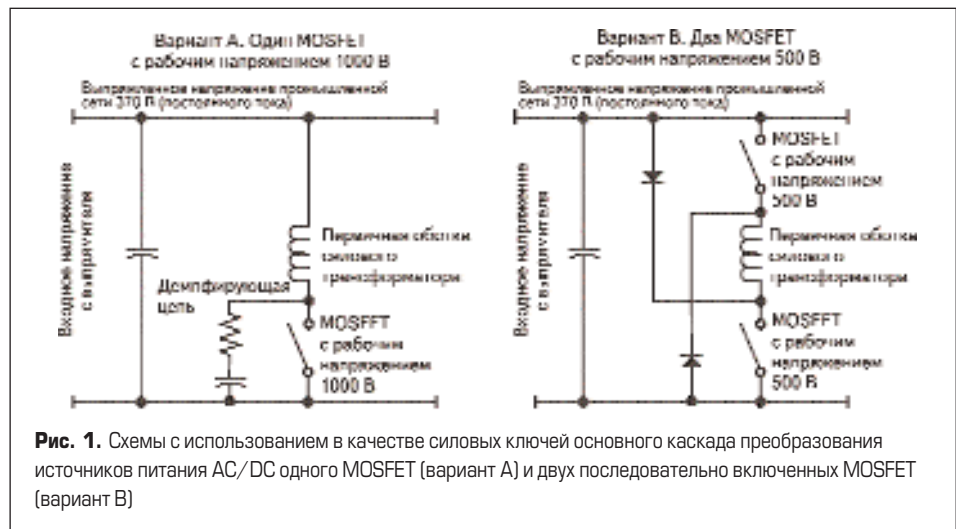
Рассмотрим основные каскады источника питания AC/DC и проанализируем некоторые хорошо проверенные методы уменьшения габаритных размеров и стоимости без ущерба для параметров и функциональных возможностей.

1. **Входной фильтр.** Двухзвенная конструкция фильтра на основе сердечников с высоким значением магнитной проницаемости минимизирует размеры и обеспечивает подавление синфазных и дифференциальных составляющих помех. Установка некоторых компонентов вертикально может сэкономить площадь печатной платы и улучшить условия для охлаждения.
2. **Каскад коррекции коэффициента мощности (ККМ).** Применение карбид-кремниевых (SiC) диодов стало экономически оправданным за последние три года, так как снизились цены на эти компоненты. Низкое значение обратного тока восстановления позволяет не применять демпфирующую цепь, что приводит к экономии 5 или 6 компонентов. К тому же применение SiC-диодов [1] способствует увеличению КПД на 1%. Использование дросселя с дискретными зазорами, распределенными вдоль обмотки, обеспечивает высокую индуктивность при большом значении входного напряжения и сохраняет максимальную плотность магнитного потока при пониженном напряжении в сети. Применение корректора КМ, работающего в режиме непрерывного тока дросселя, исключает

возможность резкого изменения тока и, соответственно, уменьшает содержание высших гармоник во входном токе и снижает требования к входному фильтру.

3. **Основной преобразователь.** Применение резонансной топологии преобразователя может практически исключить коммутационные потери. При этом не только улучшается эффективность источника питания, но и становится возможным использование радиаторов с меньшими размерами. На практике, применение в некоторых случаях компактных керамических теплопроводов для силовых транзисторов предпочтительней металлических [2]. Преимущества керамических радиаторов — это снижение помех и, как следствие, упрощение фильтрации, так как радиаторы не имеют паразитной емкостной связи с MOSFET-ключом. К тому же, используются меньшие зазоры и расстояния утечек по сравнению с металлическими радиаторами. Это дает дополнительную экономию площади.

Во многих конструкциях на коммутирующий ключ конвертора поступает напряжение около 370 В. В случае использования в качестве коммутирующего ключа одного MOSFET, противо-ЭДС, наводимая за счет накопленной магнитной энергии в первичной обмотке трансформатора, при открытом ключе вынуждает использовать MOSFET-ключ с предельным рабочим напряжением 1000 В (объясняется это и тем, что при скоростях изменения напряжений и токов, которые обеспечивают MOSFET, выбросы напряжения за счет паразитных индуктивностей подводящих проводов и выводов конденсаторов могут привести к отказу элемента). В настоящее время MOSFET с такими рабочими напряжениями доступны, но они относительно дороги и характеризуются большим сопротивлением открытого канала $R_{DC(on)}$ — примерно 40 мОм, что значительно снижает эффективность. Необходимо также применять демпфирующую цепь для ограничения импульсов напряжения, воздействующих на входной конденсатор, добавляя размагничивающую обмотку на силовой трансформаторе для передачи энергии обратного такта в первичный источник или нагрузку и другие компоненты, поэтому количество компонентов, стоимость и площадь печатной платы возрастают. Более разумным решением является применение двух транзисторов MOSFET, установленных так, как это показано на рис. 1. Транзисторы работают совместно на любой из сторон вторичной обмотки трансформатора, и к диодам в прямом направлении прикладывается напряжение примерно на 1 В больше входного напряжения, они ограничивают максимальное обратное напряжение, создаваемое магнитной энергией, накопленной в обмотке трансформатора, защищают накопительный конденсатор и устраняют необходимость в демпфирующей цепи. Стоимость MOSFET с рабочим напряжением 500 В составляет около 1/6 стоимости MOSFET с рабочим напряжением 1000 В, и это компоненты с сопротивлением открытого канала $R_{DC(on)}$ не выше 5 мОм, их поставляет ряд компаний. Несмо-



тря на минимальное количество компонентов, вариант А (применение в качестве коммутирующего ключа одного MOSFET с рабочим напряжением 1000 В) является более дорогостоящим и менее эффективным по сравнению с вариантом В (использование двух MOSFET с небольшим значением сопротивления открытого канала).

4. **Выходной выпрямитель.** Здесь выбор за синхронным выпрямлением: использование MOSFET предпочтительней, чем выходных выпрямительных диодов [3], [4]. Например, ток 20 А, протекающий через диод, и падение напряжения на диоде 0,5 В дают рассеивание мощности 10 Вт. Применяемый в качестве синхронного ключа MOSFET с сопротивлением канала в открытом состоянии 14 мОм при температуре +100 °С рассеивает только 5,6 Вт, а это **уменьшение** рассеиваемой мощности на 44%. И здесь керамические основания могут заменить традиционные металлические радиаторы.

5. **Схема управления.** В последнее время производители полупроводниковых изделий разрабатывают все больше интегральных схем управления для источников питания. Это ведет к экономии, как количества компонентов, так и площади печатной платы, даже в тех случаях, когда стоимость интегральных микросхем выше, чем использование для схем управления аналоговых (операционные усилители, компараторы, таймеры), логических микросхем и дискретных компонентов. В качестве примера можно привести микросхему типа IR1150 — это интегральная микросхема контроллера корректора коэффициента мощности однофазного типа (one-cycle control), которая позволяет значительно сократить число компонентов без снижения характеристик источника питания. Подобные специализированные микросхемы могут обеспечить управление основным преобразователем напряжения и защиту от перегрузки, перенапряжения и перегрева. Они также могут управлять коммутацией выходного выпрямителя. Другие желаемые варианты управления для повышенной гибкости применений — это распределение мощности с синхронным монотонным запуском [5], схема выключения источника посредством логи-

ческого управления, сигнал статуса источника питания (Power Good) и управление функциональными возможностями, необходимыми для конвертора дежурного режима (standby) [6]. Преобразователь дежурного режима обеспечивает независимый выходной канал напряжения 5 В при наличии переменного напряжения. На рис. 2 представлен источник питания AC/DC EMA212 — типичное современное устройство, созданное с применением новейших методов проектирования.

Применение некоторых из описанных методов позволило обеспечить выходную мощность 212,5 Вт источника питания EMA212 компании XP Power. Этот ИП имеет габаритные размеры 76,2×127×31 мм. Высокое значение удельной мощности обеспечивается на площади, принятой в промышленности в качестве стандартной, и при этом источник питания может быть установлен в конструктив высотой 1U. Устройство обеспечивает 12, 24 или 48 В по основному каналу (выходная мощность более 200 Вт), 12 В/1 А для обеспечения питанием вентилятора и 5 В для дежурного питания. Для охлаждения необходимо применение



Рис. 2. Внешний вид конструкции компактного источника питания AC/DC EMA212 с максимальной мощностью 212 Вт

воздушного потока небольшой интенсивности, который может быть обеспечен стандартными вентиляторами с площадью 40×40 мм. Принудительное охлаждение воздушным потоком в настоящее время является стандартным во многих коммуникационных системах, и поток 12 фут³/мин создается без применения сложных конструктивных средств. Необходимо отметить, что при полной нагрузке источник питания ЕМА212 обеспечивает КПД 91%.

Возможности для улучшения конструкции источников питания AC/DC есть и будут, и они в значительной степени определяются оптимизацией технических параметров и функциональных возможностей полупроводниковых устройств. Магнитные и пассивные компоненты с усовершенствованными параметрами также играют свою роль. Наилучшие источники питания разрабатываются на основе испытанных прогрессивных компонентных технологий.

При проектировании источников питания необходимо обратить внимание на соблюдение следующих рекомендаций.

1. Сильные полупроводниковые компоненты следует припаивать непосредственно к печатной плате, а затем соединять с шасси связующим веществом, что предпочтительней, чем их изолирование и крепление к шасси традиционным способом — гайками и болтами. Хорошие термические соединительные материалы относительно дороги, но эта технология позволяет сократить затраты на сборку, уменьшить габариты и снизить температуру переходов на 10 °C. Кроме того, тепловые характеристики становятся более предсказуемыми и постоянными. С понижением рассеиваемой тепловой мощности устройства у разработчика появляется возможность выбора: извлечь пользу из увеличения значения MTBF (время между отказами), так как снижение температуры на каждые 10 °C вдвое увеличивает значение времени наработки до отказа, или увеличить выходную мощность источника питания без уменьшения первоначально рассчитанного значения MTBF.

2. Замена в конструкции повышающего конвертера выпрямительных диодов карбид-кремниевыми (SiC) диодами. Основным недостатком обычных диодов являются импульсы обратного тока. Большие обратные токи вызывают потери мощности в диоде и коммутационном транзисторе, которая должна рассеиваться с помощью использования демфирующих (снабберных) цепей, как показано на рис. 3. Для рассеивания мощности, генерируемой нежелательным обратным током диода, применяя шесть дополнительных компонентов. Полученная площадь печатной платы с соответствующими компонентами, выделенная синими точками, показана на рис. 4.

Карбид-кремниевые диоды характеризуются очень низким значением обратного тока восстановления диода, поэтому их можно применять без дополнительных компонентов, в результате экономится площадь печатной платы, как это показано на рис. 5, уменьшаются затраты на монтаж и увеличивается время между отказами (MTBF).

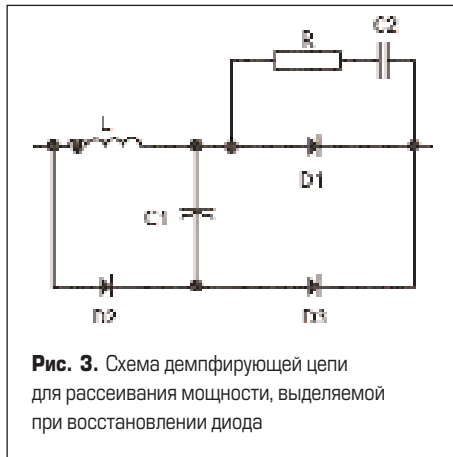


Рис. 3. Схема демфирующей цепи для рассеивания мощности, выделяемой при восстановлении диода



Рис. 4. Внешний вид конструкции модуля источника питания с демфирующей цепью



Рис. 5. Внешний вид каскада повышающего преобразователя источника питания с применением карбид-кремниевых диодов с барьером Шоттки

Кроме того, благодаря отсутствию потерь мощности из-за обратного тока восстановления диода значение КПД повышается на 1%, что можно расценить как значительное улучшение. Что касается стоимости, решение на основе SiC-диодов в настоящее время сопоставимо с применением обычного диода и демфирующей цепи. Приблизительные расчеты текущих цен компонентов на основе затрат для источника питания с выходной мощностью 1000 Вт представлены в таблице 1.

Более низкая стоимость компонентов традиционного решения компенсируется более низкой стоимостью сборки источника питания при использовании SiC-диода. К тому же стоимость карбид-кремниевых диодов

Таблица 1. Расчет стоимости компонентов при использовании в схеме повышающего преобразователя 1000-ваттного источника питания AC/DC обычного диода и SiC-диода

Обычные диоды и демфирующая цепь		Карбид-кремниевый диод	
Компонент	Стоимость, \$	Компонент	Стоимость, \$
Диод D1 20A/60 V	1,75	SiC диод D1	4,80
Диод D2	0,70		
Диод D3	0,70		
Дроссель L	0,17		
Резистор R	0,03		
Конденсатор C1	0,09		
Конденсатор C2	0,06		
Итого	3,50	Итого:	4,80

от основных производителей Infineon и Cree продолжает снижаться, так как технология становится все более совершенной, поэтому применение SiC-диодов вскоре станет наиболее экономичным решением.

3. Не рекомендуется подключать радиаторы мощных полупроводниковых компонентов к шасси — лучше оставлять их «плавающими» с электрической точки зрения. Это обеспечивает их основные преимущества: во-первых, уменьшаются электромагнитные помехи, потому что помехи не распространяются через шасси; во-вторых, отпадает необходимость в применении варисторов MOV (Metal Oxide Varistor), которые обычно необходимы для подавления импульсов напряжения, применение изолированных радиаторов полностью исключает передачу импульсов напряжения от источника питания; в конечном счете, это уменьшает ток утечки, что чрезвычайно важно для медицинских применений.

4. Надо избегать стандартных подходов при разработке механической конструкции. Далее приводятся несколько примеров, когда творческое мышление принесло преимущества.

А. Дроссели, выполненные на тороидальных сердечниках, могут быть установлены на фильтрующих конденсаторах, что предпочтительней размещения их рядом на печатной плате, как показано на рис. 6. Это не только экономит площадь печатной платы, но и сокращает монтажные соединения между компонентами фильтра и улучшает его эффективность.

Б. Защита охлаждающих вентиляторов, установленная вплотную к шасси, может создать значительную воздушную турбулентность и шум. Защита вентилятора, показанная на рис. 7, выштампована из металлического листа и приподнята на 4 мм для создания соответствующего зазора между вентилятором и защитой вентилятора. Это обеспечивает уменьшение шума вентилятора на 4 дБ, что весьма существенно для многих приложений.

В. Применение сменных вентиляторов имеет два положительных момента. Вентиляторы — потенциально наиболее ненадежные части любого источника питания, поэтому обеспечение возможности их замены при эксплуатации сокращает затраты на обслуживание и содействует реализации программ запланированного ТО.



Рис. 6. Установка дросселей на корпусах фильтрующих конденсаторов — разумное конструкторское решение

К тому же, если источник питания предназначен для продажи, нет необходимости учитывать показатели надежности вентилятора при расчете значения времени между отказами, потому что вентилятор не рассматривается в качестве составной части источника питания. Это повышает вычисленное значение MTBF источника питания.

Г. Уменьшение количества печатных плат в конструкции. В конструкции многих источников питания применяются отдельные печатные платы для основной части источника питания, фильтрующих цепей, интерфейсных и управляющих схем. При тщательной проработке конструкции все это может быть размещено на одной плате, что значительно увеличивает надежность благодаря минимизации монтажных соединений и сокращению общего размера источника питания.

Ни один из указанных методов сам по себе не является уникальным, но они были применены комплексно при конструировании кон-



Рис. 7. Правильно установленная защитная крышка вентилятора уменьшает шум вентилятора

фигурируемых источников питания серии **flexPower** компании XP Power, внешний вид которых приведен на рис. 8. В результате работы по проектированию габариты источника питания были уменьшены еще на 10%, значение КПД увеличено на 1%, улучшены показатели электромагнитной совместимости и ток утечки на «землю», сокращено количество компонентов, снижены производственные затраты, упрощено обслуживание и снижены акустические шумы по сравнению с предшествующими моделями. Возможно, ничего революционного, но, тем не менее, полученные источники питания серии **flexPower** значительно лучше своих предшественников.

Литература

1. Полищук А. Применение карбид-кремниевых диодов Шоттки в IGBT-инверторах с жестким переключением // Силовая электроника. 2006. № 1.
2. Исламгазина Л. Применение различных материалов, обеспечивающих оптимальные тепловые режимы силовых полупроводниковых приборов, в том числе модулей твер-



Рис. 8. Внешний вид конструкции источников питания серии **flexPower** с выходными мощностями от 400 до 2400 Вт

дотельных реле // Силовая электроника. 2005. № 3.

3. Бокор Г. Закономерные тенденции синхронного выпрямления // Современная электроника. 2005. № 2.
4. Жикленков Д. В., Исаков М. С., Карзон Б. Н. Синхронное выпрямление в прямоходовой схеме преобразователя напряжения // Практическая силовая электроника. 2002. № 8.
5. Патока М. Основы объединения систем электропитания // Электронные компоненты. 2007. № 8.
6. Зимник М., Голубев И. Новый ШИМ-контроллер помогает повысить КПД и уменьшить стоимость блока питания // Электронные компоненты. 2006. № 12.

TDK-Lambda ПРОГРАММИРУЕМЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ —

МОЩЬ И ИНТЕЛЛЕКТ



Серия ZUP (Zero-Up)

- Выходная мощность 200/400/800 Вт
- Встроенный интерфейс RS-232/485 (GPIO по заказу)
- Универсальный вход 85-265 В переменного тока
- Выходные напряжения до 120 В, ток нагрузки до 132 А
- Программная калибровка



Серия Genesys™

- Выходная мощность 750/1500/2400/3300/5 000/10 000/15 000 Вт
- Встроенный интерфейс RS-232/485 (GPIO IEEE488/488.2 SCPI LAN по заказу)
- Выходные напряжения до 600 В, ток нагрузки до 1000 А
- Конфигурирование посредством внешнего напряжения/тока и PID
- Драйверы LabView и LabWindows
- Высота 1U, 2U и 3U

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР КОМПАНИИ LAMBDA В РОССИИ И СТРАНАХ СНГ

ProSoft®

Тел.: (495) 234-0636 • Факс: (495) 234-0640 • E-mail: info@prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru

Расчет и схемотехника

повышающих DC/DC-преобразователей высокой мощности

Виктор Хасиев
(Victor Khasiev)

vkhasiev@linear.com

Кулаков Алексей

ak@icgamma.ru

Введение

Повышающие преобразователи высокой мощности находят широкое применение в автомобильной, промышленной и телекоммуникационных отраслях. При этом важно, чтобы преобразователи мощностью в 300 Вт и больше не требовали дополнительных средств для отвода тепла и принудительного обдува. Кроме того, во многих случаях существуют конструктивные ограничения по высоте таких преобразователей. Один из удачных методов решения этой задачи — это использование метода разделения (метод чередования) фаз преобразования и распределение силовых элементов по большей поверхности. Другими преимуществами метода разделения фаз преобразования является более высокий КПД, меньшая температура силовых компонентов и меньшая величина пульсаций тока и напряжения на входных и выходных конденсаторах.

Цель этой статьи — предложить разработчикам набор формул и выражений для предварительного выбора параметров преобразователя, таких как частота преобразования, количество фаз и контроллеров, а также показать разработчику, как выбрать силовые компоненты: ключевые транзисторы, диоды, дроссели и входные/выходные конденсаторы. Слово «предварительные» существенно, так как огром-

ное количество нелинейных характеристик силовых компонентов не учитывается в этой статье для простоты восприятия, следовательно, требуется дальнейшее моделирование или макетирование.

Временная и блок-диаграммы

Блок-диаграмма многофазного преобразователя представлена на рис. 1, а форма сигналов двухфазного преобразователя — на рис. 3. Угол сдвига α между сигналами каждой из силовых ступеней описывается формулой $\alpha = 360^\circ / N$. Например, для двухфазных систем α составляет 180° , для четырех — 90° и т. д.

Многофазовые повышающие преобразователи. Передаточная функция

Основываясь на вольт-секундном балансе энергии дросселя, следующее упрощенное выражение может быть выведено для получения значения рабочего цикла в непрерывно-проводящем режиме и прерывно-проводящем режиме работы преобразователя:

$$D = (V_0 - V_{in}) / V_0;$$

$$D_{max} = (V_0 - V_{in_min}) / V_0.$$

Баланс мощности преобразователя описывается следующим выражением:

$$P_0 = P_{in} \times \eta; I_0 \times V_0 = I_n \times V_{in} \times \eta.$$

Среднее значение входного тока I_{in} и средний ток фазы I_{ph} могут быть найдены как функция от выходного тока и рабочего цикла D :

$$I_{in} = I_0 / [(1 - D) \eta];$$

$$I_{ph} = I_0 / N [(1 - D) \eta].$$

Если ΔI определено как пульсации тока и определенная часть тока фазы, то индуктивность и пиковый ток дросселя каждой фазы могут быть найдены следующим образом:

$$\Delta I = I_{ph} \times r; L = (V_{in} \times D \times T) / \Delta I;$$

$$I_{pk} = I_{ph} + \Delta I / 2.$$

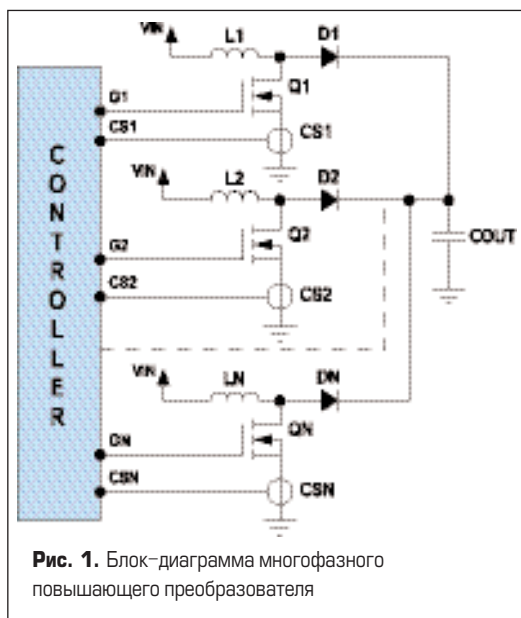


Рис. 1. Блок-диаграмма многофазного повышающего преобразователя

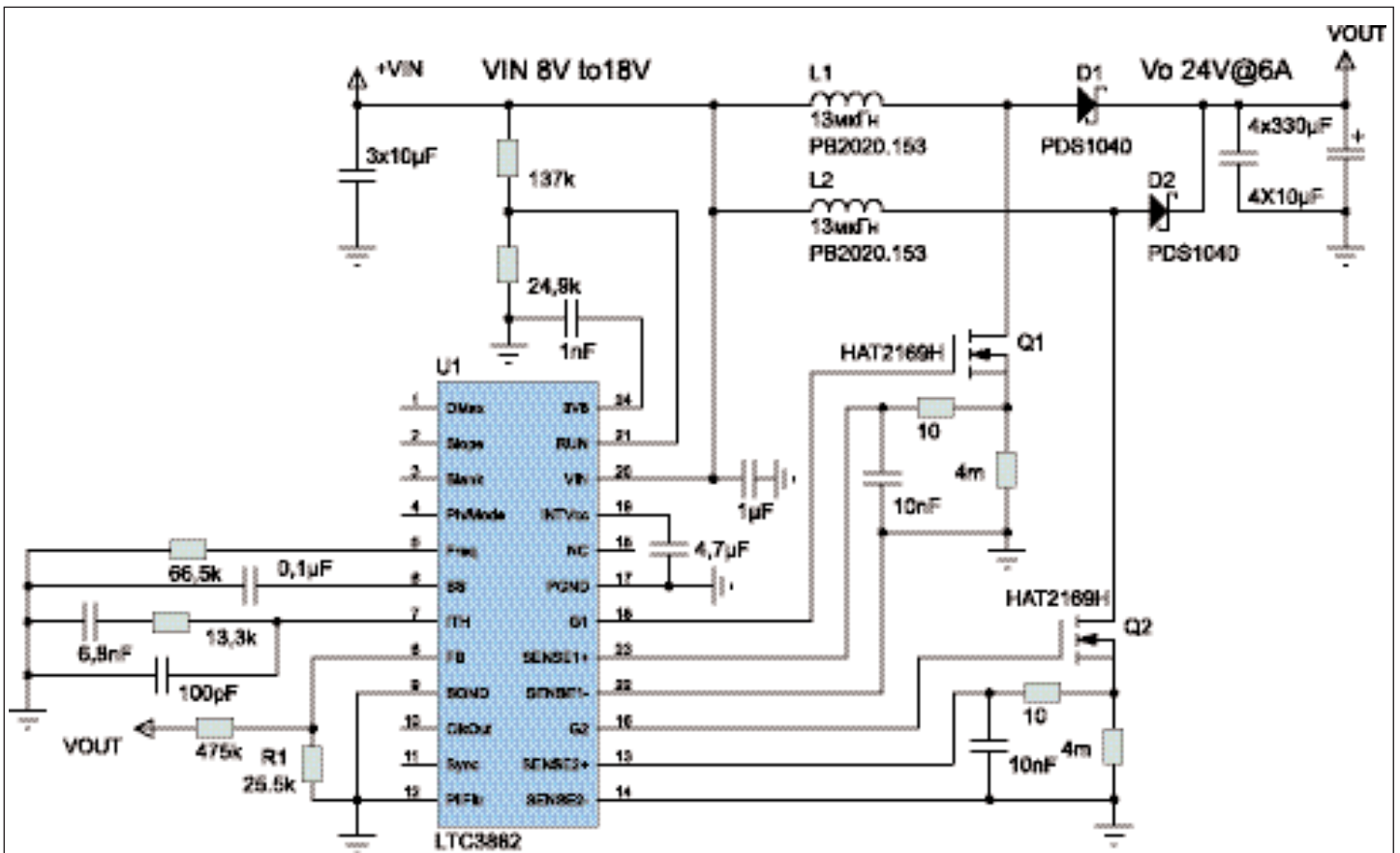


Рис. 2. Двухфазный повышающий преобразователь, V_0 24 В на 6 А, V_{in} от 8 до 18 В

Несколько уточнений. До тех пор пока $\Delta I < I_{ph}$, конвертер работает в режиме непрерывного тока (РНТ). Как только нагрузка снижается, он переходит в режим прерывистого тока (РПТ). Различие в значениях величины индуктивности в каждой фазе объясняет тот факт, что в многофазном преобразователе, при конкретной нагрузке, одна фаза может работать в РНТ, а другая — в РПТ. Допуски на величину индуктивности дросселя зависят от производственного процесса и находятся в диапазоне 10–20%.

Вычисление максимальных токов и напряжений на силовых компонентах

Пиковое и среднее значения токов — важный фактор при выборе дросселей для очень мощных повышающих преобразователей. Резонансная частота дросселя не так важна для частоты преобразования ниже 300 кГц, но ее надо учитывать для более высокой частоты преобразования. Средний ток индуктивности I_{Lav} и пиковый I_{Lpk} могут быть определены следующими выражениями:

$$I_{Lav} = I_{ph}; \\ I_{Lpk} = I_{ph} + \Delta I / 2.$$

Токи I_{Lav} и I_{Lpk} нужно выбирать, основываясь на данных производителя дросселей с учетом роста температуры и тока насыщения.

Максимальное напряжение на MOSFET-ключе V_Q приблизительно равно V_0 , то есть

$V_Q = V_0$. Ток I_{Qrms} через ключевой транзистор можно описать следующей формулой:

$$I_{Qrms} = I_{ph} \times \sqrt{Dmx} \times \\ \times \sqrt{1 + (1/3) \times (\Delta I / I_{ph})^2}.$$

В первом приближении мощность рассеивания на MOSFET (P_Q) в режиме стационарной нагрузки может быть описана следующим выражением:

$$P_Q = I_{Qrms}^2 \times R_{ds} + \\ + \frac{V_0 \times I_{ph} \times (tr + tf)}{2 \times T} + \frac{V_0 \times Qg}{T} + \frac{C_{ss} \times V_0^2}{2 \times T} \\ tr = \frac{Qgd + Qsd}{Idr_r}; \quad tf = \frac{Qgd + Qsd}{Idr_f},$$

где T , V_d , Idr_r , Idr_f — период коммутации, напряжение затвора, токи включения и выключения драйвера соответственно. C_{oss} , Qg , Qgd и Qsd — параметры MOSFET.

Пиковый ток через диод равен I_{Lpk} , обратное напряжение приблизительно равно V_0 , средний ток, среднеквадратичное напряжение и мощность рассеивания описываются следующими формулами:

$$I_{Dav} = \frac{I_e}{N}; \quad V_{Drms} = V_0 \times \sqrt{(1-D)}; \\ Pd = I_{Dav} \times V_f; \quad I_{Dpk} = I_{Lpk}.$$

Если используется синхронное выпрямление, то среднеквадратичный ток транзистора верхнего плеча и соответствующие потери будут описываться следующим выражением:

$$ISQrms = I_{ph} \times \sqrt{(1-Dmx)} \times \sqrt{1 + \frac{1}{3} \times \left(\frac{\Delta I}{I_{ph}} \right)^2}$$

$$PSQ = ISQrms^2 \times R_{ds} + \frac{V_d \times Qg}{T}$$

Потери переключения в MOSFET верхнего плеча очень незначительны, из-за того, что напряжение на нем практически не меняется во время переключения.

Максимальное напряжение на входных и выходных конденсаторах эквивалентно максимальному входному и выходному напряжению соответственно. Пульсации напряжения на выходном конденсаторе ΔV_0 будут функцией от емкости самого конденсатора, пикового тока и эквивалентного последовательного сопротивления (ESR).

$$\Delta V_0 = [(I_0 \times T \times D_{max}) / (C \times N)] + I_{Lpk} \times ESR.$$

Приближительное значение максимального среднеквадратичного тока через конденсатор можно найти, используя выражение:

$$I_{Crms} = I_0 / N.$$



Рис. 3. Временная диаграмма двухфазного повышающего преобразователя. Кривые 1 и 2 — токи на L1 и L2 (2 A/Div), кривые 3 и 4 — это соответствующие напряжения на истоках Q1 и Q2 (20 В/Div). Разница фаз $\alpha = 180^\circ$ измерена между задними фронтами сигналов, проходящих через Q1 и Q2

Установлено на практике, что комбинация электролитического и керамического конденсаторов значительно снижает пульсации тока, проходящие через электролитический конденсатор, что, в свою очередь, снижает габариты выходного фильтра и его стоимость. Один из способов нахождения оптимальной комбинации — это использование специальных программ моделирования. Моделирование позволяет учитывать нелинейные характеристики и паразитные параметры обоих типов конденсаторов и вычислить с хорошей точностью пиковое и среднеквадратичное значение токов.

При выборе всех силовых элементов рекомендуется уменьшать номинальные значения технических параметров и оставлять запас по их значениям. Уровень занижения номинала специфичен для каждого применения и зависит от многих факторов, таких как цена, надежность и размеры преобразователя. Мы рекомендуем как минимум 10% запаса для компонентов преобразователя. Многофазные цепи имеют дополнительные требования, связанные с током разбалансировки между фазами, которые обусловлены точностью измерения тока и цепей преобразования. Дополнительные ограничения должны приниматься во внимание для пикового, среднеквадратичного и среднего значений токов дросселя.

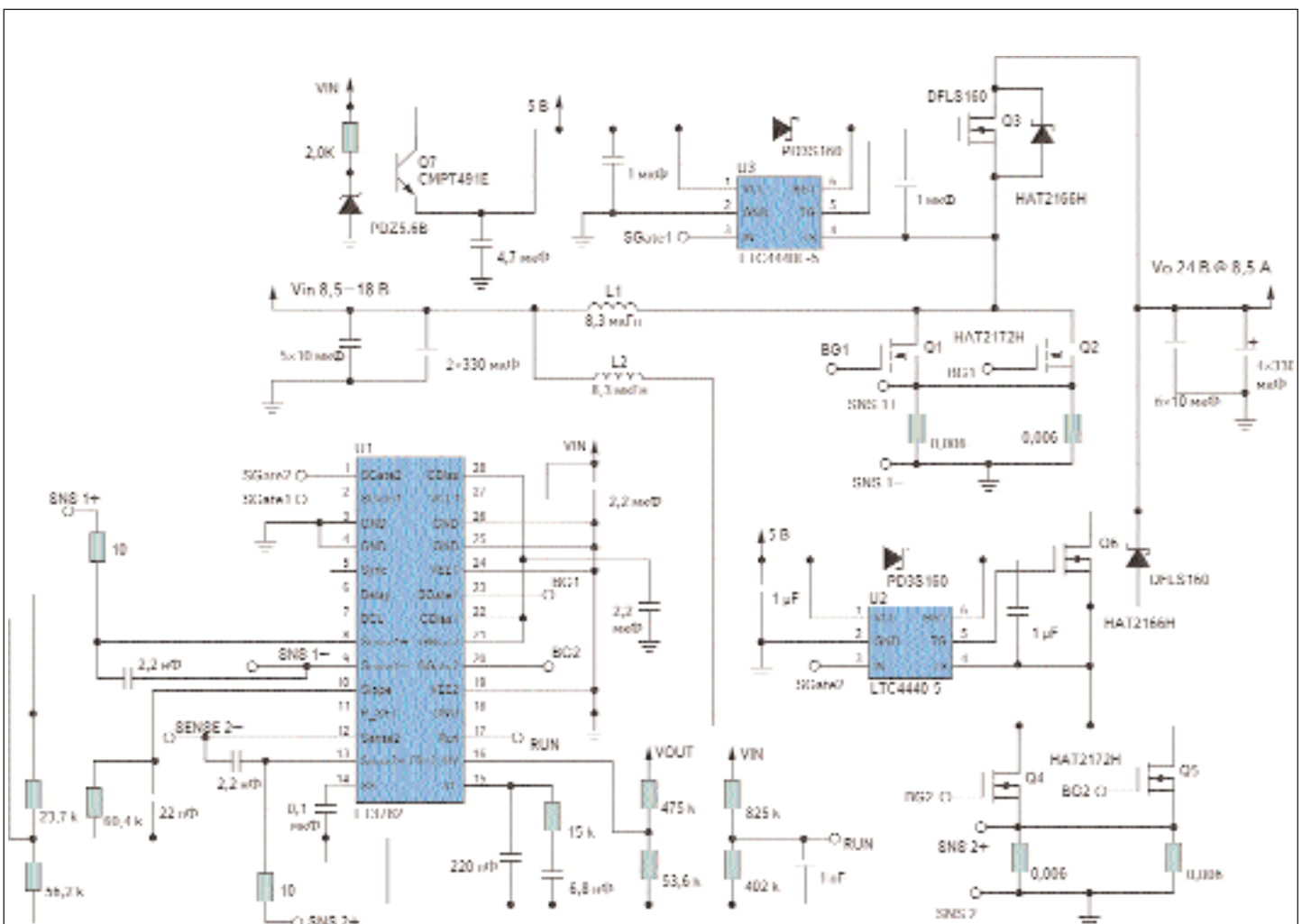


Рис. 4. Двухфазный синхронный повышающий преобразователь, Vo 24 В на 8,5 А, Vin от 8 до 18 В

Пример

Давайте рассмотрим преобразователь, который дает 24 В при 6 А в непрерывном режиме при входном напряжении в диапазоне от 8 до 18 В.

Начнем с выбора дросселя для одной фазы и эффективности преобразования не меньше чем 95%. Средний ток индуктивности при минимальном входном напряжении 8 В V_{in_min} будет 19 А, если же добавить ток пульсаций, то пиковый ток уже будет

25 А. Для снижения тока в два раза мы выберем двухфазный режим работы и частоту преобразования 250 кГц. Средний ток I_{Lav} уже будет 9,5 А. В качестве индуктивности из серии PB2020 дросселей фирмы Pulse выберем PB2020.153. Для этого дросселя пиковый ток составляет 10,5 А, что ниже тока насыщения с хорошим запасом.

Средний и максимальный ток дросселя будут определять выбор ключевого транзистора. Максимальное значение напряжения на транзисторе 25 В. В качестве ключа мы выберем

HAT2169H с напряжением 40 В и LTC3862 (фирмы Linear Technology) в качестве контроллера, который имеет встроенные MOSFET-драйверы. Потери транзистора каждой фазы оценим на уровне 1,6 Вт при минимальном входном напряжении. В качестве выпрямительного диода на 10 А, 40 В выбираем диод Шоттки PDS1040. Мощность рассеивания на диодах каждой фазы оценим как 1,5 Вт. Оба ключевых элемента — транзистор и диод — потребуют дополнительного пространства на печатной плате для отвода тепла. Электрическая схема двухфазного

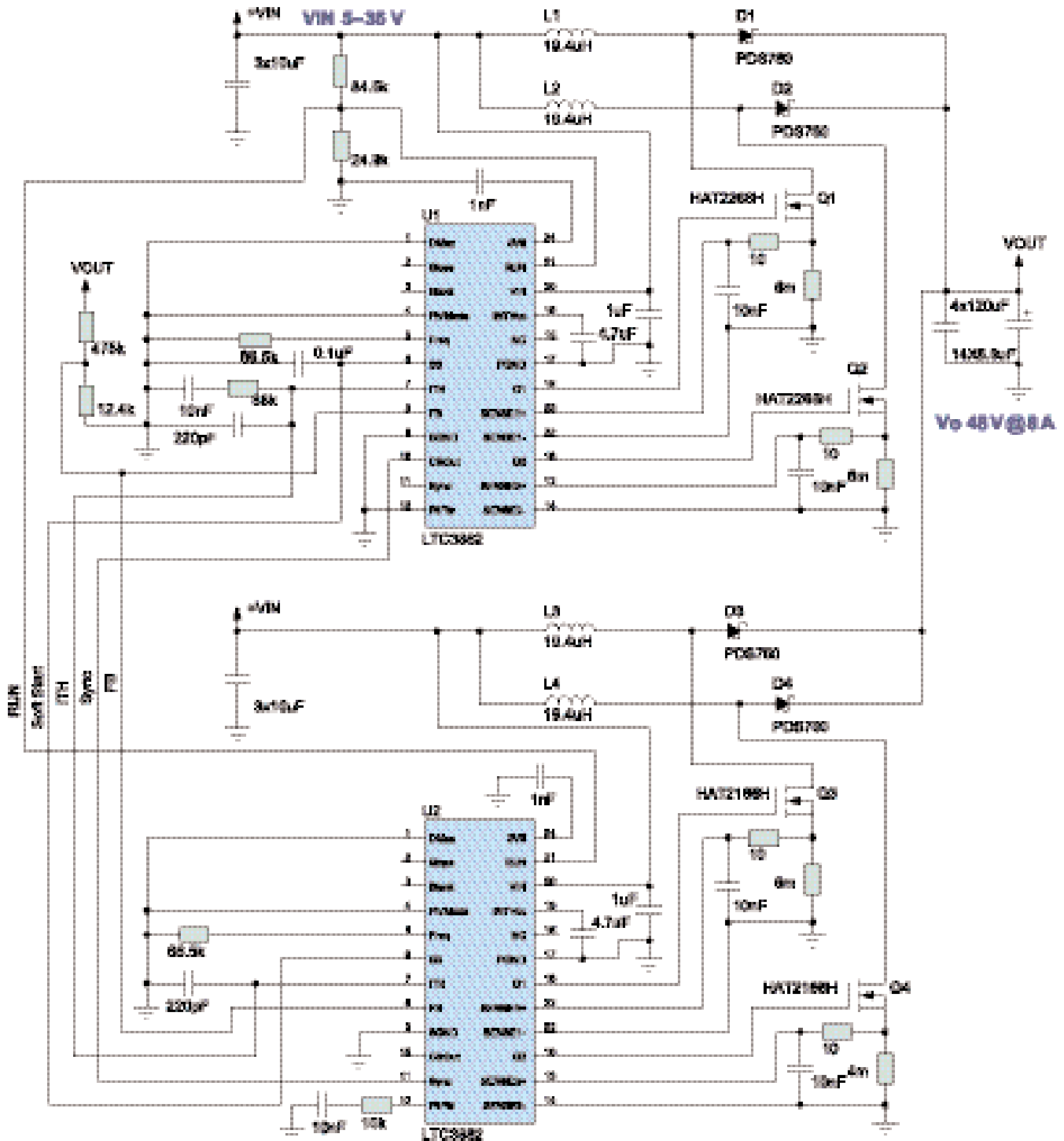


Рис. 5. Четырехфазный синхронный повышающий преобразователь, V_o 48 В на 8 А, V_{in} от 5 до 24 В

повышающего преобразователя представлена на рис. 2, а временные диаграммы — на рис. 3. В дальнейшем эта схема может быть использована как основа для моделирования и улучшения, если это требуется.

Двухфазный синхронный повышающий преобразователь для автомобильного аудиосилителя

Электрическая схема этого преобразователя приведена на рис. 4. Она позволяет получить выход 24 В и ток 8,5 А при входном напряжении от 8 до 18 В. Выпрямительные диоды D1 и D2, которые использовались на схеме

рис. 2, заменены на MOSFET Q5, Q6, как это видно на рис. 4. Эти MOSFET управляются двумя драйверами верхнего плеча U1 и U2. Эффективность схемы достигает 98% и конструктивно может быть реализована с высотой не более 10,5 мм.

Трех- и четырехфазные повышающие преобразователи

Несмотря на то, что сейчас на рынке господствуют двухфазные преобразователи, современные контроллеры позволяют создавать блочный дизайн многофазных контроллеров, где две фазы повышения представляют

один блок. Электрическая схема четырехфазного преобразователя показана на рис. 5, а временная диаграмма — на рис. 6. Эта схема позволяет получать 48 В при 8 А от входа при входном напряжении в диапазоне 12–24 В и способна поддерживать выходное напряжение 48 В при падении входного напряжения до 6 В, с соответствующим снижением выходного тока.

В этой схеме двухфазные контроллеры соединены для управления четырехфазным преобразователем. Контроллер U1 работает в качестве ведущего, а U2 — в качестве ведомого. U1 генерирует, а U2 принимает тактовый сигнал. Контроллер U1 создает разницу между фазой 1 и фазой 3 в 90 градусов, однако разность между фазой 1 и фазой 2, а также фазой 3 и фазой 4 остается 180 градусов. Четырехфазное повышение легко приводится к трехфазному путем отключения четвертой фазы на L4 и Q4, а ножка Phasemode контроллера U1 подключается к выходу 3V8 контроллера. В этом случае все три фазы будут отличаться друг от друга на 120°.

Заключение

Многофазовые повышающие преобразователи становятся все более популярными, так как соответствуют требованиям по высокой мощности и высокой эффективности, они используются и в тех устройствах, где предъявляются жесткие условия к циклу разработки. В этой статье представлены базовые математические выражения, необходимые для предварительного выбора силовых элементов схемы многофазного повышающего преобразователя. Воздействующие напряжения и токи на ключевых транзисторах, диодах, индуктивностях и конденсаторах описаны и показаны на двухфазной повышающей схеме, генерирующей 24 В на 6 А при входном диапазоне напряжения от 8 до 18 В.

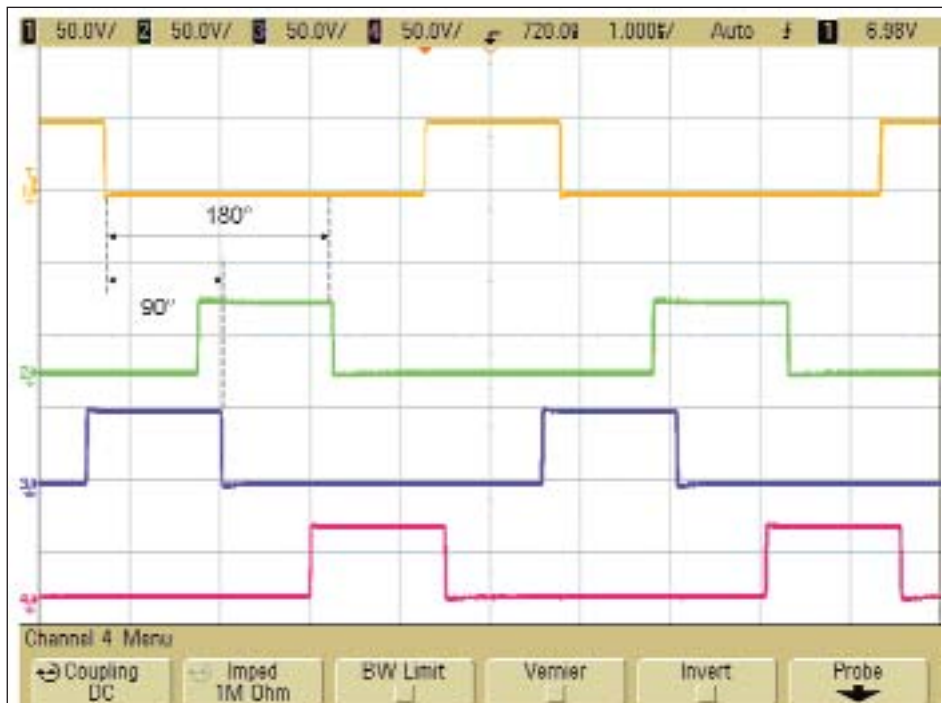


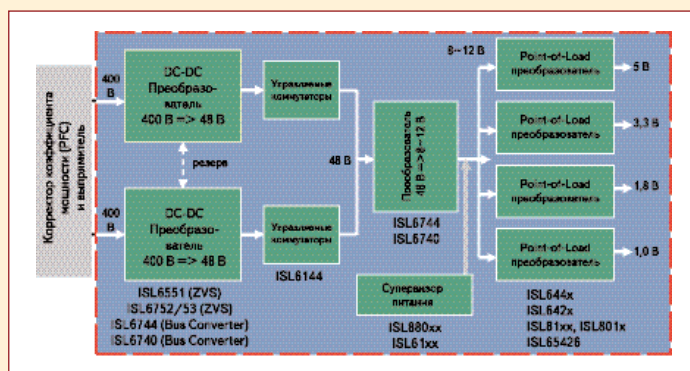
Рис. 6. Временная диаграмма четырехфазного повышающего преобразователя. Ch1–Ch4 напряжения на истоках Q1–Q4 соответственно [50 В/Div]

Компоненты Intersil для систем электропитания

Благодаря широкой номенклатуре различных аналоговых микросхем — от высоковольтных преобразователей электропитания до контроллеров высокоскоростных сетей Ethernet 10 Гбит/с, на основе микросхем Intersil, например, можно построить законченную систему распределенного электропитания. Схема построения показана на рисунке.

Для такой системы Intersil производит все необходимые компоненты: высоковольтные и низковольтные DC/DC-преобразователи, управляемые коммутаторы, супервизоры, Point-of-Load преобразователи, устанавливаемые в непосредственной близости с нагрузкой, например микропроцессором или DSP. Применение Point-of-Load преобразователей позволяет уменьшить возможные потери на длинных проводниках печатных плат и шлейфах между отдельными блоками. Таким образом, обеспечивается высокая надежность системы в целом, малые потери при преобразовании и высокий КПД.

Компоненты Intersil с успехом применяются во многих сферах потребительской, промышленной и военной электроники. Прежде всего, это те сферы, где важнейшими показателями являются высокая точность, малые шумы и хоро-



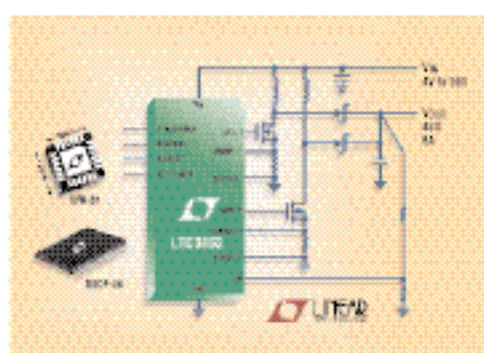
шие частотные свойства, малые размеры и энергопотребление, способность работать при низкой температуре и в условиях повышенной радиации.

www.macrogroup.ru



Новый двухфазный контроллер для повышающей схемы устанавливает новую планку мощности и эффективности:

1. Возможность параллельного включения — до 6 контроллеров, до 12 фаз преобразования.
2. Эффективность схемы преобразования до 97%.
3. Диапазон входного напряжения от 4 до 36 В.
4. Расширенный диапазон температур от -40 до 150°.



НАДЕЖНЫЙ ПОСТАВЩИК КАЧЕСТВЕННЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ



info@icgamma.ru
www.icgamma.ru

Выборг
(81378) 548-53

Москва
(495) 788-12-92

Санкт-Петербург
(812) 321-61-60

Ульяновск
(8422) 56-79-39

Индуктивный заряд

емкостных накопителей

При работе генераторов импульсов различают две основные стадии — стадию заряда накопителя и стадию его разряда на нагрузку. При этом накопление энергии обычно происходит в электрическом поле конденсаторов, иногда — в магнитном поле индуктивностей. Процесс хранения электромагнитной энергии в электрическом поле осуществляется практически без потерь, а хранение энергии в магнитном поле постоянно сопровождается протеканием тока и, соответственно, потерями, значительно снижающими КПД генераторов. В связи с этим на практике в основном нашли применение емкостные накопители энергии. В данной работе рассматриваются индуктивные зарядные устройства, обладающие рядом преимуществ перед зарядными устройствами других видов, и способы регулирования уровней зарядных напряжений.

Виктор Опре, д. т. н.

oprevm@yandex.ru

Существует множество схемных решений зарядных устройств (ЗУ) емкостных накопителей, разработка, проектирование и исследование которых представляет собой достаточно сложную и самостоятельную задачу. Формально она не относится к основным задачам силовой импульсной техники, в которой решаются проблемы формирования импульсов тока или напряжения заданной формы в линейных и нелинейных нагрузках различных видов. Общими для всех ЗУ являются требования обеспечения временных и амплитудных параметров генераторов импульсов, то есть обеспечение заряда накопителя до номинального и стабильного значения зарядного напряжения за время минимальной паузы между импульсами. При этом обязательное условие — это ограничение тока короткого замыкания ЗУ, поскольку заряд емкостного накопителя непосредственно от источника ЭДС невозможен. Кроме того, необходимо обеспечить высокое значение КПД ЗУ при возможно меньших массо-габаритных показателях. Существующие схемные решения ЗУ разнообразны и трудно поддаются какой-либо классификации. В силу этого автор вынужден ограничиться рассмотрением ЗУ, в которых используется индуктивный заряд сосредоточенных емкостных накопителей от идеального источника ЭДС. Следует отметить, что на практике нашли применение ЗУ, в которых используются либо источники тока, созданные на основе индуктивно-емкостных преобразователей (ИЕП) [1], либо сетевые выпрямители с реактивным балластом. Недостаток таких ЗУ — ограничение рабочих частот генераторов, которые должны быть существенно меньше частоты питающей сети, и в данной работе эти ЗУ не рассматрива-

ются. В результате развития классических схемных решений индуктивных ЗУ были созданы регулируемые ЗУ расщепленных емкостных накопителей (РЕН) [2] от одного общего нерегулируемого источника питания с помощью коммутатора зарядного тока (КЗТ) [3]. Обязательным для всех рассматриваемых в этой статье ЗУ является согласованный режим работы генератора, когда в процессе разряда накопитель-формирователь разряжается полностью за время, равное длительности импульса нагрузки.

Поскольку процессы заряда во времени длятся существенно дольше процессов разряда, любой формирующий двухполюсник (ФД) можно рассматривать как сосредоточенную емкость C_0 . ФД за время генерирования импульсов разряжается полностью (согласованный режим разряда), и начало процесса заряда происходит при нулевых начальных условиях. В качестве источников питания используются источники ЭДС, но при этом возникает проблема ограничения тока заряда, которая решается различными способами. Наиболее прост и надежен резистивный заряд емкостных накопителей от источников постоянного напряжения (рис. 1а), который может быть использован при любых рабочих частотах. Но этот вид заряда нашел применение только в генераторах с частичным разрядом емкостных накопителей, поскольку в этом режиме удастся получить приемлемые значения КПД процесса заряда. При работе генератора в режиме полного разряда ФД или емкостного накопителя КПД процесса резистивного заряда не превышает 50%, что существенно ограничивает область его применения. В силу этого резистивный заряд может быть использован только в маломощных установках.

В тех случаях, когда рабочая частота генератора меньше частоты питающей сети ($f < f_{сети}$), могут быть применены ИЕПы, либо сетевые выпрямители с реактивными ограничителями тока заряда, включенными в фазные провода питающей сети. На рис. 1б-в приведена схема однофазного зарядного устройства, у которого ограничивающим зарядный ток элементом является индуктивный реактор L_p , но может быть использован и емкостный балласт. Когда рабочая частота генератора f выше частоты питающей се-

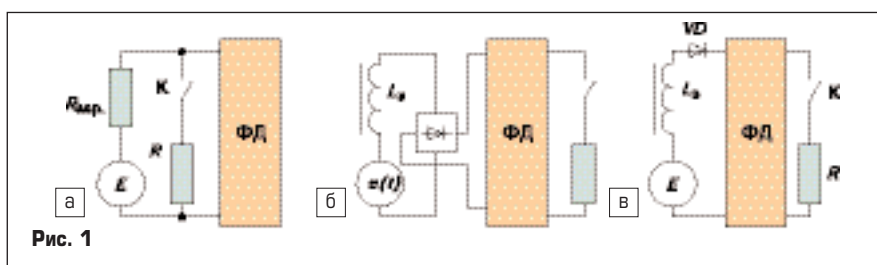
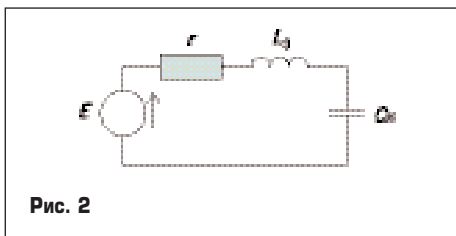


Рис. 1

ти ($f > f_{сстн}$), используют выпрямители и промежуточные емкостные накопители C_0 , значение которых должно существенно превышать значение статической емкости ФД, то есть $C_n \gg C_0$, что позволяет рассматривать этот вид заряда как заряд от источника ЭДС. Напряжение на промежуточном накопителе поддерживается с помощью сетевого источника питания, который может быть выполнен как в виде сетевого трансформатора и неуправляемого или управляемого выпрямителя, так и в виде промежуточного преобразователя частоты (инвертора).

Поскольку в качестве токоограничивающего устройства используется зарядная индуктивность L_3 , заряд называется индуктивным, а при наличии диода VD (рис. 1в), сам процесс заряда называется резонансно-диодным. Длительность процесса заряда определяется параметрами резонансного контура L_3-C_0 и равна $t_3 = \pi\sqrt{L_3C_0} < T = 1/f$, а наличие вентили VD обеспечивает сохранение зарядного напряжения на уровне $U_{зар} > E$, причем в режиме полного разряда ФД $U_{зар} = 2E$. Кроме этого, используются еще два вида индуктивного заряда — резонансный, когда $t_{зар} = \pi\sqrt{L_3C_0} = T = 1/f$, и линейный, когда $t_{зар} = \pi\sqrt{L_3C_0} > T = 1/f$ [4].

В высоковольтных установках большой мощности обычно применяется индуктивное ограничение тока заряда. Эквивалентная схема цепи заряда сосредоточенных емкостных накопителей, или ФД, приведена на рис. 2. При



разработке схемы предполагалось, что индуктивности ФД малы по сравнению с индуктивностью зарядного дросселя L_3 , емкости конденсаторов отдельных ячеек ФД сосредоточены в емкости одного конденсатора C_0 , а суммарные активные потери в цепи заряда определяются величиной резистора r . Уравнение баланса напряжений в зарядной цепи имеет вид:

$$L_3 \frac{di}{dt} + ri + \frac{q}{C_0} = E, \quad (1)$$

где q — мгновенное значение величины заряда емкости C_0 .

После однократного дифференцирования по времени уравнения (1) запишем:

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{r}{L_3} \frac{di}{dt} + \frac{1}{L_3C_0} i = 0.$$

Принимая за начальные условия $i = 0$, $u_C = U_C(0)$ при $t = 0$, получаем решение этого уравнения в виде:

$$i(t) = \frac{E - U_C(0)}{\omega_0 L_3} e^{-at} \sin \omega_0 t, \quad (2)$$

где

$$a = r / 2L_3;$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_3C_0} - \left(\frac{r}{2L_3}\right)^2} \approx \frac{1}{\sqrt{L_3C_0}}.$$

Для напряжения на накопителе получается зависимость:

$$\begin{aligned} u_C(t) &= U_C(0) + \int_0^t i dt = \\ &= U_C(0) + [E - U_C(0)] \times \\ &\times (1 - e^{-at} \cos \omega_0 t - \frac{a}{\omega_0} e^{-at} \sin \omega_0 t). \end{aligned} \quad (3)$$

Временные зависимости тока заряда и напряжения на накопителе для случая $U_C(0) = 0$ и $a \ll \omega_0$ приведены на рис. 3. Заряд имеет медленно затухающий колебательный характер с периодом:

$$T_{зар} = 2\pi / \omega_0 \approx 2\pi\sqrt{L_3C_0}.$$

Через полпериода после начала зарядного процесса напряжение на накопителе достигает максимального значения, равного U_{Cmax} :

$$U_{Cmax} = E \left(1 + e^{-\frac{r}{2\omega_0 L_3}} \right) = E \left(1 + e^{-\frac{\pi}{2Q}} \right).$$

Здесь Q есть добротность зарядного контура:

$$Q = \frac{p}{r} = \frac{\sqrt{L_3}}{r\sqrt{C_0}}.$$

Поскольку на практике добротность может достигать достаточно больших величин (порядка 10–50), то в момент первого максимума напряжение на емкостном накопителе достигает почти двойной величины по сравнению с напряжением источника питания, то есть $U_{max} \approx 2E$. Это является существенным преимуществом перед другими видами заряда, так как позволяет применять источники питания с напряжением, почти вдвое меньшим того напряжения, которое должно быть получено на накопителе.

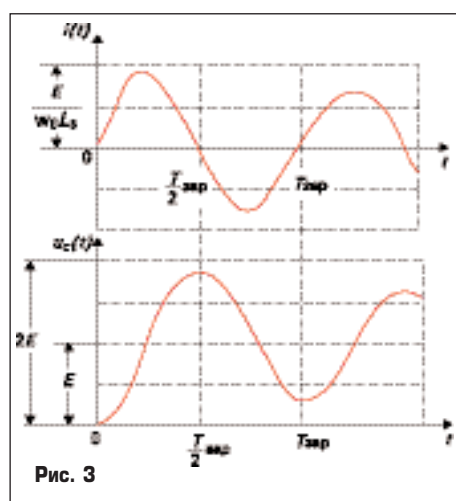


Рис. 3

Наиболее широкое применение на практике нашел резонансно-диодный заряд. При этом в зарядную цепь последовательно с дросселем включают вспомогательный диод, который не допускает обратного разряда накопителя в источник питания (рис. 4).

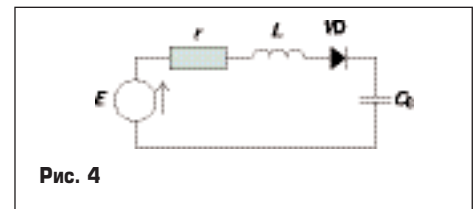


Рис. 4

В связи с этим напряжение накопителя всегда будет удерживаться на максимальном уровне. Если не учитывать потери в цепи заряда и принять начальный ток заряда равным нулю, значения напряжения и тока накопителя можно найти из зависимостей (2) и (3).

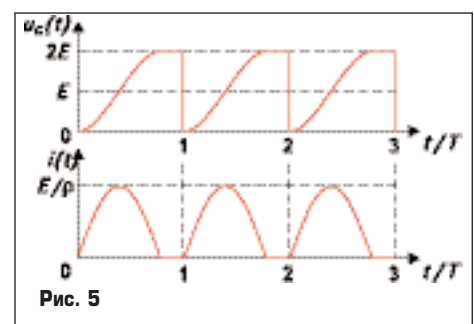


Рис. 5

На рис. 5 приведены ток и напряжение накопителя для случая $T > \pi\sqrt{L_3C_0}$. Из зависимостей (2) и (3) следует, что напряжение заряда равно $2E$, а ток заряда представляет собой полусинусоиды, следующие друг за другом с некоторым интервалом, равным $t_{п} = T - \pi\sqrt{L_3C_0}$. То, что напряжение заряда накопителя в этом случае всегда равно $2E$, может выясниться исходя из следующих простых соображений. При отсутствии потерь в зарядной цепи величина энергии, приобретенной накопителем за один цикл заряда, равна величине энергии, потребленной от источника питания, то есть:

$$0,5CU^2_C = CU_C E,$$

откуда $U_C = 2E$. При резонансно-диодном заряде можно в широких пределах изменять рабочую частоту генератора. При этом будет меняться длительность паузы $t_{п}$ и при максимальной частоте $F_{max} t_{п} = 0$. Среднее значение тока заряда, знание которого необходимо для выбора зарядного диода, в этом случае равно $I_{cp} = CU_C F_{max} = 2CEF_{max}$. Действующее значение тока $I_d = I_{cp}/\sqrt{2}$. В тех случаях, когда $F < F_{max}$ то есть $t_{п} > 0$, средний ток будет пропорционально меньше, а действующее значение тока:

$$I_d = \frac{I_m}{\sqrt{2}\sqrt{Q}},$$

где

$$Q = \frac{T}{T - t_{п}} = \frac{T}{\pi\sqrt{L_3C_0}} -$$

скважность полусинусоидальных импульсов зарядного тока.

Определим КПД зарядного процесса при потерях в зарядном контуре.

$$W_r = \int_0^{T/2} i^2 r dt = \int_0^{T/2} \left(\frac{E}{\omega_0 L_3} \right)^2 \times e^{-2\omega_0 t} \sin^2 \omega_0 t dt = \frac{1}{2} CE^2 \frac{\pi}{Q}.$$

В этом случае $Q = \rho/r$ — добротность контура заряда.

Энергия накопителя:

$$W_C = (1/2) C (2E)^2.$$

Тогда

$$\eta = W_C / (W_C + W_r) \cong 1 / [1 + (\pi / 4Q)]. \quad (4)$$

Из (4) следует, что уже при значениях $Q = 10$ $\eta \cong 92\%$, то есть КПД достигает достаточно высоких значений при величинах добротности, которые легко получить на практике. Тем не менее, абсолютно точный расчет КПД процесса заряда маловероятен в силу сложности учета всех потерь в элементах зарядного контура. Поэтому окончательное определение КПД обычно производят экспериментально на действующей установке. В этом случае удобно определить КПД как

$$\eta = W_C / W_E \cong (CU^2_C) / (2U_C CE) = U_C / 2E, \quad (5)$$

где W_E — энергия, потребленная от источника питания в процессе заряда. Из зависимости (5) следует, что для определения КПД достаточно замерить с помощью вольтметра, осциллографа или пикового вольтметра напряжение источника питания и максимальное напряжение на накопителе, что не представляет технических сложностей, а точность определения КПД будет высокой. Величина индуктивности при резонансно-диодном заряде определяется для максимального значения рабочей частоты генератора F_{max}

$$L_3 = \frac{T_{up}^2}{4\pi^2 C_0} = \frac{1}{\pi^2 F_{max}^2 C_0}.$$

Индуктивности, применяемые в таких зарядных устройствах, обычно выполняют с магнитопроводами. При рассмотрении режимов резонансно-диодного заряда емкостных накопителей, работающих при разряде на нелинейные и нестационарные нагрузки, когда возникает возможность перезаряда накопителей, необходимо учитывать нелинейность зарядной индуктивности с магнитопроводом. При этом в литературе иногда даются рекомендации по проектированию заведомо нелинейных индуктивностей с избыточным магнитопроводом. Аналитические или численные расчеты резонансно-диодного заряда при $L = f(i)$ затруднительны и дают результаты только для частных случаев, что не позволяет сделать общие выводы для произвольной зависимости $L = f(i)$. Ответом на данный вопрос явилась теорема [3], в которой доказы-

вается, что при резонансно-диодном заряде конечное значение напряжения заряда не зависит от нелинейности зарядной индуктивности.

При всех преимуществах резонансно-диодного заряда существует один недостаток, связанный с трудностью регулирования и стабилизации напряжения заряда емкостных накопителей. Это вызвано тем, что напряжение заряда однозначно определяется напряжением источника питания, которое должно быть как стабилизированным, так и регулируемым в достаточно широких пределах. В мощных зарядных устройствах для заряда промежуточного емкостного накопителя обычно используются управляемые выпрямители со всеми присущими им недостатками, так как они обладают большой инерционностью и сравнительно низким коэффициентом мощности при относительно глубоком регулировании уровня выходного напряжения. В качестве первичных источников питания, лишенных этих недостатков, можно использовать широтно-импульсные регуляторы, высокочастотные преобразователи (инверторы) и т. п. Но эти устройства сами по себе достаточно сложны, требуют сложных систем управления и при необходимости создания зарядных устройств, мощности которых составляют десятки и сотни киловатт, порой становятся неприемлемыми. При этом в любом из этих устройств обязательно присутствуют либо согласующий сетевой трансформатор и выпрямитель, либо выпрямитель, включенный непосредственно в трехфазную сеть. В связи с этим большой интерес представляют зарядные устройства, в которых используется управляемый резонансно-диодный заряд. На рис. 6 приведена одна из возможных

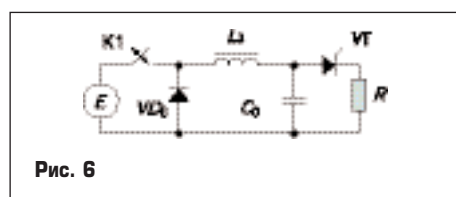


Рис. 6

схем, обеспечивающих такой заряд. Принцип работы этой схемы состоит в следующем. Полностью управляемый ключ K1 подключает источник напряжения E к цепи заряда на время t_k , определяемое системой управления. В том случае, когда $t_k > \pi\sqrt{L_3 C_0}$, напряжение заряда накопителя C_0 будет равно $U_C = 2E$. При необходимости уменьшения напряжения заряда установим время $t_k < \pi\sqrt{L_3 C_0}$. Как следует из (1) и (2), при отсутствии потерь в зарядной цепи и нулевых начальных условиях напряжение накопителя в этот момент времени будет равно:

$$U_C(t_k) = E(1 - \cos \omega_0 t_k), \quad (5)$$

а ток заряда:

$$I(t_k) = (E/\rho) \sin \omega_0 t_k. \quad (6)$$

В связи с этим после отключения ключа K1 процесс заряда будет продолжаться, и энергия, запасенная в зарядной индуктивности,

добавится в накопитель. Суммарную энергию, запасенную в накопителе в процессе заряда, можно определить:

$$W_C = \frac{CU_C^2(t_k)}{2} + \frac{L_3 I^2(t_k)}{2}.$$

Напряжение заряда накопителя равно:

$$U_C = \sqrt{\frac{2W_C}{C}} = \sqrt{\frac{2}{C} \left(\frac{CU_C^2(t_k)}{2} + \frac{L_3 I^2(t_k)}{2} \right)} = \sqrt{U_C^2(t_k) + I^2(t_k) \rho^2}. \quad (7)$$

С учетом (5) и (6) зависимость (7) перепишем следующим образом:

$$U_C = \sqrt{E^2(1 - \cos \omega_0 t_k)^2 + E^2 \sin^2 \omega_0 t_k} = \sqrt{2E^2(1 - \cos \omega_0 t_k)}. \quad (8)$$

На рис. 7 приведены зависимости напряжения и тока заряда $u_C(t)$ и $i_C(t)$ для различных значений величин t_k в нормированном виде, где величина $t_k = t_k^* \sqrt{L_3 C_0}$. Кривая напряжения 1 соответствует величине $t_k^* = \pi$, кривая 2 — $t_k^* = 0,5\pi$, кривая 3 — $t_k^* = 0,33\pi$ и кривая 4 — $t_k^* = 0,17\pi$. Уровни заряда U_C соответственно равны 2 (кривая 1), $\sqrt{2}$ (кривая 2), 1 (кривая 3) и 0,5 (кривая 4). Токи заряда имеют различные амплитуды, определяемые величиной t_k^* , причем максимальная относительная величина тока (кривая 1) равна 1.

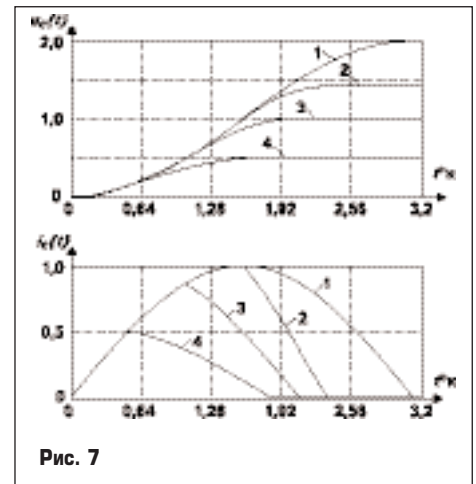


Рис. 7

Недостаток рассматриваемого решения — в сложности стабилизации напряжения заряда емкостного накопителя, так как величина этого напряжения пропорциональна напряжению источника питания E (8). Нестабильность сети питания проявляется и в неустойчивости величины E . В связи с этим система управления, способная стабилизировать время включенного состояния ключа заряда K1, не обеспечивает стабильность напряжения заряда U_C . Если в системе управления используется «пороговый» закон управления, то система управления отключает ключ при достижении напряжением накопителя заданного и стабилизированного уровня. Но при этом добавка энергии, определяемая током зарядной индуктивности, все равно остается нестабильной и пропорциональной E . Тогда возникает необходимость в слож-

ной системе управления, способной в режиме реального времени вычислять суммарную энергию накопителя и зарядной индуктивности и отключать ключ при достижении заданной величины этой суммы.

В тех случаях, когда диапазон регулирования напряжения заряда лежит в пределах $E \leq U_C \leq 2E$, может быть использована схема, приведенная на рис. 8 [5].

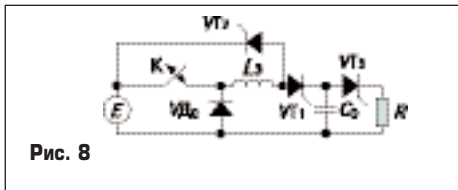


Рис. 8

В отличие от предыдущей схемы регулируемого резонансно-диодного заряда, приведенной на рис. 6, в эту схему добавлены еще два полууправляемых вентиля VT1 и VT2. При одновременном включении ключа К и вентиля VT1 начинается процесс заряда накопителя C_0 . По достижении напряжением накопителя заданной величины $U_C > E$ включается вентиль VT2. Ток заряда емкости C_0 при этом практически мгновенно прекращается, так как к вентилю VT1 прикладывается обратное напряжение $U_{обр} = U_C - E$, а ток индуктивности L_3 на небольшой отрезок времени замыкается в контуре $L_3 - VT2 - K$. После этого выключается ключ К, и ток индуктивности перебрасывается в контур $VD_0 - L_3 - VT2 - E$. Энергия, запасенная к моменту коммутации вентиля VT1 в зарядной индуктивности L_3 , возвращается в источник напряжения E . Такое зарядное устройство обеспечивает высокую точность стабилизации напряжения заряда емкостного накопителя даже при существенной нестабильности питающей сети.

Когда требуется более широкий диапазон регулирования напряжения заряда, то есть $0 \leq U_C \leq 2E$, можно использовать схему, приведенную на рис. 9.

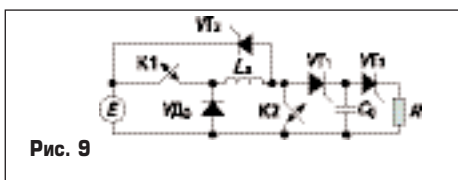


Рис. 9

В этой схеме добавлен полностью управляемый ключ К2, который в момент достижения накопителем требуемого уровня на короткое время, несколько большее времени восстановления вентиля VT1, подключает зарядную индуктивность к общей шине. После отключения ключа К2 процесс рекуперации происходит так же, как и в предыдущей схеме.

Расчет режимов и выбор элементов этих двух схем соответствует расчету обычного резонансно-диодного зарядного устройства для наиболее тяжелого случая, когда напряжение заряда равно $2E$, а частота следования импульсов максимальна. В качестве полностью управляемых ключей можно использовать высоковольтные транзисторы, модуляторные лампы или управляемые ключи на основе тиристоров или тиратронов.

Более сложной, но и более интересной задачей является заряд так называемых расщеплен-

ных емкостных накопителей (РЕН) [3], представляющих собой n конденсаторов, имеющих общую шину, и n отдельных зажимов, которые обеспечивают подключение каждого накопителя к зарядным и разрядным цепям. Основная проблема — в необходимости получения регулируемых в широких пределах уровней зарядных напряжений каждой из отдельных ячеек РЕН. Достаточно тривиально эта задача решается при использовании n отдельных и независимых друг от друга регулируемых источников питания. Но недостатки такого прямолинейного решения очевидны, поскольку сложность такого устройства и затраты на реализацию регулируемого и стабилизированного зарядного устройства возрастают практически пропорционально числу каналов заряда. Более интересным решением является использование в качестве зарядного устройства одного общего нерегулируемого и нестабилизированного источника питания и коммутатора зарядного тока (КЗТ), обеспечивающего переключение общей цепи заряда с одной ячейки РЕН на другую без прерывания тока заряда [3].

На рис. 10 приведена схема зарядного устройства, лишенного этих недостатков. В его основе лежит коммутатор зарядного тока (КЗТ), выполненный на полууправляемых вентилях.

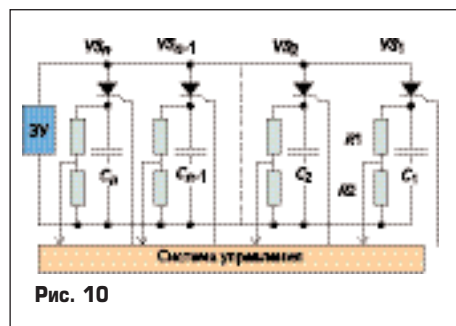


Рис. 10

На рис. 11 поясняется работа КЗТ при заряде двух ячеек.

При достижении напряжением заряда емкости C_1 заданной величины U_{C1} , которая определяется системой управления путем сравнения напряжения, снимаемого с делителя ($R_1 - R_2$, рис. 10) с уставкой, введенной в систему управления оператором, включается полууправляемый вентиль VS_2 . Поскольку напряжение на емкости $U_{C2} = 0$, образуется контур гашения вентиля VS_1 , а именно $C_1 - VS_1 - VS_2 - C_2$.

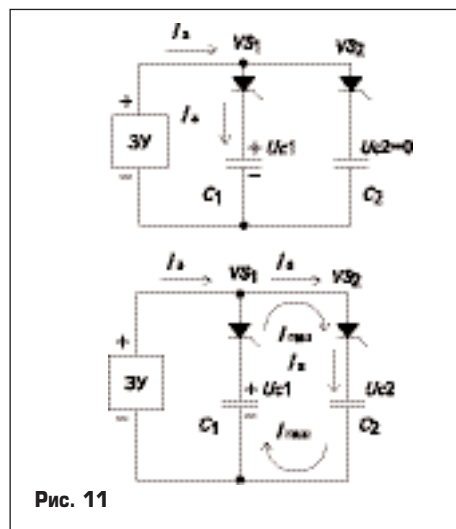


Рис. 11

Вентиль VS_1 закрывается практически мгновенно, так как ток контура гашения ничем не ограничен, и начинается процесс заряда емкости C_2 . Время восстановления запирающих свойств вентиля VS_1 определяется временем заряда емкости C_2 до напряжения, равного U_{C1} , поскольку на этом отрезке времени к вентилю VS_1 приложено обратное напряжение $U_{обр} = U_{C1} - U_{C2}$. Схемное время восстановления (то есть время, определяемое параметрами элементов схемы) должно быть больше, чем паспортное время восстановления вентилей. Схемное время восстановления определяется величиной тока заряда, номиналом емкостей и минимальным уровнем напряжения заряда ячеек. Поскольку $I_{cp} t = CU$, где I_{cp} — среднее значение тока заряда, схемное время восстановления прямо пропорционально величине емкости ячейки, уровню напряжения заряда ячейки и обратно пропорционально среднему значению тока заряда. Последняя емкость РЕН заряжается до напряжения холостого хода $3U$.

КЗТ может быть использован для заряда РЕН от любых зарядных устройств, в том числе и в случае резонансно-диодного заряда. При этом зарядное устройство (ЗУ) представлено в виде источника ЭДС E и последовательно включенной зарядной индуктивности L_3 .

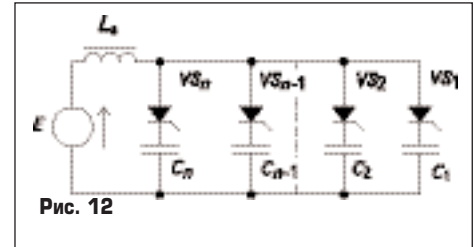


Рис. 12

На рис. 12 приведена схема такого ЗУ, причем цепи разряда РЕН не показаны. Рассмотрим процессы в этом ЗУ во времени. В общем виде с учетом ненулевых начальных условий ток заряда k -й емкости имеет вид:

$$I_k(t) = \{[E - U_k(0)] / \rho_k\} \sin \omega_k t + I_k(0) \cos \omega_k t \quad (9)$$

а напряжение меняется по закону:

$$u_k(t) = E - [E - U_k(0)] \cos \omega_k t + I_k(0) \rho_k \sin \omega_k t \quad (10)$$

где $U_k(0)$ — остаточное напряжение k -й емкости; $\rho_k = \sqrt{L_k/C_k}$ — волновое сопротивление k -го контура; $\omega_k = 1/\sqrt{L_k C_k}$ — собственная частота k -го контура; $I_k(0)$ — начальный ток k -го контура. В случае, когда все $U_k(0) = 0$, а заряд секций РЕН производится поочередно до значений $U_k = 2E$, максимальное время заряда РЕН:

$$T_{max} = \pi \sum_{k=1}^n \sqrt{L_k C_k}.$$

Используя формулы (9) и (10), легко определить временные зависимости токов и напряжений всех емкостей РЕН для $U_k \leq 2E$. При этом можно получить значения временных интервалов включения вентилей КЗТ, при которых будут обеспечены заданные уровни U_k . На практике, тем не менее, используется не временной (по заданным интервалам) закон управления

КЗТ, а пороговый, когда вентиль V_{k+1} включается в момент достижения на емкости C_k заданного уровня U_k , определяемого системой управления путем сравнения U_k с уставкой. Следует особо отметить, что пороговый закон управления позволяет сохранить полную работоспособность зарядного устройства и в том случае, когда зарядная индуктивность, обычно изготавливаемая с магнитопроводом, попадает в режим насыщения, и ток заряда может существенно превышать в некоторых режимах максимальное значение E/ρ_k [3].

При проектировании систем резонансно-диодного заряда РЕН следует задаться максимальными значениями $U_{k\max}$, определяемыми параметрами предельного прямоугольного импульса тока нагрузки $I_{n\max}$. Тогда $E_{\max} = 0,5U_{k\max}$. Подразумевается, что в ЗУ выходное напряжение источника можно регулировать в достаточно широких пределах. Поскольку значения U_k задаются предварительно (исходя из требуемой формы импульса тока нагрузки), необходимо установить такое значение E , при котором момент окончания заряда последней емкости C_n до заданного значения Un совпадает с переходом тока заряда $i_n(t)$ через ноль, то есть процесс заряда РЕН прекращается при обеспечении заранее заданных уровней напряжения на всех емкостях. Очередность заряда емкостей РЕН может быть любой.

Используя пороговый закон управления вентилями КЗТ и осуществляя очередность включения вентиля таким образом, что первой заряжается емкость с минимальным заданным уровнем зарядного напряжения, затем в порядке нарастания значений U_k следующие емкости и последней — емкость с максимальным уровнем Un , можно определить значение E как функцию значений U_k . При выполнении условия $U_1 < U_2 < \dots < U_k < \dots < U_n$ в процессе заряда РЕН ток зарядной индуктивности не спадает до нуля вплоть до окончания процесса заряда всего РЕН. Исходя из этого условия оценим величину напряжения источника питания E для заданных значений U_k . Поскольку система не имеет потерь, энергия, потребленная от источника E , всегда равна энергии, запасенной в РЕН:

$$E \sum_{k=1}^n q_k = \sum_{k=1}^n 0,5 C_k U_k^2,$$

где q_k — заряд емкости C_k .

Отсюда

$$E = \left(\sum_{k=1}^n 0,5 C_k U_k^2 \right) / \sum_{k=1}^n C_k U_k. \quad (11)$$

Установив напряжение E регулируемого источника ЭДС по (11), получим заданные уровни напряжений на всех емкостях РЕН, причем нет необходимости использовать дополнительные цепи коммутации зарядного тока. При изменении уровней зарядных напряжений следует изменить и напряжение источника питания E .

Рассмотрим наиболее тяжелый режим работы зарядного устройства, при котором ток заряда и напряжение на последней заряжаемой емкости могут достигать максимальных значений. Ток заряда отдельной емкости РЕН достигает максимального значения в момент

времени $t_{k\max}$, соответствующий нулевому значению напряжения на зарядной индуктивности $U_L(t) = 0$, причем:

$$U_L(t) = U_k(t) - E = 0.$$

Из (10), принимая, что $U_k(0) = 0$, получаем:

$$I_k(0) \rho_k \sin \omega_k t_{k\max} = E \cos \omega_k t_{k\max}$$

Время достижения током значения $I_{k\max}$ при заряде каждой емкости РЕН $t_{k\max}$ отсчитывается от момента включения соответствующего вентиля V_k :

$$T_{k\max} = (1/\omega_k) \arctg [E/I_k(0) \rho_k]. \quad (12)$$

Очевидно, что ток $I_{k\max}$ соответствует равенству напряжений на $(n-1)$ емкостях РЕН, то есть при $U_1 = U_2 = \dots = U_{n-1} = E$.

Из зависимостей (9) и (12) следует, что

$$\begin{aligned} I_{k\max} &= \frac{E}{\rho_k} \sin(\arctg \frac{E}{\rho_k I_{(k-1)\max}}) + \\ &+ I_{(k-1)\max} \cos(\arctg \frac{E}{\rho_k I_{(k-1)\max}}) = \\ &= \sqrt{E^2/\rho_k^2 + I_{(k-1)\max}^2} \sin(\arctg \frac{E}{\rho_k I_{(k-1)\max}} + \\ &+ \arctg \frac{\rho_k I_{(k-1)\max}}{E}) = \sqrt{E^2/\rho_k^2 + I_{(k-1)\max}^2}. \quad (13) \end{aligned}$$

Зависимость (13) является рекуррентной формулой, позволяющей получить все значения $I_{k\max}$. В частном случае (при $C_1 = C_2 = \dots = C_n$ и $\rho_k = \rho$):

$$\begin{aligned} I_{1\max} &= E/\rho; \dots I_{2\max} = (E/\rho)\sqrt{2}; \\ \dots I_{k\max} &= (E/\rho)\sqrt{k}; \dots I_{n\max} = (E/\rho)\sqrt{n}. \quad (14) \end{aligned}$$

Поскольку в этом случае зарядный ток достигает максимума, необходимо оценить максимальное напряжение заряда n -й емкости $U_{n\max}$, определяемое к моменту достижения током заряда нулевого значения, то есть

$$I_n(t) = (E/\rho) \sin \omega t + (E/\rho) \sqrt{n-1} \cos \omega t = 0.$$

Тогда

$$\operatorname{tg} \omega t = -\sqrt{n-1}; \omega t = \arctg(-\sqrt{n-1})$$

и

$$U_{n\max} = E - E \cos [\arctg(-\sqrt{n-1})] + E \sqrt{n-1} \sin [\arctg(-\sqrt{n-1})]. \quad (15)$$

Из (15) путем преобразований получаем:

$$U_{n\max} = E(1 + \sqrt{n}). \quad (16)$$

Зависимости (14) и (16) позволяют вычислить максимально возможные токи и напряжения в РЕН, которые будут определять самый тяжелый токовый режим зарядной индуктивности и предельное значение напряжения на емкости, заряжаемой последней, даже в аварийных случаях.

$$i_n(t) = (E/\rho) \sin \omega t + (E/\rho) \sqrt{n-1} \cos \omega t = 0.$$

Тогда

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \omega t &= -\sqrt{n-1}; \omega t = \arctg(-\sqrt{n-1}) \\ \text{и} \\ U_{n\max} &= E - E \cos [\arctg(-\sqrt{n-1})] + \\ &+ E \sqrt{n-1} \sin [\arctg(-\sqrt{n-1})]. \quad (17) \end{aligned}$$

Из (17) путем преобразований получаем:

$$U_{n\max} = E(1 + \sqrt{n}). \quad (18)$$

Зависимости (14) и (18) позволяют вычислить максимально возможные токи и напряжения в РЕН, которые будут определять самый тяжелый токовый режим зарядной индуктивности и предельное значение напряжения на емкости, заряжаемой последней, даже в аварийных случаях.

На рис. 13 приведены зависимости $i_L(t)$ и $U_k(t)$ для $n=4$, иллюстрирующие процессы заряда РЕН в этом режиме.

Учет нелинейности $L = f(i)$ при заряде РЕН также необязателен даже в предельном режиме, как это показано в [3].

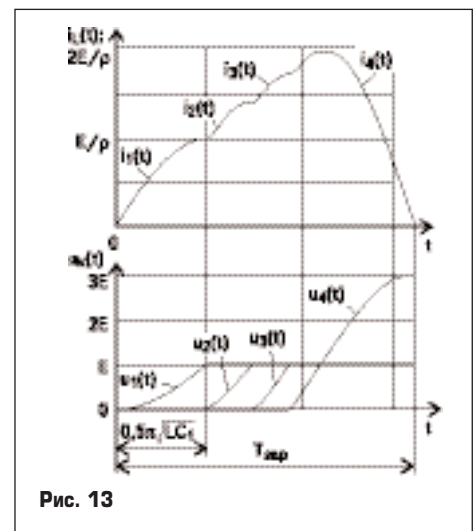


Рис. 13

Можно сделать вывод о том, что при проектировании регулируемых систем резонансно-диодного заряда, как сосредоточенных емкостных накопителей, так и РЕН, необязательно жестко выдерживать условие линейности зарядной индуктивности при соблюдении порогового закона управления.

Литература

1. Милих А. Н., Кубышин Б. Е., Волков И. В. Индуктивно-емкостные преобразователи. Киев: Наукова думка, 1964.
2. Опре В. Генерирование мощных импульсов тока регулируемой формы // Силовая электроника. 2008. № 3.
3. Громовенко В. М., Опре В. М., Щеголева Н. А. Зарядные устройства расщепленных емкостных накопителей // Электротехника. 1997. № 3.
4. Ворончев Т. А. Импульсные тиратроны. М.: Советское радио, 1958.
5. Зарядное устройство. Аллас А. А., Коротков А. Ю., Опре В. М., Федоров А. В. // Свид. на полезную модель № 18026. Бюл. № 13, 2001.



ООО "ДИАЛ-Электролюкс"
(495) 739 55 33, 995 20 20
sales@dialectrolux.ru
www.compensation.ru
www.contaclip.ru

НОВЫЕ MOSFET ТРАНЗИСТОРЫ IRFP4XXX

Сверхнизкое сопротивление канала + стандартный недорогой корпус TO-247

Наименование	Напряжение пробоя сток-исток, В	RDS(on)-сопрот-е сток-исток в отк. сост-и, мОм	Заряд затвора, нКл	Ток стока (25°C), А
IRFP400PbF	40	1.7	220	195
IRFP4368PbF	75	1.85	380	195
IRFP4468PbF	100	2.6	360	195
IRFP4568PbF	150	5.9	151	171
IRFP4668PbF	200	9.7	161	130

- Высокая эффективность синхронного выпрямления в импульсных источниках питания
- Высокая скорость переключения и динамические характеристики
- Надежная работа в режимах жесткого переключения в широком диапазоне частот
- Высокая устойчивость к лавинному пробоя, dv/dt и di/dt
- Сокращение стоимости в 2 раза благодаря стандартному корпусу

ПЛАТАН

Офисы в Москве: м. Молодежная: ул.Ивана Франко, 40, стр.2, (495) 97-000-99, 121351, Москва, а/я 100, e-mail: platan@aha.ru м. Новослободская: 1-й Щемилевский пер., 16, стр.2 (495) 744-70-70, platan@platan.ru

Офис в Санкт-Петербурге: ул. Зверинская, 44 (812) 232 68 36, 232 23 73, baluka@platan.spb.ru

Представительства: Воронеж: (4732) 59 75 57 Казань: (843) 292 18 06 Киев: (38044) 494 37 92 Новосибирск: (3832) 16 57 73 Омск: (3812) 24 69 03 Томск: (3822) 55 65 30 Ульяновск: (8422) 37 65 67 Уфа: (3472) 32 10 79

Региональные дилеры: Белгород: (4722) 31 30 64 Екатеринбург: (343) 353 75 16 Ижевск: (3412) 43 72 51 Йошкар-Ола: (8362) 45 17 45 Минск: (375 17) 287 28 60 Нижний Новгород: (8312) 30 32 33 Новосибирск: (3832) 17 39 43 Омск: (3812) 24 10 90 Пермь: (3422) 37 17 46, (3422) 12 54 00 Ростов-на-Дону: (8632) 44 34 48 Самара: (8462) 67 31 39 Санкт-Петербург: (812) 327 96 92 Саратов: (8452) 60 68 68 Тольятти: (8482) 70 91 03 Томск: (3822) 51 12 25 Тюмень: (3452) 75 11 17 Чебоксары: (8352) 28 81 57 Уфа: (3472) 35 63 73 Якутск: (4112) 36 38 51, 43 32 86

Разработка систем заряда

емкостных накопителей энергии

Емкостные накопители электрической энергии используются в большинстве технических устройств. Частной, однако, не имеющей исчерпывающего решения проблемой, возникающей при разработке таких накопителей энергии, является проблема создания высоковольтных (100–200 кВ) систем заряда, которые питаются от низковольтного (например, 20 В) источника питания. В цикле, который открывает эта статья, рассматриваются вопросы разработки таких систем заряда.

Юрий Болотовский, к. т. н.

eltech@ufacom.ru

Георгий Таназлы, к. т. н.

g_thanazly@mail.ru

Евгений Вашкевич, к. т. н.
Александр Никитин

Структура системы электропитания импульсной нагрузки

Решению проблемы преобразования низковольтного постоянного напряжения в высоковольтное для заряда и разряда емкостных накопителей энергии посвящено много статей и исследований, среди которых можно выделить следующие [1, 2, 3, 4]. Но разработка устройств для заряда емкостных накопителей энергии с высокими техническими характеристиками является сложной научно-технической задачей.

В [1] рассматривается структурная схема системы электропитания импульсной нагрузки. Характеристики импульсной нагрузки и имеющейся в распоряжении разработчика системы электроснабжения, как правило, не согласованы. Поэтому возникает необходимость включения между системой электроснабжения (в рассматриваемом случае — это источник низковольтного постоянного напряжения) и нагрузкой дополнительного устройства, которое называют источником вторичного электропитания (ИВЭП). Его задачей и является согласование характеристик системы электроснабжения и нагрузки. Наиболее общая структура ИВЭП с емкостным накопителем энергии (ЕНЭ), приведенная на рис. 1, как и любое устройство преобразовательной техники, содержит энергетическую часть и систему управления (СУ). В энергетическую часть, в свою очередь, входят три функциональные части: собственно емкостный накопитель энергии, зарядное устройство (ЗУ) и разрядное устройство (РУ).

При этом функцию согласования характеристик ИВЭП с системой электроснабжения выполняют ЗУ и ЕНЭ, а функцию согласования с характеристиками импульсной нагрузки — РУ и ЕНЭ.

В рассматриваемом случае ИВЭП предназначен для питания импульсных нагрузок и построен так, что ЗУ и РУ функционируют на различных интервалах времени и слабо взаимодействуют между собой.

Влияние процессов в разрядном контуре на процессы в зарядном проявляются в изменении только одного параметра — напряжения на ЕНЭ в начале зарядного процесса. Поэтому процессы заряда и разряда ЕНЭ можно рассматривать независимо.

Система управления обрабатывает сигналы, поступающие, как правило, по четырем каналам входной информации (U_{ϕ} , $U_{O.C1}$, U_C , $U_{O.C2}$) и формирует управляющие сигналы на входах двух блоков энергетической части — ЗУ и РУ. Первый из входных каналов несет информацию о входном напряжении U_{ϕ} , которое может изменяться в процессе работы по различным причинам. Сигнал $U_{O.C1}$ информирует о состоянии зарядного устройства в данный момент времени. В зависимости от типа и принципиальной схемы ЗУ в качестве $U_{O.C1}$ используется один или несколько параметров, характеризующих состояние ЗУ. Сигнал U_C содержит информацию об энергии, запасенной в емкостном накопителе на данный момент времени, который используется для корректировки зарядного процесса. Система управления осуществляет анализ сигнала U_C и сравнение этого сигнала с теоретически полученной величиной. В соответствии с разностью этих величин осуществляется коррекция процесса заряда. Кроме этого, система управления обеспечивает режимы работы элементов и узлов системы, гарантирующие их надежную работу. Сигнал $U_{O.C2}$ несет информацию о состоянии нагрузки. В рассматриваемом нами случае он может быть простейшим и предназначен для блокировки ЗУ на время разряда емкостного накопителя.

На основании полученной информации СУ формирует согласованные управляющие воздействия $U_{упр1}$ и $U_{упр2}$, определяющие все параметры зарядного процесса: закон изменения зарядного тока, алгоритмы включения секций ЗУ (если они есть), время отключения ЗУ от ЕНЭ на время его разряда и т. д.

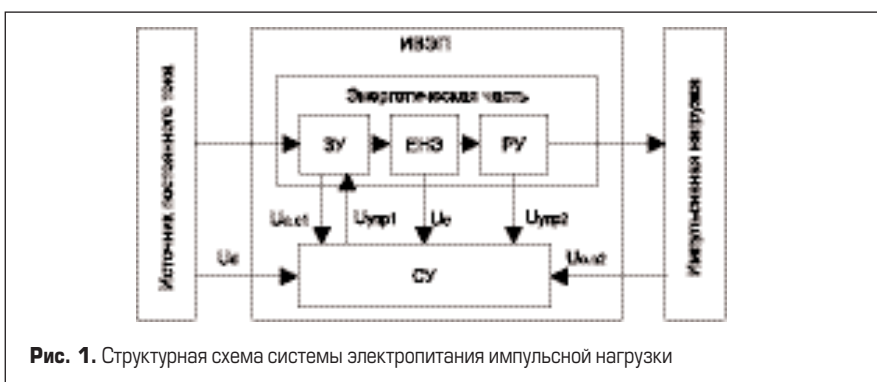


Рис. 1. Структурная схема системы электропитания импульсной нагрузки

Любая из составных частей структуры, приведенной на рис. 1, (за исключением ЕНЭ) не является обязательной для всех случаев применения ИВЭП.

Из структурной схемы (рис. 1) следует, что основным элементом системы заряда емкостных накопителей энергии является зарядное устройство.

Основные требования, предъявляемые к ЗУ, сводятся к тому, что оно должно обеспечивать более равномерное, чем это обусловлено нагрузкой, потребление энергии от источника постоянного тока. Кроме этого, ЗУ должно обеспечивать согласование напряжения системы электроснабжения с напряжением на ЕНЭ в конце интервала заряда. (В рассматриваемом случае напряжение системы энергоснабжения равно 20 В, а напряжение на ЕНЭ в конце интервала заряда равно 100–200 кВ.)

ЗУ должно обеспечивать отключение ЕНЭ от системы энергоснабжения на время его разряда и реализацию требуемых алгоритмов управления, как по энергетическим, так и по динамическим характеристикам (способность пропускать необходимое количество энергии при заданных временных ограничениях).

Так как зарядные устройства входят в класс систем силовой электроники, на них в полной мере распространяются требования, предъявляемые к таким системам: высокий КПД, малая масса, небольшой объем, высокие показатели надежности.

Сопоставительный анализ методов преобразования энергии в зарядных устройствах емкостных накопителей энергии

Анализ различных зарядных устройств [1, 2, 4, 5] емкостных накопителей энергии показывает, что основным элементом эффективных ЗУ — это звено, осуществляющее преобразование постоянного тока в переменный, то есть звено переменного тока. Различные варианты реализации этого звена и определяют методы преобразования энергии, являясь одновременно основой для классификации зарядных устройств емкостных накопителей.

Рассмотрим возможные методы преобразования энергии в зарядных устройствах емкостных накопителей в соответствии со структурной схемой, приведенной на рис. 2, где на уровне «Преобразование энергии» приведены два класса устройств: с механическим преобразованием энергии и с электрическим преобразованием энергии. На уровне «Получение переменного напряжения» для класса устройств с механическим преобразованием энергии выделены машинные генераторы, а для класса устройств с электрическим преобразованием энергии — прерыватели и инверторы.

Поскольку получение высоких напряжений непосредственно на выходе, как машинных генераторов, так и прерывателей и инверторов, затруднено, на структурной схеме приведены методы повышения переменного напряжения, которые осуществляются с помощью резонансных контуров, трансформаторов и диодно-ем-

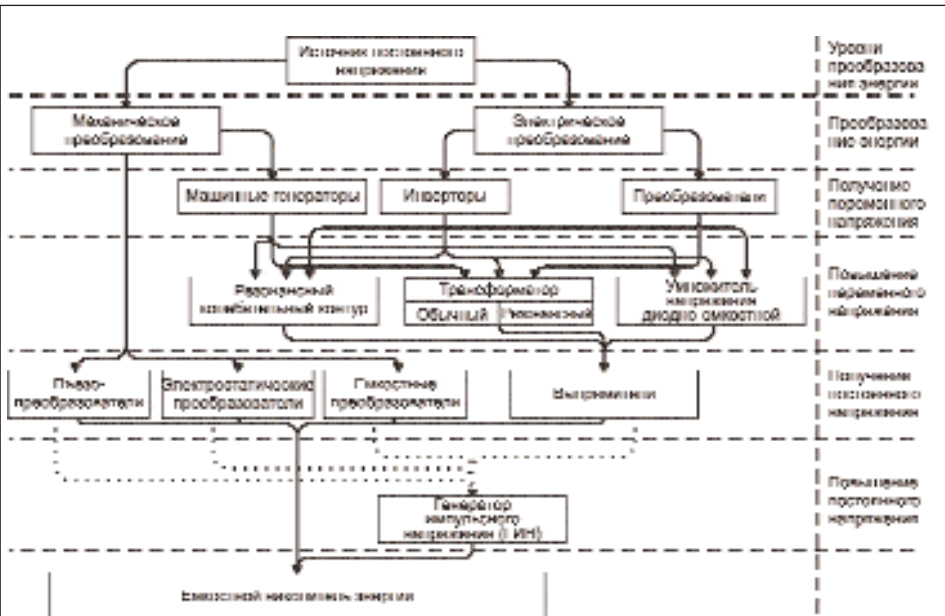


Рис. 2. Структурная схема методов преобразования энергии в ЗУ ЕНЭ

костных умножителей напряжения. Все перечисленные методы повышения переменного напряжения для передачи энергии емкостному накопителю требуют применения выпрямителей. В случае, если величина полученного после выпрямителя напряжения недостаточна, в блок-схеме на уровне «Повышение постоянного напряжения» применяется генератор импульсного напряжения (ГИН). Обособлены на блок-схеме методы получения высокого постоянного напряжения с помощью пьезопреобразователей и электростатических преобразователей, поскольку при использовании этих методов этапы «Получение переменного напряжения», «Повышение переменного напряжения», «Получение постоянного напряжения» не нужны.

В ряде случаев для увеличения коэффициента усиления зарядного устройства по напряжению возможно каскадное включение неко-

торых элементов рассматриваемой структурной схемы.

Анализ различных путей от источника постоянного напряжения к емкостному накопителю по структурной схеме (рис. 2) приводит к перечислению возможных методов преобразования энергии в зарядных устройствах емкостных накопителей.

Сопоставительный анализ различных методов преобразования энергии, а также схем зарядных устройств можно проводить по следующим критериям:

- коэффициент усиления по напряжению;
- время заряда емкостного накопителя;
- коэффициент полезного действия;
- масса;
- габариты;
- надежность;
- помехозащищенность;
- управляемость;

Таблица 1. Экспертные оценки методов преобразования энергии

Критерии	Методы преобразования энергии и их оценки			
	Механическое преобразование		Электрическое преобразование	
	Пьезо-, электростатические, емкостные преобразователи	Машинные генераторы	Инверторы	Прерыватели
Коэффициент усиления по напряжению	0	–	+	–
Время заряда емкостного накопителя	–	–	+	+
Коэффициент полезного действия	–	–	+	+
Масса	–	–	+	+
Габариты	–	–	+	+
Надежность	0	–	+	+
Помехозащищенность	+	+	–	–
Управляемость	–	+	+	+
Устойчивость к излучению	–	+	–	–
Промежуточные уровни преобразования энергии	+	–	–	–
Сопряжение с промежуточными уровнями преобразования энергии	+	+	+	–

- устойчивость к излучению;
- промежуточные уровни преобразования энергии;
- сопряжение с промежуточными уровнями преобразования энергии.

На данном этапе рассмотрения не представляется возможным определить численные значения приведенных критериев, поскольку речь идет о классах технических устройств, и отдельные устройства внутри каждого класса при оценке их по приведенным критериям, во-первых, могут существенно отличаться друг от друга, и, во-вторых, численные значения перечисленных критериев для конкретных устройств в полном объеме, как правило, не установлены. Их определение для каждого устройства представляет самостоятельную задачу.

Следует также отметить, что вопрос о независимости приведенных критериев или о степени и характере их зависимости необходимо решать в каждом конкретном случае.

Поэтому проведем рассмотрение возможных методов преобразования энергии в зарядных устройствах методом экспертных оценок с использованием трехбалльной шкалы: «+» — преимущество, «-» — недостаток, «0» — не определено.

В таблице 1 приведены экспертные оценки основных методов преобразования энергии, представленные на структурной схеме (рис. 2).

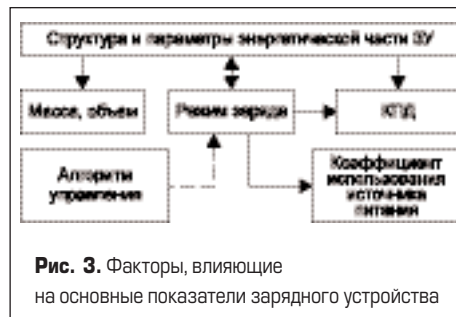
Как отдельный класс рассматриваются пьезоэлектрические, электростатические и емкостные преобразователи энергии [6]. К основным их достоинствам относится высокая помехозащищенность и отсутствие или минимальное количество уровней промежуточного преобразования энергии. К недостаткам следует отнести наличие уровней преобразования электрической энергии в механическую и обратное преобразование, что снижает оценки по таким критериям, как время заряда емкостного накопителя, КПД, масса, габариты, управляемость.

Несколько большее количество преимуществ по сравнению с только что рассмотренными методами преобразования энергии в зарядных устройствах имеет метод, основанный на применении машинных генераторов, которые (с использованием промежуточных уровней преобразования энергии) могут обеспечить помехозащищенность и относительно высокую устойчивость к излучению. Предпочтительным среди рассматриваемых методов преобразования энергии в зарядных устройствах, в соответствии с проводимой экспертной оценкой, является метод, основанный на применении автономных инверторов, основные недостатки которого ограничиваются низкой помехозащищенностью и устойчивостью к излучению, а также необходимостью применения промежуточных уровней преобразования энергии — для получения требуемого коэффициента усиления по напряжению.

Метод преобразования энергии, основанный на применении прерывателей, проигрывает инверторному методу в КПД и эффективности сопряжения с устройствами промежуточных уровней преобразования энергии.

Требования, предъявляемые к зарядным устройствам емкостных накопителей энергии

В [1] рассматривается структурная схема, определяющая факторы, влияющие на основные показатели зарядного устройства (рис. 3). В этой структурной схеме устанавливаются взаимосвязи между такими показателями зарядного устройства, как КПД, коэффициент использования источника питания, масса, объем и структура, и параметрами энергетической части ЗУ, алгоритмами управления и режимом заряда ЕНЭ.



Режимы работы различных элементов ЗУ определяются прежде всего совокупностью временных зависимостей токов в силовых цепях ЗУ, то есть режимом заряда. Однако режим заряда — не единственный фактор, влияющий на показатели ЗУ, сам он зависит от ряда других первичных факторов.

Первую группу первичных факторов, влияющих на показатели ЗУ, представляют собой внутренние параметры и схема энергетической части ЗУ (рис. 3). В ЗУ с неуправляемым зарядным процессом показатели определяются только факторами этой группы, причем влияют они на показатели как непосредственно (в выражениях для различных показателей входят внутренние параметры: величины индуктивностей, емкостей и т. д.), так и косвенно, определяя временные зависимости токов, напряжений в различных цепях ЗУ. Изменение временных зависимостей токов приводит к изменению различных функционалов этих зависимостей (действующих, максимальных, средних значений), которые определяют все основные показатели ЗУ.

В ЗУ с управляемым зарядным процессом на показатели действует и вторая группа первичных факторов, определяемая алгоритмом управления зарядным процессом. Воздействие этих факторов определяется только влиянием их на зарядный режим (рис. 3). Наиболее распространенными алгоритмами управления зарядным процессом принято считать [1, 3] следующие алгоритмы:

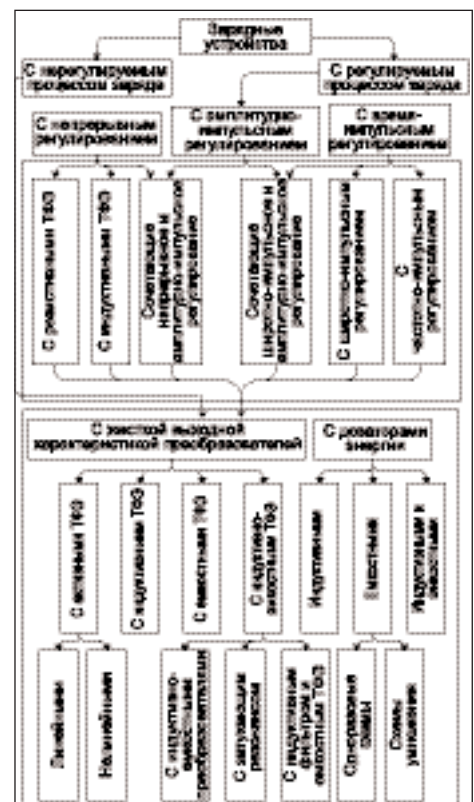
- с постоянным зарядным током;
- с постоянной потребляемой от источника мощностью;
- с минимальным временем заряда;
- с максимальным КПД.

Массо-габаритные параметры ЗУ в решающей степени зависят от схемы и внутренних параметров его энергетической части, поэтому исследовать влияние зарядного режима на эти показатели можно только для определенного, не слишком широкого класса ЗУ.

На уровне получения переменного напряжения (рис. 2) по результатам экспертной оценки в соответствии с примененными критериями предпочтительным является применение инверторов. Известно, что инверторы представляют собой обширную группу устройств силовой электроники, обеспечивающих преобразование постоянного напряжения в переменное и обладающих широким спектром функциональных характеристик.

Зарядное устройство, как правило, кроме автономного инвертора, включает в себя такие функциональные блоки, как токоограничивающие элементы и дозаторы энергии. На первом уровне выбора схемы влиянием этих блоков можно пренебречь. Исходя из этого, сформулируем требования к схемам автономных инверторов, предназначенных для работы в зарядных устройствах ЕНЭ:

- обеспечение устойчивой работы схемы инвертора в диапазоне изменения параметров нагрузки от короткого замыкания (разряженная накопительная емкость) до холостого хода (полностью заряженная накопительная емкость);
- максимально возможная и регулируемая раскочка напряжения в инверторе;
- максимально возможная (для заданных типов вентилях) мощность, снимаемая с одного конструктивного модуля;
- коэффициент полезного действия;
- помехоустойчивость;
- возможность работы без реактивных коммутирующих элементов;
- дозирование энергии силовой схемой;
- перегрузочная способность;
- возможность реализации различных траекторий заряда ЕНЭ;
- надежность.



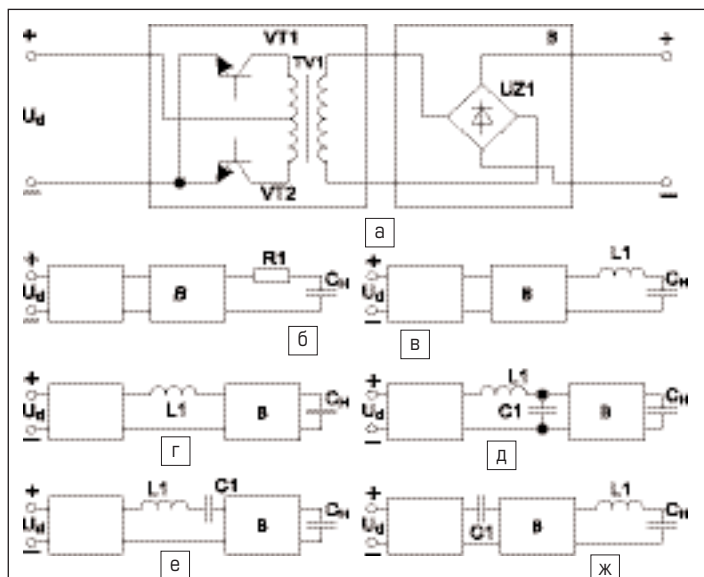


Рис. 5. Схемы зарядных устройств на базе преобразователей с жесткими выходными характеристиками с различными ТФЭ: а) базовая схема; б) схема с резистивными ТФЭ; в) схема с индуктивным ТФЭ в цепи постоянного тока; г) схема с индуктивным ТФЭ в цепи переменного тока; д–е) схемы с индуктивно-емкостными ТФЭ; ж) схема с индуктивным и емкостным ТФЭ, разнесенных по цепям переменного и постоянного тока

Классификация зарядных устройств и их схемные решения

Классификация зарядных устройств сходна с классификацией базовых преобразователей переменного или постоянного напряжения в постоянное, имеющих кроме всего прочего элементы, присущие зарядным устройствам. Эти элементы, способы регулирования тока в ЗУ, основные типы базовых преобразователей и возможные их сочетания классифицируются структурной схемой [1], которая применяется в зависимости от параметров ЕНЭ и источников питания (рис. 4). Выбирая за основу данную классификацию, рассмотрим представленные виды ЗУ с учетом требований технического задания.

Простыми являются нерегулируемые преобразователи, к которым относятся неуправляемые выпрямители и инверторы с неизменным алгоритмом работы на ЕНЭ. Наиболее распространены среди них преобразователи с жесткой выходной характеристикой. Для использования преобразователей с жесткой выходной характеристикой в качестве ЗУ их необходимо дополнить токоформирующими элементами (ТФЭ), которые ограничивают ток в различных цепях ЗУ в зависимости от требований.

Наиболее простым и универсальным ТФЭ может быть резистор, который включается последовательно в зарядную цепь ЕНЭ, однако использование резистивного ТФЭ связано с большими потерями энергии, поэтому его использование ограничено маломощными ЗУ (рис. 5б).

Лучшими показателями обладают ТФЭ на реактивных элементах: индуктивностях, емкостях или их сочетаниях (рис. 5в–ж). Но, в отличие от резистивных ТФЭ, они применяются, как правило, в цепях переменного тока.

Наилучших показателей можно достичь в схемах с затухающим резонансом.

Другой класс базовых преобразователей представляют устройства, где ЕНЭ — составная часть ЗУ. Величина энергии, передаваемая в ЕНЭ, определяется, то есть дозируется, параметрами схемных элементов преобразователя (рис. 6а–е), поэтому они называются преобразователями с дозаторами энергии. Это энергия коммутирующих элементов, которая передается в нагрузку преобразователей, с вынужденной или естественной коммутацией. Сюда же относится схема ЗУ с умножителями напряжения (рис. 7а–в), в которых емкости умножителя являются дозаторами.

Однако данный класс преобразователей ЗУ не позволяет обеспечить коэффициент усиления по напряжению (K_u) $K_u > 10^2$. Необходимость заряда ЕНЭ до напряжения, значительно превышающего напряжение источников питания ($K_u = 10^3 \dots 10^4$), предопределяет, как правило, использование трансформаторов, которые наиболее эффективно используются в ЗУ с регулируемым процессом заряда. К данному классу ЗУ принадлежат тири-

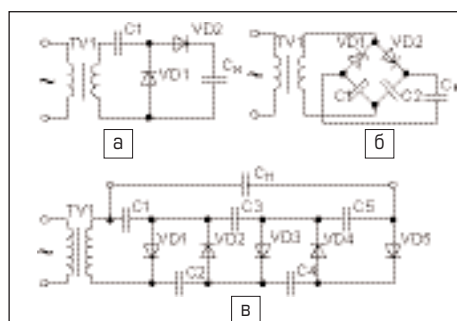


Рис. 7. Схемы зарядных устройств с емкостными дозаторами и умножением выходного напряжения

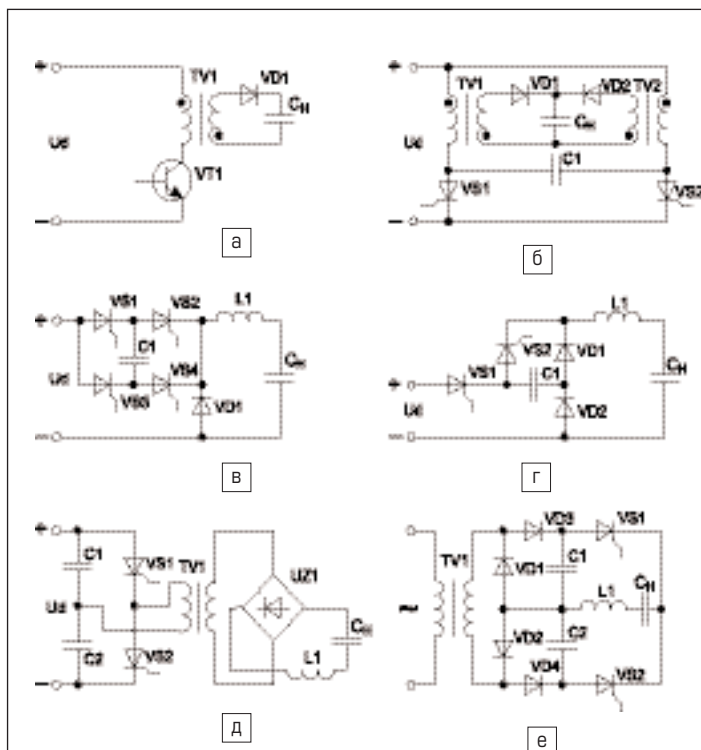


Рис. 6. Схемы зарядных устройств с индуктивными и емкостными дозаторами, которые являются схемными элементами преобразователей

торные регуляторы переменного напряжения (рис. 8), а также полупроводниковые инверторы с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) выходного напряжения. К ним также относятся амплитудно-импульсные регуляторы (АИР), они реализуются в виде регулирующих транзисторов или подмагничиваемых дросселей и трансформаторов (рис. 9), которые могут входить в состав ЗУ на базе инверторов с жесткой выходной характеристикой.

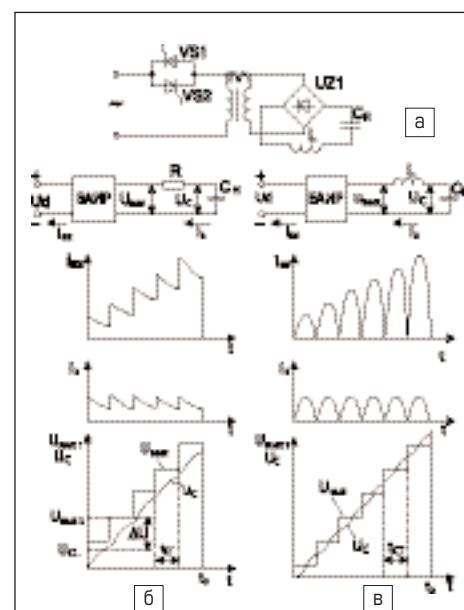


Рис. 8. Схемы и временные диаграммы для зарядных устройств с импульсным регулированием зарядного процесса: а) при импульсно-фазовом регулировании; б) при амплитудно-фазовом регулировании и резистивном токоформировании; в) при амплитудно-импульсном регулировании и индуктивном токоформировании

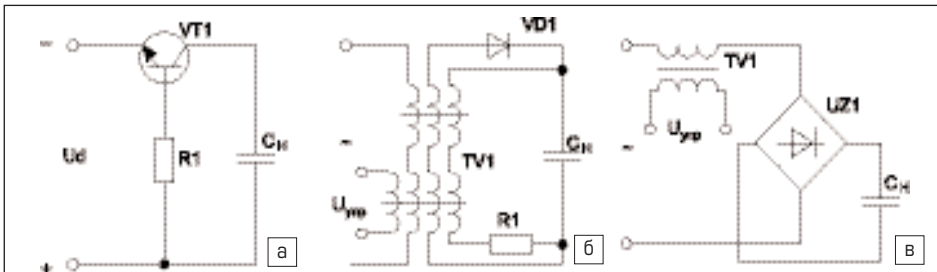


Рис. 9. Схемы зарядных устройств с непрерывным регулированием зарядного процесса

Это инверторы с жесткой выходной характеристикой, но питающиеся от источника с регулируемым выходным напряжением.

Класс регулируемых ЗУ достаточно широк, в него входят и ЗУ с группой инверторов, выходные выпрямители которых включены последовательно, а алгоритм работы построен так, что по мере заряда ЕНЭ к первому инвертору поочередно подключаются и остальные, а суммарное напряжение на выходе увеличивается ступенчато [7]. Регулирующий элемент стабилизирует ток в пределах одной ступени, что уменьшает потери в регулирующем элементе или ТФЭ и повышает общий КПД ЗУ.

Следует выделить ЗУ с фазовым регулированием, когда два источника переменного напряжения с одной частотой инвертирования, работающих на одну нагрузку, в течение времени заряда ЕНЭ меняют фазу выходного напряжения относительно друг друга от противофазной до синфазной по заданному алгоритму (рис. 10–11).

Другой принцип заложен в регулируемых ШИМ-инверторах, когда группа из n инверторов работает с фазовым сдвигом π/n . В этом случае реализуется два принципа регулирования: непрерывного и амплитудно-импульсно-

го регулирования, когда на выходе n последовательно включенных выпрямителей ток в начальный момент регулируется длительностью импульсов, затем по мере увеличения длительности их амплитуда сначала удваивается, а при длительности $t = \pi/2$ амплитуда возрастает в n раз [8] (рис. 12–13).

Перечисленные способы регулирования процесса заряда ЕНЭ чаще всего используются комплексно, то есть в сочетании тех или иных способов. Это позволяет использовать преимущества каждого из способов и уменьшить присущие им недостатки.

Как мы уже упоминали, значительное повышение выходного напряжения достигается применением выходных трансформаторов. В соответствии с представленной структурной схемой классификации ЗУ процесс заряда может регулироваться как на первичной, так и на вторичной стороне трансформатора. К тому же применение трансформаторов позволяет суммировать выходные напряжения нескольких источников переменного напряжения.

В статье [9] приведен сравнительный анализ ЗУ различных типов. Результаты анализа сведены в таблицу 2. В ней представлены характеристики ЗУ по массо-габаритным параметрам, коэффициенту полезного действия и коэффициенту использования источника $K_{\text{и}}$.

Обобщая результаты анализа, можно сделать вывод: наилучшими показателями по исследуемым параметрам обладает ЗУ на основе преобразователя с выходным трансформатором.

Ограничения по массо-габаритным показателям ЗУ вынуждают разработчиков применять в составе ЗУ полупроводниковые преобразователи, которые, как видно по данным

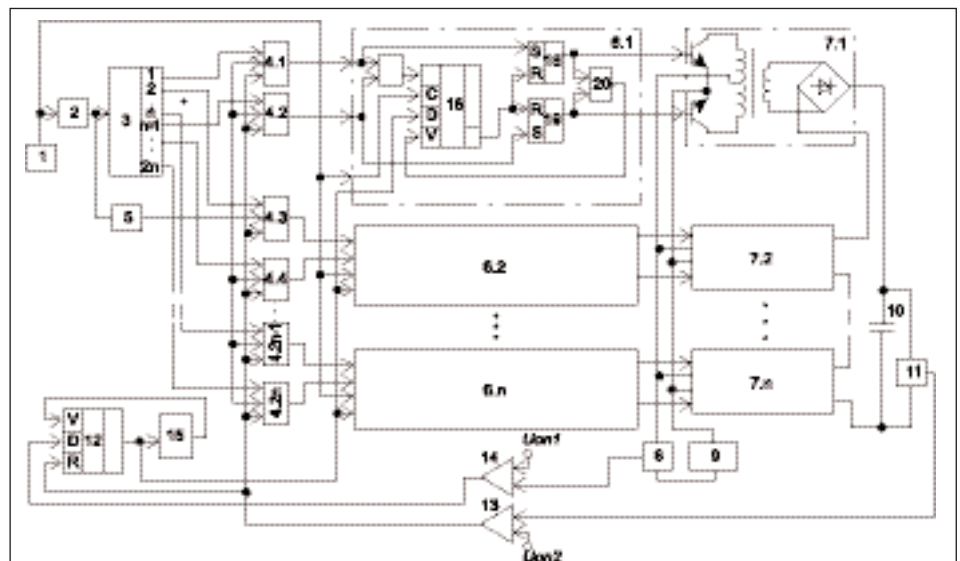


Рис. 12. Схема каскадного ЗУ с ШИМ-регулированием входного тока

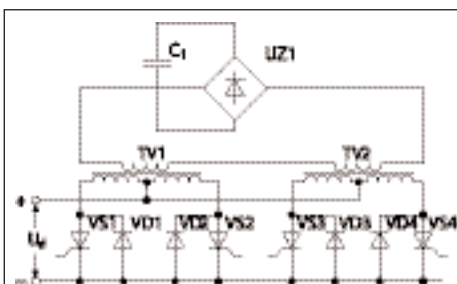


Рис. 10. Регулирование мощности на нагрузке двойным однофазным инвертором

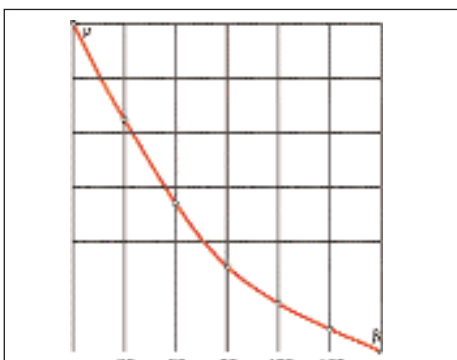


Рис. 11. Зависимость выходной мощности инвертора от угла регулирования b

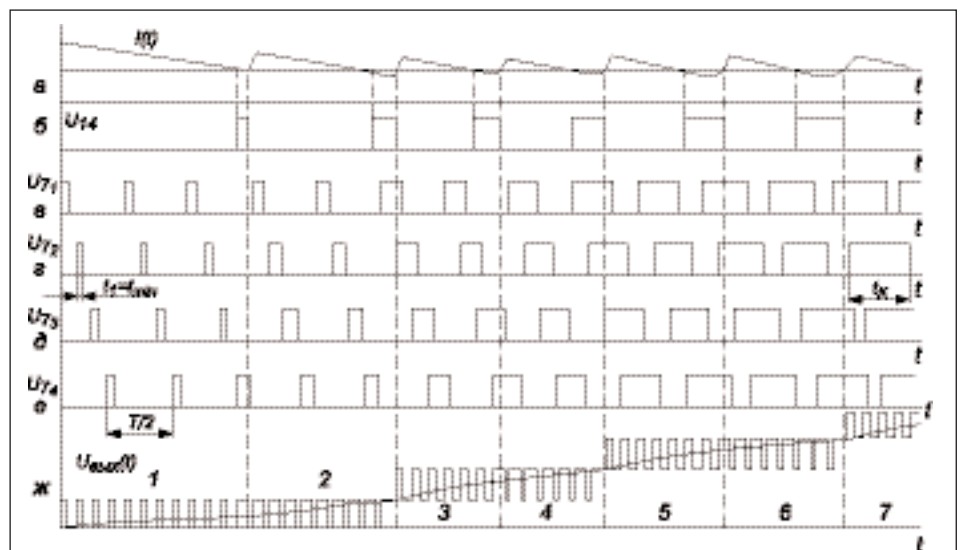


Рис. 13. Алгоритм изменения выходного напряжения в зависимости от изменения длительности выходных импульсов

Таблица 2. Сравнение различных способов воздействия на зарядный режим ЗУ

Устройство	Способ воздействия	M, r	η	Ku
Базовый преобразователь	Транзисторный преобразователь постоянного напряжения в постоянное	2000	0,935	1,0
Нерегулируемые ЗУ	С резистивным ТФЭ	10 200	0,365	0,57
	С индуктивным ТФЭ	30 500	0,84	0,64
Регулируемые ЗУ при зарядке постоянным зарядным током	Непрерывное регулирование	16 600	0,48	1,0
	Время-импульсное регулирование	7300	0,891	0,5
	Амплитудно-импульсное регулирование с резистивным ТФЭ	5350	0,893	0,5
	Сочетание АИР и ВИР (при 15 ступенях)	2940	0,902	0,5
	Сочетание АИР и НР (при 15 ступенях)	3310	0,856	0,5
Регулируемые ЗУ с ИР и НР в различных режимах	Режим неизменной потребляемой мощности	4550	0,844	1,0
	Компромиссный режим	3570	0,854	0,84

таблицы, снижают массо-габаритные показатели, увеличивают КПД и коэффициент использования источника. Изучение работ в этой области доказывает: применение преобразователей повышенной частоты позволяет не только снизить массо-габаритные показатели ЗУ, но и с высокой точностью управлять процессом заряда [10, 11].

Сравнительный анализ функциональных узлов зарядных устройств. Выбор схем для углубленного анализа

При всем многообразии схем полупроводниковых преобразователей ограничения, заложенные в техническом задании, требуют от разработчиков при анализе достоинств и недостатков каждой из схем преобразователей перенести ее на новую элементную базу и материалы и спроектировать преобразователь, максимально удовлетворяющий установленным условиям. Принимая во внимание все вышесказанное, перейдем к рассмотрению конкретных схемных решений.

Однотактные и двухтактные инверторы

Рассмотрим схему инвертора на тиристоре. Этот тип инверторов нашел широкое применение в качестве источника питания в технологических устройствах плавки и термообработки металлов промышленных предприятий в силу своей простоты и надежности при значительном диапазоне мощностей. Его работа описана во многих публикациях, и одной из последних является [12]. Заменяв обратный клапан управляемым ключом и подключив выходной трансформатор через дозирующую емкость, в определенном диапазоне частот можно добиться значительного увеличения напряжения на первичной обмотке выходного трансформатора за счет резонансных явлений в коммутационном контуре (рис. 14). Мощность преобразователя определяется установленной мощностью коммутационных элементов и клапанов. Заданный алгоритм заряда ЕНЭ выдерживается с помощью изменения частоты управляющих импульсов и выбора коммутационных элементов. Однако при низких значениях напряжения питания возникают значительные потери в тиристоре при инвертировании больших мощностей. Кроме того, для работы данной схемы требуется входной

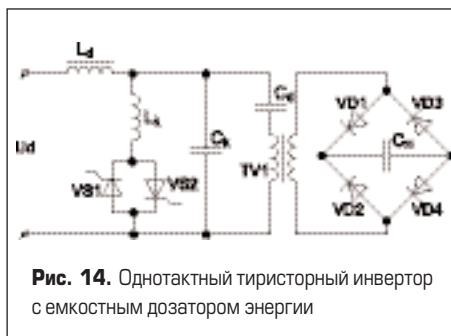


Рис. 14. Однотактный тиристорный инвертор с емкостным дозатором энергии

дроссель со значительными массо-габаритными показателями.

Исключить входной дроссель можно, заменив тиристор полностью управляемым ключом [6]. Эта схема сохраняет все преимущества тиристорного инвертора и, кроме того, позволяет значительно повысить частоту инвертирования, что приводит к снижению веса коммутационной емкости и трансформатора, а регулирование тока заряда осуществляется схемой управления инвертора.

Модификации схемы (рис. 15), где улучшается КПД, приведены в [13, 14].

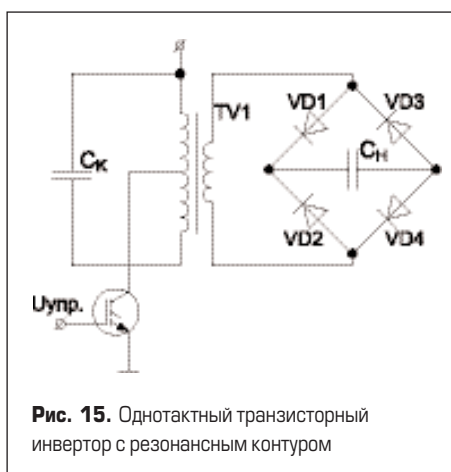


Рис. 15. Однотактный транзисторный инвертор с резонансным контуром

Двухтактный транзисторный инвертор (рис. 16), в отличие от однотактного, обладает лучшими массо-габаритными показателями выходного трансформатора, КПД и равномерной загрузкой источника питания. При низких входных напряжениях его КПД достигает величины 0,85 [1]. Преобразователи, собранные по двухтактной схеме, были успешно использованы в ЗУ модульной конструкции [1]. Выбор частоты переключения транзисторов и использование дополнительных реактивных элементов позволяет значительно

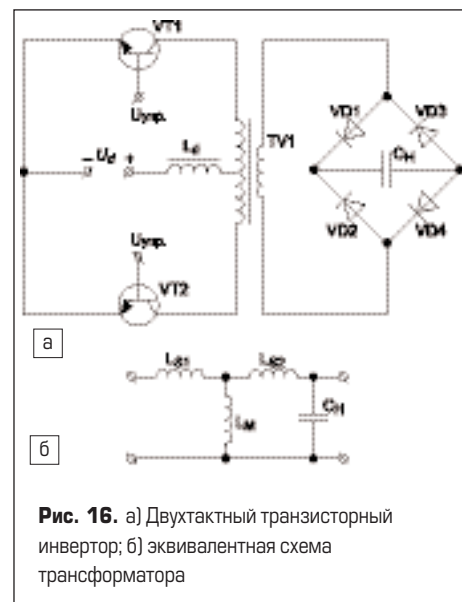


Рис. 16. а) Двухтактный транзисторный инвертор; б) эквивалентная схема трансформатора

повысить напряжение на первичной обмотке трансформатора за счет резонансных явлений, возникающих в его контуре (рис. 16б), и компенсировать потери от паразитных емкостей, неизбежно возникающих в трансформаторах с большим коэффициентом трансформации. Анализ работы двухтактного транзисторного инвертора и его основные достоинства и недостатки приведены в публикациях [15, 16].

Мостовые и полумостовые инверторы

Мостовые транзисторные и тиристорные инверторы применяются в тех случаях, когда мощность преобразования значительна. В мостовых инверторах наиболее эффективно используется выходной трансформатор, поэтому его массо-габаритные параметры минимальны по сравнению с трансформаторами однотактных и двухтактных инверторов при тех же мощностях. Разработан мостовой тиристорный инвертор с регулируемой раскачкой выходного напряжения [17] (рис. 17).



Рис. 17. Последовательный тиристорный мостовой инвертор с регулируемой раскачкой выходного напряжения

Появление нового класса ключевых приборов — IGBT-транзисторов — дало возможность создания на их базе мощных преобразователей, обладающих значительными преимуществами по сравнению с преобразователями на основе тиристоров, так как они позволяют расширить частотный диапазон преобразователей до 15–150 кГц с мощностями от 50 до 200 кВт.

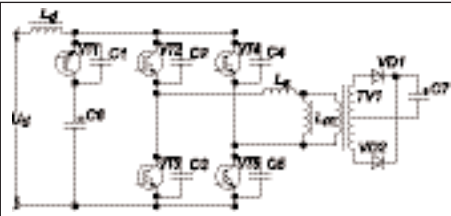


Рис. 18. Мостовой инвертор на транзисторах с раскачкой выходного напряжения с помощью паразитных индуктивностей и емкостей выходного трансформатора

На рис. 18 представлена схема транзисторного преобразователя с раскачкой выходного напряжения за счет паразитных реактивных элементов выходного трансформатора и регулируемого возврата энергии в источник.

Полумостовые инверторы так же, как и мостовые, достаточно широко используются в промышленности [12]. В них количество ключей уменьшено до двух, а 3-й и 4-й ключи заменены конденсаторами. В полумостовом инверторе напряжение на трансформаторе составляет половину напряжения питания, но, в отличие от мостового и двухтактного инверторов, разделительные емкости могут быть как дозирующими элементами, так и элементами резонансного контура, что иногда является предпочтительным при выборе данного типа инверторов. На рис. 19 представлено ЗУ на тиристорах, выполненное по полумостовой схеме с резонансным контуром и управляемым обратным вентилем, который позволяет изменять уровень раскачки резонансного контура по мере заряда накопительной емкости. Дозирующая емкость исключает режим КЗ и регулирует величину зарядного тока.

В тех случаях, когда массо-габаритные показатели играют главную роль, полумостовые инверторы выполняются на транзисторах. На рис. 20 представлена схема транзисторного преобразователя постоянного напряжения с высокочастотным резонансным инвертором [6].

Существует способ каскадного включения трансформаторов, когда для достижения высокого коэффициента трансформации $K_T \geq 10^4$

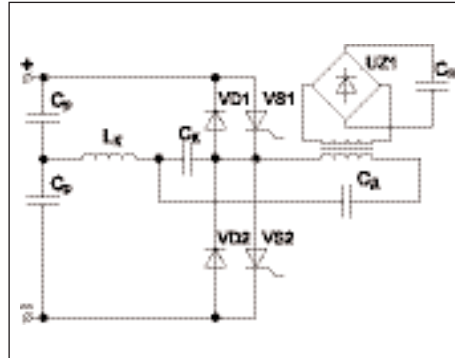


Рис. 19. Полумостовой тиристорный инвертор с дозатором энергии и резонансным контуром

первичную обмотку одного трансформатора подключают к вторичной обмотке другого. При этом суммарный коэффициент трансформации $K_{\Sigma} = K_{T1} \times K_{T2}$.

Анализ предпочтительных схем инверторов

Проведенный анализ ЗУ показал, что достижение выходного коэффициента усиления ЗУ по напряжению 10^3 – 10^4 можно осуществить с помощью промежуточного звена — преобразования постоянного тока низкого напряжения в переменный ток, с дальнейшим трансформированием и выпрямлением — с целью получения постоянного тока высокого напряжения.

Таким образом, к рассмотрению принимались полупроводниковые преобразователи постоянного тока, которые позволяют получить раскачку напряжения на первичной обмотке выходного трансформатора.

Для проведения сравнительного анализа были сделаны следующие ограничения:

- рабочие токи транзисторных ключей — 400 А;
- рабочие токи тиристорных ключей — 1000 А;
- рабочая частота преобразователя — 5000 Гц;
- напряжение источника питания — 20 В постоянного тока.

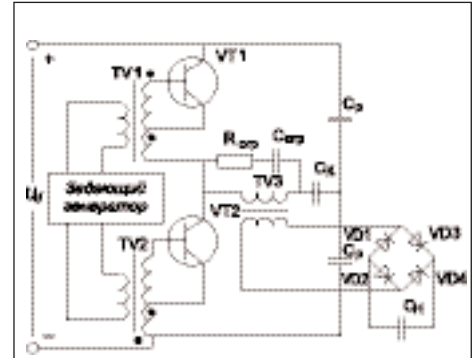


Рис. 20. Полумостовой преобразователь постоянного напряжения с высокочастотным резонансным инвертором

Анализ проводится по следующим критериям:

- единичная мощность — мощность, снимаемая с одного конструктивного модуля без параллельного включения силовых ключей;
- массо-габаритные показатели трансформатора — массо-габаритные показатели выходного трансформатора одного модуля;
- прерывистость входного тока — равномерность потребления входного тока в течение периода рабочей частоты инвертора при ограниченной величине индуктивности входного дросселя и емкости фильтра;
- потери в ключах — потери мощности, связанные с прямым падением напряжения в открытом состоянии ключа, и его коммутационные потери;
- коэффициент полезного действия;
- перегрузочная способность — способность инвертора выдерживать кратковременные перегрузки по току в аварийных режимах до срабатывания защиты;
- помехоустойчивость — способность функционирования преобразователя по заданному алгоритму в условиях помех заданного уровня;
- использование реактивных коммутирующих элементов — необходимость использования дополнительных элементов, без

Таблица 3. Оценка инверторов по некоторым критериям

Критерий оценки	Тип инвертора							
	Однотактный тиристорный	Однотактный транзисторный	Двухтактный транзисторный инвертор	Двухтактный тиристорный инвертор	Мостовой тиристорный инвертор	Мостовой транзисторный инвертор	Полумостовой тиристорный инвертор	Полумостовой транзисторный инвертор
Единичная мощность	+	–	+	++	++	+	+	–
Массо-габаритные параметры трансформатора	–	–	+	+	++	++	+	+
Прерывистость входного тока	–	–	++	++	++	++	++	++
Потери в ключах	+	+	++	++	+	+	–	–
КПД	–	–	++	++	–	–	–	–
Перегрузочная способность	++	+	+	++	++	+	++	+
Помехоустойчивость	++	++	–	+	+	–	+	–
Отсутствие реактивных коммутирующих элементов	–	+	+	–	–	+	–	+
Регулируемая раскачка	+	+	–	–	+	+	+	+
Дозирование энергии силовой схемы	++	++	+	+	+	+	++	++

которых функционирование преобразователя невозможно;

- регулируемая раскочка — возможность регулирования величины напряжения на выходном трансформаторе по заданному алгоритму;

- дозирование энергии силовой схемой — возможность поддержания заданной величины тока потребления с помощью элементов преобразователя без изменения алгоритма работы преобразователя.

Проанализировав представленные преобразователи с точки зрения определения ограничений по предлагаемым критериям, оценим каждый из этих преобразователей по трехбалльной шкале. При этом «очень хорошо» обозначим двумя плюсами; «хорошо» — одним плюсом; «удовлетворительно» — минусом.

В результате проведенного обзора схем полупроводниковых преобразователей по трехбалльной шкале составлена таблица 3.

Проведя экспертную оценку по установленным критериям, можно сделать следующие выводы.

Наиболее приемлемыми схемами преобразователей являются:

1. Двухтактный транзисторный преобразователь модульной конструкции с каскадным включением выходных обмоток и введением реактивных элементов для создания резонансного контура.
2. Мостовой тиристорный инвертор с резонансным контуром.

3. Мостовой транзисторный инвертор с резонансным контуром.

Применение однотактных и полумостовых инверторов проблематично и требует дополнительной оценки при математическом моделировании.

Литература

1. Булатов О. Г., Иванов В. С., Панфилов Д. И. Полупроводниковые зарядные устройства емкостных накопителей. М.: Радио и связь, 1986.
2. Бут Д. А., Алиевский Б. Л., Мизюрин С. Р., Васюкевич П. В. Накопители энергии. М.: Энергоатомиздат, 1991.
3. Кныш В. А. Полупроводниковые преобразователи в системах заряда накопительных конденсаторов. Л.: Энергоатомиздат, 1981.
4. Пентегов И. В. Основы теории зарядных цепей емкостных накопителей энергии. Киев: Наукова Думка, 1982.
5. Маршак И. С., Дейников А. С., Жильцов В. П. Импульсные источники света. М.: Энергия, 1978.
6. Ромаш Э. М. и др. Высокочастотные транзисторные преобразователи. М.: Радио и связь, 1988.
7. Авт. св. № 834843 (СССР). Панфилов Д. И. и др. Устройство для заряда емкостного накопителя. БИ № 20. 1981.
8. Авт. св. № 1780150 (СССР). Никитин А. В. и др. Устройство для заряда емкостного накопителя. БИ № 40. 1992.
9. Мальквичус Р. С. Статический преобразователь для заряда конденсаторной батареи и его влияние на питающую сеть. В кн.: Электромагнитное совмещение силовых полупроводниковых преобразователей. Таллин, 1981.
10. Авт. св. № 552681 (СССР). Иванов В. С. и др. Устройство для заряда емкостного накопителя энергии от сети переменного тока. БИ № 42. 1976.
11. Патент № 2021643 (РФ). Додотченко В. В., Николаев А. Г. Система для питания импульсной нагрузки. БИ № 19. 1994.
12. Белкин А. К. и др. Тиристорные преобразователи частоты. М.: Энергоатомиздат, 2000.
13. Авт. св. № 815873 (СССР). Катасонов Н. М., Богатырев Н. Н. Устройство для зарядки накопительного конденсатора. БИ № 11. 1981.
14. Авт. св. № 855956 (СССР). Жильцов В. П., Полосин Д. П. Преобразователь напряжения для зарядки накопительного конденсатора в светосигнальном импульсном приборе. БИ № 30. 1980.
15. Авдеев В. В. и др. Функциональные устройства электропитания наземной РЭА / Под ред. В. Г. Костинова. М.: Радио и связь, 1990.
16. Алексанян А. А. и др. Мощные транзисторные устройства повышенной частоты. Л.: Энергоатомиздат, 1989.
17. Авт. св. № 985905 (СССР). Болотовский Ю. И. и др. Последовательный автономный инвертор. 1982.

www.continent-tm.ru

Встраиваемые и модульные источники электропитания по каталогу и на заказ



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



Заказные блоки питания мощностью до 1600 Вт.

Дистрибьютор продукции двойного назначения – ЗАО "Фаворит-ЭК".
105187, Москва, ул. Щербаковская, 53
тел./факс (495) 225-9695
e-mail: info@favorit-ec.ru



**AC-DC
DC-DC**

ООО "Силовая электроника"

Москва, 124125, 1-я ул. Ямского поля, 17

e-mail: info@continent-tm.ru

тел./факс: (499) 257-0168, 257-6306, (495) 789-4635

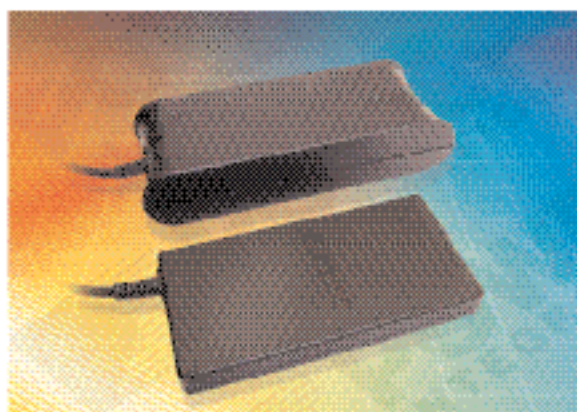


Приемка ОТК и ПЗ

eSIP

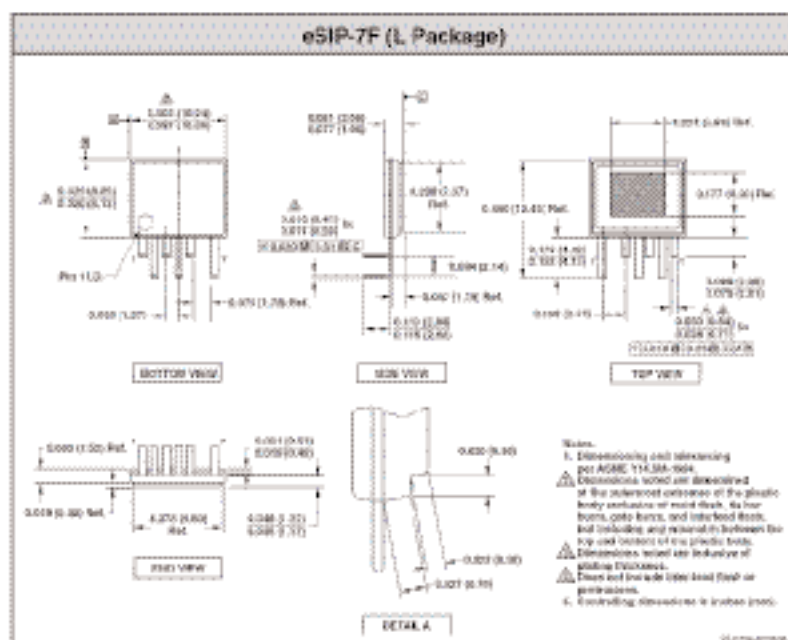
новый корпус микросхем TOPSwitch-HX от Power integrations

Прекрасно подходит для проектирования компактных источников питания в диапазоне мощностей от 20 до 100 Ватт!



Рекомендуемые сферы применения:

- адаптеры для ноутбуков
- источники питания для LCD панелей и плазменных телевизоров
- портативное промышленное оборудование
- электронные расходомеры и др.
- все, где одновременно необходимы высокий КПД и небольшие габариты



Микросхемы в новом eSIP исполнении вы узнаете по символу L в идентификаторе (part number), например: TOP260 LN, TOP261 LN и TOP262 LN

Двунаправленные ключи

в матричных структурах преобразователей переменного тока

Матричные структуры позволяют создавать эффективные преобразователи переменного тока. Дается анализ достоинств и недостатков известных реализаций двунаправленных ключей, используемых при построении матричных преобразователей. Описаны возможные алгоритмы коммутации ключей трехфазного матричного преобразователя.

Валерий Климов, к. т. н.

klimov@ruselt.ru

Светлана Климова

astel-ups@mail.ru

Матричная структура обеспечивает преобразование параметров источника переменного тока (амплитуды и частоты) в напряжение, необходимое для питания нагрузки, без накопления энергии в промежуточном звене постоянного тока [1]. Такие преобразователи относятся к системам прямой передачи энергии от источника к нагрузке. Отсутствие больших конденсаторов звена постоянного тока, занимающих от 30 до 50% объема инвертора, позволяют создавать более эффективные преобразователи переменного тока. Кроме того, они могут работать в более широком диапазоне температур и иметь более долгий срок службы, так как отсутствуют электролитические конденсаторы, уязвимые при высоких температурах. В настоящее время матричные преобразователи находят применение в приводах переменного тока и в системах генерирования ветроэнергетических установок. Вопросам проектирования и исследования матричных преобразователей за рубежом уделяется большое внимание [2, 3].

Современный трехфазный матричный преобразователь выполняется на 9 двунаправленных ключах (bi-direction switch), которые способны подключать любую из трех фаз входного напряжения к любой из трех фаз нагрузки (рис. 1). В ряде работ можно встретить название «ключ переменного тока» (AC-switch), который должен иметь способность проводить ток в нагрузку или блокировать напряжение источника обеих полярностей в зависимости от управ-

ляющего сигнала. Алгоритмы коммутации ключей основываются на стратегии формирования желаемого выходного напряжения из частей периодических функций трехфазного входного напряжения.

Так как идеального ключа переменного тока в настоящее время не существует, то их реализация связана с использованием однонаправленных полупроводниковых приборов (диодов и транзисторов). Практические проблемы относительно свойств двунаправленных ключей, обеспечивающих необходимые коммутационные возможности, являются важным обстоятельством, сдерживающим промышленное производство матричных структур преобразователей.

Рассмотрим возможные реализации двунаправленных ключей.

Диодный мостовой ключ требует использование одного управляемого прибора (обычно IGBT) и соответственно одного драйвера управления (рис. 2а). Очевидным недостатком такого ключа является последовательное включение трех приборов, что увеличивает суммарные статические потери в ключе. Кроме того, транзистор создает цепь проводимости тока при обеих полярностях напряжения источника и, следовательно, не может управлять отдельными направлениями тока. Когда ток меняет знак, автоматически коммутируются противоположные диоды моста. В силу конечного времени запираания диодов невозможно определить время, когда можно включать транзистор второго моста для обеспечения тока нагрузки. При использовании алгоритма коммутации «включение прежде выключения» (make-before-break) ключи разных фаз оказываются одновременно открытыми, что приводит к короткому замыканию фаз источника и неконтролируемому скачку тока, способному вывести из строя ключи. В случае использования алгоритма «выключение прежде включения» (break-before-make) отсутствует цепь, обеспечивающая непрерывное протекание тока индуктивной нагрузки, что приводит к недопустимым перенапряжениям на ключах и других элементах. Поэтому необходимо предусматривать цепи защиты: снабберы, дополнительные индуктивности во входных цепях, ограничители напряжения и т. д.

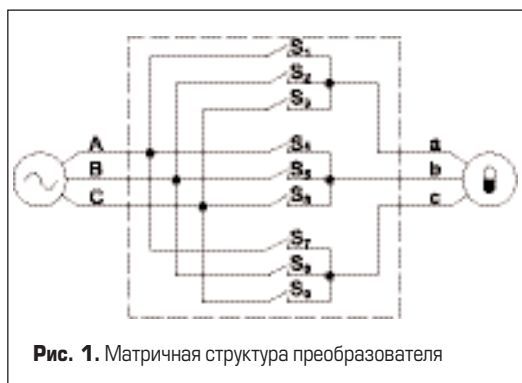
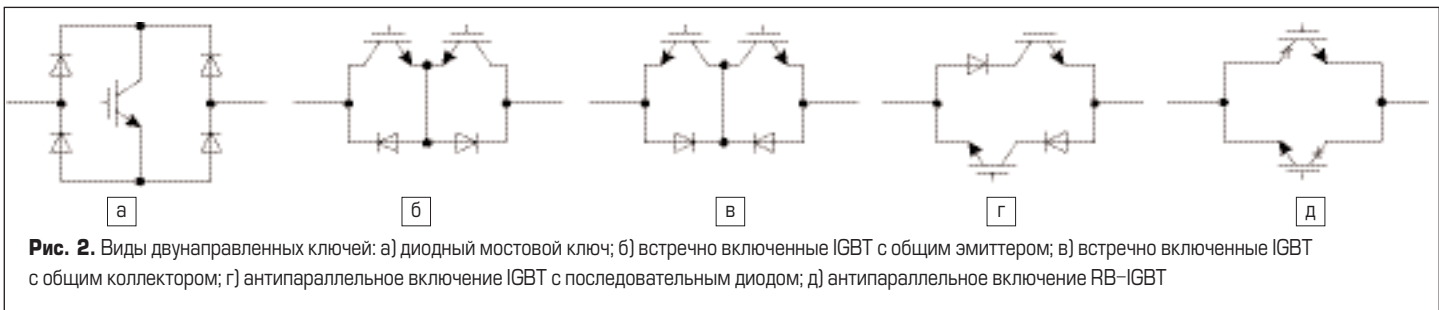


Рис. 1. Матричная структура преобразователя



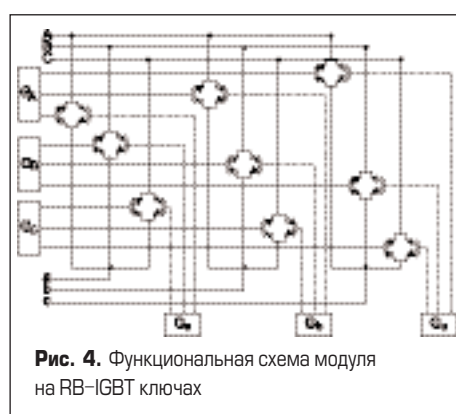
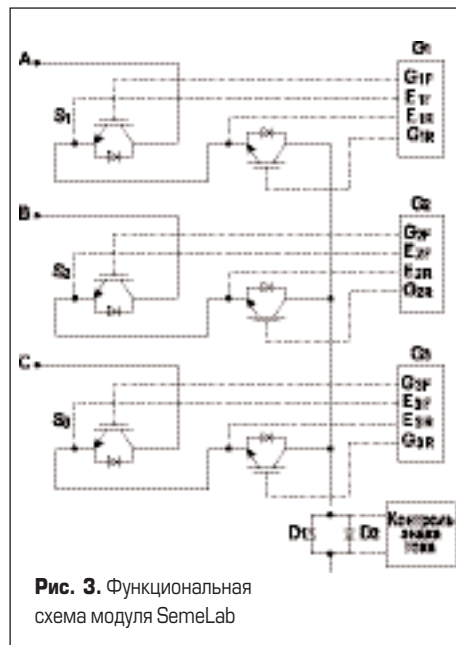
Встречно включенные транзисторы и диоды представляет вторую реализацию двунаправленных ключей (рис. 2б, в). В этом случае можно контролировать протекание тока в обоих направлениях, что обеспечивает безопасную коммутацию тока нагрузки при переключении входных фаз. Кроме того, снижаются потери на проводимость, так как в данный момент времени открыты только два последовательно включенных прибора (транзистор и диод). В зависимости от того, как включены IGBT, возможна реализация с общим эмиттером (рис. 2б) или с общим коллектором (рис. 2в). Вид соединения влияет на технологические аспекты реализации преобразователя, так как от этого зависит число изолированных источников питания в цепях драйверов. При общем эмиттере в трехфазном преобразователе необходимо иметь 9 источников. При общем коллекторе эмиттеры каждого ключа подключены к входу и выходу преобразователя, что позволяет уменьшить необходимое число изолированных источников питания драйверов до 6.

Антипараллельное включение транзисторов представляет третью конфигурацию двунаправленного ключа. Встречно-параллельное включение обычных IGBT требует дополнительных последовательно включенных диодов в цепи коллекторов транзисторов (рис. 2г). Это необходимо, так как обычные IGBT, выполненные по NPT-структуре, могут блокировать обратное напряжение не выше 20 В. Новые структуры RB-IGBT (Reverse Blocking IGBT) ключей позволяют исключить диоды и иметь симметричные вольт-амперные характеристики при обоих полярностях напряжения (рис. 2д) [4, 5]. Основное отличие структуры RB-IGBT состоит в использовании глубокой зоны диффузии, окружающей активную зону чипа в области коллектора. Изолирующий слой обеспечивает высокое напряжение пробоя и стабильные температурные характеристики тока утечки. Тонкий базовый слой и субмикронная структура затвора обеспечивают RB-IGBT низкие потери на переключение и обратное восстановление [9]. Основным преимуществом такого двунаправленного ключа является уменьшение числа полупроводниковых приборов и, следовательно, снижение потерь на проводимость, так как только один прибор проводит в данное время. При этом требуется только 6 изолированных источников в цепях драйверов IGBT. Современные RB-IGBT ключи позволяют работать при напряжениях до 1200 В и токах до 100 А. Падение напряжения на открытых RB-IGBT ключах составляет 3 В. Для сравнения отметим, что при использовании обычного IGBT четвертого поколе-

ния с последовательным диодом это напряжение составляет 3,8 В [8].

Матричные структуры IGBT-модулей

IGBT-модули с матричной структурой содержат несколько ключей переменного тока, которые размещены в одном корпусе. Примером реализации модуля с тремя ключами для построения матричного преобразователя с однофазным выходом является IGBT-модуль SemeLab типа SML150MAT12 [7]. Модуль имеет герметичный пластиковый корпус размером 127×107×28 мм на рабочее напряжение 1200 В и ток до 150 А. Функциональная схема модуля приведена на рис. 3. Ключи выполнены по схеме встречно-включенных IGBT с общим эмиттером. Модуль SML имеет 4 силовых и 12 управляющих выводов, причем управляющие выводы объединены в 3 груп-



пы разъемов, обеспечивающих управление каждым ключом (G1, G2, G3). Диоды D1, D2, подключенные к однофазному выходу, выполняют функцию детектора направления тока нагрузки. Построение матричного преобразователя с трехфазным выходом требует применение 3 модулей SML.

Компания EUPEC предложила модуль EсоpоMAC, содержащий 9 ключей переменного тока, реализованные встречно-включенными IGBT с общим коллектором [6]. Модуль EсоpоMAC в одном корпусе позволяет построить трехфазный преобразователь мощностью до 7,5 кВт. Он имеет 6 силовых и 24 управляющих выводов. Управляющие выводы разбиты на 6 групп, каждая из которых объединена с одним из гальванически изолированных источников цепей драйвера.

Модули компании Mitsubishi представляют собой трехфазную матричную структуру, выполненную на RB-IGBT ключах [5]. Корпус модуля имеет 6 силовых и 24 управляющих выводов, сгруппированных относительно эквипотенциальных эмиттеров ключей преобразователя (рис. 4). Модуль обеспечивает построение трехфазного матричного преобразователя мощностью 22 кВт при рабочем напряжении 460 В.

Компания Fuji Electric предлагает модули с тремя RB-IGBT ключами, обеспечивающие рабочее напряжение 600 В и ток 50 А [4]. Модуль реализован в корпусе 2MB150N-060.

Алгоритмы коммутации двунаправленных ключей матричной структуры

На практике возможны стратегии управления ключами, основанные на четырехтактной и трехтактной коммутации. Из-за своих недостатков двухтактная коммутация, рассмотренная нами выше на примере диодного мостового ключа, не представляет интереса. В общем случае, при организации коммутации необходимо обеспечить следующие условия:

- не допускать ни в какой момент времени разрыв цепи выходного тока;
- не допускать короткого замыкания между входными фазами.

Для выполнения указанных требований четыре транзистора двух ключей переменного тока должны включаться или выключаться в таком порядке, чтобы обеспечить необходимое направление входного напряжения и выходного тока до и после коммутации. Существуют два вида коммутации: вынужденная и естественная. При вынужденной коммутации напряжение очередной фазы не превышает в данный момент напряжение предыдущей

входной фазы. При естественной коммутации напряжение очередной подключаемой входной фазы оказывается выше предыдущей.

Для описания шагов коммутации ключей в матричной структуре рассмотрим схему с двумя входными и одной выходной фазой (рис. 5). Предположим, что была включена фаза А (VT1, VT2 замкнуты) и ток протекает через нагрузку. На первом этапе выключается транзистор VT1. На втором этапе включается транзистор VT4. За счет положительного напряжения между входными фазами ток сохраняется в фазе А. Затем, как только будет выключен транзистор VT2, выходной ток будет протекать по цепи, содержащей фазу В. На последнем этапе включается транзистор VT3, и фаза В будет передавать энергию в нагрузку.

Основное преимущество четырехтактной коммутации заключается в том, что исключается режим КЗ входных фаз и не возникают перенапряжения из-за разрыва цепи протекания тока нагрузки. Различают четырехступенчатые коммутации, основанные на определении знака выходного тока или знака входного напряжения.

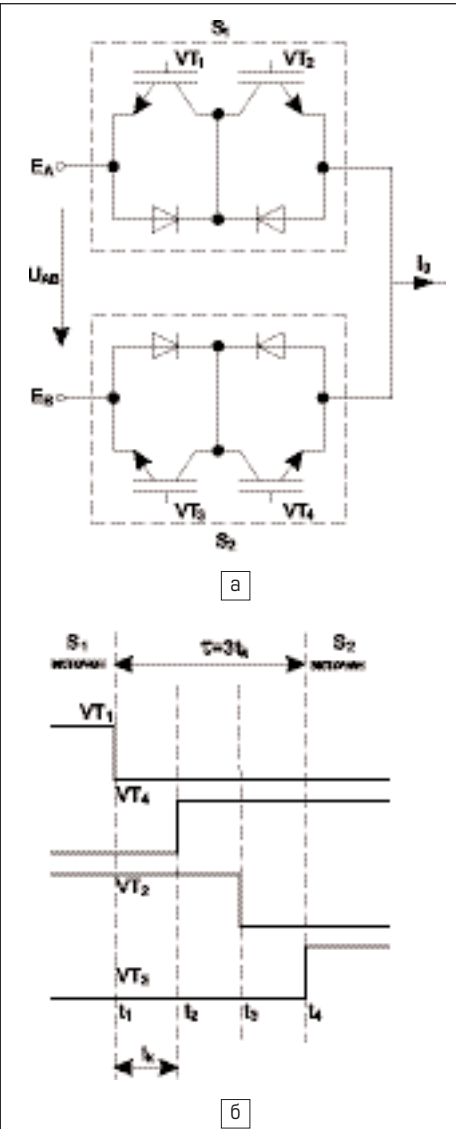


Рис. 5. Пример коммутации двух входных и одной выходной фаз: а) функциональная схема; б) временная диаграмма четырехтактной коммутации

Четырехтактная коммутация при измерении знака тока

При четырехтактной коммутации, основанной на измерении знака тока выходной фазы, возможные состояния двух ключей (четырёх транзисторов) для двух входных фаз представлены в таблице 1. Коммутация транзисторов осуществляется в определенной последовательности в зависимости от знака тока: при $I_0 > 0$: выключается VT1, включается VT4, выключается VT2, включается VT3 (рис. 5а); при $I_0 < 0$: выключается VT2, включается VT3, выключается VT1, включается VT4.

Таким образом, время задержки перехода с одной входной фазы на другую составляет $3t_0$, то есть равно утроенному времени коммутации пары транзисторов (рис. 5б).

Диаграмма последовательности переключения с фазы А на фазу В приведена на рис.6а.

Таблица 1. Возможные комбинации состояния транзисторов ключей при измерении знака тока

Обозначение ключей				Знак тока
S1		S2		
Состояния транзисторов				
VT1	VT2	VT3	VT4	
1	1	0	0	+/-
0	0	1	1	+/-
1	0	0	0	+
0	1	0	0	-
0	0	1	0	+
0	0	0	1	-
1	0	1	0	+
0	1	0	1	-

В таблице принято обозначение 1, соответствующее включенному транзистору, и 0 — выключенному транзистору двунаправленных ключей.

Четырехтактная коммутация при измерении знака напряжения

При четырехтактной коммутации, основанной на измерении знака входного напряжения, необходимо определить, находится ли выключаемый ключ при более высоком или более низком напряжении относительно включаемого ключа. Возможные состояния двух ключей (четырёх транзисторов) для двух входных фаз представлены в таблице 2, а диаграмма их переключения приведена на рис. 6б.

Таблица 2. Возможные комбинации состояния транзисторов ключей при измерении знака напряжения

Обозначение ключей				Знак напряжения
S1		S2		
Состояния транзисторов				
VT1	VT2	VT3	VT4	
1	1	0	0	+/-
0	0	1	1	+/-
1	1	1	0	+
1	1	0	1	-
0	1	1	1	+
1	0	1	1	-
0	1	1	0	+
1	0	0	1	-

Трехтактная коммутация при измерении знаков тока и напряжения

Трехступенчатая коммутация предусматривает коммутацию тока нагрузки между выключаемой и включаемой фазами всегда в момент начала коммутационного процесса. В этом случае нет необходимости в выделении времени подключения выходной фазы к входной, подсчет которого должен быть включен в алгоритм управления ключами. Анализируя рассмотренные четырехступенчатые алгоритмы коммутации, видим, что время, необходимое для коммутационного процесса, равно сумме времен задержек на каждом его шаге, и оно ограничивает область регулирования выходного напряжения в матричной структуре преобразователя. Трехтактная коммутация позволяет уменьшить время переключения по сравнению с четырехтактной. Более того, выбирая разные времена задержек для различных шагов, можно минимизировать суммарное время коммутации. Важно отметить, что по сравнению с четырехтактным алгоритмом эти преимущества могут быть получены без снижения надежности системы, ее эффективности и повышения требований к схемотехнике. Действительно, при векторном управлении преобразователем алгоритм управления уже предусматривает наличие измерителей напряжений и токов.

Трехтактная коммутация предусматривает, что в установившемся режиме оба транзистора во включаемом двунаправленном ключе оказываются открытыми, позволяя току нагрузки автоматически менять направление своего протекания. При таком алгоритме коммутации необходимо:

- определять знак (направление) выходного тока I_0 ;
- определять знак коммутационного напряжения, где под коммутационным напряжением понимается разность между напряжениями подключаемой и отключаемой входных фаз $U_k = e_{n+1} - e_n$.

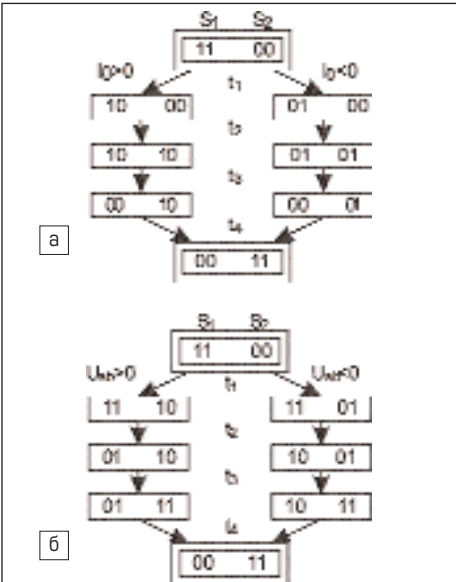


Рис. 6. Алгоритмы четырехтактной коммутации: а) при контроле знака тока; б) при контроле знака напряжения

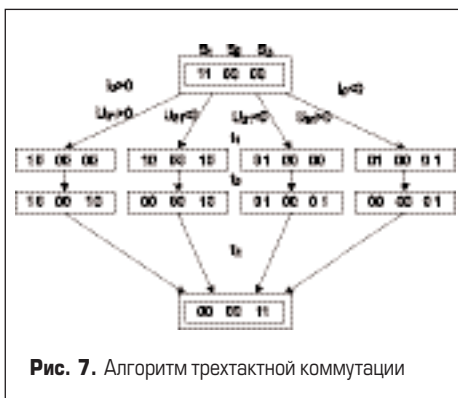


Рис. 7. Алгоритм трехфазной коммутации

В этом случае, при переключении выходной фазы с одной входной фазы на другую, в зависимости от направления протекания выходного тока и знака коммутационного напряжения возможны различные последовательности коммутации.

Если знаки тока нагрузки и коммутационного напряжения совпадают ($I_0 > 0, U_k > 0$ или $I_0 < 0, U_k < 0$), то сначала выключается транзистор, который не проводит ток в выключаемом ключе, а затем включается транзистор ключа очередной фазы, способный проводить ток в нагрузке в том же направлении. Одновременно выключается второй транзистор отключаемой фазы и включается второй транзистор двунаправленного ключа очередной фазы.

При разных знаках тока нагрузки и коммутационного напряжения ($I_0 > 0, U_k < 0$ или

$I_0 < 0, U_k > 0$) на первом этапе одновременно выключается транзистор отключаемой фазы, который не проводит ток нагрузки, и включается транзистор двунаправленного ключа очередной фазы, способный поддерживать ток нагрузки в том же направлении. Затем выключается второй транзистор отключаемой фазы, и, наконец, включается второй транзистор двунаправленного ключа очередной фазы.

Пример диаграммы последовательности переключения с фазы А на фазу С при трехступенчатой коммутации приведен на рис. 7.

Матрица значений знака межфазного напряжения за период входного напряжения может быть представлена в следующем виде:

$$[U] = \begin{bmatrix} 110 \\ 010 \\ 011 \\ 001 \\ 101 \\ 100 \end{bmatrix}.$$

Столбцы матрицы соответствуют знаку межфазного напряжения U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} , где 1 — обозначает положительное, а 0 — отрицательное напряжение. Опрос значений коммутационных напряжений происходит с частотой 1 МГц. Задержка первого шага коммутации составляет 100 нс. На втором и третьем шагах задержка устанавливается в соответствии с динамическими параметрами IGBT,

то есть максимальным временем задержки между импульсом на затворе IGBT и моментом его запирающего или отпирающего. Обычно эту величину принимают равной 600 нс [2].

Литература

1. Климов В. П. Современные направления развития силовых преобразователей переменного тока // Практическая силовая электроника. 2007. № 25.
2. Matteini M. Control Techniques for Matrix Converter Adjustable Speed Drives. PhD Thesis. University of Bologna, Italy. 2001.
3. Arevalo S. Matrix Converter for Frequency Changing Power Supply Applications. PhD Thesis. University of Nottingham, UK. 2008.
4. Application Technologies of Reverse-Blocking IGBT // Fuji Electric Journal, vol. 75. 2002. No. 8.
5. Application Characteristics of an Experimental RB-IGBT Module. Powerex Incorporated, USA; Mitsubishi Electric Power SDW, Japan, IEEE. 2004.
6. Munzer M. EconoMAC the first all-in-one IGBT module for matrix converters. EUPEC. 2001.
7. A Matrix Converter IGBT Bi-Directional Switching Module. www.semelab.com.
8. Lindemann A. A New IGBT with Reverse Blocking Capability. Entwurf fur EPE Conference. Graz, 2001.
9. Колпаков А. Технология построения силовых модулей IGBT-NPT, Trench, SPT... Что дальше? // Силовая электроника. 2006. № 3.

АЛЕКСАНДЕР ЭЛЕКТРИК
источники электропитания

Российский производитель модулей и блоков вторичного электропитания промышленного, коммерческого и специального назначения от 5 до 6000 Вт DC/DC, AC/DC ИБП

ООО "АЛЕКСАНДЕР ЭЛЕКТРИК источники электропитания"
128228, Москва, пр-т Мира, 125,
тел./факс: (499) 181-05-22, тел: (499) 181-19-20, (499) 181-26-04,
e-mail: alexs@seip.ru www.seip.ru

ВСТРАИВАЕМЫЕ БЛОКИ И МОДУЛИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

ООО «ПФ Сфера СМД»
111024, г. Москва,
ул. Авиамоторная, д. 51а
Тел./факс: (495) 735-44-13,
местный 4-50; моб. 8 916 576-45-25
e-mail: sales@sfera-smd.ru
http://sfera-smd.ru

Особенности экранирования металлических корпусов

С ПОМОЩЬЮ КОНТАКТНЫХ ПРУЖИН

Рейнхард Микш
(Dipl.-Ing. Reinhard Miksch)

proemv@proemv.de

Перевод:
Аксель Бретц (Axel Braetz)

Для соблюдения существующих строгих норм по ЭМС при производстве приборов, как правило, приходится использовать экранирующий эффект металлических корпусов, которые обеспечивают как повышение устойчивости работы самого прибора, так и снижение создаваемых им помех. Экранирующие свойства корпусов приобретают в настоящее время все большее значение, так как производители приборов используют разнообразные блоки и подсистемы различных поставщиков, на которых они не могут влиять в вопросах соблюдения ЭМС. Внесение изменений в поставленное оборудование в большинстве случаев также невозможно. Это требует комплексного решения возникающей проблемы. Одним из перспективных подходов к ее решению является использование экранирующих свойств металлических материалов. В настоящее время экраны широко применяются в кабельных устройствах, печатных платах, локальных блоках, корпусах, помещениях и, вместе с абсорберами, в больших измерительных залах.

Что касается металлических корпусов, то их экранирующие свойства зависят от характера воздействующего поля. Статические и медленно изменяющиеся магнитные поля (до нескольких кГц) практически не экранируются металлическими корпусами, так как последние не содержат ферромагнитных материалов, то есть не содержат никаких элементарных магнитов, способных ориентироваться во внешнем поле.

От всех других полей (включая высокочастотные магнитные поля) металлические корпуса оказывают экранирующее действие, которое вызывается вихревыми токами в металлических стенах.

Экранирующее действие металлических материалов основывается на том, что электромагнитные поля проникают в экран и индуцируют там заряды или токи, собственные поля которых накладываются на порождающее поле и частично компенсируют его. При этом не играет роли, является ли экранирующий корпус источником помехи или ее приемником. Фактор экранирования Q — это мера эффективности экрана, который рассчитывается как отношение напряженности поля без экрана к напряженности поля с экраном. Для магнитного поля он определяется как $Q_H = H_0 / H_S$, а для электрического — $Q_E = E_0 / E_S$.

Фактор экрана является, как правило, комплексным числом.

В практических расчетах используют затухание экрана, которое определяется как логарифмическое отношение обратной величины фактора экрана:

$$a_S = 20 \lg (1 / |Q|)$$

и измеряется в дБ.

Электромагнитные поля разделяют на статические и переменные. Переменные поля дополнительно подразделяют на квазистационарные поля (медленно изменяющиеся поля) и электромагнитные волны (быстро изменяющиеся поля).

Особенность квазистационарных полей состоит в том, что их временная зависимость так незначительна, что любое изменение поля мгновенно становится заметным во всей рассматриваемой области, и, таким образом, картина поля при определенных значениях напряжения и силы тока идентична картине статического поля при тех же значениях напряжения и тока. Они представляют собой временную последовательность статических полей равного пространственного распределения $E_v(x, y, z)$ и, соответственно, $H_v(x, y, z)$, которые отличаются лишь постоянным множителем по их интенсивности. Из-за ограничения «в рассматриваемой области поля...», определение «медленно» — относительно и является вопросом удаленности от создающей данное поле установки (антенны). Если наблюдатель находится в непосредственной близости от антенны, в так называемом «ближнем поле», то он воспринимает стационарное (пространственно фиксированное) квазистатическое поле. А конкретно в случае вибраторной антенны — квазистатическое электрическое поле, в случае рамочной антенны — квазистатическое магнитное поле. В ближней области поле изменяется равнозначно, то есть всюду одновременно усиливается или ослабевает.

Квазистатические поля обладают очень незначительной временной зависимостью.

Аналитический расчет действия электромагнитных экранов выводится из решения уравнения Максвелла для пространства внутри и вне экрана, а также в материале самого экрана. Этот метод очень эффективен, но также предъявляет очень высокие требования к математическому аппарату. Поэтому на практике широко распространен, вопреки его недостаткам, метод импеданса по Щелкунову.

Эта модель экранирующего затухания основывается на аналогии с распространением волн перенапряжения в электрически длинных двухпроводных линиях. При этом в телеграфных уравнениях, описывающих такие линии, комплексные напряжения заменяются комплексными напряженностями электрического поля, а комплексные токи заменяются комплексными напряженностями магнитного поля.

Подобно тому, как волны перенапряжения на концах длинных линий частично отражаются, частично пропускаются и соответственно затухают вдоль линий, то же самое происходит с электромагнитными волнами на краях свободного пространства либо внутри материала.

Бескрайний экран, перпендикулярный к направлению распространения плоской волны, вызывает эффекты, эквивалентные потерям в отрезке линии с высоким волновым сопротивлением.

Эта аналогия представлена на рис. 1.

Экранирующее затухание S состоит из нескольких частей:

$$S = R + A + B,$$

где R — отражательное затухание на граничных плоскостях a и i , A — поглощающее затухание, вызванное ослаблением внутри экрана (вихревые токи, преобразование в тепло), B — слагаемое коррекции, которое учитывает многократные отражения в экране.

Отражательное затухание (рис. 2) может выражаться непосредственно константами материала (таблица 1).

Таблица 1

«Дальнее» поле ($r \gg \lambda / 2\pi$)	$R = 108 - 10 \lg \frac{\mu_r f}{\sigma_r}$
Электрическое «ближнее» поле	$R = 142 - 10 \lg \frac{\mu_r f^2 r^2}{\sigma_r}$
Магнитное «ближнее» поле	$R = 75 - 10 \lg \frac{\mu_r}{f \sigma_r r^2}$

При этом используются следующие единицы измерения: R в дБ, f в МГц, r в м, μ_r — относительная магнитная проницаемость, σ_r — относительная проводимость меди.

Некоторые примеры показателей относительной магнитной проницаемости и относительной проводимости различных металлов приведены в таблице 2.

Таблица 2

Материал	Мюметалл	Железо	Нерж. сталь	Алюминий	Латунь	Медь	Медь-бериллий
μ_r	50000	200	50	1,00	1,00	0,99	1,00
σ_r	0,03	0,17	0,03	0,62	0,35	1,00	0,22

Поглощающее затухание (рис. 3) описывает ослабление электромагнитной волны при ее прохождении через материал экрана. В упрощенной форме оно может рассчитываться по следующей формуле:

$$A = 1314 d \sqrt{f \mu_r \sigma_r},$$

где используются следующие единицы измерения: A в дБ, f в МГц, d в см, μ_r — относительная магнитная проницаемость, σ_r — относительная проводимость меди.

Слагаемое коррекции B , учитывающее многократные отражения, играет роль при величине поглощающего затухания $A < 10-15$ дБ. Так, для медного экрана толщиной 1 мм это условие выполняется только на частотах меньше 10 кГц, а для аналогичного железного экрана при частотах — меньше 200 Гц. Таким образом, зачастую мы можем им пренебречь.

Повторное отражение волн от пограничного слоя a заметно влияет на фактические величины выходящей волны (из E_i и H_i).

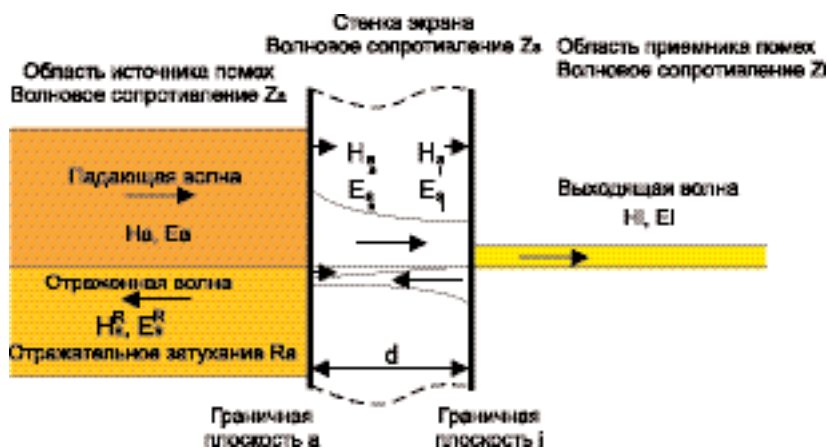


Рис. 1. Аналогия бегущих волн линии для плоской волны

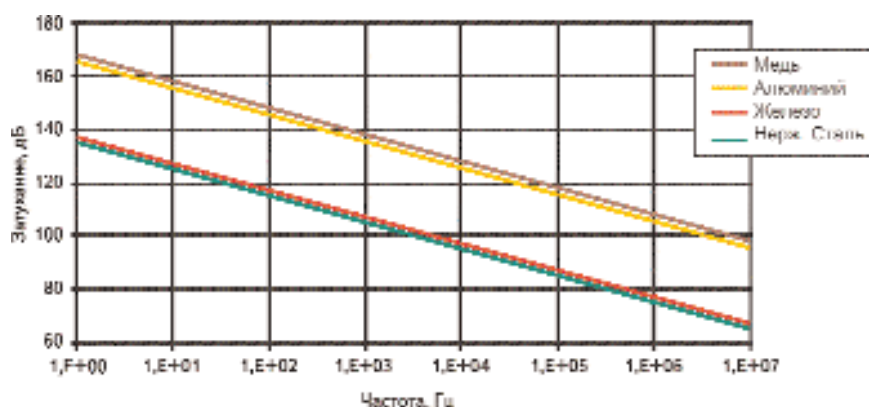


Рис. 2. Отражательное затухание в дальнем поле

Иногда получается, что теоретически рассчитанные значения параметров экрана сильно отличаются от достигнутых практически. Такие расхождения могут возникать в том случае, если ограничения концепции метода импеданса были учтены недостаточно. Например, стена экрана не бесконечна, отражения в пределах корпуса могут приводить к резонансам, имеющиеся пазы (шлицы) приводят к ухудшению контакта между частями экрана.

Последнее обстоятельство, а именно изолирование пазов, переходов и шлицев, далее будет рассмотрено подробнее.

Большие экранирующие корпуса и поглощающие изолирующие комнаты по технологическим причинам состоят, как правило, из множества частей.

На относительно высоких частотах безупречные переходы между отдельными частями конструкции могут быть созданы за счет сварки и пайки. Но, кроме огромной связанной с этим работы, остается проблема изоляции дверей и снимающихся стенок, которые позволяют осуществлять доступ внутрь корпуса. Влияние отверстий для подвода электропитания и сигнальных кабелей

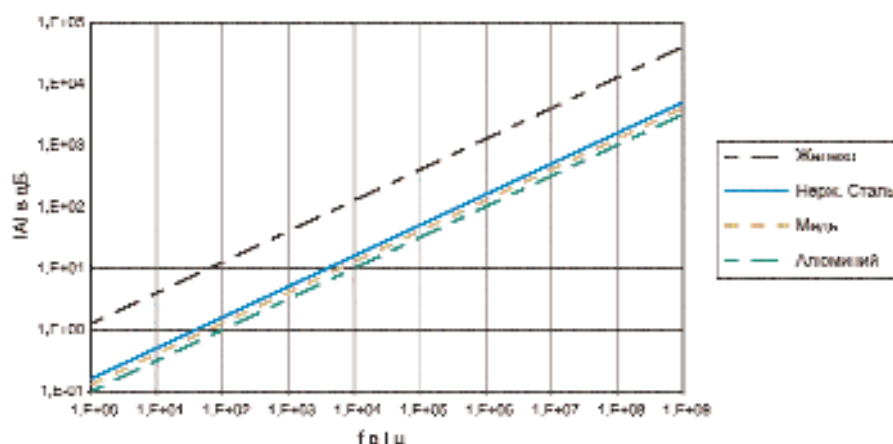


Рис. 3. Поглощающее затухание при толщине жести 2 мм

в рамках этого сообщения рассматриваться не будет.

Для высокочастотной изоляции дверей и стыков по всей их длине, без прерывания, должен использоваться электропроводящий материал. Такой контакт предлагается в разнообразных формах и из различных материалов от контактных дорожек до эластомеров, вязаных проволочных сеток, спирали и т.д. При выборе контакта всегда решающую роль играет функциональное соответствие от механической устойчивости до очень хорошей проводимости в интересующей области частот.

Известно, что щели в металлических деталях длиной много большей, чем $\lambda/10$, и шириной много меньшей, чем $\lambda/10$, проявляют себя как дипольные антенны с такими же размерами (принцип двойственности). В металлической поверхности индуцируются токи при попадании на нее плоской волны. Эти стеночные токи текут вокруг прорези и приводят к отделению магнитного поля. Это означает, что щель-антенна имеет индуктивный характер. Сравнение между щелью и диполем в качестве антенн передано на рис. 4 через расположение линий поля в «ближней» области.

Так как контактные пружины обеспечивают очень хорошие электрические и механические свойства, то они находят широкое применение в ЭМС-практике для дверей и съемных панелей, которые должны часто открываться. Нашей задачей является эффективное устранение щель-антенн при использовании контактных пружин. С этой целью они были исследованы при применении в щель. В «ближней» области происходит концентрация линий магнитного поля у щели (рис. 4), поэтому для измерений в непосредственной близости от разреза предпочтительно использование магнитных полевых зондов.

Чтобы не воспроизводить бесконечно большие экранирующие плоскости, измерение затухания происходило на щели между двумя прямоугольными полыми объемными резонаторами. Этот метод имеет следующие преимущества:

- Поведение электромагнитных полей известно и просто в описании.
- Контактные пружины хорошо и просто контактируют с измеряемым объектом.
- Аналитический метод расчета математически относительно прост.
- Потери полых объемных резонаторов относительно незначительны.
- Этот метод измерения соответствует нормам ЭМС для анализа контактных материалов.

Полый объемный резонатор работает на своей H_{101} волне. В нашем случае использовались полые объемные резонаторы с резонансной частотой примерно 920 МГц.

На рис. 5 представлена схема измерительной цепи. Различные испытываемые пружинные контактные ленты при помощи болтов по очереди закреплялись в щели между обоими резонаторами. Меняя силу затягивания болтов, удалось установить влияние прижимного да-

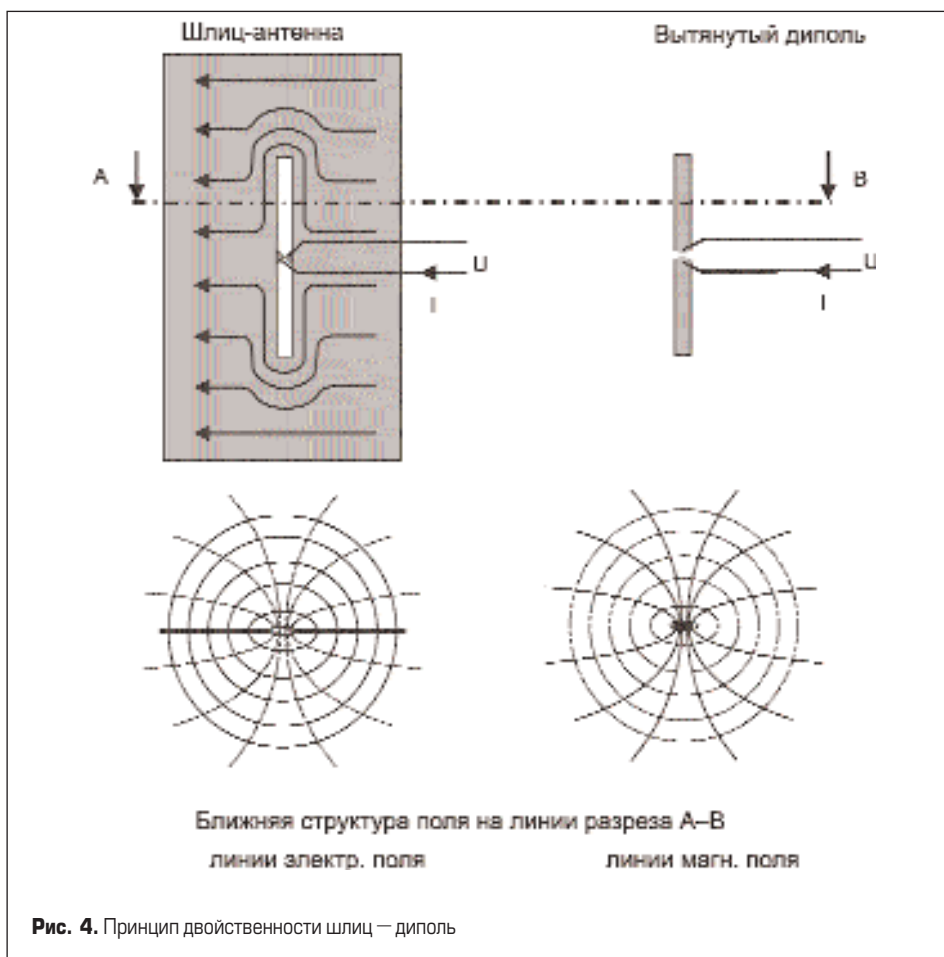


Рис. 4. Принцип двойственности щель — диполь

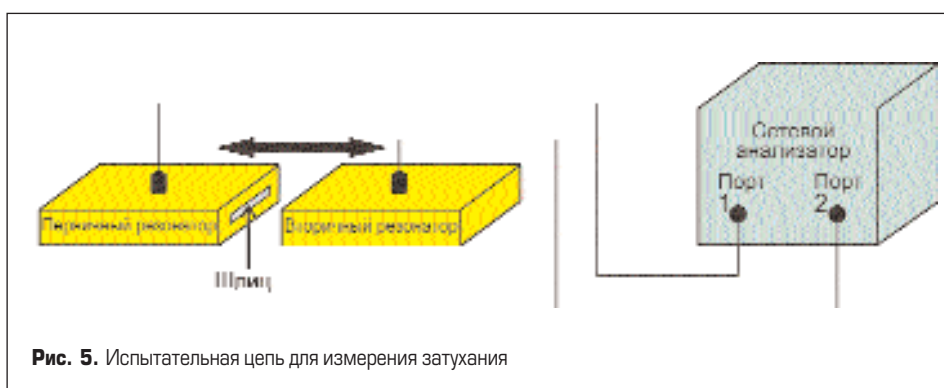


Рис. 5. Испытательная цепь для измерения затухания

вления и соответственно деформации контактов на затухание.

Для проведения тестов использовались следующие типы контактных пружин: V21, X, Y, W1, W2 и W4 (рис. 6).

К первичному резонатору подключается мощность 10 дБмВт из порта 1 сетевого анали-

затора и измеряется выходная мощность вторичного резонатора. Измеряемый на порте 2 параметр S соответствует затуханию измеряемой контактной ленты, если мы предварительно провели калибровку нашей системы с открытым щелью, то есть без испытываемой контактной ленты.

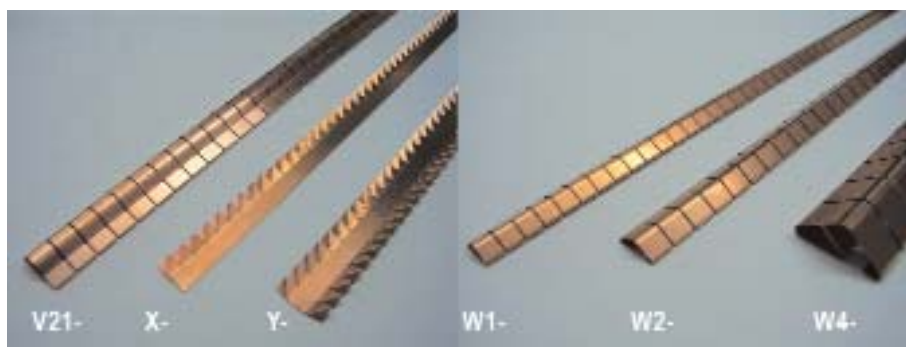


Рис. 6. Контактные пружины

Для установления зависимости экранирующего затухания от силы прижимного давления исследовались два режима деформации:

1. Пружина имеет надежный контакт с основой, но она не деформирована.
2. Пружина сжимается на 30% (нормальный режим использования).

Более сильная деформация пружин не исследовалась, так как это приводило либо к потере ими эластичности, либо они ломались.

Результаты измерений представлены в таблице 3.

Анализ выполненных измерений позволил установить что:

- чем больше контактная пружина, тем лучше экранирующее затухание;
- чем меньше разрезы между пальцами пружинных лент, тем выше затухание;
- чем толще материал контактных пружин, тем выше экранирующее затухание;
- чем выше прижимное давление пружин, тем лучше экранирующее затухание (при учете механических свойств материала);
- чем больше контактирующая поверхность пружины с экраном, тем выше затухание.

Абсолютные значения величин, полученных нами при измерениях, ниже указанных в каталоге. Причина такого несоответствия может заключаться в общем построении измерительной цепи, так как исследование происходило не в специальной малоотражающей среде. Мы перемещаемся в области затухания от 80 до 100 дБ, что соответствует затуханию более чем в 100 миллионов раз. В этом случае даже незначительные нарушения соединения с измерительной цепью (например, слабое экранирование кабелей и разъемов) становятся заметными.

Для проверки измерений проводится аналитический расчет экранирующего действия контактных пружин. Для этих целей используются два прямоугольных полых объемных резонатора, так как контактные пружины размещаются на их поверхностях лучше.

При контакте пружин с противоположной плоскостью в них, в зависимости от конструкции и прижимного давления, возникают эллиптические отверстия с большим радиусом l , который соответственно является переменным (рис. 7).

Сначала рассчитывается сцепление отдельного эллипса, затем полученная величина умножается на количество имеющихся в разрезе эллипсов. Сцеплением между смежными эллипсами можно пренебречь. Расчет проводится для идеального полого объемного резонатора, в котором присутствует только волна H_{101} .

Проведенные расчеты величины затухания от радиуса эллипса для пружин типа V21 находятся в соответствии с данными, полученными выше (таблица 4).

Из этой таблицы видно, что измеренные величины почти совпадают с рассчитанными. Это значит, что при применении пружин важен хороший контакт при деформации, минимум в 30%, необходимый для удержания малого диаметра эллиптических отверстий и достижения приемлемого затухания.

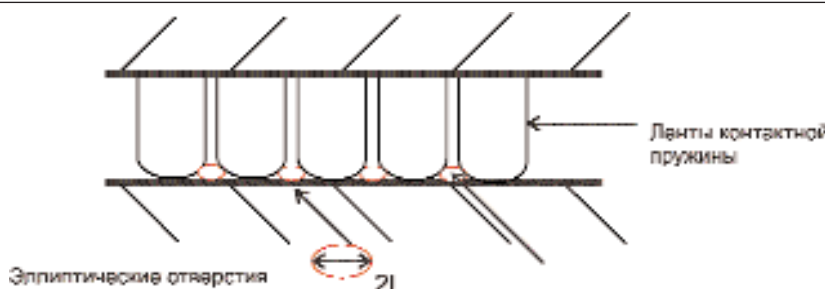


Рис. 7. Поперечный разрез пружинных лент с соприкасающимися поверхностями

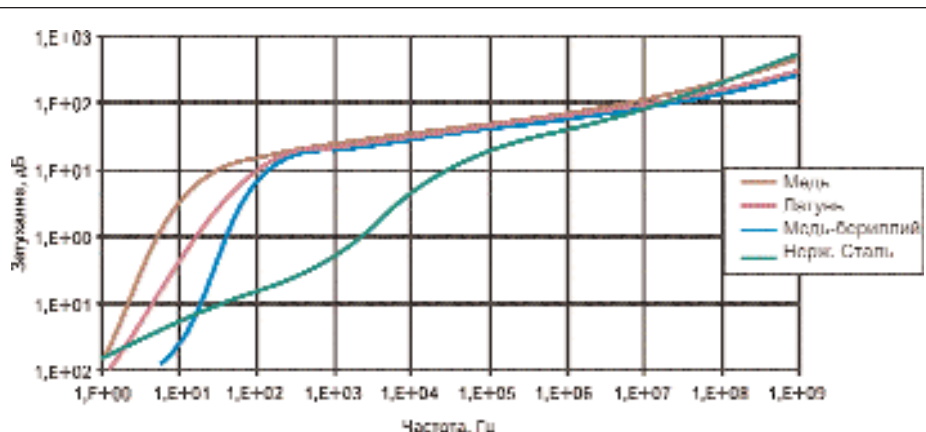


Рис. 8. Теоретическое экранирующее затухание в ближнем поле (расстояние 0,1 м; толщина материала 0,1 мм)

Таблица 3

Тип	Затухание, дБ (режим 1)	Затухание, дБ (режим 2)
Контактная пружина V21	-53	-69
Контактная пружина X	-34	-48
Контактная пружина Y	-13	-43
Чердачная контактная пружина W1	-53	-62
Чердачная контактная пружина W2	-62	-67
Чердачная контактная пружина W4	-66	-78

Таблица 4

	$l = 2 \text{ мм}$	$l = 4 \text{ мм}$	$l = 6,4 \text{ мм}$	Режим 1	Режим 2
Затухание, дБ	-67	-58	-52	-53	-69

Таблица 5

Преимущества меди-бериллия	Преимущества высококачественной стали
Хорошая проводимость; отличная прочность; высокий предел усталости; не магнитен; необычная износостойкость; качество на уровне стандартов автоматостроения; хорошая коррозионная стойкость; широкая область рабочей температуры; отсутствие искрообразования	Нержавеющий материал; долговечность; благоприятные антикоррозионные качества; абсолютная неядовитость

Контактные пружины могут производиться из различных материалов. В ходе развития в области ЭМС среди контактных материалов, подверженных механическим нагрузкам, утвердились высококачественная сталь и медь-бериллий. На графике (рис. 8) представлена зависимость затухания материала от частоты. При этом предполагается, что толщина материала равна 0,1 мм, источник ВЧ-поля находится в ближней области на расстоянии 0,1 м от экрана. Для сравнения на графике приведены данные для меди, которая широко применяется в электротехнике. Медь, в силу ее ме-

ханических свойств, не подходит в качестве материала для контактных пружин. В механическом отношении хорошим материалом является медь-бериллий (CuBe), который в области от 100 Гц до 1 ГГц обладает почти равными с медью показателями затухания.

Высококачественная сталь не является эффективным экраном на низких частотах. Примерно от 10 кГц и выше ее показатели приближаются к показателям меди.

В таблице 5 сопоставлены два наиболее распространенных материала для контактных пружин.

LinkSwitch-CV упростят проектирование источников питания

Новые микросхемы семейства LinkSwitch-CV Power Integrations помогут разработчикам существенно упростить проектирование источников питания, так как при их использовании не нужны оптопара и вторичная цепь контроля выходного напряжения.

LinkSwitch-CV имеет революционную схему контроля, которая позволяет удерживать выходное напряжение с высокой точностью, независимо от изменения входного напряжения и температуры.

Микросхема включает в себя MOSFET-транзистор на 700 В, релейный MOSFET-контроллер, схемы питания от высокого напряжения, частотного джиттера, внутреннего ограничения по току и интеллектуальную тепловую защиту.

Особенности LinkSwitch-CV

- **Схема:**
 - не требуются оптопара и вторичная цепь контроля выходного напряжения;
 - не требуется обмотка питания микросхемы, она питается сама.
- **Характеристики:**
 - Компенсирует изменение параметров внешних компонентов от температуры.
 - Революционная схема контроля позволяет удерживать выходное напряжение с высокой точностью.

– Частотный джиттер упрощает конструкцию ЭМИ-фильтра.

– При использовании дополнительного внешнего компонента схемы возможен еще более точный контроль выходного напряжения.

● **Защитные функции:**

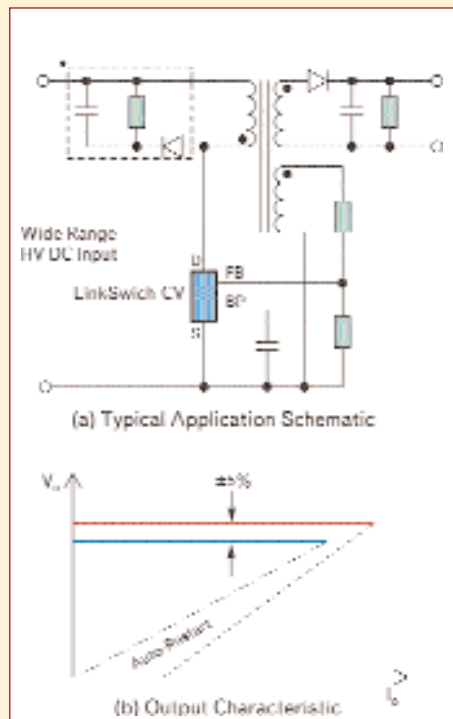
- Авторестарт - снижает выходную мощность более чем на 95% при КЗ на выходе или разрыве цепи обратной связи.
- Интеллектуальная тепловая защита.
- Увеличенное защитное расстояние между высоковольтными выводами делает преобразователи более надежными при работе во влажных и запыленных помещениях.

Применение:

- DVD-проигрыватели, приставки SET-TOP-BOX;
- адаптеры;
- вспомогательные источники питания;
- бытовая электроника;
- промышленное оборудование.

Микросхемы данного семейства скоро будут доступны для заказа в России.

www.macrogroup.ru



Типовое применение: а) схема включения; б) выходная характеристика

ODU

SPRINGTAC

ODU HEAVY DUTY

ODU MAC

ИМТЕХ

РАЗРАБОТКА И ИЗГОТОВЛЕНИЕ СОЕДИНИТЕЛЕЙ ПО ИНДИВИДУАЛЬНЫМ ЗАКАЗАМ

197110, Санкт-Петербург ул. Б. Зеленина, д.26 Д
 тел./факс (812) 235-83-29 тел. (812) 235-34-16, 230-64-56
imtex@imtex.ru, imtex@mail.ru; www.odu-rus.ru, www.imtex.ru

Компания Микромак

Силовые решения

Всё для производства сварочного оборудования, инверторов, частотных приводов и преобразователей

Полный ассортимент силовых полупроводниковых приборов отечественного и импортного производства

- Диоды и тиристоры до 2000 ампер
- Силовые модули и сборки
- Выпрямительные мосты
- Твердотельные реле
- IGBT модули

Радиаторы и охладители для отвода тепла от активных Радиоэлектронных компонентов:

- Стандартные охладители типа O221, O231, O171 и др.
- Литые и тольчатые и пластинчатые радиаторы
- Профиль алюминиевый
- Электротехнический

ООО Компания "Микромак"
 (495) 981-05-52 (499) 611-90-19
Info@micromak.ru www.micromak.ru

Методы регулирования и стабилизации тока

нагрузки сварочных инверторов

Статья представляет собой обзор публикаций, посвященных особенностям организации управления током нагрузки сварочных выпрямителей инверторного типа с учетом специфики различных сварочных процессов.

Сергей Петров

x9999x@yandex.ru

При разработке источника сварочного тока инверторного типа (ИИСТ) возникает естественный вопрос о выборе способа регулирования и стабилизации тока нагрузки — сварочной дуги. Оптимальный способ регулирования тока ИИСТ должен соответствовать ряду основных требований, отражающих специфику источников сварочного тока:

- формировать статическую вольт-амперную нагрузочную характеристику (ВАХ) нужного вида;
- учитывать динамические особенности поведения нагрузки при тех сварочных процессах, для которых предназначен данный ИИСТ;
- представлять собой надежное, технологичное и экономичное решение;
- обеспечивать дополнительные сервисные функции, повышающие качество сварного соединения.

В промышленных ИИСТ, как правило, используется двухпетлевая ООС по току и напряжению на нагрузке для формирования ВАХ нужного вида и реализации дополнительных «сварочных» функций инвертора. Так как основным выходным параметром ИИСТ является ток нагрузки, то далее мы обсудим способы регулирования именно этого параметра. Обычно применяется два способа регулирования: по среднему значению тока нагрузки или по мгновенному (импульсному) значению тока силового транзистора либо первичной обмотки силового трансформатора, то есть по мгновенному значению тока нагрузки, приведенному к первичной обмотке. В первом случае в качестве датчика тока естественно использовать резистивный шунт или датчик, ос-

нованный на эффекте Холла, — трансдюсер (transducer), включенный в цепь нагрузки. Во втором случае применяется простое, надежное и экономичное решение в виде трансформатора тока на кольцевом ферритовом магнитопроводе в цепи первичной обмотки силового трансформатора.

Упрощенная блок-схема типичного ИИСТ для случая регулирования по среднему току нагрузки показана на рис. 1. Датчики тока CS1 и CS2 служат для измерения мгновенного тока первичной обмотки силового трансформатора T1 и среднего тока нагрузки соответственно, датчик VS1 измеряет напряжение на выходе ИИСТ. Датчик CS1 используют для организации защиты ключей VT1, VT2 от перегрузки. В ИИСТ с регулированием по мгновенному току первичной обмотки датчик CS2 не применяют, а в простейших ИИСТ не используется и VS1. О назначении конденсатора C_0 будет рассказано дальше.

Согласованный выбор способа регулирования, топологии силовой части и соответствующего датчика тока во многом зависит от ценовой группы, в которую должен попасть разрабатываемый ИИСТ, и его функциональной насыщенности. В «бюджетных» ИИСТ не применяются дорогостоящие трансдюсеры и, как правило, используется регулирование по мгновенному току ключа. ИИСТ с такой структурой блока управления (БУ) выпускает большое количество производителей. Они представляют собой оборудование бытового или полупрофессионального назначения. Типичными представителями являются широко распространенные на российском рынке сварочные инверторы фирм Telwin, GYS, Cernot

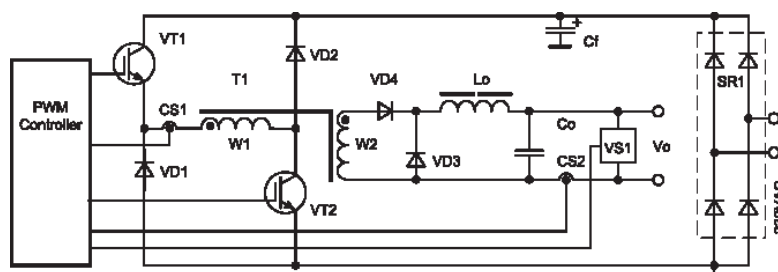


Рис. 1. Блок-схема типичного ИИСТ

и ряда других. В ИИСТ профессионального уровня применяется регулирование по среднему значению тока нагрузки и используется обратная связь по напряжению на нагрузке, что позволяет сформировать статическую ВАХ практически любого вида и реализовать дополнительные сервисные функции. Датчик тока в виде резистивного шунта используют в своих изделиях фирмы ESAB, НПП «ТехноТрон», НПП «ФЕБ» и другие. Трансдюсеры широко применяют такие мировые лидеры, как Miller Electric, Lincoln Electric и Thermadyne. В промышленных ИИСТ сегодня преимущественно используется силовая часть с топологией однотактного прямоходового мостового конвертера (ОПМК), который показан на рис. 1, либо полномостового конвертера [1]. Очевидно, что использование регулирования по мгновенному току первичной обмотки совместно с топологией силовой части ОПМК позволяет построить максимально простой и недорогой сварочный инвертор. Наличие трансформатора тока в цепи первичной обмотки дает возможность использовать его и для организации защиты силовых транзисторов от перегрузки без введения в схему ИИСТ дополнительных элементов. В связи с этим возникает практическая потребность проанализировать сравнительные достоинства и недостатки этих двух способов регулирования тока нагрузки ИИСТ.

Искажения статической ВАХ ИИСТ при регулировании по мгновенному току первичной обмотки (косвенный способ измерения тока нагрузки) исследовали авторы [2]. На рис. 2 показано семейство статических ВАХ сварочного инвертора мостового типа с регулированием по мгновенному току первичной обмотки (в зарубежной литературе — pick-current mode control), эти характеристики получены экспериментально для нескольких значений тока задания. Следует отметить, что данный метод регулирования в двухтактных преобразователях может приводить к несимметричному перемагничиванию и, как следствие, к динамическому насыщению магнитопровода силового трансформатора. Поэтому регулирование по мгновенному току первичной обмотки естественно использовать в ИИСТ с однотактной топологией силовой части. При анализе рис. 2 ясно, что нагрузочная характеристика исследованного ИИСТ существенно отличается от ВАХ «идеального» источника тока: все кривые смещены в область меньших, по отношению к заданию, токов; падающий

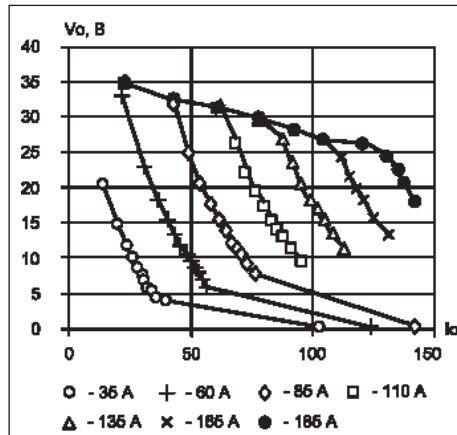


Рис. 2. Экспериментальные статические ВАХ мостового ИИСТ для нескольких значений тока задания при регулировании по пиковому току силового транзистора [2]

участок ВАХ не вертикален, и ток короткого замыкания существенно больше тока задания.

Авторы выделяют три причины возникновения сдвига ВАХ в область меньших токов:

1. Сдвиг из-за наличия ненулевых пульсаций тока выходного дросселя:

$$\Delta I_1 = \frac{I_{out_pick} - I_{out_avg}}{n} = \frac{\Delta I_{out}}{n}, \quad (1)$$

где I_{out_pick} и I_{out_avg} — амплитудное и среднее значение тока выходного дросселя соответственно, n — коэффициент трансформации силового трансформатора. Из (1) видно, что с уменьшением сварочного тока погрешность формирования ВАХ увеличивается из-за роста пульсаций тока нагрузки.

2. В ряде случаев к опорному сигналу I_{ref} ШИМ-контроллера добавляется компенсирующий сигнал «пилы» от задающего генератора для исключения неустойчивой работы преобразователя при D , близких к $D_{max} = 0,5$. Это тоже приводит к сдвигу ВАХ:

$$\Delta I_2 = I_{ref} - I_{ref}^{comp} = \Delta I_{ref} D, \quad (2)$$

где I_{ref} — ток задания, I_{ref}^{comp} — ток задания с учетом добавления «пилы», D — коэффициент заполнения управляющих импульсов на выходе ШИМ-контроллера.

На практике компенсирующий сигнал обычно суммируется не с опорным сигналом, а с сигналом от датчика тока нагрузки. Кроме того, вместо тока задания и приведенного тока нагрузки на входы компаратора тока ШИМ-

контроллера подаются соответствующие напряжения, в частности при использовании в качестве ШИМ-контроллера популярных микросхем серии UC384х.

3. Сдвиг из-за ненулевого тока намагничивания силового трансформатора I_μ , вклад от которого присутствует в ток первичной обмотки:

$$\Delta I_3 = \frac{V_{dc}}{L_\mu} t_{on} = \Delta I_\mu^{max} D, \quad (3)$$

где V_{dc} — напряжение питания конвертера, L_μ — индуктивность намагничивания силового трансформатора,

$$\Delta I_\mu^{max} = \frac{V_{dc}}{L_\mu} T_{sw}$$

(T_{sw} — период преобразования конвертера). Из (2) и (3) видно, что влияние на ВАХ тока намагничивания и введения компенсационного сигнала качественно одинаково.

4. Сдвиг тока короткого замыкания в сторону больших токов. При коротком замыкании нагрузки (КЗ) ток нагрузки определяется, в основном, минимальной длительностью проводящего состояния силовых транзисторов и суммарными активными потерями в схеме. Из-за конечного быстродействия ШИМ-контроллера, драйверов силовых транзисторов и наличия у последних задержки на выключение не удастся сформировать импульсы управления ключами меньше некоторой определенной длительности. Минимальная длительность импульсов управления составляет величину порядка времени задержки между моментом, когда ШИМ-контроллер «определил», что ток первичной обмотки достиг величины тока задания, и моментом спада напряжения на вторичной обмотке силового трансформатора. Характерная величина этой задержки составляет сотни наносекунд. При КЗ ИИСТ переходит фактически в режим нерегулируемого импульсного преобразователя с нагрузочной характеристикой источника напряжения.

Авторами цитируемой работы был предложен и реализован на опытном ИИСТ способ коррекции статической ВАХ сварочного инвертора с управлением по мгновенному току первичной обмотки. Пульсации тока нагрузки равны:

$$\Delta I_{out} = (V_{arc}/L_{out}) t_{off} = V_{arc}/L_{out} (0,5 - D) T_{sw}, \quad (4)$$

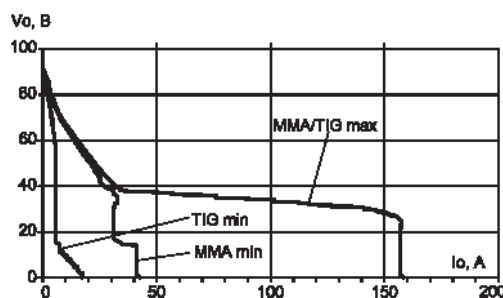


Рис. 3. Статические ВАХ сварочного инвертора «Maxstar 150 STL»

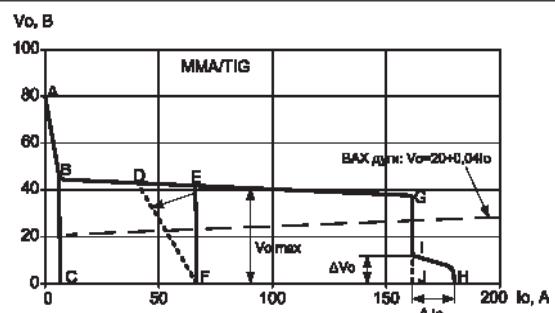


Рис. 4. «Типовая» статическая ВАХ современного сварочного инвертора для MMA/TIG

где V_{arc} — напряжение на дуге, L_{out} — индуктивность выходного дросселя, t_{off} — длительность закрытого состояния силовых транзисторов преобразователя. Вольт-амперная характеристика дуги описывается известным эмпирическим соотношением:

$$V_{arc} = 20V + 0,04I_{out} \quad (5)$$

Таким образом, для любой точки ВАХ сварочного инвертора можно рассчитать пульсации тока нагрузки и учесть их в виде поправки к току задания. Удобно использовать микроконтроллер для формирования задания для ШИМ-контроллера, в этом случае массив поправочных коэффициентов сохраняется в ПЗУ микроконтроллера. Компенсацию смещения ВАХ из-за существования сдвига Δ_2 и Δ_3 можно реализовать добавкой к току задания I_{ref} величины $(\Delta I_{ref} + \Delta I_{\mu}^{max}) D$. Этот компенсирующий сигнал несложно получить из управляющих импульсов на выходе ШИМ-контроллера, пропустив их через фильтр НЧ с последующим масштабированием до нужного уровня.

В результате описанной коррекции ВАХ опытного ИИСТ существенно приблизилась к ВАХ источника тока, сдвиг в область меньших токов был практически скомпенсирован. Разумеется, «выбег» тока короткого замыкания при этом не уменьшился. Для снижения тока КЗ необходимо уменьшать суммарное время задержки или снижать частоту преобразования, либо использовать более сложные алгоритмы ЧИМ-ШИМ регулирования.

Анализ причин отклонения статической ВАХ ИИСТ с регулированием по мгновенному току первичной обмотки от «идеальной» показывает, что основной причиной является наличие пульсаций тока нагрузки и задержки по цепи ООС. Увеличение индуктивности выходного дросселя — очевидный и простой способ борьбы с искажением статической ВАХ при регулировании по мгновенному току ключа, но этот способ приводит к существенному ухудшению массо-габаритных параметров ИИСТ.

В целом, ключевой преобразователь, каким и является ИИСТ, с обратной связью по среднему току нагрузки обеспечивает более высокие точностные характеристики и имеет отличную помехоустойчивость за счет меньшей полосы пропускания по цепи ООС по сравнению с преобразователем, в котором используется ООС по пиковому (мгновенному) значению тока ключевого транзистора.

На рис. 3 приведены статические ВАХ промышленного сварочного инвертора «Maxstar 150 STL» производства фирмы Miller Electric. Это полупрофессиональный ИИСТ с регулированием по среднему току нагрузки, ориентированный на ручную сварку штучным электродом (MMA-процесс) и сварку неплавящимся электродом в среде защитного газа (TIG-процесс) [3].

Нетрудно заметить отсутствие «выбега» тока КЗ и практически «штыковой» вид ВАХ в области стабилизации тока нагрузки. В области малых токов нагрузки сформирован подъем ВАХ для обеспечения напряжения хо-

лостого хода 70–90 В. Такое напряжение холостого хода гарантирует уверенный поджиг штучных электродов всех типов.

Для иллюстрации предъявляемых требований к блоку управления современного сварочного инвертора рассмотрим обобщенную «типовую» ВАХ, на примере которой можно увидеть, какими функциями производители оснащают современные ИИСТ. На рис. 4 показан пример такой «типовой» статической ВАХ ИИСТ, предназначенного для MMA/TIG процессов.

Участок ABC соответствует минимальному току нагрузки, который может составлять 5–10 А для MMA/TIG инверторов. На примере участка ABDEF показано действие функции регулирования жесткости ВАХ на рабочем участке. Сварщик может изменять наклон рабочего участка ВАХ от положения EF до положения DF. Работа на более пологой ВАХ позволяет в небольших пределах регулировать величину сварочного тока за счет изменения сварочной длины дуги. Наклон участка BDEG определяется внутренним сопротивлением силовой части ИИСТ, а его положение по оси V_0 — коэффициентом трансформации силового трансформатора. От величины напряжения V_{0_max} зависит максимальная длина дуги, ее «эластичность». Излишняя эластичность нежелательна, так как она приводит к повышенному разбрызгиванию и повышенной потребляемой от питающей сети мощности. Обычно длина дуги ограничивается на уровне 2–4 мм. Участок GII соответствует максимальному сварочному току ИИСТ, для случая, когда ток КЗ равен току задания (точка J). Часто устанавливают значение тока КЗ больше, чем средний ток нагрузки I_{O_avg} , ориентировочно до $1,5I_{O_avg}$. Это позволяет избежать прилипания электрода к холодной детали, и данный метод получил название «форсирование дуги» (Arc-Force). Регулируемая величина ΔI_0 — глубина форсирования. В ИИСТ с регулированием по мгновенному току первичной обмотки из-за «выбега» тока КЗ форсирование дуги получается «естественным» образом, но его нельзя проконтролировать. Избежать прилипания и облегчить поджиг также помогает функция «горячий старт» (Hot-Start), которая является своего рода «динамическим» форсированием тока дуги: сразу после замыкания электрода на деталь БУ формирует импульс тока в нагрузке больше номинального на 20–200% с длительностью до нескольких десятых долей секунды, после чего ток нагрузки устанавливается соответствующим заданию. Этот алгоритм полезен на этапе пережигания перемычки между торцом электрода и деталью.

В ИИСТ фирмы Lincoln Electric форсированный участок JH на ВАХ делается регулируемым по «высоте» ΔV_0 . Это позволяет производить сварку короткой дугой на участке JH (Crisp Arc). В режиме TIG очень удобна функция поджига при отрыве электрода (Lift-Arc), наличие которой в сварочном инверторе позволяет, во-первых, реализовать уверенный поджиг касанием вольфрамового электрода о деталь, но без прилипания или обгорания электрода, и, во-вторых, при этом не требует-



ся использование встроенного в ИИСТ (или внешнего) осциллятора — источника высоковольтных импульсов для бесконтактного поджига дуги. Отсутствие встроенного осциллятора существенно упрощает и удешевляет ИИСТ для аргоно-дуговой сварки. Описанные дополнительные функции, характерные для современного ИИСТ, можно встретить под теми или иными фирменными названиями и по-разному реализованными в конкретных изделиях.

Читатель, вероятно, обратил внимание на то обстоятельство, что термин «источник сварочного тока» достаточно условен и носит скорее исторический характер, нежели отражает реальные характеристики источника питания сварочной дуги.

До сих пор рассматривались статические свойства ИИСТ для MMA/TIG процессов, которые характеризуются его статической ВАХ. Динамические свойства ИИСТ также важны, особенно для процесса полуавтоматической/автоматической сварки. Автору не известны работы, посвященные комплексному исследованию динамических свойств ИИСТ с учетом их специфики. Задача построения адекватной эквивалентной схемы и определения передаточных функций ИИСТ с замкнутой и разомкнутой цепью обратной связи, определения области устойчивой работы существенно усложняется из-за особенностей источников питания сварочной дуги. Во-первых, из-за наличия переходных режимов «холостой ход — короткое замыкание», «короткое замыкание — дуга», «дуга — холостой ход», «дуга — короткое замыкание» и их сочетания с установившимися квазистационарным режимом поддержания номинального тока дуги. Во-вторых, из-за необходимости учета набора начальных условий. И, в-третьих, из-за стохастического характера процессов, происходящих в реальной сварочной дуге. Некоторые авторы изучали нелинейную модель сварочного инвертора, в которой в квазистационарном состоянии используется малосигнальное (линейное) приближение, а переходные режимы рассматриваются как сильное возмущение [4]. Разработанная нелинейная модель ИИСТ исследовалась с помощью средств пакета MATLAB, результаты сравнивались с данными, полученными на лабораторном образце сварочного инвертора в режиме перехода от холостого хода в режим стабилизации заданного тока дуги. При этом было получено хорошее количественное соответствие расчетных и экспериментальных результатов, что подтверждает возможность успешного использования методов математического моделирования при изучении динамических свойств ИИСТ.

Очень распространенной и универсальной сварочной технологией сегодня является технология полуавтоматической/автоматической сварки в среде защитного/активного газа (MIG/MAG процесс). Однако принципы регулирования тока нагрузки ИИСТ, предназначенных для MMA/TIG и MIG/MAG процессов, существенно различаются. В простейшем случае источник сварочного тока для MMA/TIG должен обеспечивать падающую, «мягкую» ВАХ, имеющую область стабилизации тока

нагрузки. ИИСТ для MIG/MAG фактически является источником напряжения с жесткой ВАХ и режимом ограничения максимального тока дуги на уровне, определяемом скоростью подачи сварочной проволоки. Силовая часть ИИСТ для обоих типов сварочных процессов выполняется практически одинаково, например, в соответствии со схемой (рис. 1) а необходимая статическая ВАХ формируется блоком управления. Следует отметить, что конденсатор C_0 на выходе ИИСТ (рис. 1) не используется при MMA/TIG сварке и желателен при MIG/MAG процессах [10]. Динамическое поведение тока нагрузки ИИСТ с дросселем постоянного тока на выходе определяется индуктивностью этого дросселя, точнее, постоянной времени цепи нагрузки [5]:

$$\tau_{out} = L_0 / R_{load} \quad (7)$$

Для ИИСТ характерная величина $\tau_{\text{иист}}$ составляет единицы миллисекунд. Вместе с этим электрические процессы, протекающие в дуге и сварочной ванне, имеют характерную длительность — от 0,1 мкс до 10 с (рис. 5). Таким образом, выходной дроссель, превращая ИИСТ в источник тока во временной области, не позволяет получить высокую динамику сварочного тока, необходимую при полуавтоматической сварке. Поэтому требования к способу регулирования тока дуги при MIG/MAG и MMA/TIG процессах различны. Применение сварочных инверторов для MIG/MAG сварки вместо традиционных низкочастотных выпрямителей позволяет улучшить качество сварного соединения, но для реализации управляемого переноса электродного металла в сварочную ванну, существенного снижения разбрызгивания металла и повышения энергетической эффективности сварочного процесса необходимо одновременно улучшать динамические свойства ИИСТ и использовать новые методы регулирования сварочного тока.



Различают два режима переноса металла в сварочную ванну:

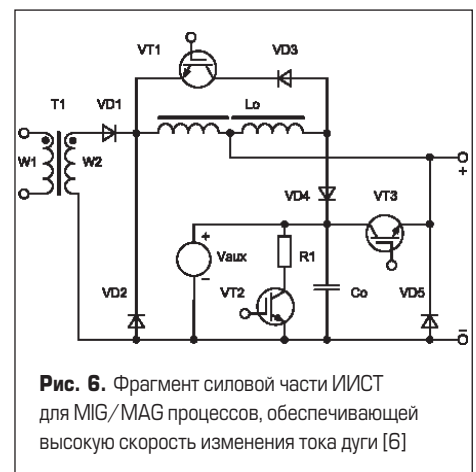
а) Крупнокапельный перенос электродного металла при глубоком погружении электрода в ванну. Капли расплавленного металла, отделяясь от торца электрода и временно замыкая сварочную цепь, переходят в ванну расплава. Желательно, чтобы ток короткого замыкания ИИСТ был существенно больше номинального для быстрого пережигания периодически возникающих перемычек, образующихся между торцом электрода и деталью. Этот режим переноса обычно реализуется при постоян-

ной скорости подачи проволоки, относительно низком выходном напряжении ИИСТ и токе, меньшем критического.

б) Мелкоструйный перенос (спрей-режим). Этот режим устанавливается при относительно большом напряжении на выходе ИИСТ и среднем токе дуги, большем некоторого минимального, критического значения. Перенос металла осуществляется без кратковременных периодических замыканий между торцом электрода и металлом в сварочной ванне, то есть без непосредственного контакта между ними. Электродный металл переносится в виде своеобразного «спрея» из мелких капель. Для снижения величины критического тока в сварочную проволоку вводят специальные легирующие добавки и подбирают состав смеси защитных газов.

В последнее время большое внимание уделяется разработке оптимальных методов управления сварочным током для MIG/MAG сварочных инверторов. Общий подход в решении этой задачи заключается в формировании такого профиля импульсов тока, который обеспечил бы необходимый характер переноса металла и минимальный эффект разбрызгивания.

Главной причиной возникновения разбрызгивания электродного металла является слишком большая плотность тока, текущего через перемычку между электродом и деталью, в момент отрыва капли расплава и перехода ее в сварочную ванну. Поэтому прежде всего необходимо обеспечить резкое снижение тока после отрыва капли. Для этого авторы цитируемой работы использовали сварочный инвертор с модифицированной силовой частью и соответствующим алгоритмом управления. Упрощенная часть ИИСТ, обеспечивающая повышенную динамику сварочного тока, показана на рис. 6.



T1 — силовой трансформатор ИИСТ с топологией ОПМК. Специальный двухобмоточный дроссель L_0 , ключ VT1 и блокирующий диод VD3 обеспечивают высокую скорость спада тока дуги. Часть запасенной дросселем энергии передается в конденсатор C_0 . Цепь VT2, R1 предохраняют C_0 от перенапряжения. Конденсатор C_0 или вспомогательный источник питания V_{aux} вместе с ключом VT3, возвратным диодом VD5 и индуктивностью сварочного кабеля представляют собой источник

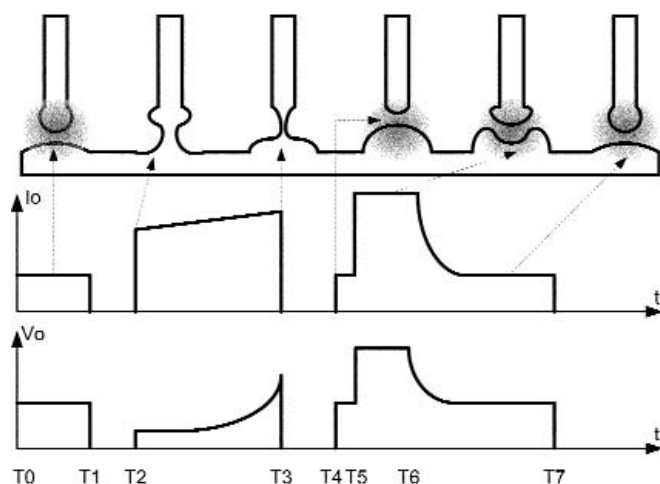


Рис. 7. Импульсы тока и напряжения при использовании технологии STT [9]

напряжения, обеспечивающий высокую скорость нарастания тока нагрузки (крутой фронт импульса тока дуги). Силовые элементы работают только в течение фронта и спада импульсов тока дуги, поэтому эффективность предложенного решения достаточно высока. Удалось получить скорость изменения тока дуги 4 кА/с. Схема использовалась в составе ИИСТ с рабочим током до 650 А при напряжении до 50 В. Получено время реакции тока дуги порядка 0,5 мс, хотя желательно снизить эту величину до 0,1 мс. Разумеется, известны и более простые способы повышения динамики тока ИИСТ: увеличение рабочей частоты преобразователя и снижение индуктивности выходного дросселя, но этим методам присущи свои недостатки. Аналогичный метод управления ИИСТ для полуавтоматической сварки предлагали и другие авторы [7].

Похожий на описанный алгоритм формирования специального профиля импульсов тока дуги был разработан фирмой Lincoln Electric и с успехом используется ею в своих сварочных инверторах для MIG/MAG сварки. Эта технология получила фирменное название «Surface Tension Transfer» (STT) — перенос электродного металла с использованием сил поверхностного натяжения [8]. На рис. 7 показан профиль импульсов тока и напряжения на выходе сварочного инвертора, использующего технологию STT.

В течение интервала времени T0–T1 происходит оплавление торца электрода за счет установившейся температуры дуги. Ток и напряжение на дуге поддерживаются неизменными: ИИСТ работает в режиме «источника мощности». Формируется капля расплава достаточного размера, которая создает перемену между торцом электрода и сварочной ванной. В момент T1 блок управления ИИСТ быстро снижает ток в дуге для того, чтобы силы поверхностного натяжения жидкого металла перетянули каплю в сварочную ванну (интервал времени T1–T2). В момент времени T2 ИИСТ формирует импульс тока, который «помогает» капле переместиться в ванну, при этом перемена между ванной и торцом электрода становится все тоньше. Блок управления ИИСТ постоянно контролирует сопротивле-

ние сварочной цепи и перед разрывом перемены резко снижает величину тока в момент T3, в результате чего капля переходит полностью в ванну с минимальным разбрызгиванием. В момент T4 восстанавливается дуга, а в момент T5 формируется второй форсирующий импульс тока длительностью T5–T6 для увеличения дугового промежутка и разогрева увеличенной области металла детали для выхода на режим формирования следующей капли. На интервале T6–T7 поддерживается ток, необходимый для формирования капли расплава. Далее весь цикл повторяется, его период составляет порядка 10 мс [9].

Выпускаются сварочные инверторы различного назначения и функциональной насыщенности: от простейших ИИСТ, рассчитанных на какой-то один тип сварочного процесса, до многофункциональных профессиональных аппаратов, поддерживающих практически все типы сварочных процессов. Блок управления такого ИИСТ должен обеспечивать режим «источника тока» для сварочных процессов MMA/TIG и режим «источника напряжения» для процессов MIG/MAG. Кроме этого, многие ИИСТ профессионального уровня позволяют использовать режим импульсной полуавтоматической сварки в среде защитного газа. Этот режим сварки реализуется за счет амплитудной модуляции тока дуги прямоугольными импульсами, частота следования которых обычно выбирается в диапазоне 25–250 Гц. Применение подобного режима позволяет более точно дозировать количество теплоты, подводимой к сварочной ванне, что облегчает сварку тонкостенных деталей, выполнение потолочных швов и т. д.

На рис. 8 показана упрощенная схема блока управления, обеспечивающего работу ИИСТ в режимах MMA/TIG, MIG/MAG и Pulsed MIG/MAG [10].

Режим работы ИИСТ определяется сигналом, поданным на вход F_{pulse} аналогового перемножителя A2: при $F_{pulse}=1$ используются как внутренняя петля ООС по току, так и внешняя петля ООС по напряжению на нагрузке, таким образом, ИИСТ работает в режиме MIG/MAG; при $F_{pulse}=0$ используется только ООС по току и ИИСТ работает в режи-



ЗОЛОТОЙ ШАР
ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ



**ПОВЫШЕНИЕ
НАДЕЖНОСТИ
ЭЛЕКТРОНИКИ**

<http://www.zolotoy-shar.ru/bergquist>



?

см. следующую стр. >>

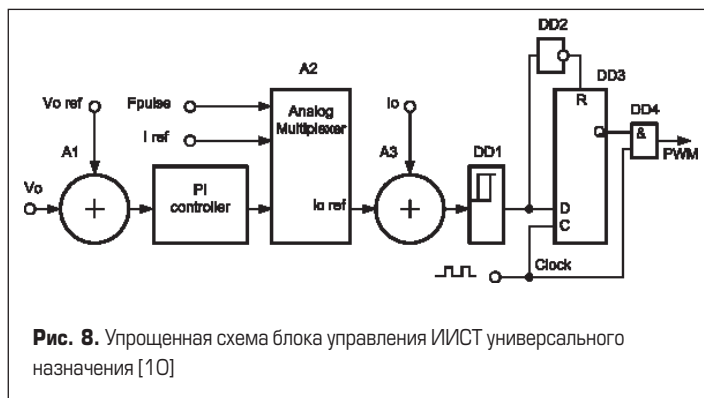


Рис. 8. Упрощенная схема блока управления ИИСТ универсального назначения [10]

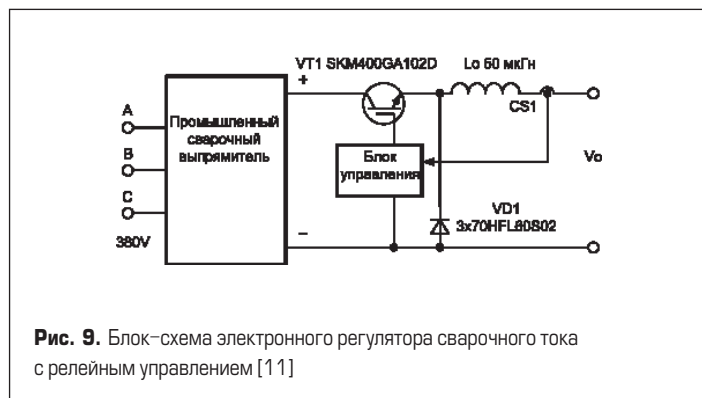


Рис. 9. Блок-схема электронного регулятора сварочного тока с релейным управлением [11]

ме MMA/TIG, для реализации режима импульсной полуавтоматической сварки Pulsed MIG/MAG на вход F_{pulse} подаются прямоугольные модулирующие импульсы с частотой следования 25–250 Гц. Обозначения на рис. 8: V_0 — среднее значение напряжения нагрузки ИИСТ, I_0 — мгновенный ток первичной обмотки силового трансформатора (используется регулирование по мгновенному току нагрузки, приведенному к первичной обмотке трансформатора). Параметры $V_0 \text{ ref}$ и $I \text{ ref}$ — напряжение и ток задания. Собственно ШИ-модулятор состоит из элементов D2, D4, триггера Шмидта D1 и триггера D3, на счетный вход которого подается тактовый сигнал с коэффициентом заполнения 0,45 для обеспечения гарантированного размагничивания магнитопровода силового трансформатора в течение нерабочего полупериода.

Описанная структура блока управления многоцелевого ИИСТ с топологией силовой части, показанной на рис. 1, была проверена авторами на математической модели и на лабораторном прототипе. Экспериментальный сварочный инвертор с максимальным рабочим током до 200 А и частотой преобразования 50 кГц показал удовлетворительные результаты во всех режимах. Предложенный блок управления позволяет построить простой и многофункциональный сварочный инвертор.

Отдельную группу источников сварочного тока составляют сварочные выпрямители для многопостовой сварки, применяемые на предприятиях с большим количеством сварочных рабочих мест («постов»). Традиционно, до широкого распространения ИИСТ, система многопостовой сварки представляла собой общий мощный понижающий трансформатор и вторичный выпрямитель, к которому подключались через балластные реостаты (БР) индивидуальные рабочие места сварщиков. С помощью БР осуществлялась регулировка тока и обеспечивалась развязка индивидуальных рабочих мест.

В настоящее время вместо БР используются электронный регулятор сварочного тока (ЭР), выполненный, как правило, на основе однофазного понижающего конвертера. Применение ЭР позволяет существенно увеличить КПД системы многопостовой сварки, повысить качество сварочных работ и расширить функциональные возможности оборудования: источник сварочного тока на основе ЭР может обеспечить сварщику возможность использовать на рабочем месте сварочные процессы MMA, TIG, MIG, MAG.

Для стабилизации тока нагрузки подобно ЭР авторы работы [11] применили релейный способ регулирования, который редко используется в настоящее время, хотя и имеет известные положительные свойства [12]. Сейчас продолжают исследования этого способа, в частности в отношении его динамических свойств [13].

Блок-схема лабораторного ЭР на ток до 200 А показана на рис. 9. В качестве источника входного напряжения ЭР авторы использовали промышленный сварочный выпрямитель традиционного типа с понижающим трансформатором промышленной частоты. Следует отметить, что подобное объединение промышленного сварочного выпрямителя с ЭР позволяет получить источник сварочного тока с новыми, более высокими характеристиками и функциональными возможностями по сравнению с традиционным выпрямителем. Причем, такого рода «апгрейд» старых сварочных выпрямителей может оказаться экономически более эффективным, чем их замена на новые современные ИИСТ профессионального уровня.

Применение релейного регулирования сварочного тока было обусловлено такими преимуществами этого способа, как:

- регулирование среднего значения сварочного тока в нужном диапазоне при фиксированной величине амплитуды пульсаций;
- возможность изменения величины пульсаций сварочного тока при фиксированном его среднем значении.

Это позволяет исследовать влияние величины пульсаций тока дуги на качественные показатели сварного соединения.

В блоках управления современных ИИСТ постепенно находят применение передовые методы теории управления: управление с использованием алгоритмов нечеткой логики (fuzzy logic control — FL) и скользящих методов регулирования (sliding mode control — SM). Применение этих методов в ИИСТ стимулируется и тем, что они представляют собой мощные средства для управления нелинейными системами, каковыми являются ИИСТ и их нагрузка — сварочная дуга [14], [15].

Сравнительное исследование ИИСТ с FL- и SM-контроллерами показало, что оба метода управления позволяют построить сварочный инвертор с заданными характеристиками, причем FL-контроллер оказался менее чувствительным к разбросу входных и выходных параметров и в целом более надежным. Исследование проводилось на математической мо-

дели ИИСТ в среде MATLAB/Simulink, в качестве силовой части использовался однофазный прямоходовый мостовой конвертер, часто применяемый в сварочных инверторах [16].

Известны примеры практической реализации блока управления ИИСТ с FL-контроллером. Авторы работы [17] использовали алгоритмы нечеткой логики при разработке блока адаптивного управления установкой автоматической сварки вольфрамовым электродом в среде защитного газа (TIG-процесс). Экспериментальная сварочная установка предназначена для автоматической сварки листовых деталей с переменным (ступенчатым) профилем. Сварочная дуга питается от источника стабильного тока, а обеспечение оптимальной геометрии сварочной ванны достигается с помощью автоматического регулирования напряжения на дуге за счет изменения ее длины перемещением неплавящегося электрода относительно свариваемых поверхностей. При традиционном способе регулирования возникали две проблемы: во-первых, блок управления сварочной установкой не позволял корректно организовать процесс поджига дуги в начале сварочного цикла и завершение сварочного шва без образования дефектов; во-вторых, в процессе сварки в некоторых режимах возникали незатухающие паразитные колебания в контуре регулирования, приводящие к периодическому изменению длины дуги. Применение адаптивного FL-контроллера позволило преодолеть указанные проблемы и повысить качество сварного соединения.

Заключение

Выбор метода управления сварочным инвертором и структуры блока управления часто производится на основе компромисса между техническими параметрами будущего ИИСТ и маркетинговыми задачами. К такому заключению можно прийти, изучив схемотехнику промышленных ИИСТ разного ценового диапазона. В то же время ведутся активные работы по адаптации и применению передовых методов управления в современном сварочном оборудовании. Эта последнюю тенденцию стимулирует развитие элементной базы, удобной для реализации новых алгоритмов в устройствах силовой электроники. Сейчас в блоках управления сварочных инверторов все более широко применяются микроконтроллеры, цифровые сигнальные процессоры и программируемые логические матрицы, что

позволяет разрабатывать системы управления ИИСТ с топологией, конфигурируемой как на программном, так и на аппаратном уровнях [18].

Литература

1. Dudrik J., Bauer P. DC source for arc welding with soft-switching current-mode controlled DC-DC converter // International Review of Electrical Engineering (IEEE). ISSN: 1827-6600, April 2006, pp. 162–169.
2. Martinez A., Blasco N., Perez F.J., Vicuna J.E., Lacamara J., Oliva J.A. Static output characteristic of a pick current controlled arc welding machine / IEEE 49th International Midwest symposium on circuits and systems, vol. 1, 2006, pp. 636–639.
3. Maxstar 150 STL Owner's manual. Miller Electric Mfg. Co, 2003. www.millerwelds.com
4. Jinhong Z., Wenlin L., Yaowu S. Study on the dynamic process of arc welding inverter // IEEE Proceed. IPERC, vol. 1, 2000, pp.308–311.
5. Schupp J., Fischer W., Mecke H. Welding arc control with power electronic / IEE "Power electronics and variable speed drives" conference, Conference publication № 475, 18–19 September, 2000.
6. Merfert I. W. Improving on the dynamic on inverter power sources for pulsed arc welding applications / Ph.D. thesis, University of Magdeburg, 1998.
7. Chae Y. M., Jang Y., Jovanovic M. M., Gho J. S., Choe G. H. A novel mixed current and voltage control scheme for inverter arc welding machine / IEEE Proc. APEC, vol. 1, 2001, pp. 308–311.
8. Stava E. K. Technology gets to the root of pipe welding. Online: <http://www.lincolnelectric.com/knowledge/articles/content/pipewelding.asp>
9. Vincent T. L. Waveform control in welding power supplies / IEEE control system magazine, August, 2006, pp. 17–18.
10. Verdelho P., Pio Silva M., Margato E., Esteves J. An electronic welder control circuit / IEEE Proceed. of the 24th Int. conf. IECON'98, vol. 2, 1998, pp. 612–617.
11. Marques S., Cruz C., Farias J. Step down converter with hysteretic current control for welding applications / IEEE 23rd Intern. conf. on industr. electronics, control and instrum. IECON'97, vol. 2, 1997, pp. 676–681.
12. Levin G., O'Malley K. Designing with hysteretic current-mode control / EDN Access, April, 1994. Online: www.edn.com/archives/1994/042894/09df3.htm
13. Park J. H., Cho B. H. Small signal modeling of hysteretic current mode control using the PWM switch model // IEEE COMPEL Workshop, Rensselaer Polytechnic Institute, Troy, NY, USA, July, 2006, pp. 225–230.
14. Drakunov S., Barbieri E., Silver D. Sliding mode control of a heat equation with application to arc welding / IEEE Proceedings of the International conference on control applications. 15–18 Sept. 1996, pp. 668–672.
15. Junhong Z., Hongfang W. A novel welding inverter power source system with constant current output characteristic based on fuzzy logic control / IEEE Proceed. Electrical machines and systems conference. ICEMS 2001, v. 1, 2001, pp. 567–570.
16. Iskender I., Karaarslan A. On the comparison of fuzzy logic and state space averaging based sliding control methods applied on an arc welding machine // Trans. on engineering, computing and technology, v. 8, ISSN 1305-5313, 2005, pp. 100–105.
17. Koseyaporn P., Cook G. E., Strauss A. M. Adaptive voltage control in fusion arc welding / IEEE Trans. on industry applications, vol. 36, No 5, 2000, pp. 1300–1307.
18. Rauma K., Laakkonen O., Luukko J., Pajari I., Pyrhonen O. Digital control of switch-mode welding machine using FPGA / IEEE Proceed. PESC, vol. 1, 2006, pp. 1–5.

Уникальные контакторы OMRON семейства G9E

В контакторах G9E инженеры компании OMRON применили технологию специального газового наполнения в запаянной на 100% керамической конструкции, с использованием смолы и металлического кожуха. В результате удалось не только значительно снизить размеры, но и уменьшить стоимость изделия. Другая патентованная разработка касается переключающих компонентов. Используется постоянный магнит, который устраняет необходимость соблюдения полярности в главном контуре. Это значительно упрощает внутреннюю разводку, а значит, снижает риск неправильного соединения.

G9EC — самое маленькое и легкое реле в своем классе (98 × 44 × 86,7 мм), оно способно работать при нагрузке 200 А, 400 В. Внутренние подвижные части реле, отвечающие за переключение, герметично изолированы друг от друга. Изолирующая конструкция предотвращает возникновение электри-

ческой дуги или искрения, гарантируя безопасность реле в целом. А закачанный газ обеспечивает емкость, способную размыкать до 1000 А, 400 В (DC).

G9EB — самое маленькое и легкое промышленное реле в классе 25 А, 400 В (DC). Его размеры: 25 × 60 × 58 мм, вес около 135 г. Таким образом, размеры этого устройства в 2 раза меньше, а вес — в 3 раза меньше по сравнению с аналогами.

Так же, как предыдущая модель — G9EA, оба новых реле имеют конфигурацию контактов SPST-NO. Благодаря общему снижению размеров и оптимальной форме корпуса обоих реле, возможности монтажа практически не ограничены. Реле G9EC выпускается как с винтовыми контактами, так и с паяными терминалами (UL/CSA, стандарт UL508). Температурный режим работы G9EC — от -40 до +50 °C, а G9EB — до +70 °C.

www.compel.ru



ЗОЛОТОЙ ШАР
ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ

THE BERGQUIST COMPANY

УМЕНЬШЕНИЕ
ГАБАРИТОВ
ЭЛЕКТРОННЫХ
УСТРОЙСТВ

<http://www.zolshar.ru/bergquist>



Москва.
ул. Краснопролетарская,
д. 16, подъезд №5
Тел.: +7 (495) 234-01-10
Факс: +7 (495) 956-33-46
e-mail: sales@zolshar.ru

Санкт-Петербург:
+7 (812) 325-75-44
Новосибирск:
+7 (383) 238-03-56
Екатеринбург:
+7 (343) 212-18-10
Ижевск:
+7 (3412) 42-52-41

Проектирование регулируемых

тиристорных преобразователей повышенной частоты

В статье приводятся результаты проектирования тиристорных преобразователей сетевого напряжения 3×380 В 50 Гц в однофазный ток частотой 5–22 кГц, на основе несимметричных тиристорных автономных инверторов тока мощностью 120–40 кВт с промежуточным уровнем источника нерегулируемого напряжения 510 В. В выходную цепь инвертора включается высокочастотный трансформатор с сердечником из трансформаторной стали (5–10 кГц) или феррита (20–30 кГц). К понижающему трансформатору подключают маловитковые закалочные индукторы. Такие технические решения обеспечивают эффективное применение тиристорных преобразователей повышенной частоты вместо ламповых или электромашинных генераторов для технологических процессов закалки и пайки металлических изделий.

Эй вы, задние! Делай, как я.

Это значит — не надо за мной...

«Чужая колея»

Владимир Высоцкий

Юрий Зинин, к. т. н.

umz42@mail.ru

Введение

Существенной особенностью рассматриваемых технических решений автономного несимметричного тиристорного инвертора является высокая надежность в пусковых режимах при изменении рабочей частоты, а также при стабилизации коэффициента мощности индукционной нагрузки. Автор анализирует действие системы регулирования статической инверторно-индукционной схемы по каналу управления коэффициентом мощности нагрузки.

Основной метод исследований — схемотехническое моделирование с использованием PSpice-моделей компонентов. При схемотехническом моделировании получаем верное графическое изображение временных и частотных зависимостей, что является условием их правильной интерпретации.

В статье рассматриваются особенности регулирования электрических режимов электротермических установок, предназначенных для индукционного нагрева небольших изделий при объемной и поверхностной закалке, а также пайке токами высокой частоты от автономных тиристорных преобразователей. В этих тиристорных преобразователях повышенной частоты, традиционных для Уфимской школы проектирования, используется нерегулируемый трехфазный сетевой диодный выпрямитель с бесконтактным выключателем постоянного тока [1–3].

Широко распространенными на промышленных предприятиях различного профиля и поэтому самыми многочисленными индукционными комплексами для производственных технологий с использованием токов высокой частоты (ТВЧ) являются установки для термообработки, в частности закалочные комплексы и установки для пайки относительно небольших изделий (например, токарных резцов, фрез,

сверл). Их общие признаки — повышенная частота выходного тока, относительно небольшое значение выходной мощности, наличие понижающего выходного трансформатора [4–6].

В процессе проектирования статических источников питания для установок индукционного нагрева металлов каждый раз разрешается следующее противоречие: с одной стороны, большое количество таких установок требует применения типовых узлов, с другой стороны, возникает необходимость проектирования новых технических решений, особенно для трансформаторов и нагрузочных индукторов, которые практически никогда не бывают одинаковыми.

Тиристорные преобразователи частоты (ТПЧ), как правило, проектируют из типовых узлов, по индивидуальному техническому заданию, основа которого — требования заказчика. Когда заказчиками были государственные предприятия, исполнитель-разработчик заключал типовой договор, предусматривающий расходы на исследование и промышленное внедрение ТПЧ, что позволяло проводить перспективные разработки. В настоящее время договоры о поставке продукции не представляют такой возможности, поэтому количество новых разработок на отечественном рынке сократилось.

С момента распространения тиристорных в нашей стране и разработки первых ТПЧ для индукционного нагрева металлов практически все учебные заведения страны, имеющие кафедры электротехнического профиля, с большим или меньшим успехом разрабатывали разные автономные инверторы для электротермических установок, соответствующие требованиям большого числа новых, часто оригинальных, технологий. Ведущие промышленные предприятия страны могли самостоятельно заказывать новые разработки и изготавливать ТПЧ для собст-

венных нужд и требований производства. Финансирование осуществлялось из средств министерств на освоение и внедрение новой техники. Существовавшая система научно-технической информации в стране и порядок финансирования научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ (НИР и ОКР) обеспечивали проведение единой технической политики (пример — разработка централизованного или индивидуального питания высокочастотных технологических установок).

ТПЧ — не очень сложные изделия силовой электроники, которые допускают различные варианты конструктивного и схемного исполнения силовой части инвертора, блока управления (системы управления, защиты, регулирования и диагностики) и нагрузочного контура, что является большим преимуществом для разработчиков этой техники. На заре развития ТПЧ (прошло уже 40 лет с момента появления первого образца) различные министерства страны считали престижным курировать собственные разработки преобразователей частоты. Подведомственные НИИ, с тем или иным успехом, проектировали ТПЧ, а ведущие предприятия отрасли организовывали их производство и внедряли в традиционных и новых технологических процессах.

В основе метода высокочастотного нагрева лежит явление электромагнитной индукции, открытое в 1831 г. Майклом Фарадеем. Эффект нагрева растет с увеличением частоты переменного тока. В 1907 г. А. Н. Ладыгин предложил использовать индуктированные (вихревые) токи высокой частоты для нагрева металлов.

Еще в 20-е годы прошлого столетия Валентин Петрович Вологдин начал исследования по применению в промышленности высокочастотной техники и осуществил лабораторные разработки индукционных печей, питаемых от электромашинных генераторов (ЭМГ) высокой частоты. В 1925 г. В. П. Вологдин делает первые попытки применить ТВЧ для закалки стали, разрабатывает первые бессердечниковые индукционные печи для плавки металлов. К 1931 г. было построено 10 таких печей емкостью от 30 до 150 кг металла. Они питались от ЭМГ на частоты от 500 до 8000 Гц мощностью от 150 до 6000 кВт [7]. Первые опыты поверхностной закалки деталей выполнялись с применением ламповых генераторов. Тогда считали, что для нагрева эффективны более высокие частоты, чем может дать машинный генератор. Однако опыты показали, что для небольших деталей, которые должны закаливаться на малую глубину, действительно нужен высокочастотный ламповый источник питания, а для больших деталей достаточны токи повышенной частоты, вырабатываемые электромашинными преобразователями. Сегодня даже обычная, промышленная частота в 50 Гц используется для термической обработки массивных деталей.

Вначале опыты В. П. Вологодина по закалке были неудачными: быстрый сквозной прогрев от ЭМГ мощностью 150 кВт приводил к перегреву поверхности валов. После быстрого охлаждения стальные изделия становились хрупкими и ненадежными. В 1935 г. В. П. Волог-

дин организовал лабораторию высокочастотной техники в Ленинградском электротехническом институте имени В. И. Ульянова (Ленина). В лаборатории на Московском автомобильном заводе им. Лихачева был изготовлен станок-автомат для закалки коленчатых валов, наиболее ответственных деталей автомобильных двигателей. Вместо нескольких часов закалка вала сократилась до 2 минут.

С индукционной закалки, одной из немногих промышленных технологий с отечественным приоритетом, началась история индукционного нагрева в России. Источники питания для нагрева ТВЧ совершенствовались параллельно с развитием радиотехники. Электромашинные генераторы — источники питания для радиопередатчиков в телеграфном режиме — разрабатывались В. П. Вологдиным, он же был инициатором применения их для поверхностной закалки ТВЧ железнодорожных рельсов. В 1936 г. появились первые публикации о новом методе термической обработки.

Таким путем развивалась новая отрасль промышленности — силовая высокочастотная электроника. В апреле 1947 г. в Ленинграде был создан Всесоюзный научно-исследовательский институт промышленного применения токов высокой частоты (НИИ ТВЧ), получивший затем имя профессора В. П. Вологодина. Во время Отечественной войны лаборатория была эвакуирована в г. Челябинск, а часть ее сотрудников продолжила свою работу на Кировском и Уфимском моторном заводах. ТВЧ использовались при закалке деталей и частей тракторов, танков и самолетных двигателей.

Дальнейшее развитие высокочастотной техники и ее промышленное применение имели большое значение для промышленного производства в нашей стране. Сейчас это распространенная технология на любом промышленном предприятии. В настоящее время продолжается совершенствование индукционного технологического оборудования и источников питания.

Отметим, что повышенной частотой переменного тока для ТПЧ обычно называют частоты от 500 Гц до 22 кГц. Для электромашинных генераторов (ЭМГ) эти частоты называли средними. Токами высокой частоты (ТВЧ), как правило, называют токи с частотой 66–440 кГц, получаемые от ламповых генераторов (ЛГ). Используются также термины сверхвысокая частота (СВЧ-нагрев ламповыми генераторами), высокая частота (ВЧ-нагрев от транзисторных источников питания), тиристорные преобразователи повышенной частоты (ТППЧ), средняя частота (среднечастотные электромашинные генераторы), низкая частота (нагрев промышленной частотой 50–60 Гц). Эти термины не отражены в едином стандарте и употребляются в сравнительном смысле, по отношению к применяемому источнику питания установок индукционного нагрева.

Электромашинные генераторы были неэффективны в повторно кратковременных режимах эксплуатации, характерных для пайки и закалки небольших изделий. В то же время массивные металлические детали с глубиной закалки в 2–3 мм требуют рабочей частоты 5–10 кГц, вырабатываемой электромашинны-

ми генераторами. Несмотря на длительное использование ЭМГ, полностью автоматизировать технологические процессы оказалось трудно, в первую очередь из-за большой инерционности изменения параметров по каналу: напряжение возбуждения — выходное напряжение. Система регулирования ЭМГ эквивалентна звену первого порядка со значительной постоянной времени обмотки возбуждения.

ВЧ-установки с ламповыми генераторами (ЛГ) выполнялись, в основном, на рабочие частоты 66 и 440 кГц, которые можно было эффективно использовать для поверхностной закалки изделий. Поэтому ЛГ широко применялись при поверхностной закалке и сквозном прогреве деталей небольших размеров. В электротермических установках с питанием от лампового генератора используются системы регулирования и стабилизации анодного напряжения лампы. В установках мощностью до 160 кВт применяются высоковольтные управляемые выпрямители. Основным управляющим воздействием в промышленных ламповых генераторах является изменение напряжения питания. КПД ламповых генераторов не превышает 50%, их надежность невысока, а высокая частота неблагоприятно воздействует на обслуживающий персонал электротермических установок.

Регулировка рабочих режимов ЛГ с трудом поддается автоматизации и поэтому практически осуществляется оператором. При длительной эксплуатации ЛГ выявились и другие существенные недостатки, в частности ограниченный срок службы генераторных ламп. Тем не менее, ламповые генераторы в течение длительного времени успешно выполняли возложенные на них задачи. К настоящему времени они морально устарели, хотя в индукционных установках их продолжают использовать.

Схемотехническая модель регулируемого тиристорного преобразователя повышенной частоты

Сейчас в мощных автономных высокочастотных инверторах для электротермических установок, в основном, применяются тиристоры. Перспективно использование IGBT-транзисторов, но они пока не получили широкого использования в отечественной промышленности.

Современным методом исследования электрической схемы тиристорного автономного инвертора как устройства силовой электроники является схемотехническое моделирование с использованием Spice-моделей компонентов электрических схем. Система Spice-моделирования создавалась по заказу военного ведомства студентами университета Беркли и быстро нашла признание во всем мире. Spice-модели начали разрабатывать в 1970-е годы, и к настоящему времени они стали стандартом для других систем схемотехнического моделирования на персональных компьютерах: PSpice (фирма Microsim), Micro-Cap (компания Spectrum Software, основанная в 1980 г.), WorkBench (Cadence), ViewSpice (Deutsch Research) и др.

PSpice-модели для программ моделирования в настоящее время хорошо известны специалистам. Если нужно проверить работу электронного устройства, не создавая его чертежей и разводки печатной платы, то целесообразно использовать программу схемотехнического моделирования Micro-Cap. Это надежный инструмент для анализа процессов в схеме электрического устройства. Сейчас фирма Spectrum Software разработала доступную для бесплатного пользования 9-ю демо-версию этой программы, именно ее применил автор. Далее описана схемотехническая модель автономного тиристорного инвертора повышенной частоты для индукционной заделки изделий и некоторые результаты ее исследований. Схемотехническая модель использует возможное для демоверсии программы Micro-Cap 9 количество — 50 дискретных компонентов схемы, для профессиональной, полной версии программы такого ограничения нет.

На рис. 1 изображена схемотехническая модель силовой схемы источника питания постоянного тока, автономного тиристорного инвертора и нагрузки. Эта модель состоит из следующих компонентов, подключенных к узлам электрической схемы: 1, 2 — коммутирующая индуктивность инвертора; 2, 3, 15 — датчик выходного тока инвертора (ДТИ), 3, 4 — коммутирующий конденсатор инвертора; 5, 7, 8 — закалочный трансформатор; 6, 0 — индуктор; 9, 10, 11 — вентильная пара тиристор/диод с R-С цепочкой, демпфирующей коммутационные перенапряжения, и источником управляющих импульсов; 12, 16 — датчик тока контура нагрузки (ДТН); 13, 14 — дроссель постоянного тока.

Схемотехническая модель включает в себя следующие функциональные узлы тиристорного преобразователя частоты (ТПЧ): источник питания, автономный тиристорный инвертор, выходной трансформатор, нагруженный индуктором. Автономный инвертор выполнен по несимметричной схеме, на одном тиристоре с диодом обратного тока, показавшей высокую эффективность в аналогичных установках индукционного нагрева. В инверторе нагрузка (высокочастотный трансформатор с индуктором) включена последовательно по переменному току с коммутирующими элементами инвертора и нелинейным дросселем насыщения. Силовые коммутирующие элементы — конденсатор и индуктивность — обеспечивают колебательный характер выходного тока, который характерен пониженными значениями коммутационных воздействий на тиристоры (di/dt), в сравнении с инверторами напряжения. Назначение неуправляемого диода встречного тока — это параметрическая стабилизация токов и напряжений в схеме инвертора при изменении параметров нагрузки.

При моделировании сетевой выпрямитель как источник питания тиристорного инвертора представлен источником ЭДС, равной выходному напряжению трехфазного выпрямителя. При исследованиях в профессиональной версии Micro-Cap и ЭВМ с большим объемом оперативной памяти в такой замене необходимости нет. Укажем, что на результатах исследований указанное упрощение схемотех-

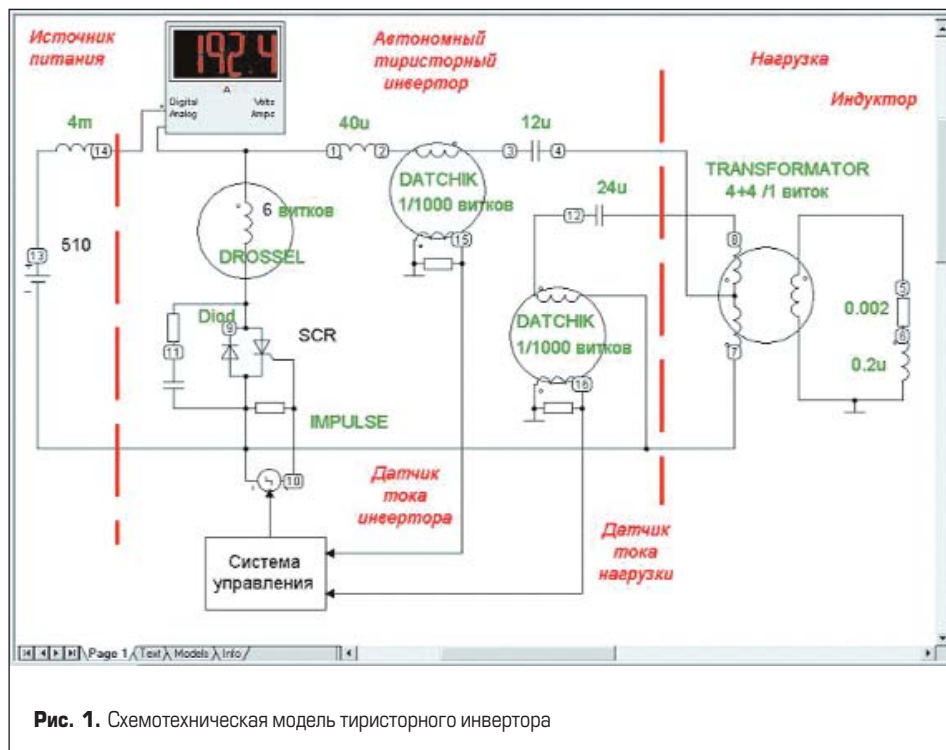


Рис. 1. Схемотехническая модель тиристорного инвертора

нической модели не отражается, при этом оно полезно при проведении расчета и анализе результатов. Полный цикл повторения электромагнитных процессов в трехфазном выпрямителе, соответствующий одному расчетному циклу схемотехнической модели, составляет 20 мс, а время окончания переходных процессов в тиристорном инверторе, определяемых, в основном, индуктивностью дросселя входного тока, составляет величину порядка 4 мс. Поэтому расчеты, например, выходного тока инвертора, можно произвести на значительно меньшем интервале времени. Качество анализа при схемотехническом моделировании определяется количеством расчетных точек на заданном интервале времени. В Micro-Cap имеется возможность для успешного завершения заданного интервала

расчета изменять исходные данные и результаты предшествующих попыток.

Источник напряжения 510 В, соответствующий выпрямленному напряжению промышленной трехфазной сети 380 В, подключен к инвертору через дроссель постоянного тока с индуктивностью 4 мГн (4м). Напомним, что основными единицами для обозначения параметров элементов схемотехнической модели являются: индуктивность — Гн; емкость — Ф; сопротивление — Ом и т. п. с наиболее распространенными префиксами: p — пико, n — нано, u — микро, m — милли и т. д.

Выходной ток источника питания отражает мощность, потребляемую тиристорным инвертором. Дроссель постоянного тока придает источнику напряжения свойства источника тока. Автономный инвертор по отношению к нагрузке проявляет свойства источника то-

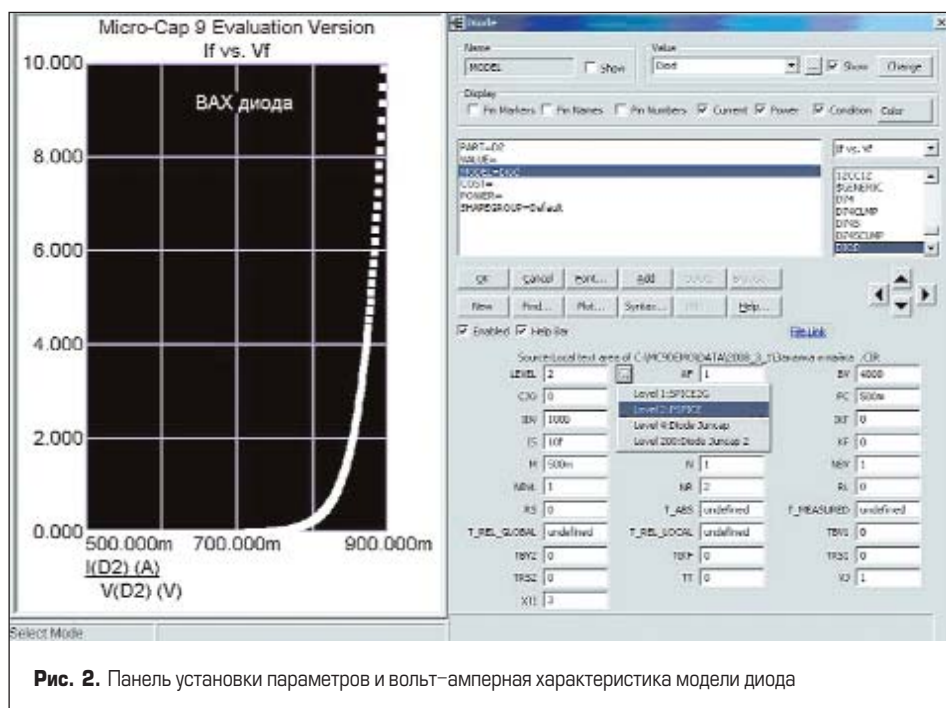


Рис. 2. Панель установки параметров и вольт-амперная характеристика модели диода

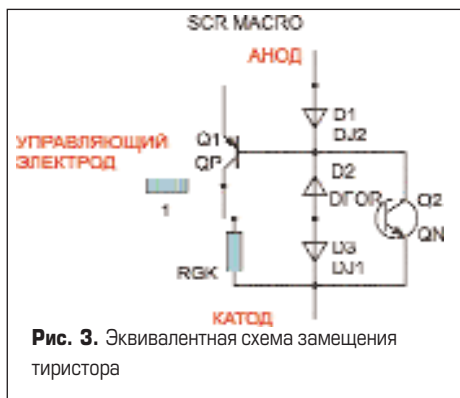


Рис. 3. Эквивалентная схема замещения тиристора

ка, формируя на выходе разнополярные импульсы тока тиристора и диода, разделенные интервалом — паузой регулируемой длительности. Изменением длительности паузы регулируется рабочая частота автономного инвертора. Таким образом, изменяя интервал паузы, регулируют выходную мощность тиристорного автономного инвертора. Сказанное находит подтверждение при рассмотрении квазиустановившихся электромагнитных процессов в инверторе и его модели.

На схематехнической модели (рис. 1) концентрическими окружностями обозначены магнитные сердечники для соответствующих индуктивностей, отражающие тороидальную конструкцию изображаемых магнитопроводов без магнитного зазора ($GAP = 1$). На схеме указывается целочисленное количество витков, магнитосвязанных с помощью PSpice-моделей сердечников. Присутствие этих компонентов представляет собой существенное отличие этой модели высокочастотного автономного инвертора повышенной частоты, которое не следует игнорировать при исследовании электромагнитных процессов. Еще одна особенность модели — это представление диода и тиристора как нелинейных полупроводниковых элементов в виде PSpice-моделей с импульсным управлением.

Характеристики PSpice-модели диода показаны на рис. 2. В модели установлены необходимые параметры, в частности обратное напряжение $BV = VDRM = \text{"Maximum repetitive peak off-state voltage"} = 4000 \text{ V}$, оно обеспечивает работоспособность автономного инвертора с источником питания 510 В.

Эквивалентная схема замещения тиристора и обозначения ее моделей приведены на рис. 3. Тиристор схематехнической модели, представленный в исследованиях в виде макроса SCR (рис. 4), описывается следующими параметрами — SCR MACRO: I_H "DC Holding Current" = 50MA; IGT "Gate Trigger Current" = 40MA; TON "Turn on time" = 1US; $VTMIN$ "Minimum anode to cathode on state voltage" = 1V; $VDRM$ "Maximum repetitive peak off-state voltage" = 800V; $DVDT$ "Critical rate of rise of off-state voltage" = 50MEG; TQ "Turn off time" = 20US; $K1$ "DVDT adjustment (set to 1 unless otherwise specified)" = 1; $K2$ "TQ adjustment (set to 1 unless otherwise specified)" = 1.

В модели тиристора используется его представление в виде двух транзисторов различной проводимости Q1-QP, Q2-QN и трех диодов — DJ1, DJ2, DFOR. Модели транзисторов и диодов представлены в следующем виде:

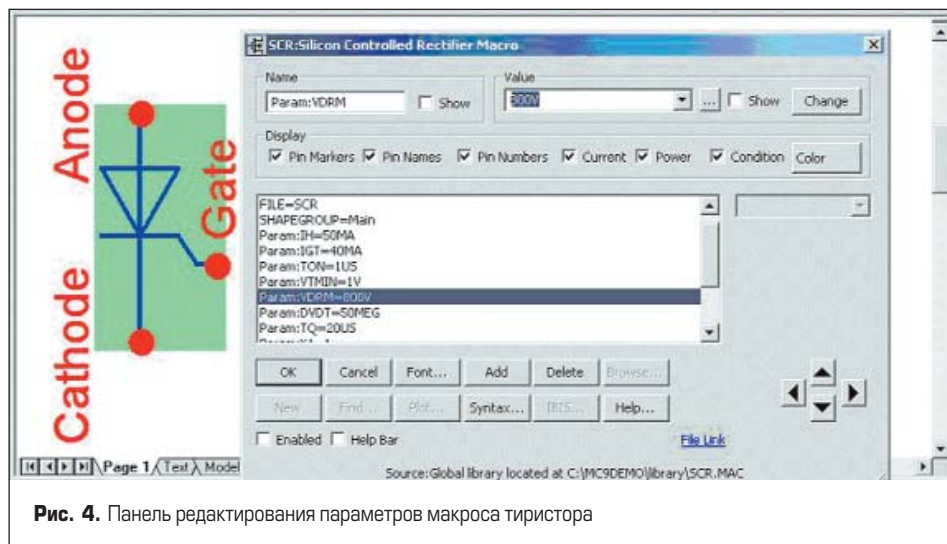


Рис. 4. Панель редактирования параметров макроса тиристора

$p-n-p$ транзистор — .model QP PNP (BF=BF1 IS=IS1 RE=RE1 CJE=CJE1 BR=BF1 TF=TF1 TR=TR1); $n-p-n$ транзистор — .model QN NPN (BF=BF2 IS=IS2 CJC=CJC2); диод DJ1 — .model DJ2 D (IS=.001*(IS1) BV=VDRM); диод DJ2 — .model DFOR D (BV=VDRM); диод DJ3 — .model DJ1 D (is=.001*IS1 BV=5). Пользователю нужно установить необходимые параметры макроса силового тиристора, показанные на рабочей панели рис. 4.

Макромодель тиристора схематехнической модели инвертора, представленная макросом SCR, управляется импульсами напряжения от генератора импульсов — IMPULSE. График (Plot) управляющих импульсов тиристора, формируемый с помощью панели MODEL IMPULSE, показан на рис. 5. Импульсные сигналы управления имеют идеальную форму, временные параметры напряжения которой следующие: $P1=0$ — начало переднего фронта импульсов; $P2=0$ — окончание переднего фронта импульсов; $P3=0$ — начало заднего фронта импульсов; $P4=30u$ (30 микросекунд) — окончание заднего фронта импульсов; $P5=200u$ — период повторения импульсов; $VONE=20$ (Вольт) — амплитуда прямой полярности импульсов; $VZERO=-1$ — величина отрицательного напряжения, показанная на графике. Эти импульсы инициируют включение тиристора в автономном инверторе.

На левом графике рис. 5 показан интервал времени $P5$, точное значение которого, соглас-

но панели справа, равно 200 мкс. Укажем, что в рабочем окне Micro-Cap имеются средства точной фиксации особых или экстремальных точек рассчитанных графиков, если в этом есть необходимость. На рис. 5 показан установленный интервал схематехнической модели, соответствующий частоте включения тиристора автономного инвертора. Величина $P4$ должна превышать время, необходимое для нарастания тока тиристора свыше величины тока удержания. В общем, схематехническая модель — в качестве электронного имитатора (симулятора) — практически полностью имитирует (симулирует) свойства электрической схемы автономного инвертора.

На изображенной схематехнической модели (рис. 1) отсутствует непосредственное заземление полюсов источника питания, как это осуществляется в действительности при использовании сетевого трехфазного выпрямителя. С другой стороны, одна шина индуктора и вторичные обмотки датчиков тока должны быть заземлены. Это условие, согласно технике безопасности, также выполнено в схематехнической модели.

Для оперативной оценки результатов исследований применен анимированный компонент — цифровой амперметр, показания которого свидетельствуют об успешном выполнении сеанса анализа переходных процессов в схеме с установленными параметрами компонентов. Исходные показания анимированного измерительного прибора нулевые. Ани-

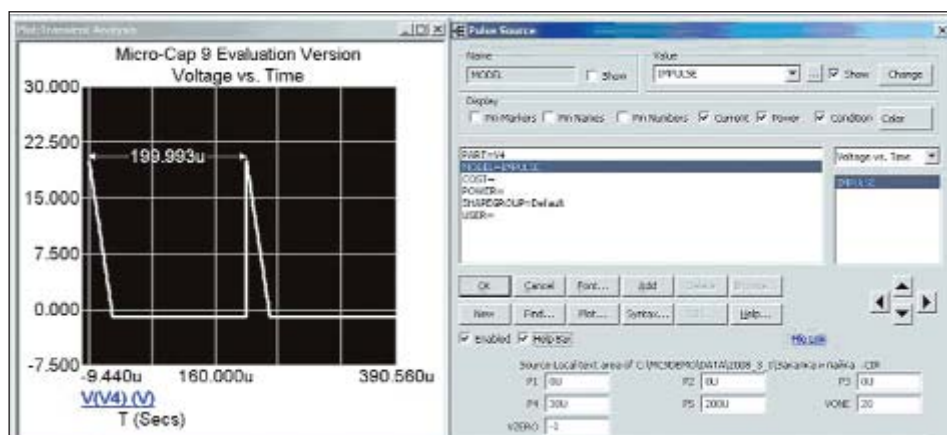
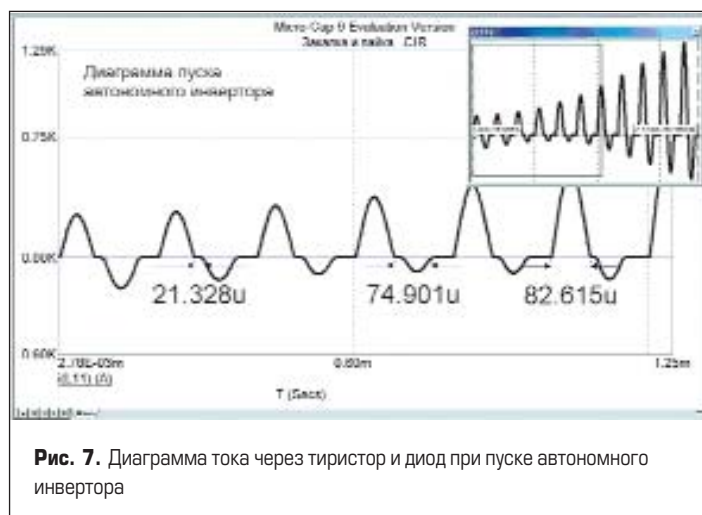
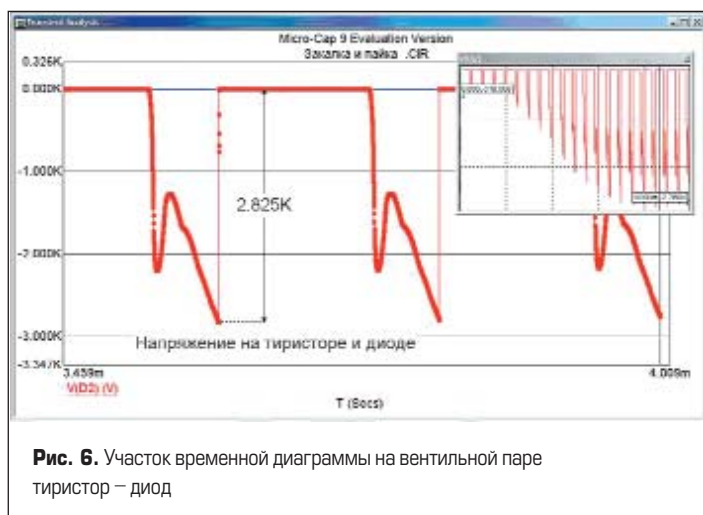


Рис. 5. Диаграмма импульсов управления тиристорами автономного инвертора



мированные приборы обладают свойством автоматического выбора предела измерения и показывают мгновенную величину измеряемого тока или напряжения в цифровом с плавающей запятой или аналоговом виде.

Параметры компонентов схемы далее будут указываться по мере необходимости. На рис. 6 представлен расчет формы напряжений на тиристоре, с момента подачи импульсов управления и до установившегося значения.

Согласно рис. 6, после расчета переходных процессов, вызванных включением инвертора и низкочастотными колебаниями тока входного дросселя, уточняется необходимая величина максимального напряжения (VDRM) тиристора.

В режиме настройки колебательного контура нагрузки на вторую гармонику основной рабочей частоты автономного инвертора [8–10], как рекомендуемого режима автономного инвертора, с величиной паузы в выходном токе, равной примерно одной трети от периода управления тиристором, определяем надежность пуска ТПЧ. На рис. 7 показано, что время восстановления тиристора не меньше минимально необходимой величины. Правильное графическое изображение математической зависимости, обеспечиваемое симулятором, — условие верной интерпретации расчетных данных и, в конечном итоге, физического явления. Для решения проблем пуска автономного ин-



вертора с различной нагрузкой можно применить предварительный заряд коммутирующего конденсатора.

На рис. 7 хорошо видна «ступенька» в момент перехода кривой тока через нулевую величину, ее появление вызвано присутствием в схеме дросселя насыщения, последовательно включенного с вентильной парой [11].

На рис. 8 представлены выходные сигналы датчиков тока инвертора и нагрузки в рабочем режиме, необходимые нам для анализа работы системы стабилизации выходных параметров автономного инвертора при изме-

нении нагрузки, характерной для закалики и пайки.

На рис. 9 представлен график напряжения на выходе закалочного трансформатора индукционной установки.

Графики на рис. 9 показывают амплитудное значение и частоту вторичного напряжения высокочастотного трансформатора, служащего для согласования напряжений на нагрузке автономного инвертора-индуктора с индуктивностью 0,2 мкГн и эквивалентным сопротивлением 0,002 Ом. Эти величины определены получением выходной мощнос-

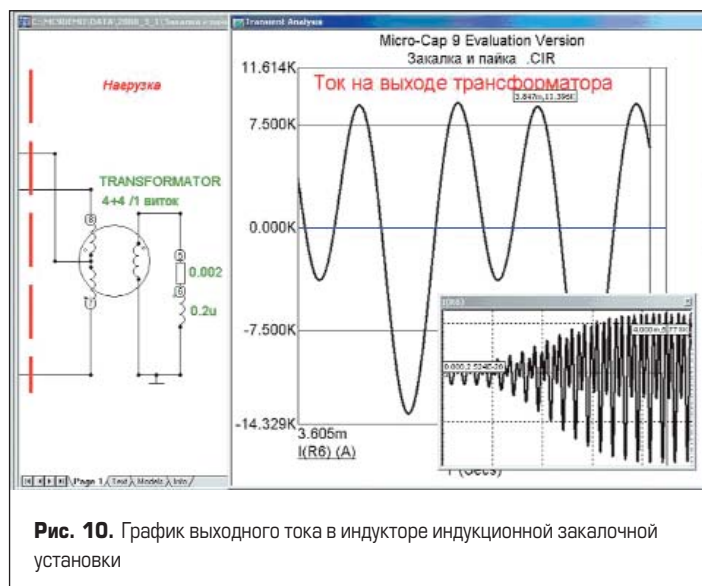
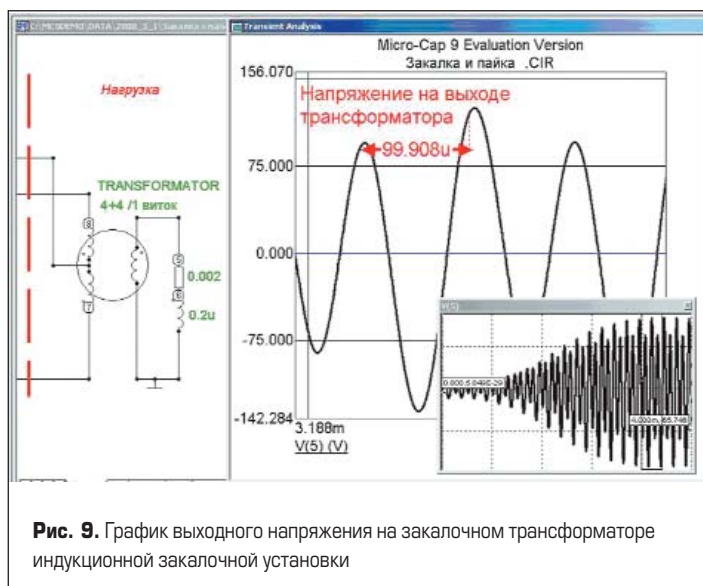


Таблица 1

Трансформатор высокочастотный выходной	
Сердечник — феррит 3F3	
Число витков первичной обмотки	(2–4)·(2–4)
Число витков вторичной обмотки	1
Coupling (коэффициент связи между обмотками)	0,4–0,9
Режим работы	линейный
Дроссель насыщения	
Сердечник — феррит 3C85	
w — число витков обмотки	4–8
Coupling	1
Режим работы	нелинейный
Датчики тока	
Сердечник — феррит 3F3	
Число витков первичной обмотки	1
Число витков вторичной обмотки	1000
Coupling	1
Режим работы	линейный

ти автономного инвертора, когда заданы параметры коммутирующих элементов и рабочая частота тиристорного инвертора.

Согласимся с тем, что априори определить указанные величины невозможно, так как задача имеет множество удовлетворительных решений. Определение экстремумов установленной мощности компонентов, временных интервалов и т. д. имеет эвристический характер. Даже после завершения очередного этапа проектирования однозначный вывод о целесообразности рабочих режимах электрической схемы автономного инвертора сделать трудно.

Параметры магнитных сердечников, использованных в схемотехнической модели, приведены в таблице 1. А на рис. 11–13 показаны графики кривых намагничивания магнитных сердечников автономного инвертора, полученные схемотехническим моделированием.

Регулирование выходной мощности и работа канала стабилизации коэффициента мощности

Особенность разрабатываемых в Уфимской школе силовой электроники ТПЧ — это неуправляемый диодный выпрямитель. Регулирование выходной мощности ТПЧ осуществляется изменением частоты. Управление частотой инверторно-индукционной системы эффективно при возможности изменять рабочую частоту ТПЧ в достаточно широких пределах. Примененная схема тиристорного несимметричного инвертора кроме хороших пусковых характеристик обладает и широким диапазоном регулирования частоты. На рис. 1 показано включение трансформаторных датчиков в инверторный и нагрузочный контуры системы управления ТПЧ.

Когда для индукционной закалки использовались машинные генераторы, в них нельзя было изменять рабочую частоту, а изменение режимов нагрева производилось регулированием тока возбуждения и переключением емкости электротермических конденсаторов, подключенных к выходному трансформатору

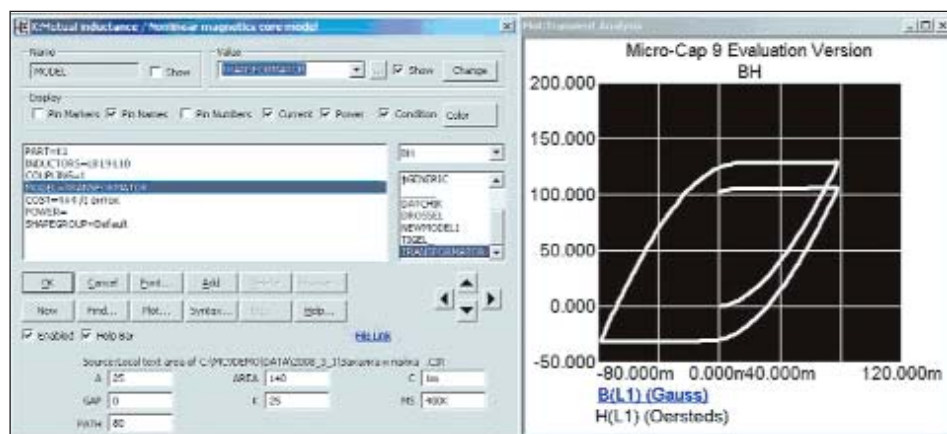


Рис. 11. Расчетная зависимость В от Н для сердечника выходного высокочастотного трансформатора в схемотехнической модели автономного инвертора

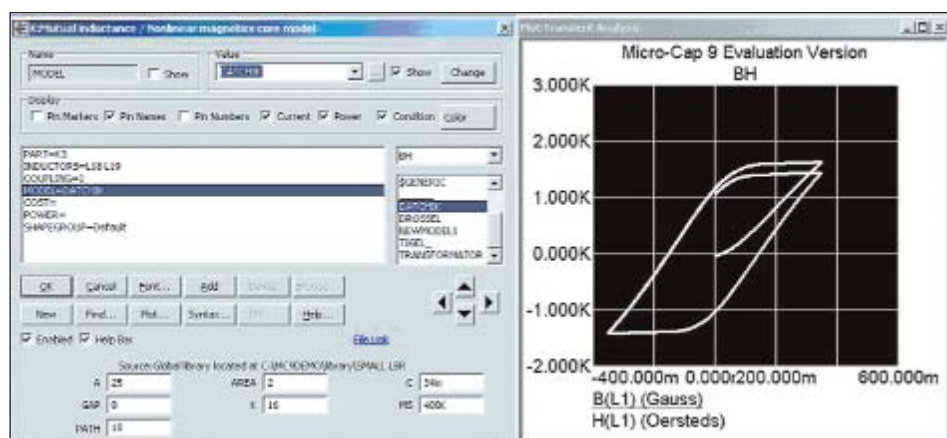


Рис. 12. Зависимость В от Н тороидальных сердечников трансформаторов для датчиков тока

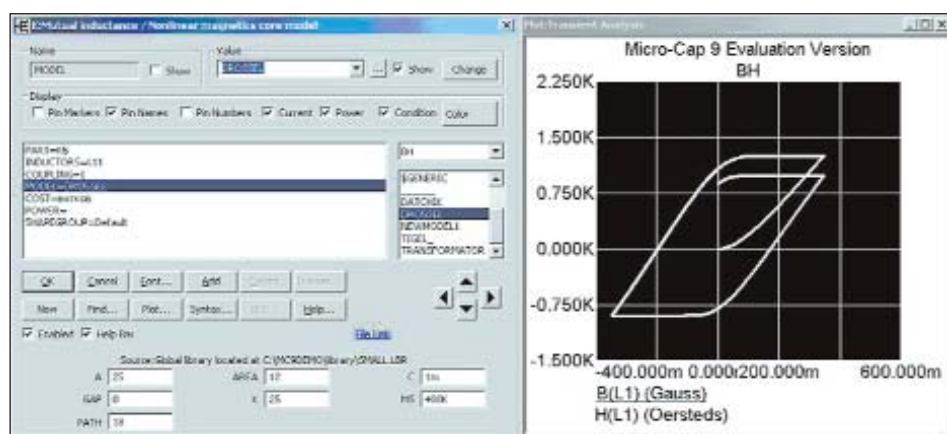


Рис. 13. Зависимость В от Н для сердечника выходного трансформатора в схемотехнической модели автономного инвертора

ру индукционной нагрузки. Регулирование тока возбуждения осуществляется с большим запаздыванием, обусловленным инерционностью канала регулирования. Переключение во время работы индукционной установки ВЧ-конденсаторов уменьшает ее надежность.

Применение различных устройств управления, осуществляющих изменение рабочей частоты системы нагрева при переменной нагрузке индуктора для тиристорного инвертора, приводит рабочую частоту к резонансной частоте колебательного контура нагрузки. Это обеспечивает быстроедействие канала регулирования и его эффективность. Поддержание

на максимальном уровне коэффициента мощности инверторно-индукционной системы приводит, в конечном счете, к сокращению времени нагрева в инверторно-индукционной закалочной установке.

Задачей, на решение которой направлено рассматриваемое техническое решение системы управления ТПЧ, является управление каналом изменения рабочей частоты индукционной части системы. Технический результат использования этого канала управления — это поддержание на максимальном или установленном уровне коэффициента мощности инверторно-индукционной нагревательной системы.

На рис. 1 показаны трансформаторные датчики, которые регистрируют режим работы индукционной установки. Трансформаторные датчики тока выполнены в виде колец из феррита с вторичной обмоткой, нагруженной на резисторы. Первичной обмоткой датчика с расчетным числом витков, равным единице, служит соответствующая шина переменного тока силовой схемы, проходящая через окно трансформатора. Достоинством тороидального датчика является незначительное влияние внешних помех.

Система управления выделяет сигналы управления и определяет рабочую частоту управления ТПЧ. При этом сигналы управления формируют монотонно изменяющееся напряжение, величина которого не зависит от текущего значения частоты управления. Это напряжение сравнивают с заданным уровнем, а сигналом рассогласования управляют рабочей частотой инвертора при переменных параметрах нагрузки.

Реализация частотного управления позволяет поддерживать установленный (или максимально возможный) коэффициент мощности инверторно-индукционной системы при переменной нагрузке. Параметры нагрузки инверторно-индукционной системы меняются в процессе нагрева загрузки, от начального состояния до значений температуры детали выше точки магнитных превращений (точки Кюри).

Работа инверторно-индукционной системы осуществляется следующим образом. Инверторно-индукционная система формирует в индукторе синусоидальный ток двойной частоты по отношению к частоте включения тиристора, фаза которого, в режиме максимальной мощности, соответствует совпадению частоты инвертора со второй гармоникой тока индуктора. Это состояние соответствует значению относительной рабочей частоты системы $f^* = 1,0$, где за базовую величину принято значение резонансной частоты контура нагрузки.

Датчики тока ДВТ и ДТН представляют собой ферритовые кольца диаметром 80–100 мм, на которых «в навал» (для уменьшения собственной, паразитной емкости) намотана вторичная обмотка, состоящая из 1000 витков медного провода. В первичной обмотке — шине инверторно-индукционной установки — протекает ток значительной величины: свыше 1000 А. Датчики тока выполняют функции

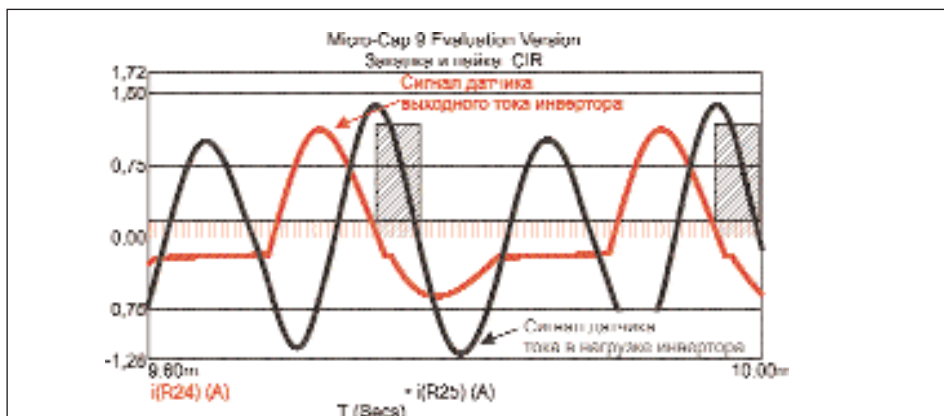


Рис. 14. Формирование управляющего воздействия системы управления ТПЧ

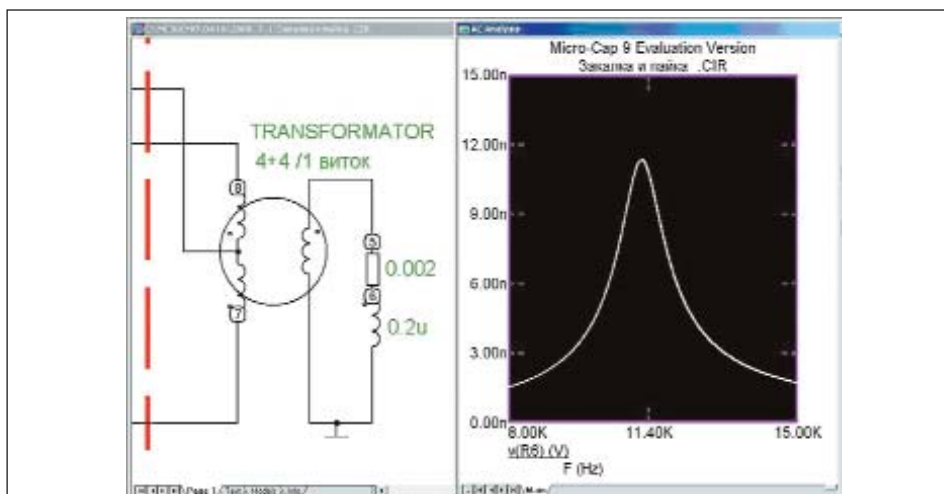


Рис. 15. Регулировочная характеристика нагрузки ТПЧ

трансформаторов тока, в которых информативным параметром является не величина, а фаза вторичного тока.

Датчик ДВТ повторяет фазу выходного тока инвертора, а датчик ДТН регистрирует фазу тока в нагрузке инвертора, имеющего почти синусоидальную форму на частоте, близкой к резонансу. В датчиках регистрируются моменты перехода фазы соответствующего тока через нулевое значение.

Канал управления рабочей частотой ТПЧ содержит два входных усилителя-ограничителя с дифференцирующими цепочками на выходе, R-S триггер с интегрирующей цепочкой на выходе, дифференциальный уси-

литель с управляемым напряжением формирователем импульсов. Эти элементы — типовые для схем электроники.

Работает канал управления следующим образом. При нестационарной во времени нагрузке индуктора, характерной для процессов закалки и пайки, наблюдается относительный сдвиг фазы токов в датчиках ДТИ и ДТН. Из сигналов этих датчиков формируются фронты импульсов, соответствующих моменту перехода через нуль тока тиристора инвертора и следующего за ним периода тока контура нагрузки. Эти импульсы поступают на входы R-S триггера, вызывая его переключение с рабочей частотой инвертора. Коэффици-

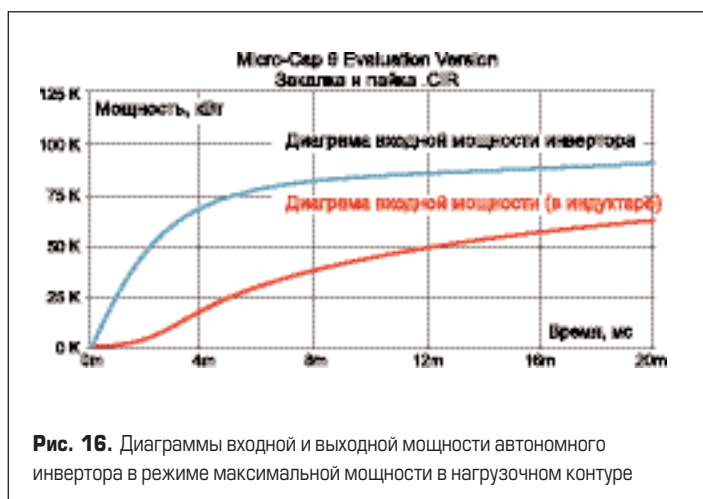


Рис. 16. Диаграммы входной и выходной мощности автономного инвертора в режиме максимальной мощности в нагрузочном контуре

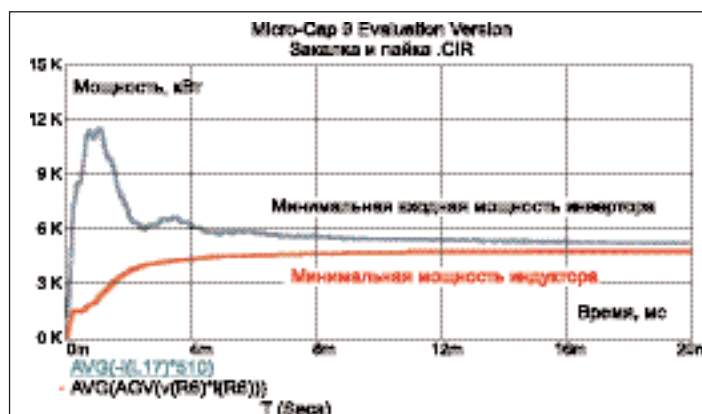


Рис. 17. Диаграммы входной и выходной мощности автономного инвертора в режиме минимальной мощности, при расстройке нагрузочного контура

циент заполнения импульсов на выходе R-S триггера, при определенном порядке его переключения, пропорционален коэффициенту мощности контура нагрузки инверторно-индукционной системы. Выход R-S триггера подключен на неинвертирующий вход дифференциального усилителя системы управления. На другой, инвертирующий вход дифференциального усилителя подается напряжение, которое выполняет функцию «уставки фазы». Разность сигналов (текущего сигнала фазы и уставки) после дифференциального усилителя поступает во входную цепь канала управления частотой инверторно-индукционной системы — управляемого напряжением генератора и формирователя импульсов управления.

На рис. 14 приведены сигналы датчика выходного тока инвертора (ДТИ) и датчика тока нагрузки (ДТН). Ниже их показана форма выходных импульсов R-S триггера и постоянная составляющая напряжения на выходе его интегрирующей цепи — устр. Подобные осциллограммы справедливы для различных относительных частот f^* нагрузочного контура, по отношению к рабочей частоте инвертора.

Выходной ток несимметричного инвертора имеет несинусоидальную форму, обусловленную наличием «паузы». Изменением длительности интервала паузы регулируется выходная частота и мощность ТПЧ. При этом происходит расстройка частоты колебательного контура нагрузки и основной гармоники выходного тока тиристорного инвертора. Регулировочная характеристика выходной мощности автономного инвертора определяется АЧХ нагрузочного контура, которая в свою очередь представлена на рис. 15.

Возможный диапазон регулирования мощности инвертора можно определить по диаграммам, приведенным на рис. 16 и рис. 17. При этом учитываются потери в тиристоре, диоде и трансформаторе на рабочей частоте. Особенностью управления частотой инвертора является сохранение повышенного КПД, определяемого отношением выходной и входной мощности.

Индукционный комплекс для закалки и напайки режущего инструмента

Индукционный комплекс, показанный на рис. 18, предназначен для закалки и пайки небольших изделий — резцов, сверл, он применяется для обработки различного инструмента из твердосплавной, быстрорежущей, углеродистой стали. Комплекс используется также для отпайки твердосплавных накладок, при их утилизации. Область его применения — специализированное производство металлообрабатывающего инструмента, а также инструментальное обеспечение собственных нужд промышленных предприятий.

Питание аналогичных индукционных комплексов обычно осуществлялось от высокочастотных генераторов типа ЛЗ-2-67 или ВЧИ-63/0,44 (ламповых генераторов ЛЗВУ — Ленинградского завода высокочастотных установок), имеющих значительные габариты, требующих

большого времени на подготовку к работе и не высокую эксплуатационную надежность. Кроме того, высокая рабочая частота ламповых установок (66–440 кГц) оказывает вредное влияние на обслуживающий персонал. Еще раз повторим, что ламповые генераторы сложно применять в автоматических установках.

Использование тиристорного преобразователя обеспечивает безопасность условий труда, мгновенную готовность комплекса к работе, уменьшение его габаритов. Размещение источника питания индукционного комплекса в непосредственной близости от нагревательного поста уменьшает потери высокочастотной энергии и повышает КПД установки, что, в конечном итоге, приводит к лучшему использованию установленной мощности оборудования.

Индукционный комплекс состоит из ТПЧ и нагревательной установки с индуктором, понижающим трансформатором и батареей компенсирующих конденсаторов. ТПЧ мощностью 63 кВт и рабочей частотой 18 кГц обеспечивает глубину закалки 1–2 мм.

Индуктор охватывает нагреваемое изделие, в частности резец из стали 35 с наконечником из твердосплавного материала Т15 или ВК8 с таблеткой припоя на медной или латунной основе. Напайка резцов различного размера, как правило, осуществляется в одном индукторе, при необходимости нагревательный пост комплектуется набором сменных индукторов. Водоохлаждаемый одновитковый индуктор нагревательного поста крепится на выходных

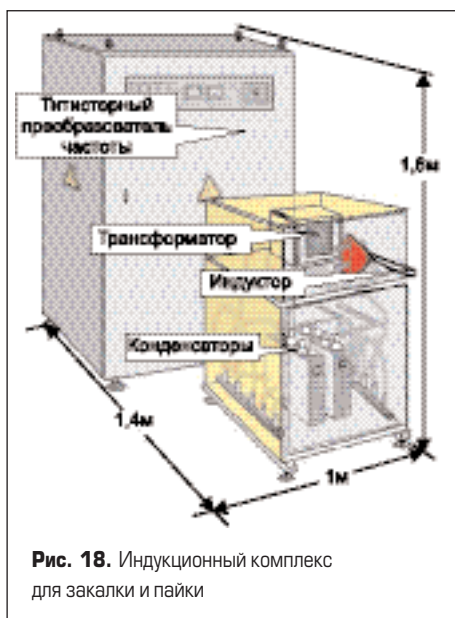


Рис. 18. Индукционный комплекс для закалки и пайки

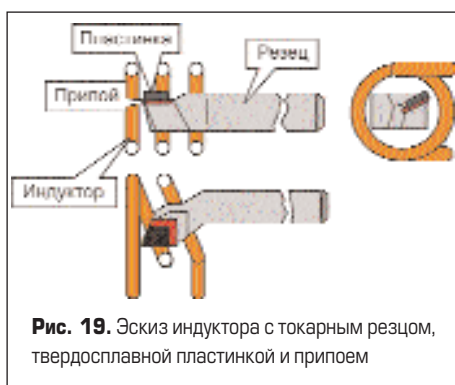


Рис. 19. Эскиз индуктора с токарным резцом, твердосплавной пластинкой и припоем

клеммах высокочастотного трансформатора с ферритовым сердечником. С целью электробезопасности обслуживания индуктор заземлен.

На рис. 19 показан эскиз токарного резца и твердосплавной пластинки, подготовленной для напайки, которые помещены в кольцевой индуктор. Время пайки составляет 10–15 с, в зависимости от размера и материала твердосплавной накладки и резца. Оператор производит включение и выключение установки. Выход ТПЧ на рабочий режим и режим выключения осуществляется автоматически.

Технические параметры тиристорного индукционного комплекса для пайки небольших изделий приведены в таблице 2.

Таблица 2

Время технологического цикла (нагрев+закалка+ замена изделия), мин	0,5–1
Температура нагрева, °C	800–1200
Глубина закалки, мм	1–2
Выходная мощность, кВт	63
Рабочая частота, кГц	18–22
Сердечник выходного трансформатора	Феррит
Реактивная мощность компенсирующей батареи конденсаторов, кВАр	700–1000
Расход охлаждающей воды	
Тиристорный преобразователь частоты, м³/ч	1
Нагревательный пост и индуктор, м³/ч	1

В тиристорном преобразователе частоты используются блокировки превышения допустимой величины потребляемого тока, повышения температуры полупроводниковых элементов и других аномальных режимов. В необходимых случаях приводится в действие быстродействующая система аварийной защиты.

Резонансная нагрузка тиристорного преобразователя частоты — индукционный нагревательный пост — позволяет применить в системе регулирования мощности частотный способ управления. Регулированием выходной частоты тиристорного источника питания осуществляется изменение рабочих режимов при термообработке. Контроль длительности и качества нагрева производится визуально.

Закалочная установка повышенной мощности

Индукционный комплекс повышенной мощности (до 125 кВт) обеспечивает закалку венца зубчатых шестерен. В системе регулирования мощности также применен частотный способ управления нагревом. Регулирование выходной частоты позволяет настроить рабочие режимы ТПЧ.

Технические требования на закалку заготовки венца шестерни следующие: высокочастотная закалка осуществляется для рабочих поверхностей, изготавливаемых из стали 45ХН;

поверхность калился ТВЧ в готовой детали после шлифовки; твердость закаленного слоя $HRC=52\dots58$, во впадине $HRC=50$; глубина закаленного слоя 3–5 мм, во впадине — не менее 2 мм; при закалке торцов обода под впадинами зубьев до 7 мм допускается падение твердости до $HRC=40$. Трещины и другие дефекты не допускаются.

Индуктор подключается непосредственно к выходным клеммам выходного закалочного трансформатора. Номинальная мощность трансформатора при частоте 2400 Гц составляет 800 кВА, на рабочих частотах 8–10 кГц она соответственно снижается на 25–45%, КПД — 75%.

Индукционная закалка шестерен осуществляется после интенсивного нагрева ТВЧ и охлаждения изделий в воде, масле или другой закалочной жидкости. В процессе закалки в поверхностном слое нужной толщины происходят структурные превращения металла, обуславливающие его повышенную твердость, предотвращающую истирание поверхности, в сочетании с термически исходной структурой сердцевины.

Нагревательный пост применяется при закалке ТВЧ зубчатых шестерен большого модуля, применяемых в тепловозостроении (модуль $M=10$, число зубьев $z=75$). Электропитание ТВЧ подобных индукционных установок ранее осуществлялось от высокочастотного лампового генератора. Генератор имел значительный вес и габариты, требовал много времени на подготовку к работе и имел невысокую эксплуатационную надежность.

Разработанный тиристорный закалочный комплекс обеспечивает повышение производительности труда, улучшает условия труда персонала, обслуживающего установку, его можно быстро подготовить к работе. Комплекс занимает меньшую производственную площадь. Размещение источника питания индукционного комплекса в непосредственной близости от нагревательного поста уменьшает потери высокочастотной энергии, что приводит и к уменьшению затрат электрической энергии.

Автоматизированный комплекс включает в себя: тиристорный преобразователь частоты; закалочный трансформатор; индуктор с водяным спреером. Закалочный индуктор подключен к выходным клеммам модифицированного закалочного трансформатора. В настоящее время выпускаемые отечественной

промышленностью высокочастотные трансформаторы полностью соответствуют условиям применения в закалочных установках с ТПЧ. Время одного цикла обработки составляет 10–15 с. Оператор производит включение/выключение установки и поворот обрабатываемой шестерни. Технические характеристики закалочного комплекса приведены в таблице 3.

На рис. 20 показана диаграмма управляющего воздействия U_{cp} канала регулирования при изменении относительной частоты f^* , где за базовую величину принято напряжение на датчике фазы, соответствующее резонансной частоте инверторно-индукционной системы. Таким образом, относительная частота управления f^* определяется по отношению к резонансной частоте колебательного контура нагрузки.

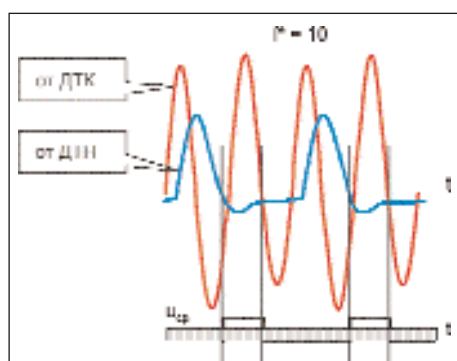


Рис. 20. Временная диаграмма формирования управляющего воздействия от сигналов датчиков системы регулирования ТПЧ

Статическая характеристика устройства управления ТПЧ, при изменении относительной рабочей частоты, показана на рис. 21. При работе канала регулирования частота импульсов управления тиристором инвертора от формирователя импульсов изменяется таким образом, чтобы в токе нагрузки инверторно-индукционной системы поддерживалась установленная фаза колебаний.

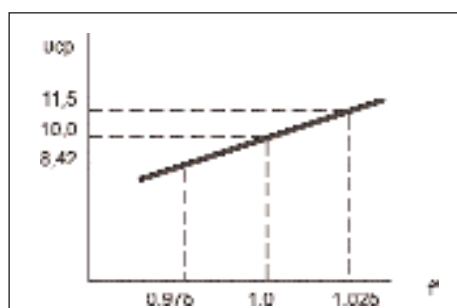


Рис. 21. Статическая характеристика системы регулирования ТПЧ

Использованный способ управления инверторно-индукционной системой позволяет эффективно поддерживать установленную фазу тока нагрузки по отношению к фазе тока инвертора, соответствующей максимальной или установленной мощности при различной нагрузке индуктора. При начальной фазировке сигналов датчиков тока ТПЧ в выходном сигнале канала регулирования частоты устанавливаются максимальный коэффициент заполнения.

Регулирование мощности закалочной установки осуществляется по косвенному параметру — коэффициенту мощности нагрузочного контура. Действие системы регулирования обеспечивает поддержание установленного коэффициента мощности нагрузочного контура с погрешностью около 5%. Уменьшение выходной мощности, во время технологических перерывов, производится рассогласованием собственной частоты нагрузочного контура и рабочей частоты. При этом целесообразно поддерживать индуктивный коэффициент мощности нагрузочного колебательного контура.

Управление электротехническим комплексом в режиме максимальной мощности является экстремальным, так как минимизирует время нагрева. Временные диаграммы изменения коэффициента мощности электротермической нагрузки приведены на рис. 22.

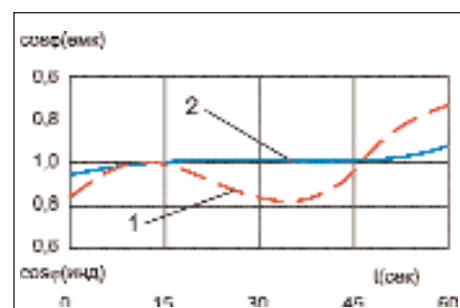


Рис. 22. График изменения коэффициента мощности электротермической нагрузки

Первая кривая на рис. 22 соответствует нагреву с постоянной рабочей частотой (как в ЛГ или МГ), а вторая кривая показывает изменение коэффициента мощности электротермической нагрузки при работе канала регулирования рабочей частоты. Применение системы регулирования сокращает время нагрева примерно в 2 раза. Результаты длительного применения описанного устройства управления показали его эффективность, обусловленную уменьшением времени нагрева детали.

Поверхностный эффект протекания тока ВЧ

Все материалы, проводящие ток, нагреваются индукционным методом в магнитном поле катушки индуктивности — индуктора. Эффект нагрева возрастает с ростом напряженности электромагнитного поля и зависит от свойств материала детали и расстояния от индуктора, которое при закалке должно быть минимально возможным. Наведенный в изделии ток индуктора создает собственное, противоположное основному, поле, что предотвращает дальнейшее проникновение поля индуктора в глубину металлического изделия. По этой причине вихревые токи имеют максимальную величину в области, близкой к поверхности нагреваемого тела. В общем случае, при индукционном нагреве металлических тел проявляется также гистерезис. Однако при реальной напряженности действующего магнитного поля ($H \approx 5 \times 10^4$ А/м) доля гистерезисных потерь при нагреве незначительна.

Таблица 3

Потребляемая мощность, кВт	125
Рабочая частота, кГц	8-10
Способ закалки	Периодический
Перемещение изделия	Осуществляет оператор
Температура нагрева, °С	1100–1200
Реактивная мощность конденсаторной батареи, кВАр	950–1200
Расход охлаждающей воды	
Тиристорный преобразователь частоты, м³/ч	1
Закалочная установка со спреером, м³/ч	1,5

Таким образом, индукционный нагрев при закалке изделий полезным образом использует поверхностный эффект переменного тока (скин-эффект), который существенно проявляется на высокой частоте. Высокая плотность тока обеспечивает нагрев изделия до высокой температуры в течение небольшого времени. Градиент (перепад) температуры в поперечном сечении изделия получается высоким, что обеспечивает при быстром охлаждении его в воде или масле, главным образом, поверхностную закалку изделия. Отметим, что поверхностный эффект используется не только на ВЧ, но и на промышленной частоте 50 Гц (60 Гц в США и Японии), например в установках попутного подогрева нефти в магистральных нефтепроводах. Внутри трубы большого диаметра прокладывается отдельный провод-индуктор, подключаемый между фазой промышленной сети и стальной трубой. Глубина проникновения тока в сталь на этой частоте составляет 5 мм, что соизмеримо с толщиной стенки трубопровода. Джоулево тепло выделяется, согласно эффекту близости, на внутренней поверхности трубопровода, уменьшая гидродинамическое сопротивление вязких нефтепродуктов при перекачке. Это уменьшает требуемую мощность насосных станций.

Поверхностный эффект, по-видимому, также определил стандартную частоту переменного тока 400 Гц, компромиссную с точки зрения уменьшения массо-габаритных показателей и увеличения удельных потерь электроэнергии в медных и алюминиевых проводниках и магнитных сердечниках электрических двигателей, трансформаторов, дросселей, коммутационной аппаратуры агрегатов авиационного электрооборудования.

В радиотехнике, в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ), применяемых в телефонии и средствах беспроводной связи, для уменьшения отрицательного влияния поверхностного эффекта в проводниках используется специальное выполнение (транспозиция) проводов, называемое литцендратом (Litzendraht — нем.). Этот прием используется и в проводах для диапазона высокочастотного индукционного нагрева.

В индукционных установках для закалки и пайки ТВЧ выбор рабочей частоты очень важен, он должен быть определен геометрическими размерами нагреваемого тела, глубиной проникновения тока, требуемой температурой нагрева и т. д. Особенно отметим вопросы конструирования индуктора, где в полной мере проявляется искусство инженера. Электрический и термический КПД маловитковых закалочных индукторов невелики. Случается, что индукционные комплексы эксплуатируются при рабочих настройках, когда высокочастотная закалочная установка потребляет максимальную мощность, при «пустом» индукторе.

Для омического (активного) сопротивления на низкой частоте протекающий ток совпадает по фазе с напряжением (фазовый угол сдвига равен нулю), поэтому расчет цепей переменного тока с омическими сопротивлениями можно провести по формулам, аналогичным для цепей постоянного тока. По мере повышения

частоты начинает проявляться поверхностный эффект, при котором сопротивление проводника увеличивается, так как происходит вытеснение тока к поверхности проводника. Этот эффект, как указывалось, характерен уменьшением глубины проникновения тока, обычно обозначаемой Δ . Величина Δ равна такому расстоянию от поверхности проводника, на котором плотность тока составляет 37% от плотности тока на его поверхности. Существенно, что, хотя сопротивление проводника увеличивается с ростом частоты, оно остается активным: ток и напряжение в проводнике совпадают по фазе. При протекании тока высокой частоты в слое проводника толщиной Δ выделяется 86,5% от всей выделяемой энергии. При высокочастотной индукционной закалке и пайке кроме поверхностного эффекта проявляется также эффект близости.

Закалка небольших или, напротив, массивных изделий отличается тем, что в первом случае нагрев ТВЧ и охлаждение детали осуществляется на полную глубину, а во втором происходит нагрев и быстрое охлаждение поверхности изделия, с сохранением относительно холодной сердцевины. Закалка и пайка — типовые технологические процессы современного промышленного производства, критерием оценки которых являются повторяемость результатов, минимизация затрат, экологичность и безопасность.

Согласно всему изложенному, очевидна важность рассмотрения поверхностного эффекта в индукционных установках повышенной частоты. С одной стороны, этот эффект вреден, если рассматривать увеличение потерь в проводниках тока, коммутирующих дросселях переменного тока, трансформаторах, мощных резисторах, конденсаторах высокочастотной установки. К примеру, корпус силовых конденсаторов высокочастотных установок (свыше 8000 Гц) выполняется не из стали, а из дорогостоящей латуни. С другой стороны, увеличение рабочей частоты и соответственно активного сопротивления нагрузки в закалочных установках ТВЧ ведет к увеличению эффективности действия индуктора. Отметим также, что магнитные параметры всех проводников тока (магнитных и немагнитных) существенно зависят от температуры.

Индуктированные вихревые токи изменяют распределение тока в нагреваемой детали. Рабочая частота комплексов индукционного нагрева определяется геометрическими размерами детали и технологией нагрева, при закалке она должна быть выше, чем при сквозном нагреве. С понижением частоты поля глубина проникновения тока, напротив, увеличивается. Индукционная закалка характеризуется большой удельной мощностью, выделяемой при нагреве, но детали значительного размера ограничивают допускаемую скорость нагрева. Известно, что теплоперепад для конструкционных сталей не должен превышать величины 100 °C. К сожалению, контролировать эту величину трудно, и нарушения выявляются только на заключительном этапе контроля качества закалки.

Определение полезной мощности, передаваемой детали при нагреве, производится на ос-

нове известных кривых теплосодержания металлов (энтальпии), показанных на рис. 23. По заданной температуре нагрева T (°C) определяется q_0 (кВт × ч/т) — удельный расход электроэнергии. По производительности нагрева Q (кг/ч) рассчитывается полезная мощность, передаваемая детали: $P = q_0 \times Q$ (кВт). Приведем пример расчета требуемой мощности источника питания ТВЧ по теплосодержанию нагреваемого металла при напайке пластинок на резцы — 160 кВт × ч/т × 0,1 т/ч = 18 кВт.

Продолжительность одного цикла работы источника питания установок индукционного нагрева может быть длительной (непрерывной) и повторно-кратковременной (периодической) — этот признак, в частности, отличает индукционные комплексы централизованного и местного питания. Важной характеристикой условий работы электротехнического устройства является продолжительность включения (ПВ) относительно величины тепловой постоянной источника питания. Время установления теплового режима критичных к нагреву элементов ТПЧ характеризуется сравнительно небольшим значением тепловой постоянной относительно длительности включенного состояния.

Особенности рассматриваемых источников питания — значительные перерывы в работе, связанные с установкой и заменой обрабатываемых деталей. Следовательно, для них характерна малая величина ПВ. Обычно величина ПВ для ТПЧ при периодической закалке не превышает 10–20%.

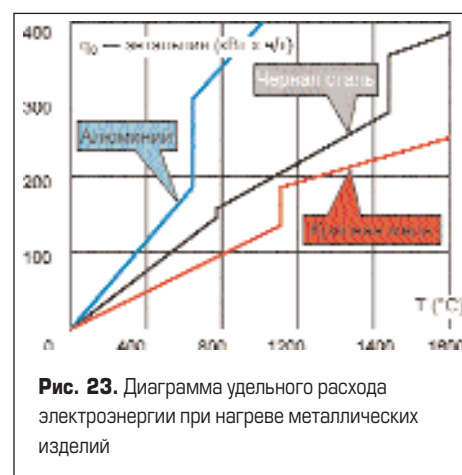


Рис. 23. Диаграмма удельного расхода электроэнергии при нагреве металлических изделий

Для описанного применения тиристорные источники питания в индукционных нагревательных комплексах успешно заменяют ВЧ-установки с ламповым генератором, прослужившим 25 лет и более. Технические характеристики многих ТПЧ в установках для пайки и закалки устарели, и их эксплуатация становится невыгодной. В настоящее время современные тиристорные индукционные установки решают практически все проблемы технологических процессов пайки и закалки деталей [12–15].

Параметры высокочастотных установок улучшаются, в основном, за счет совершенствования технических характеристик закалочных трансформаторов, что расширяет области их использования. Например, инверторно-индукционные системы с ТПЧ 30 кВт × 22 кГц применяются при закалке ножовочного полотна, изготавливаемого из легированной мар-

ганцем углеродистой стали. Ранее закалка проводилась в соляной ванне, с длительностью технологического цикла свыше 1 часа. Процесс был ручным, грязным и опасным. Теперь закалка производится в проходном индукторе от тиристорного источника питания. Время заковки одного полотна составляет 4–5 с. Применение прогрессивной заковки позволило повысить работоспособность инструмента на 30%. При распиловке стандартного образца ножовочное полотно «работало» 60 мин, а после заковки ТВЧ сохраняет стойкость более 80 мин. Кроме того, полотно сохраняет мягкую сердцевину, чего нельзя достигнуть в соляной ванне.

Автоматизированные комплексы с тиристорными преобразователями частоты эффективно заменяют также электромашинные генераторы равной мощности и одинаковой частоты в высокочастотных установках для индукционного нагрева металлов.

Автор благодарит профессора С. В. Шапиро и инженера И. Ф. Антонова за содействие и консультации по материалам данной статьи.

Выводы

1. Из возможных направлений проектирования источников питания для установок индукционного нагрева, централизованного или индивидуального, для технологий пайки и заковки наибольшее развитие получили установки ТВЧ второго типа.
2. Для диапазона рабочих частот 5–22 кГц в установках ТВЧ для заковки и пайки металлических изделий эффективно применение тиристорных преобразователей повышенной частоты, которые обеспечивают широкий диапазон регулирования

рабочей частоты. Рассмотренная система управления инвертором, основанная на фазовом сдвиге сигналов датчика тока инвертора и датчика нагрузки, стабилизирует коэффициент мощности нагрузки при изменении рабочей частоты тиристорного инвертора.

3. При заковке и пайке, во время технологических перерывов в работе тиристорных установок с нерегулируемым источником питания, вызванных, например, заменой изделия, целесообразно снижать частоту управления или выключать инвертор.

Литература

1. Шапиро С. В., Зинин Ю. М., Иванов А. В. Системы управления с тиристорными преобразователями частоты для электротехнологии. М.: Энергоатомиздат, 1989.
2. Зинин Ю. Исследование функциональных узлов источника питания для индукционного высокочастотного комплекса // Силовая электроника. 2008. № 2.
3. Валиуллина З., Есаулов А., Егоров А., Зинин Ю. Особенности проектирования силовых выпрямителей в качестве источников постоянного тока для тиристорных преобразователей повышенной частоты // Силовая электроника. 2008. № 3.
4. Валиуллина З., Зинин Ю. Исследование тиристорных преобразователей частоты для установок индукционного нагрева металлов // Силовая электроника. 2007. № 2.
5. Валиуллина З., Зинин Ю. Тиристорные инверторы с обратными диодами для преобразователей частоты в установках индукционного нагрева металлов // Силовая электроника. 2007. № 4.

6. Валиуллина З., Зинин Ю. Проектирование тиристорного инверторно-индукторного закалочного комплекса с выходным трансформатором // Силовая электроника. 2007. № 3.
7. Головин Г. И. Пионер высокочастотной техники. (Жизнь и деятельность В. П. Волгодина). М.: Связь, 1970.
8. Зинин Ю. М., Лобанов А. В. Система управления инверторно-индукционной установкой // Датчики и системы. 2008. № 5 (108).
9. Зинин Ю. М. Анализ интервала восстановления управляемости тиристора в несимметричном инверторе // Электричество. 2006. № 10.
10. Зинин Ю. М. Анализ гармоник выходного тока тиристорных полнорезонансных инверторов // Электричество. 2008. № 8.
11. Валиуллина З., Егоров А., Есаулов А., Зинин Ю. Исследование средствами схемотехнического моделирования нелинейного дросселя переменного тока в составе тиристорного высокочастотного инвертора // Силовая электроника. 2008. № 2.
12. Зинин Ю. Представление нагрузки при исследовании схемотехнических моделей тиристорных преобразователей частоты для индукционной плавки металлов // Силовая электроника. 2008. № 1.
13. Валиуллина З., Зинин Ю. Схемотехническое моделирование силовых дросселей для тиристорных преобразователей повышенной частоты // Силовая электроника. 2007. № 1.
14. Валиуллина З., Зинин Ю. Исследование схемотехнической модели тиристорного преобразователя частоты с вакуумной индукционной плавильной печью // Силовая электроника. 2008. № 1.
15. www.power-e.ru

КОМПОНЕНТЫ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

- AC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
- DC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
- УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ И ФИЛЬТРАЦИИ
- ИСТОЧНИКИ БЕСПЕРЕБОЙНОГО ПИТАНИЯ
- СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ
- БЛОКИ С КОНВЕКЦИОННЫМ И ВЕНТИЛЯТОРНЫМ ОХЛАЖДЕНИЕМ
- АКСЕССУАРЫ
- РАЗРАБОТКА И СЕРВИСНОЕ ОБСЛУЖИВАНИЕ
- ПРИЁМКА ОТК И ПЗ

**НОВЫЕ ЦЕНЫ
НИЖЕ!
ДО 50%**

**АЛЕКСАНДЕР
ЭЛЕКТРИК**
www.aeps-group.ru

БОРНЕЖ:
ТЕЛ/ФАКС: +7 4732 519-518
ALEXDON@VMAIL.RU

МОСКВА:
ТЕЛ/ФАКС: +7 495 674-93-70
AEI@AEDON.RU

ПРАГА:
ТЕЛ: +420 2 66-107-455
ФАКС: +420 2 66-107-609
AEPS@AEPS-GROUP.COM

WWW.AEPS-GROUP.RU

**АЛЕКСАНДЕР
ЭЛЕКТРИК**
www.aeps-group.ru

ШИРОКИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

DC/DC КОНВЕРТОРЫ

- мощность 10 Вт...600 Вт
- входное напряжение в диапазоне 10 В...425 В
- выходное напряжение 2 В...95 В с возможностью подстройки (0,1 – 1,1) Uноминал
- тысячи комбинаций по Uвых, Uвх, мощности, температуре эксплуатации, конструкции
- возможность параллельного соединения для увеличения мощности и резервирования
- низкий уровень шумов
- 5 градаций по температуре эксплуатации, включая -55 °С...+100 °С

МОДУЛИ-ВЫПРЯМИТЕЛИ И КОРРЕКТОРЫ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

- мощность до 1,5 кВт
- встроенные фильтры EMI
- ограничение пускового тока

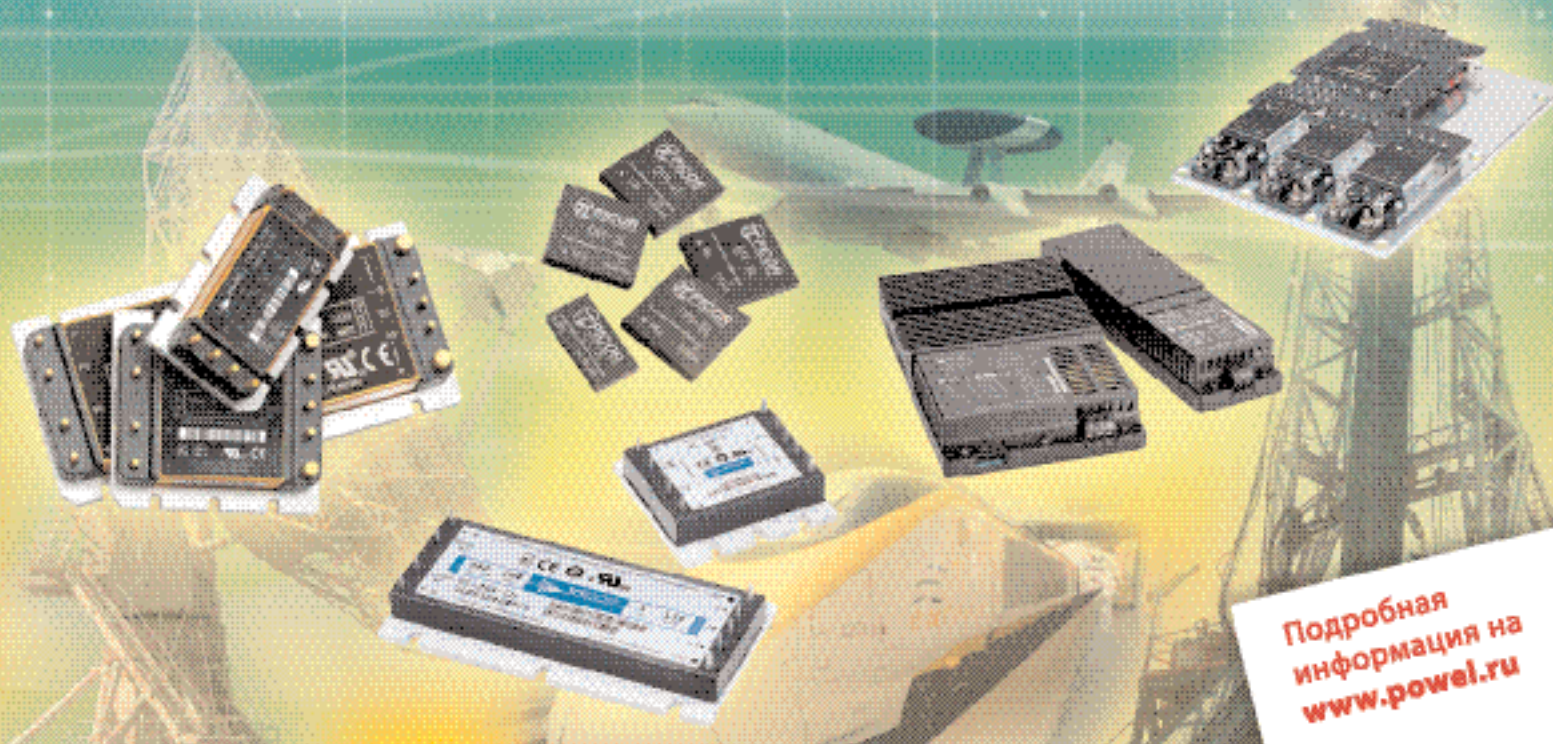
ВХОДНЫЕ И ВЫХОДНЫЕ DC ФИЛЬТРЫ

- ограничение шумов и помех в соответствии с EN55022(B) и MIL-STD-461E
- ограничение всплесков и импульсов перенапряжения Uвх
- активные фильтры EMI

КОНФИГУРИРУЕМЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

- мощность до 2,4 кВт
- число выходов до 20

МОДУЛИ В MILITARY ИСПОЛНЕНИИ



Подробная
информация на
www.powel.ru

Монтаж корпуса DirectFet

Сложности, возникающие при проектировании печатных узлов с применением корпуса DirectFET, связаны с монтажом/демонтажом, пайкой, выбором температурного профиля, расчетом и установкой радиатора в изделии. В данной статье рассмотрены проблемы, возникающие при проектировании печатных плат с применением корпуса DirectFET компании International Rectifier.

Павленко Алексей

Alexey.Pavlenko@symmetron.ru

Для работы в мощных AC/DC- и DC/DC-преобразователях в компьютерах, ноутбуках, телекоммуникационных системах и бытовых приборах компанией International Rectifier разработан корпус DirectFET. Это первый серийно выпускаемый корпус для поверхностного монтажа размером SO-8 и менее, позволяющий обеспечить действительно эффективный отвод тепла от кристалла мощного MOSFET. В отличие от традиционных пластиковых корпусов DirectFET обеспечивает двустороннее охлаждение полупроводниковой структуры, позволяющее по меньшей мере удвоить номинальный ток в том же размере. Металлический корпус экранирует излучение, а практически прямой монтаж кристалла на печатную плату предельно снижает паразитные индуктивности. Топология выводов обеспечивает простоту параллельного соединения приборов.

Внешний вид и поперечный разрез прибора DirectFET представлены на рис. 1. Пассивированный кристалл имеет двустороннее расположение выводов. На нижней стороне кристалла расположены металлизированные контакты: два контакта истока и один – затвора. Контакт стока на второй поверхности кристалла соединен с медным корпусом-кожухом.

Кристалл крепится к корпусу с помощью специального компаунда. Электрический контакт с печатной платой обеспечивается пайкой двух контактов истока, контакта затвора и двух контактов корпуса (отбортовки на корпусе). Пассивация кристалла обеспечивает изоляцию выводов друг от друга и защиту кристалла от воздействия влажности. На печатной плате корпус DirectFET занимает такую же площадь, как корпус SO-8.

При проектировании печатных плат одним из главных требований является плотность монтажного поля. Размер контактных площадок для монтажа и зазоров между ними во многом определяет составляющие технологии сборочно-монтажного производства. Конструкция DirectFET обеспечивает максимальную простоту монтажа на печатной плате (рис. 2).

В отличие от разработанных ранее типов корпусов для поверхностного монтажа взаимное расположение выводов DirectFET позволяет выполнить конструкцию проводников на печатной плате в виде четырех параллельных шин, на которые удобно монтируются корпуса при параллельном соединении. Простота топологии печатной платы обеспечивает минимальный уровень паразитной индуктивности. Большие размеры контактных площадок истока (2 по 1,8×1 мм), стока (2 по 0,4×3,9 мм) и затвора (0,8×0,5 мм), расстояния между ними (более 0,6 мм) и допуски на посадку дают возможность использовать все материалы и технологии производства и монтажа печатных плат. За счет большой площади контакта и взаимного расположения контактных площадок достигается высокая механическая прочность соединения корпуса с платой, улучшенная электрическая и тепловая проводимость с корпуса на плату.

Пайка

Для улучшения качества паяльных соединений и снижения их переходного сопротивления на выводы элементов и на проводники печатных плат наносят функциональные покрытия – паяльные пасты. В нашей стране наибольшее распространение полу-

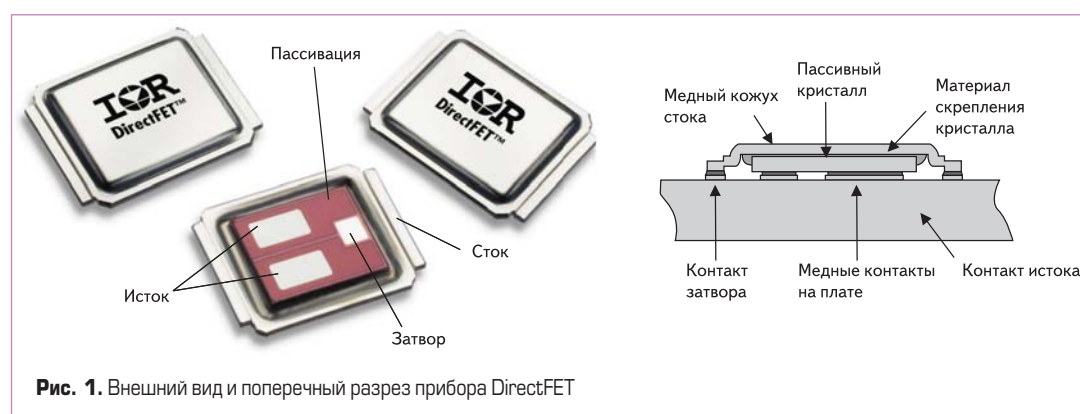


Рис. 1. Внешний вид и поперечный разрез прибора DirectFET

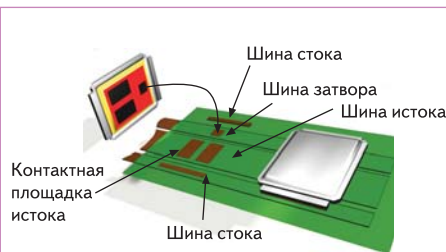


Рис. 2. Конструкция DirectFET

чили два метода нанесения паяльной пасты – метод дозирования и метод трафаретной печати. Производитель рекомендует наносить паяльную пасту методом трафаретной печати. Для нанесения паяльной пасты методом трафаретной печати рекомендуется использовать паяльные пасты с содержанием металлической составляющей 88–91%. Оптимальная вязкость в зависимости от размеров частиц припоя должна составлять 600–1000 ксП. Наиболее часто используют трафареты толщиной 150–250 мкм. Рекомендуемый размер окон в трафарете составляет 75–90% от размера контактной площадки. На рис. 3 показано оптимальное количество пасты, нанесенной на контактные площадки печатной платы.

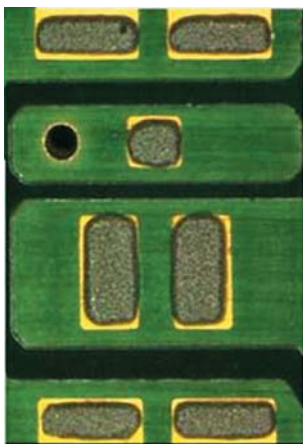


Рис. 3

Для нанесения паяльной пасты могут использоваться ракель различной конструкции из различных материалов, в том числе стальные, пластмассовые или полиуретановые. После нанесения паяльной пасты на печатную плату рекомендуется произвести очистку трафарета с нижней стороны для предотвращения образования перемычек и шариков припоя в процессе пайки.

Пайка с применением паяльной пасты осуществляется в специальных печах с конвекционным или инфракрасным методом нагрева.

При ремонте пайку можно производить с помощью термофена. Для ручного монтажа транзисторов в корпусе DirectFET компания выпускает «MicroStencil Kit» – набор из 25 трафаретов плюс ракель для нанесения паяльной пасты. На рис. 4 приведен внешний вид трафаретов и ракеля для монтажа транзисторов в корпусе DirectFET на плату.

Режимы пайки печатных узлов определяются температурным профилем (рис. 5).



Рис. 4

Приведем параметры четырех основных стадий процесса пайки.

1. Стадия предварительного нагрева позволяет снизить тепловой удар на электронные компоненты и печатные платы. В процессе предварительного нагрева происходит испарение растворителя из паяльной пасты. При использовании паяльных паст на основе наиболее распространенных сплавов Sn62/Pb36/Ag2 и Sn63/Pb37 предварительный нагрев рекомендуется осуществлять до температуры 95–130 °C, скорость повышения температуры для традиционного профиля – 2–4 °C/с, для нового – 0,5–1 °C/с. Высокая скорость предварительного нагрева в традиционном профиле может приводить к преждевременному испарению растворителя, входящего в состав паяльной пасты, и к целому ряду дефектов: повреждению компонентов за счет теплового удара, разбрызгиванию шариков припоя и возникновению перемычек припоя.

2. Стадия стабилизации позволяет активизировать флюсоустойчивую составляющую и удалить избыток влаги из паяльной пасты. Повышение температуры на этой стадии происходит очень медленно. Стадию стабилизации также называют «стадией температурного выравнивания», т. к. эта стадия должна обеспечивать нагрев всех компонентов на плате до одинаковой температуры.

Максимальная активация флюса происходит при температуре около 150 °C. Если стадия стабилизации проводится недостаточное время, результатом могут быть дефекты типа «холодная пайка» и эффект «надгробного камня». Подобные дефекты наблюдаются, как правило, в печах с инфракрасной системой нагрева. Рекомендуемое время стабилизации для традиционного профиля составляет 90–150 с. В новом профиле время стабилизации 30 сек. считается достаточным. В конце зоны стабилизации температура обычно достигает 50–70 °C. В случае длительного времени или высокой температуры стадии стабилизации флюс может потерять защитные свойства, его активность снижается, это приводит к ухудшению паяемости и разбрызгиванию шариков припоя на стадии пайки.

3. Стадия оплавления. На стадии оплавления температура повышается до расплавления паяльной пасты и происходит формирование паяного соединения. Для образования надежного паяного соединения максимальная температура пайки должна на 30–40 °C превышать точку плавления паяльной пасты и составлять 205–225 °C (на плате). Время, в течение которого печатная плата на-

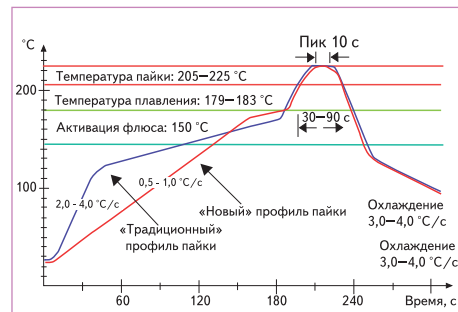


Рис. 5

ходится выше точки плавления (179–183 °C), должно быть в пределах 30–90 сек, предпочтительно не более 60 сек. Скорость повышения температуры в зоне оплавления должна составлять 2–4 °C/с. Помните, что низкая температура пайки обеспечивает слабую смачиваемость, особенно для компонентов с плохой паяемостью.

4. Стадия охлаждения важна наравне с другими стадиями. Для обеспечения максимальной прочности паяных соединений скорость охлаждения должна быть максимальной. В то же время высокая скорость охлаждения может вызвать термоудар по электронным компонентам. Рекомендуемая скорость охлаждения — 3–4 °C/сек до температуры ниже 130 °C.

Окончательный выбор режимов производится технологом исходя из конструкции печатной платы, типа и размеров компонентов, количества компонентов на печатной плате, особенностей используемого оборудования, результатов экспериментальных паяк, типа паяльной пасты. Следует также учитывать, что реальная температура на плате в процессе пайки будет на 20–30 °C ниже установленной в печи.

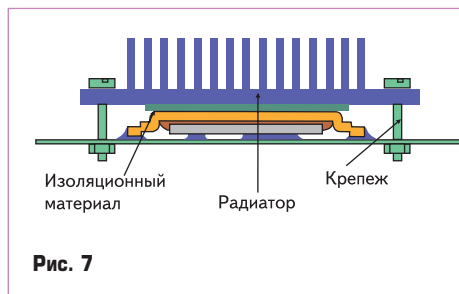
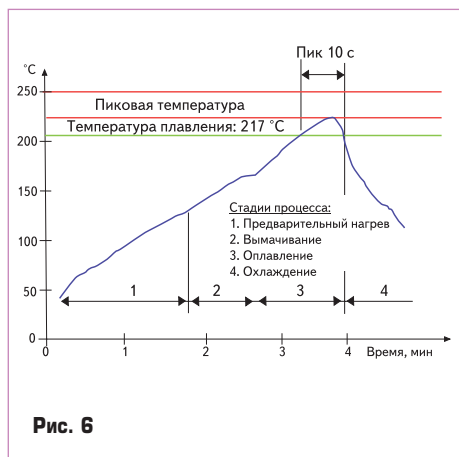
Выбор температурного режима пайки бессвинцовых паяльных паст в значительной степени зависит от типа и состава флюса, входящего в паяльную пасту. Рекомендуемые профили пайки смотрите в описании конкретных типов флюса.

Процесс оплавления бессвинцовых паяльных паст имеет те же стадии, что и при пайке традиционных паст со сплавом олово – свинец. Физические процессы, протекающие на каждой из стадий, описаны выше. На рис. 6 приведен типовой пример профиля для бессвинцовой пайки оплавления.

Рекомендуемые параметры основных стадий процесса.

1. Стадия предварительного нагрева. Нагрев до 130 °C должен проходить при скорости не более чем 2 °C/секунду. Более высокая скорость нагрева может приводить к растеканию отпечатков паяльной пасты или разбрызгиванию шариков припоя.

2. Стадия стабилизации. Протекает в диапазоне температур 130–165 °C в течение 60–120 секунд в зависимости от конструкции печатного узла, требований компонентной базы и характеристик печей оплавления. Далее следует участок нагрева от 165 °C до точки плавления бессвинцового сплава 217 °C при скорости 2 °C/с. Важно, чтобы длительность этой стадии не превышала 30 секунд во избежание преждевременного истощения



флюса. Флюсующая составляющая должна сохранять активность в течение этой стадии для гарантированного полного сплавления частиц припоя на стадии оплавления.

3. Стадия оплавления. Пиковая температура пайки составляет 230–250 °C. Время нахождения при пиковой температуре не критично, однако важно, чтобы время нахождения выше 217 °C, точки плавления бессвинцового сплава, было не более 30–50 секунд. Это определяет внешний вид паяных соединений. Более длительное нахождение паяльной пасты на стадии оплавления может приводить к плохому смачиванию контактных площадок из-за процессов реокисления и обугливания флюса.

4. Стадия охлаждения. Рекомендуемая скорость охлаждения – 3 °C/сек. Более быстрое охлаждение может повредить печатный узел и компоненты. Более медленное охлаждение будет увеличивать матовость поверхности паяного соединения.

Компания рекомендует использовать свинцовосодержащие пасты для приборов DirectFET с суффиксом PbF, прибор без суффикса PbF не рекомендуется для использования свинцовосодержащими пастами.

Охлаждение

Одной из возможных мер по обеспечению нормального теплового режима корпуса DirectFET может стать применение радиатора, который увеличивает теплоотдающую поверхность прибора. Для систем воздушного охлаждения широко используют ребристые и игольчато-штыревые и пластинчатые радиаторы. Сайт компании предлагает расчет радиатора с помощью DirectFET® Rating Calculator, в результате расчета будет выбран тип радиатора и его параметры.

Установка радиатора на печатной плате показана на рис. 7.

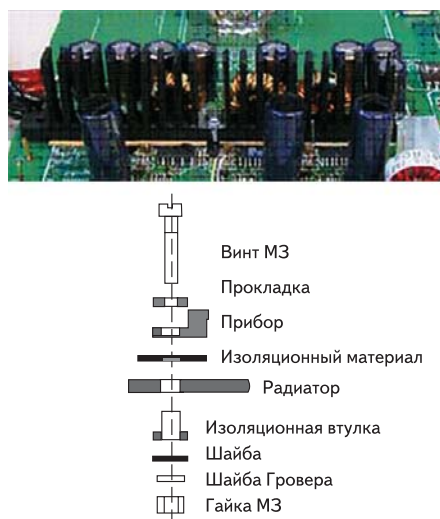


Рис. 8



Способы крепления радиаторов на печатной плате

1. Механический метод (рис. 8). Радиатор жестко крепится с помощью винтов с гайкой. Усилие сжатия регулируется втулкой.
2. Метод нажимного штифта (рис. 9). Данный метод может применяться только для миниатюрных радиаторов, т. к. такое крепление не выдерживает вибрацию.
3. Метод крепления S-образными клипсами (рис. 10).
4. Метод адгезива (рис. 11). В качестве адгезива применяют двухкомпонентные компаунды, предназначенные для обеспечения теплоотвода от греющегося источника, которые обладают высокой эластичностью, химической инертностью и хорошей адгезией к металлам. Для увеличения механической прочности устанавливают штифты.
5. Метод VRM Clips (рис. 12). С помощью хомутов стягиваются два радиатора.

Таким образом, высокоэффективный корпус DirectFET позволяет разработчикам существенно уменьшить рабочую площадь печатной платы, эффективно и достаточно просто отводить тепло. Приемлемая цена, высокая надежность делает эти изделия весьма привлекательными для широкого круга разработчиков.

Литература

1. Башкиров В. DirectFET – прорыв в технологии.
2. www.irf.com
3. Медведев А. Проблемы технологии бессвинцовой пайки.
4. www.efd-inc.com

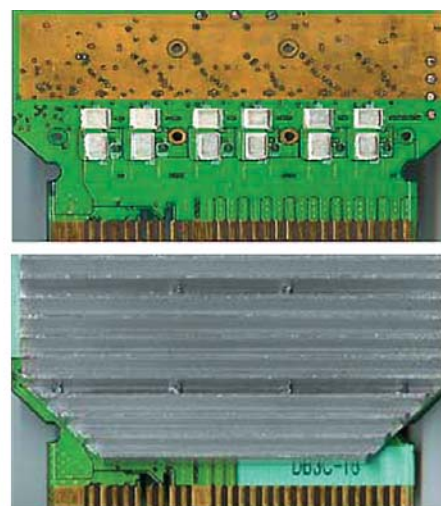


Рис. 10

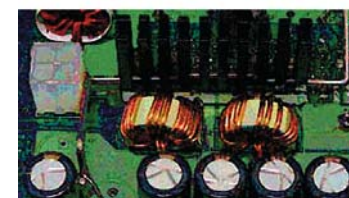


Рис. 11

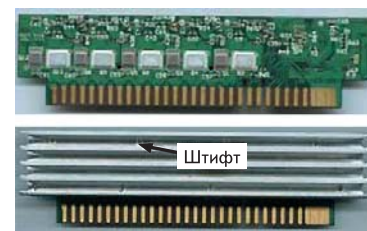


Рис. 12



Рис. 12



Симметрон
ГРУППА КОМПАНИЙ

МОСКВА
(495) 797-5505
moscow@symmetron.ru

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ
(812) 449-4000
spb@symmetron.ru

НОВОСИБИРСК
(383) 211-0205
nsk@symmetron.ru

МИНСК
+375 (17) 209-0020
mink@symmetron.ru

КИЕВ
+38 (044) 299-2066
kiev@symmetron.ua
www.symmetron.ua

ХАРЬКОВ
+38 (057) 750-0022
kharkov@symmetron.ua

ДОНЕЦК
+38 (062) 387-1183
donesk@symmetron.ua

Инженерный центр
МОСКВА
(495) 797-5505
to@symmetron.ru

Группа компаний «Симметрон»
представляет весь спектр
продукции компании

**International
IOR Rectifier**

**Инженерный центр
группы компаний Симметрон:**

- сопровождение проектов;
- технические консультации специалистов по выбору и применению элементной базы.

www.symmetron.ru



GE GE Enterprise Solutions Digital Energy

**Универсальные источники бесперебойного питания серии VH —
сочетание компактности и надёжности**

- Модели с выходными мощностями 700, 1000, 1500, 2000 и 3000 В·А
- Устройства класса VFI (напряжение и частота на выходе не зависят от входа) с двойным преобразованием
- Монтаж в 19" стойку или башенно-напольное исполнение: монтажные аксессуары входят в комплект поставки
- Разъём для подключения внешней батареи
- Широкий диапазон входного напряжения 130-280 В при 70% нагрузке
- Выходное напряжение (220, 230 или 240 В) поддерживается с точностью $\pm 2\%$
- Уникальный отказоустойчивый байпас для непрерывной работы
- Замена батарей в «горячем» режиме
- Широкий набор средств коммуникации: USB, RS-232, SNMP, «сухие» контакты
- Высота 2U
- Время безотказной работы более 730 000 часов

Области применения: серверы, телекоммуникационное оборудование, локальные сети, технологическое оборудование

ДИСТРИБЬЮТОР ПРОДУКЦИИ GE DIGITAL ENERGY В РОССИИ

PROSOFT®

Телефон: (495) 234-0636 • Факс: (495) 234-0640
E-mail: info@prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru

Сравнительная характеристика

способов монтажа кристаллов MOSFET-транзисторов

Исследованы способы монтажа MOSFET-транзисторов средней мощности эвтектической пайкой, пайкой легкоплавкими припоями, клеевой композицией и показано их влияние на тепловое сопротивление перехода кристалл-корпус, структуру соединений и выход годных изделий.

Владимир Ланин

vlanin@bsuir.by

Леонид Ануфриев

Основные требования к монтажу кристаллов MOSFET

Мощные металлооксидные полупроводниковые полевые транзисторы (MOSFET) в силу уникальных характеристик по сравнению с биполярными транзисторами, а именно наносекундной скорости переключения, высоких рабочих напряжений и температур, больших токов и значительной мощности, получают все более широкое применение в силовой электронике [1]. Современный этап производства MOSFET характеризуется непрерывным повышением требований к качеству и надежности. Надежность во многом зависит от того, насколько управляем технологический процесс, что в свою очередь связано с воспроизводимостью отдельных технологических операций в непрерывном процессе производства. Управляемость процессом становится целенаправленной, если известна зависимость значений выходных параметров изделий от их значений на отдельных операциях.

Известно, что даже малые отклонения от оптимального технологического процесса могут привести в процессе производства и при длительном хранении к существенным изменениям значений выходных электрических параметров. Чтобы избежать этого, для оптимизации технологического процесса применяют активные методы исследования и контроля. Важнейшую роль в формировании качества MOSFET на стадии сборки играет операция монтажа кристаллов в корпус [2]. Наличие высоких температур в процессе монтажа кристаллов и значительное различие в ТКЛР используемых материалов обуславливают возникновение термических напряжений в кристалле, как в процессе сборки, так и в процессе эксплуатации, особенно при термоциклических воздействиях.

Формирование неоднородностей в эвтектическом слое под кристаллом (несплошности эвтектики, микротрещины и т. п.) приводит к изменению тепло-электрического состояния прибора. Скорость деградационных процессов экспоненциально возрастает при увеличении температуры и локализуется в областях микронеоднородностей на границе раздела

«кристалл – кристаллодержатель», вызывая перегрев активной структуры и ухудшение электрических параметров транзисторов.

Поэтому в производстве MOSFET актуальной задачей является проведение исследований технологических операций сборки с последующей оптимизацией параметров процессов, обеспечивающих высокую надежность изделий.

Методика сравнительной оценки эффективности монтажа кристаллов

Для исследования различных методов монтажа кристаллов выбраны три равные группы пластин кристаллов из одной диффузионной партии. В зависимости от способа монтажа, на обратную сторону пластин каждой группы нанесен определенный вид металлизации: для эвтектической пайки — V-Au; для пайки легкоплавким припоем и для клеевой композиции — Ti-Ni-Ag. После нанесения металлизации пластины подвергались разделению на кристаллы на автомате ЭМ-2005, затем осуществлялся монтаж каждой группы кристаллов соответствующим методом в зависимости от вида металлизации.

Оценка качества присоединения кристаллов осуществлялась: визуально с использованием микроскопа (трещины, сколы, смещения и т. п.); контролем прочности соединения приложением сдвигающего усилия к кристаллу. Сборка приборов осуществлялась в соответствии с технологическим процессом, после чего проводился контроль и разбраковка приборов по электрическим и тепловым параметрам: сопротивление сток – исток $R_{ciв}$, остаточный ток стока $I_{c.ост}$, тепловое сопротивление «p-n-переход – корпус» $R_{тнк}$. Проведены испытания на безотказность изделий в течение 500 часов с замером параметров после 100 часов и на термоциклическое воздействие при $T = -196...+200$ °C, число циклов $N = 100$, замер параметров — через каждые 10 циклов.

Принцип измерения теплового сопротивления основан на определении величины температуры перегрева кристалла $\Delta T_j = T_{j\text{кон}} - T_{j\text{нач}}$ при подаче прямо-

угольного импульса испытательной мощности P_o где $T_{j\text{кон}}$ — температура кристалла, достигнутая к концу импульса мощности; $T_{j\text{нач}}$ — температура кристалла непосредственно перед подачей импульса мощности. Определение величины температуры перегрева кристалла осуществлялось косвенным методом с помощью измерения температурочувствительного параметра: напряжения сток – исток (U_{ci}) при прямом смещении перехода. Для определения величины ΔT_j проводился замер величины U_{ci} на сравнительно малом измерительном токе $I_{c\text{изм}}$ до подачи импульса ($U_{ci\text{нач}}$) и после него ($U_{ci\text{кон}}$) с задержкой $\tau_{зд}$ необходимой для исключения влияния электрических переходных процессов.

Для режима однократных испытательных импульсов температура кристалла $T_{j\text{нач}}$ перед подачей импульса мощности практически равна температуре корпуса T_k , поэтому итоговый перегрев кристалл – корпус ΔT_{j-k} равен перегреву кристалла $\Delta T_j = T_{j\text{кон}} - T_{j\text{нач}}$ или:

$$\Delta T_j = \frac{U_{ci\text{кон}} - U_{ci\text{нач}}}{K_T K_{TH}} = \frac{U_{ci\text{кон}} - U_{ci\text{нач}}}{-|K_T| K_{TH}} = \frac{U_{ci\text{кон}} - U_{ci\text{нач}}}{|K_T| K_{TH}} (^{\circ}\text{C}), \quad (1)$$

где K_T — температурный коэффициент, мВ $^{\circ}\text{C}$, определяемый калибровкой температурочувствительного параметра (ТЧП) перед измерением; K_{TH} — безразмерный коэффициент учета токовой неравномерности, выбираемый из диапазона 0,5–1,0 в соответствии с ОСТ 11.073.073-82, где значение 1,0 соответствует равномерному токовому распределению.

Калибровка ТЧП осуществлялась с помощью термостатирующего устройства, в которое помещался испытываемый транзистор и на котором был задан необходимый калибровочный режим. Калибровка проводилась на измерительном токе $I_{c\text{изм}}$, гораздо меньшем, чем рабочий ток $I_{кр}$. Калибровочный режим характеризуется тем, что напряжение $U_{кк}$ подключено к стоку испытываемого транзистора, тем не менее, из-за малого уровня рассеиваемой при калибровке энергии температуры корпуса и кристалла одинаковы, а разогрев транзистора осуществляется с помощью термостата.

Величина импульсного теплового сопротивления $Z_{ТПК}(t_u)$ определялась как:

$$Z_{ТПК}(t_u) = \frac{\Delta T_j}{P_K} \left| \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{Вт}} \right|, \quad (2)$$

где $P_K = I_K U_{кк}$ — значение амплитуды прямоугольного импульса испытательной мощности форсированной длительности.

Основная относительная погрешность $\delta_{очн}(\Delta T_j)$ измерительной установки R_{mn} — 02 при определении или контроле температуры перегрева ΔT_j перехода кристалла МТ — не более $\pm 10\%$. Испытания на безотказность и долговечность проводились при воздействии аварийных электрических нагрузок по схеме, представленной на рис. 1.

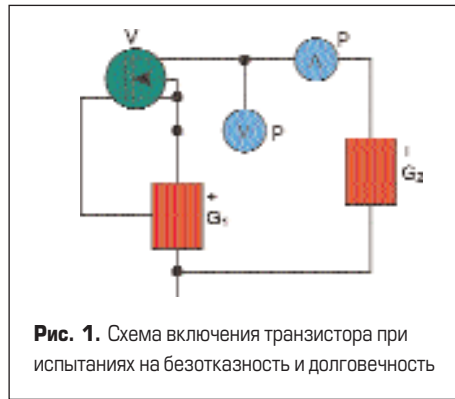


Рис. 1. Схема включения транзистора при испытаниях на безотказность и долговечность

Схема включает в себя G_1 — устройство, обеспечивающее автоматическое задание на напряжения 0–20 В для поддержания заданного тока стока; G_2 — регулируемый источник напряжения 0–60 В; PV — вольтметр; PA — амперметр; VT — испытуемый транзистор.

Внутренние механические напряжения в кристаллах после напайки определялись параметрами используемых материалов, размерами кристалла, а также температурой пайки:

$$\sigma = E(\alpha_1 - \alpha_2) \times (T_n - T_o) \times F(h_1/h_2), \quad (3)$$

где E — модуль упругости кремния; α_1, α_2 — ТКЛР кремния и рамки; T_n, T_o — температу-

ры пайки и окружающей среды соответственно; F — функция, зависящая от соотношения (h_1/h_2); h_1 — толщина кристалла; h_2 — толщина рамки.

Алгоритм сравнительной оценки эффективности способов монтажа кристаллов MOSFET-транзистора приведен на рис. 2.

Монтаж кристаллов на эвтектику

Монтаж кристаллов к выводным рамкам, содержащих серебряное покрытие, осуществлялся контактно-реактивной пайкой с образованием сложной эвтектики. Образование эвтектики Ag-Si возможно только при высоких температурах (830–850 $^{\circ}\text{C}$), что неприемлемо для сборки. Поэтому для снижения температуры образования соединения «кристалл – рамка» обычно на непланарную поверхность кристаллов наносят систему металлизации: Ge-Au, Ti-Ge-Au, V-Au, Au-Ag. В этих системах общим является наличие слоя золота, который наносят толщиной более 1 мкм в серийном производстве на непланарную поверхность кристалла. Так как адгезия золота к кремнию недостаточная, то перед напылением в вакууме слоя золота сначала осаждают пленку титана.

Использование системы металлизации Ti-Ge-Au позволяет осуществлять эвтектичес-

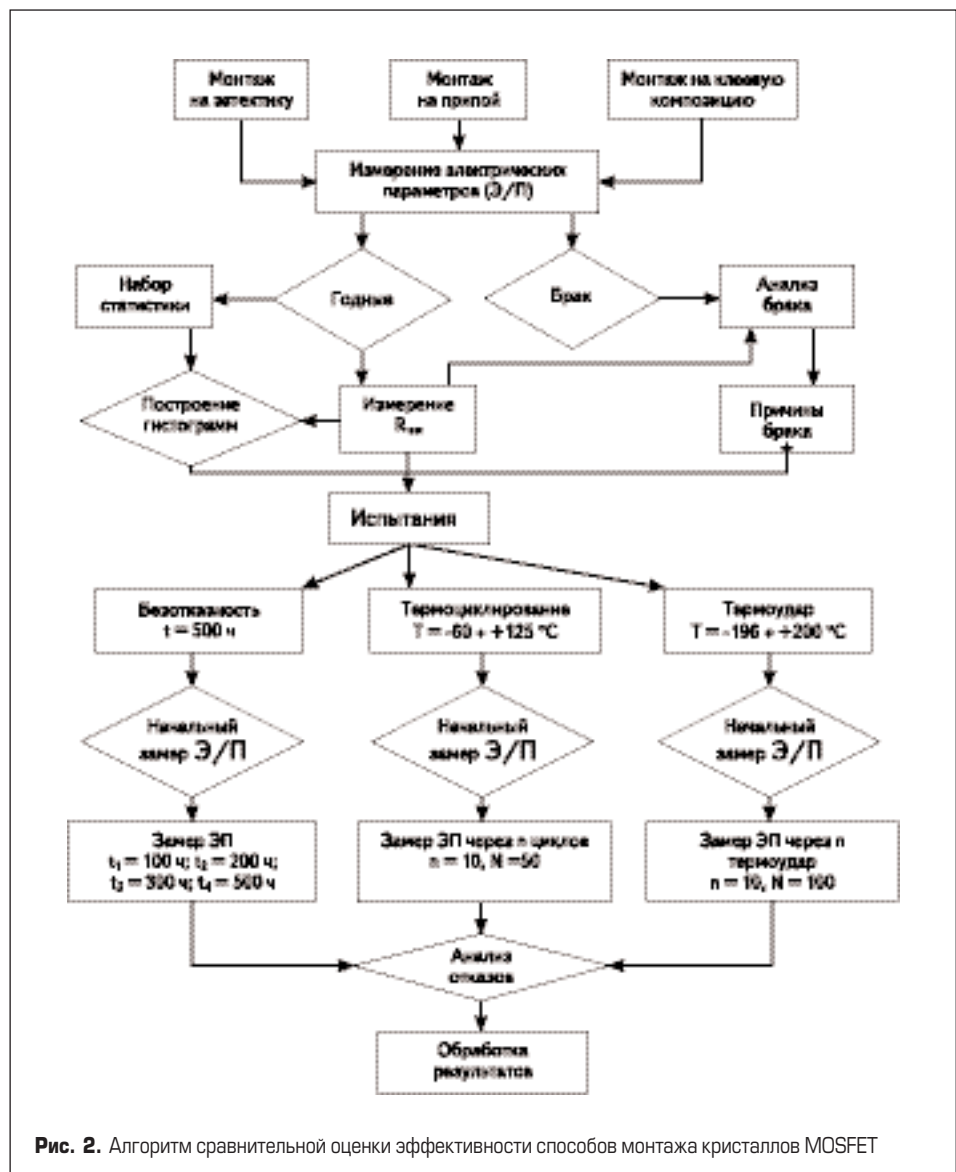


Рис. 2. Алгоритм сравнительной оценки эффективности способов монтажа кристаллов MOSFET

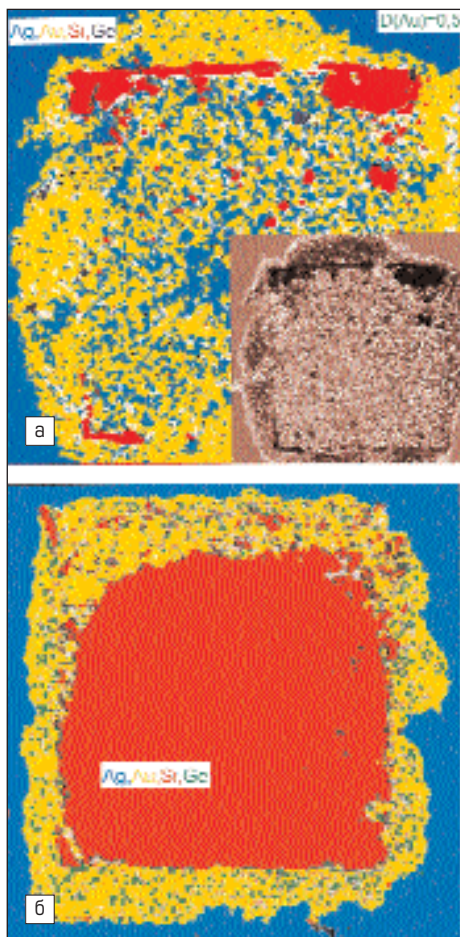


Рис. 3. Состояние эвтектического паяного соединения под кристаллом после сдвига кристалла: а) плохое качество [эвтектика — 5,0% площади кристалла]; б) хорошее качество [эвтектика составляет 95,0% площади кристалла]

кую пайку кристаллов на выводную рамку со слоем серебра с образованием эвтектики сложного состава: Au-Ge-Si-Ag. Однако выявлено значительное влияние процесса формирования металлизации на непланарной поверхности кристаллов на воспроизводимость качества монтажа и выход годных по электрическим параметрам R_{cu} , $I_{c\text{ост.}}$, $U_{cu\text{пред.}}$. При этом некачественное присоединение кристаллов приводит к их отслаиванию от рамки и росту потерь.

Исследования проводились для двух систем металлизации: Ti-Ge-Au и V-Au. После фор-



Рис. 4. Распределение компонентов эвтектики под кристаллом

мирования MOSFET-транзисторных структур типа BSS295 обратная сторона пластин подвергалась утоньшению фрезерованием с 460 до 340 мкм. Затем после отмывок и обработки в растворе HF проводилось напыление на установке «Оратория 9» указанных систем металлизации. Напыление подслоя Ti-V осуществлялось электронно-лучевым методом, напыление золота толщиной 0,6–1,5 мкм — термическим испарением. Режимы напыления подслоя Ti-V: вакуум $(5-8) \cdot 10^{-4}$ Па, температура 320 ± 20 °C, время 40 с. Золото распылялось термическим испарением из двух испарителей в два этапа: I этап — температура 280 °C, время 10 мин; II этап — температура 150 °C, время 12 мин.

Пайка кристаллов выполнялась на автомате ЭМ-4105 при варьировании технологических режимов по температуре ($T = 400...500$ °C) и параметров вибрации инструмента (количество периодов колебаний $N_{xy} = 1-40$ ед). После пайки кристаллов на рамку проводился контроль качества как визуально, так и путем воздействия нормированной нагрузки на срез (до разрушения кристалла).

Внешний вид зоны монтажа кристалла эвтектической пайкой после воздействия сдвигающей нагрузки показан на рис. 3, распределение компонентов эвтектики под кристаллом — на рис. 4. Установлено, что для данного процесса сборки основными причинами, приводящими к снижению выхода годных, являются отслаивание кристаллов из-за неполного образования эвтектики по площади кристалла, образование микротрещин и растрескивание кристаллов после напайки и термокомпрессионной разварки выводов.

Анализ причин отслаивания кристаллов показал, что образование эвтектики произошло только в мелких локальных зонах, а при ма-

лых толщинах (менее 1,0 мкм) золота не хватает для образования эвтектики тройного состава. На рис. 5 показана зависимость количества отслаиваний кристаллов от толщины слоя золота на кристалле. Это обусловлено тем, что на первой стадии взаимодействия должна образоваться фаза Au-Si, которая уже на второй стадии будет участвовать в образовании Au-Si-Ag. Однако образование фазы Au-Si на первой стадии затруднено из-за присутствия барьера в виде толстого слоя Ti, а также из-за присутствия тонкой оксидной пленки SiO₂, которая не была полностью удалена перед напылением металлов.

При толщине остаточного оксида кремния более 50 Å и температуре пайки 400... 500 °C взаимодействие Ti с Si не происходит, и кремний не может проникнуть в золото в необходимом количестве. Поэтому площадь образования эвтектики под кристаллом мала и происходит его отслаивание. Реакция между Ti и Si в этом случае может проходить только при 900 °C с образованием TiSi₂.

В случае малой толщины остаточного оксида < 50 Å при температуре пайки образуется TiSi₂, и в результате межзеренной диффузии атомы Si проникают в глубь золота с образованием сначала эвтектики AuSi, а затем эвтектики тройного состава AuSiAg. Толстый слой титана, являясь эффективным геттером, захватывает атомы кислорода из атмосферы в подколпачном устройстве установки напыления с образованием оксида $Ti + Si \rightarrow TiO_2$. Это также затрудняет проникновение атомов Si в слой Au, что приводит к ухудшению процесса напайки кристаллов. ОЖЭ-спектроскопией при послойном анализе металлизации на непланарной стороне кристалла установлено наличие кислорода для Ti-Ge-Au и его отсутствие для V-Au. Поэтому для повышения воспроизводимости качества эвтектической пайки кристаллов целесообразно заменить титан на подслое из ванадия и использовать систему V-Au, что позволяет значительно уменьшить количество брака по отслаиванию кристаллов от рамки после монтажа.

После сборки приборов по технологическому маршруту были проведены измерения электрических параметров. Выход годных изделий для различных типов металлизации составил: 49,2% (Ti-Ge-Au с $t_{mp} < N$ в HF), 86,6% (Ti-Ge-Au) и 93,2% (V-Au).

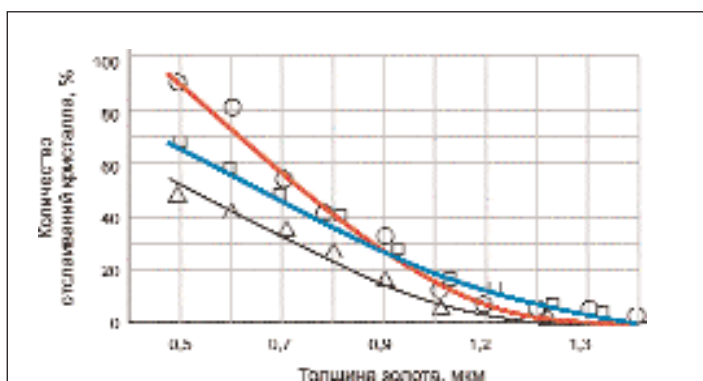


Рис. 5. Влияние толщины золота на кристалле и системы металлизации на количество отслаиваний после монтажа: 1 — Ti — Ge — Au с уменьшенным временем обработки в HF; 2 — Ti — Ge — Au; 3 — V — Au

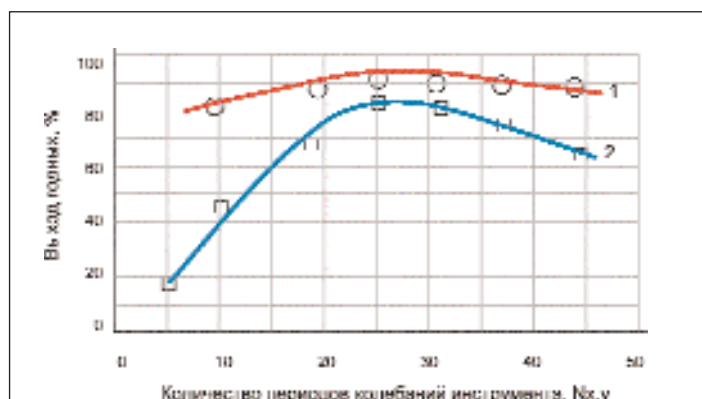


Рис. 6. Зависимость выхода годных приборов от количества колебаний инструмента (N_{xy}): 1 — 430 °C; 2 — 480 °C

Анализ забракованных приборов выявил образование трещин и расслоений кристаллов. Причем для варианта с уменьшенным временем обработки в HF брак по R_{ci} обусловлен некачественной напайкой, то есть эвтектика образуется не по всей площади кристалла и составляет 90%, а 10% обусловлены наличием трещин в кристаллах. Таким образом, повышение качества напайки, которое отмечается для варианта V-Au, способствует снижению брака по R_{ci} с 28% до 2,5%, но отмечается увеличение брака по $I_{c\text{ост}}$ с 2,8% до 7–8%. Установлено, что повышение сплошности эвтектики под кристаллом приводит к росту количества приборов с трещинами в кристаллах. Это связано с тем, что трещины в напаянных кристаллах образуются по причине возникновения внутренних механических напряжений из-за существенного различия ТКЛР используемых материалов: Si — $4,2 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$, Cu — $18,6 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$, AuSi — $14 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$.

С целью выявления режимов пайки на растрескивание кристаллов были изготовлены приборы с различными режимами. После пайки при 430 и 480 °C при параметрах вибрации $T = 1\text{--}40$ периодов колебаний при $A_{x,y} = 1$ ед. выполнялась разварка Au-проволокой толщиной 30 мкм при 300 °C, $t_{cv} = 45$ мс, $P_{кр} = 0,4$ Н, $P_{тр} = 0,9$ Н, и приборы проходили полный технологический маршрут изготовления. Влияние режимов пайки на выход годных по электрическим параметрам представлено на рис. 6.

Увеличение количества колебаний инструмента при пайке кристаллов приводит к уменьшению брака по электрическим параметрам R_{ci} и $I_{c\text{ост}}$ отмечается снижение количества приборов с микротрещинами и растрескиванием кристаллов.

Длина нагревательного столика для пайки кристаллов на эвтектику составляет 10 см, а зона, где проводится пайка, расположена на расстоянии четырех кадров рамки от края нагревательного столика. Время присоединения кристалла при $N = 1$ ед. составляет 50 мс, при $N = 40$ колебаний инструмента время составляет 2000 мс. На рис. 7 условно показано расположение зоны пайки кристаллов по длине нагревательного столика.

Анализ температурного цикла пайки рамки показал, что во время пайки пятого кристалла первый кристалл уже вышел за пределы нагретого столика. По мере выхода рамки из зоны нагревателя происходит снижение температуры кристалла в результате отдачи тепла окружающей среде. При высокой скорости напайки при $N = 1$ ед. ($t = 50$ мс) резкое снижение температуры кристалла наступает, когда 30% выводной рамки выйдет за пределы нагревателя. В этом случае скорость снижения температуры превышает 300 °C/с, что приводит к значительным внутренним напряжениям в кристалле.

При малой скорости пайки кристалла ($t = 2000$ мс, $N = 40$ ед.) за счет более длительной выдержки происходит плавное охлаждение рамки за пределами нагревателя в результате конвективного теплообмена с воздухом. Чем дальше кадр рамки от нагревателя, тем ниже скорость охлаждения кристалла, которая составляет 15–20 °C/с. Таким образом, высокая

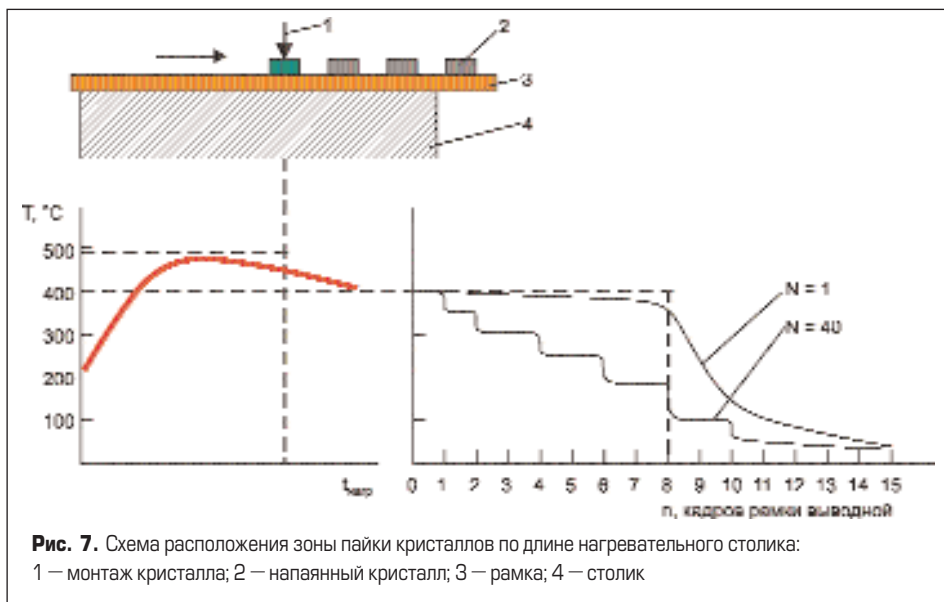


Рис. 7. Схема расположения зоны пайки кристаллов по длине нагревательного столика: 1 — монтаж кристалла; 2 — напаянный кристалл; 3 — рамка; 4 — столик

скорость пайки вызывает значительный градиент температур, что приводит к своеобразному термоудару, в результате которого и возникают термомеханические напряжения в кристаллах, способствующие образованию микротрещин и растрескиванию кристаллов.

Таким образом, при использовании эвтектической пайки для снижения брака по R_{ci} необходимо:

- обеспечить подготовку непланарной поверхности перед вакуумным осаждением V-Au (обработка в HF для удаления остаточного оксида SiO_2);
- при формировании металлизации получить толщину Au 1,3–1,5 мкм;
- обеспечить плавное охлаждение кристаллов после пайки.

Монтаж на токопроводящую клеевую композицию

Для монтажа кристаллов на токопроводящий клей необходимо предварительно сформировать систему металлизации на непланарной поверхности кристалла. Поскольку в этом случае элементы системы металлизации на непланарной стороне кристалла не участвуют в образовании эвтектики, то для опытных образцов применена металлизация Ti-Ni-Ag, широко используемая в производстве MOSFET-транзисторов в пластмассовом корпусе TO-220 (рис. 8). Для

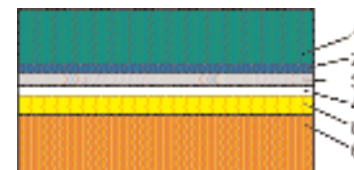


Рис. 8. Структура соединения токопроводящей клеевой композицией: 1 — Si; 2 — Ti (0,03–0,05 мкм); 3 — Ni 0,5 мкм; 4 — Ag 0,6 мкм; 5 — клей; 6 — подложка

монтажа кристаллов применена токопроводящая клеевая композиция на основе эпоксидной смолы с наполнителем в виде мелкодисперсного серебряного порошка и содержанием растворителя 10%. Время отверждения клея на потоке во время приклеивания — 1 минута. Типовые свойства неотвержденного адгезива: содержание серебра — 81%, вязкость при температуре 25 °C — 32 000, срок хранения при температуре 40 °C — 6 месяцев.

Типовые свойства отвержденного адгезива: температура стеклования — 78 °C, коэффициент линейного теплового расширения $\alpha = 57$ дюйм/°C, теплопроводность — $1,3 \cdot 10^{-2}$ Вт/см·°C; разрушающее напряжение клеевого соединения при сдвиге — 70 МПа, удельное объемное электрическое сопротивление $(3\text{--}6) \cdot 10^{-6}$ Ом/см, рабочая температура — 250 °C.

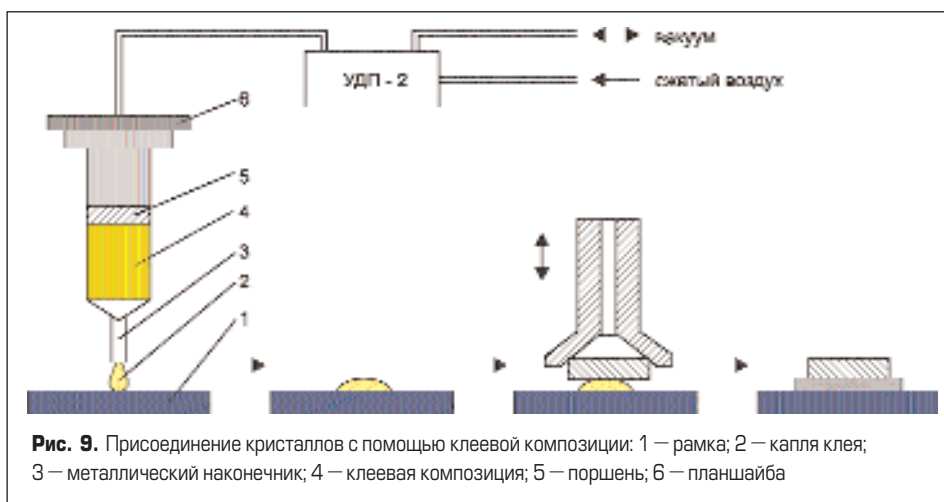


Рис. 9. Присоединение кристаллов с помощью клеевой композиции: 1 — рамка; 2 — капля клея; 3 — металлический наконечник; 4 — клеевая композиция; 5 — поршень; 6 — планшайба

Свойства электропроводящих клеев зависят не только от типа наполнителя, но и от его концентрации, увеличение которой повышает электропроводность клея. Однако применение большого количества наполнителя приводит к ухудшению механических свойств.

Клеевая композиция Ablebond поставляется в пневмошприце, поэтому для ее использования необходимо применять пневмодозатор (рис. 9). Особенность такого процесса сборки заключается в том, что для кристаллов, монтируемых эвтектической пайкой, применяется термокомпрессия выводов. Отмечено влияние дозы клея на непланарной поверхности кристаллов на процент брака по внешнему виду (рис. 10).

Монтаж кристаллов на легкоплавкий припой

Осаждение металлизации Ti-Ni осуществлялось в установке 01 НИ-7-015 непрерывного действия с магистральной системой распыления при следующих режимах: давление в камере менее $6 \cdot 10^{-5}$ Па, ток нагрева — 3,5 А, мощность магнетрона для титана — 2 кВт, мощность магнетрона для никеля — 3 кВт, скорость конвейера — 100 мм/мин.

После формирования Ti-Ni выполнялось осаждение припоя в установке электронно-лучевого испарения в вакууме. Напыление проводилось тремя слоями: I слой Sn — 2 мкм, II слой Pb — 7 мкм, III слой Sn — 1 мкм. Режимы напыления: температура напыления — 280 °С, напряжение — 6 кВ; ток эмиссии — 0,5 А, время напыления: Sn_I — 240 с, Pb-Sn — 480 с, Sn₂ — 120 с.

Наличие тонкого слоя припоя на непланарной поверхности определяет необходимость использования сквозного разделения пластин на кристаллы на автомате ЭМ-2005 с использованием адгезивного носителя ЛС-1А.

Напайка кристаллов выполнялась на установке ЭМ-4105, используемой для эвтектической пайки кристаллов. Режимы напайки: температура $T = 250 \dots 320$ °С, нагрузка на инструмент $P = 0,7$ Н, амплитуда колебаний инструмента $A_{x,y} = 1-15$ ед. В процессе напайки кристаллов важно получить полное соединение по всей площади кристалла без пор, пустот и непропаев. Это достигалось выбором оптимальной температуры и амплитуды вибрации в плоскости x, y (рис. 11).

Для получения качественного присоединения кристаллов на рамку с полосой серебра необходимо обеспечить температуру 290 ± 10 °С и придать колебательные движения напаваемому кристаллу (количество колебаний — 5) с амплитудой по оси X и Y в пределах 10–15 ед. В оптимальном режиме были напаяны кристаллы, содержащие напыленный припой.

В процессе разварки выводов методом термокомпрессии выявлены трудности, обусловленные отпаиванием кристаллов. Поэтому был использован автомат разварки выводов ЭМ-4060П с термозвуком. С помощью введения УЗ-колебаний удалось повысить качество микросварки при пониженной температуре 270 °С. При температурах 250... 260 °С отмечается резкое ухудшение качества разварки выводов, появляются «отлипы» микросварных соединений до 50% (рис. 12).

В связи с тем, что получены невоспроизводимые результаты по разварке выводов мето-

дом термозвуковой сварки, разварку выводов опытных приборов производили на приборах ЭМ-4020 Б методом ультразвуковой сварки с использованием алюминиевой проволоки АКП-50. Использование алюминиевой проволоки для формирования проволочных соединений увеличивает количество обрывов соединений. Это обусловлено тем, что алюминиевая проволока имеет относительное удлинение всего 1–2%, а золотая проволока — до 10%.

Сравнительная характеристика способов монтажа кристаллов

Для проведения сравнительной оценки различных способов монтажа кристаллов проводился контроль уровня электрических параметров изготовленных MOSFET, по результатам которого построены гистограммы распределения приборов по параметрам $R_{си\ отк}$, $I_{с\ ост}$, $U_{пор}$ (рис. 13). При анализе представленных данных ясно, что для параметров $R_{си\ отк}$ и $I_{с\ ост}$ наблюдается определенная зависимость от способа монтажа кристаллов. Так, для $R_{си\ отк}$ отмечается ухудшение воспроизводимости (увеличивается количество приборов с повышенными уровнями $R_{си\ отк}$) для монтажа кристаллов в ряду — эвтектика, клей, припой. Для параметра $I_{с\ ост}$ наилучшее распределение приборов получено при монтаже на клей и припой, а монтаж на эвтектику способствует увеличению уровня $I_{с\ ост}$, что связано с ростом внутренних механических напряжений в активной структуре и возникновением микротрещин. Введение демпфирующей прослойки между кристаллом и выводной рамкой (припой, клей) позволяет значительно уменьшить уровень термомеханических напряжений в активной структуре кристалла и тем самым уменьшить уровень $I_{с\ ост}$.

На величину параметр $U_{пор}$ способ монтажа влияния не оказал. Распределение приборов по $U_{пор}$ практически одинаково для всех исследуемых методов монтажа.

Одним из важнейших параметров, определяющих максимальную мощность рассеяния $P_{с\ max}$ является переходное тепловое сопротивление $R_{мнк}$ p-n-переход/корпус, определение

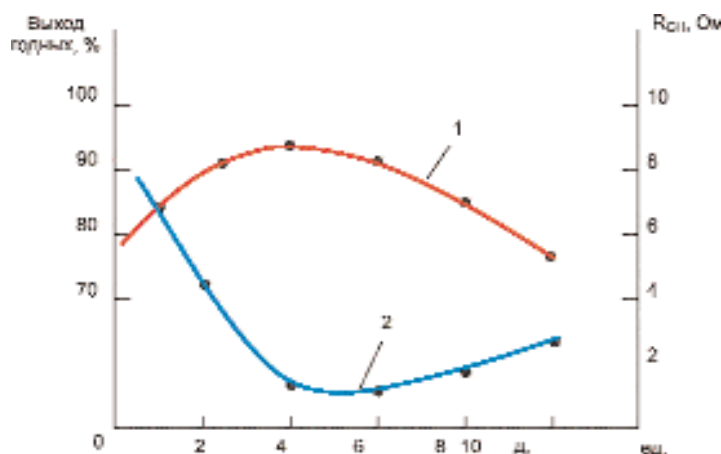


Рис. 10. Влияние дозы клея на выход годных изделий (1) и величину брака по $R_{си}$ (2)

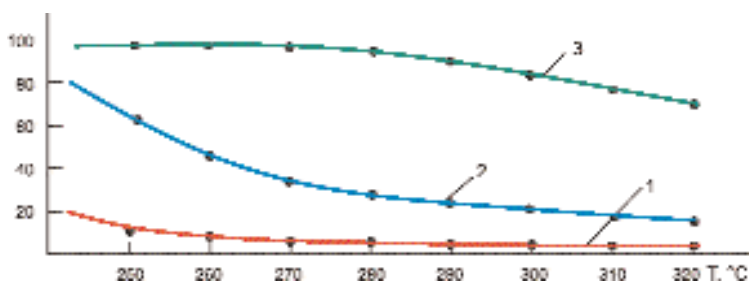


Рис. 11. Влияние режимов напайки на дефектность соединений: 1 — $A_{x,y} = 15$; 2 — $A_{x,y} = 5$; 3 — $A_{x,y} = 1$

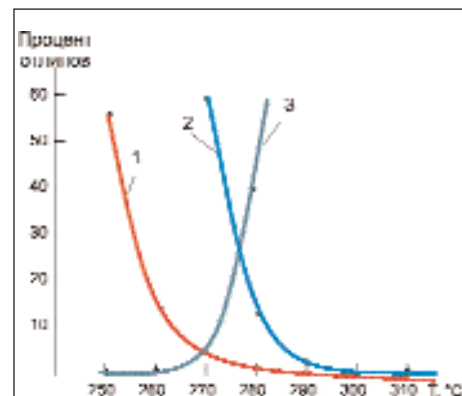


Рис. 12. Влияние температуры разварки выводов на количество «отлипов»: 1 — термозвуковая сварка; 2 — термокомпрессионная сварка; 3 — количество отслаиваний кристаллов

которого основано на измерении термочувствительного параметра — прямого падения напряжения диода «исток — сток» после воздействия импульса мощности. Наиболее низкое переходное сопротивление ($120...130\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$) получено для монтажа на легкоплавкий припой, более высокое — для пайки на эвтектику и $140\text{--}150\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ — для монтажа клеевой композиции.

Таким образом, способ монтажа кристаллов оказывает существенное влияние как на качество приборов, выхода годных, так и на их надежность (устойчивость при испытаниях под электрической нагрузкой и термоциклических воздействиях в экстремальных условиях эксплуатации). По результа-

Выводы

там испытаний и анализа забракованных приборов установлено, что причины отказов следующие:

- при эвтектической пайке кристаллов образование трещин в кристаллах вызвано значительными термомеханическими напряжениями в слое эвтектики;
- при монтаже на легкоплавкий припой трещины в кристаллах отсутствуют, однако наблюдается отслаивание кристаллов из-за высоких температур при разварке выводов (более $260\text{ }^{\circ}\text{C}$);
- при монтаже на токопроводящую клеевую композицию отказов нет.

Наиболее эффективными способами монтажа кристаллов, удовлетворяющими предъявленным требованиям, являются: на электропроводящую композицию для изделий рассеиваемой мощностью до 1 Вт ; на легкоплавкий припой для изделий с мощностью рассеивания более 1 Вт .

Литература

1. Baliga B. J. Silicon RF Power MOSFETS // N. Jersey, World Scientific. 2005.
2. Керенцев А. Ф., Ланин В. Л. Конструктивно-технологические характеристики MOSFET-транзисторов // Силовая электроника. 2008. № 1.
3. Ануфриев Л. П., Керенцев А. Ф., Ланин В. Л. Автоматизированный монтаж кристаллов транзисторов вибрационной пайкой // Технологии в электронной промышленности. 2006. № 3.
4. Ланин В. Л., Керенцев А. Ф., Турцевич А. С. Сборка силовых полупроводниковых приборов с бессвинцовой припойной композицией // Силовая электроника. 2008. № 2.

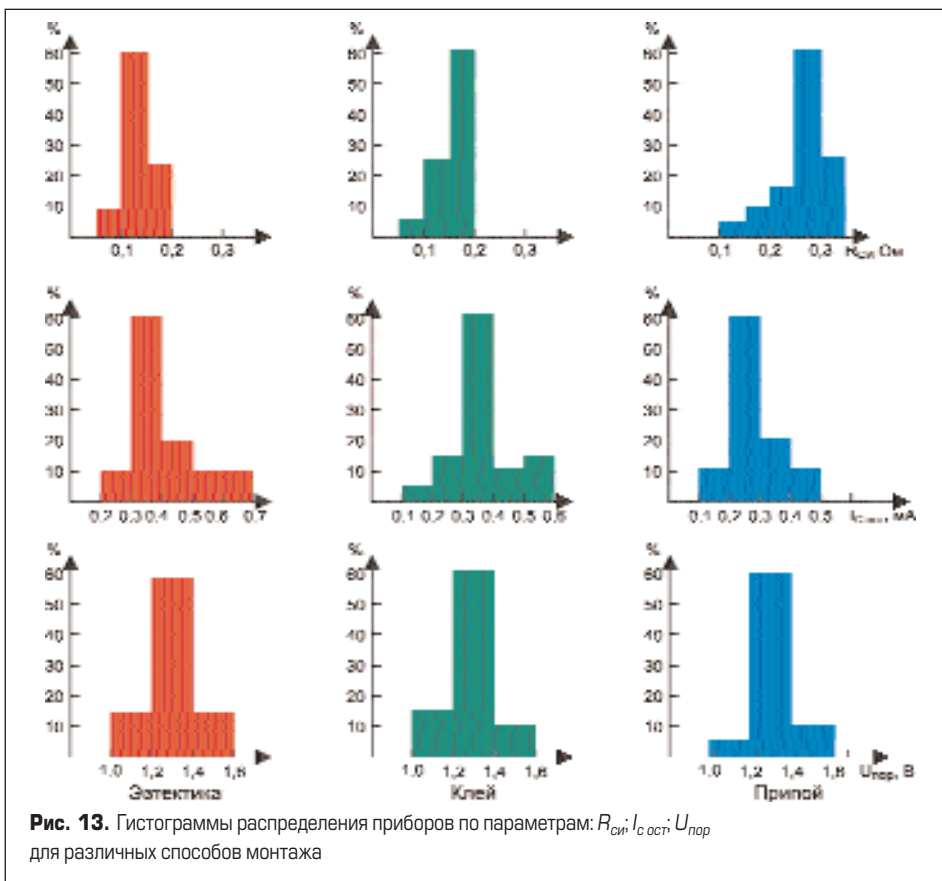


Рис. 13. Гистограммы распределения приборов по параметрам: $R_{си}$; $I_{с.ост}$; $U_{пер}$ для различных способов монтажа

Новая версия программы MELCOSIM 4.0 – эффективный инструмент для анализа работы IGBT-модулей

MELCOSIM 4.0 – это последняя версия программы от Mitsubishi Electric, написанная с целью помочь разработчику при выборе наиболее подходящих для конкретного применения силовых полупроводниковых модулей этой компании. В данной программе можно рассчитать такие важные параметры, как потери в силовом модуле при заданных режимах работы, а также колебания температуры кристалла.

Важным дополнением к предыдущей версии программы 3.0 является то, что новая версия MELCOSIM 4.0 позволяет рассчитывать не только среднюю, но и максимальную температуру кристалла. Этот параметр важен для определения температуры кристалла при сравнительно небольшой выходной частоте инвертора (менее 30 Гц), поскольку при такой частоте возникают колебания температуры, и для точного расчета необходимо учитывать динамику тепловых процессов в кристалле и модуле.

Как и в предыдущих версиях, в MELCOSIM 4.0 используются быстрые алгоритмы обработки данных, сохранен удобный интерфейс со структурированными окнами для ввода и вывода информации, имеется возможность графического представления результатов расчетов для дальнейшего анализа и последующей корректировки параметров в соответствии с условиями пользователя. Помимо этого, все данные расчетов можно экспортировать в текстовый файл.

Применяемые в MELCOSIM 4.0 алгоритмы основаны на данных, указанных в спецификации, и численных методах расчета статических и динамических потерь. Для расчета температуры нагрева кристалла используется номинальное значение динамического теплового сопротивления силового модуля.

Благодаря графическому, интуитивно понятному интерфейсу, программа MELCOSIM довольно проста и удобна для пользователя. Например, окно ввода/вывода данных разделено на 4 сектора: поле с названием выбранного модуля, поле с номинальными параметрами модуля, поле для ввода данных о режимах работы и поле с результатами расчетов.

Для расчета потерь и температуры кристалла с помощью программы MELCOSIM пользователю необходимо ввести следующие параметры: способ модуляции, выходной ток, напряжение шины постоянного тока, частоту коммутации, выходную частоту, номиналы затворных сопротивлений на включение и выключение, коэффициент мощности, глубину модуляции или скважность ШИМ, а также температуру радиатора непосредственно под кристаллом.

В соответствии с введенными данными MELCOSIM сразу же выдает результаты расчетов: общие усредненные потери (отдельно статические и динамические) на IGBT и на антипараллельном диоде, суммарные потери на модуле, температуру корпуса, а также среднюю и максимальную температуру кристаллов транзистора и антипараллельного диода.

www.mitsubishichips.com

Школа MATLAB.

Моделирование устройств силовой электроники Урок 9. Вторичные источники питания в полупроводниковом электроприводе

Данная статья начинает цикл публикаций по разработке методики модельного исследования электромагнитных процессов во вторичных источниках питания (ВИП) силовых полупроводниковых преобразователей, включенных в замкнутую систему электропривода. В первой статье рассматривается электропривод постоянного тока с управлением по цепи якоря от широтно-импульсного преобразователя, источником питания которого является трехфазный выпрямитель с емкостным фильтром. Для моделирования используются блоки библиотек Simulink и SimPowerSystems (уроки 1–5). Представление результатов моделирования реализуется программными и инструментальными средствами MATLAB (урок 6).

**Сергей Герман-Галкин,
д. т. н.**

gsgsg@yandex.ru

Разработка методики модельного исследования

Методика модельного исследования сложной электротехнической системы, какой является полупроводниковый электропривод, включает в себя формулировку основных задач, направленных на достижение цели исследования? и решение этих задач с учетом ограничений, которые обычно определяются техническим заданием. На определенном этапе разработки методика предусматривает создание виртуальной лабораторной установки, снятие экспериментальных характеристик и определение соответствия этих характеристик техническим требованиям. В настоящее время этот этап успешно реализуется с использованием современных компьютерных технологий, базирующихся на различных прикладных специализированных пакетах. Среди этих пакетов для решения задач электромеханики наилучшим является пакет MATLAB [1, 3, 10].

Разработка модели в среде MATLAB-Simulink спродни разработке макетного образца на этапе технического проекта.

В предыдущих уроках были описаны библиотеки пакетов Simulink и SimPowerSystems, предназначенные для моделирования устройств силовой электроники, рассмотрены вопросы модельного исследования этих устройств и представления результатов исследования.

В данной статье разрабатывается модель для исследования напряжения на конденсаторе во вторичном источнике питания (ВИП) электропривода постоянного тока, обобщенная функциональная схема которого приведена на рис. 1. Электропривод включает три подсистемы: информационную, энергоэлектронную и электромеханическую. Электромеханическая подсистема содержит объект управления (ОУ)

и электромеханический преобразователь (ЭМП) — электрический двигатель. Энергоэлектронная подсистема включает силовой полупроводниковый преобразователь (СПП) и вторичный источник питания (ВИП). Информационная подсистема содержит систему управления и диагностики (СУД) и блок сенсоров устройств (СУ).

Вторичный источник питания включен между сетью переменного тока и СПП. Роль СПП в приводе постоянного тока выполняет широтно-импульсный преобразователь (ШИП). В приводах малой и средней мощности в качестве ВИП чаще всего используется выпрямитель с фильтром или выпрямитель с фильтром и специальной цепью сброса энергии. Принципиально-блочная схема энергоэлектронной подсистемы для этого случая показана на рис. 2, пунктиром обозначена цепь сброса энергии.

Полупроводниковые преобразователи со звеном постоянного тока (ШИП) обладают способностью передавать энергию как от источника постоянного тока к исполнительной машине, так и от машины к источнику, то есть такие преобразователи имеют двухстороннюю управляемую энергетическую связь.

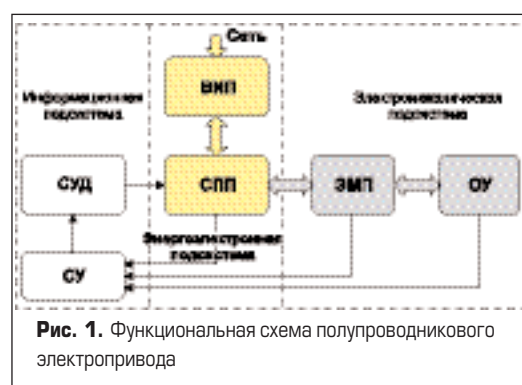


Рис. 1. Функциональная схема полупроводникового электропривода



Поэтому при работе исполнительного двигателя в генераторном режиме энергия, запасенная во вращающихся элементах электропривода, передается в цепь питания СПП.

Значение этой энергии в замкнутом полупроводниковом электроприводе зависит от нескольких факторов: сигнала управления, характера нагрузочного момента на валу исполнительного двигателя (возмущающего сигнала), типа исполнительного двигателя, структуры и параметров регулятора тока и скорости, ограничений в системе, алгоритма управления силовым полупроводниковым преобразователем и т. д.

В подавляющем большинстве случаев отсутствует возможность обобщенного аналитического исследования электромагнитных процессов во вторичном источнике питания. Удобно воспользоваться модельным экспериментом, в котором можно учесть все особенности конкретного электропривода.

Для разработки модели необходимо выполнение трех основных условий:

1. Разработчик должен хорошо представлять физику работы как отдельных блоков системы, так и системы в целом.
2. Разработчик должен хорошо знать библиотеки пакетной среды MATLAB-Simulink, их основные параметры и свойства с тем, чтобы выбрать блоки в соответствии с исследуемой задачей. Для рассматриваемой задачи для моделирования энергоэлектронной и электромеханической подсистем следует ориентироваться на блоки пакета SimPowerSystems. Для моделирования информационной подсистемы следует использовать блоки основного пакета Simulink.
3. Для подтверждения адекватности модели разработчик должен иметь результаты теоретического анализа системы с конкретными динамическими характеристиками, с конкретными управляющими и возмущающими воздействиями. Применительно к рассматриваемой задаче будем рассматривать класс систем с малым перерегулированием, не превышающим перерегулирование системы, настроенной на оптимум по модулю. Для исследования электромагнитных процессов в ВИП важным являются не только переходные, но и установившиеся процессы. Установившиеся процессы могут стать определяющими при работе ИД в генераторном режиме. В связи с этим целесообразно при исследовании выбрать такое управляющее воздействие, при котором в системе имели бы место как переходные, так и установившиеся процессы. Этому требованию в наибольшей степени отвечает трапецидальный

входной сигнал с заданной скоростью (ω^*) и ускорением ($\varepsilon^* = d\omega^* / dt$).

Типовыми возмущающими воздействиями (момент нагрузки на валу ИД) являются:

- момент сухого трения $M_H = M_C \text{sign}(\omega)$;
- постоянный момент $M_H = \text{const}$;
- момент вязкого трения $M_H = B\omega$;
- шарнирный момент $M_H = k\alpha$.

Поставленным условиям отвечает постоянный момент, но в модели должна быть предусмотрена возможность реализации всех перечисленных воздействий.

Динамические процессы в электроприводе постоянного тока

В электроприводе постоянного тока используются в основном две структуры: одноконтурная (рис. 3) и двухконтурная (рис. 15).

В первом случае в электроприводе применяется отрицательная обратная связь по скорости, во втором — добавляется обратная связь по току якоря исполнительного двигателя (ИД). В последней структуре токовый контур является внутренним (подчиненным) по отношению к внешнему (скоростному) контуру.

Уравнения, которыми описываются электромагнитные и электромеханические процессы в исполнительном двигателе постоянного тока с независимым возбуждением, имеют вид:

$$\begin{aligned} u_a &= R_a [T_a (di_a / dt) + i_a] + e_a, \\ J (d\omega / dt) &= M - M_H, \\ \omega &= d\alpha / dt \\ e_a &= k_E \omega, M = k_M i_a. \end{aligned} \quad (1)$$

В уравнениях (1) u_a , i_a , e_a — напряжение, ток и противо-ЭДС якоря, L_a , R_a , $T_a = L_a / R_a$ — индуктивность, сопротивление и электромагнитная постоянная времени якоря, ω , M , M_H , α — механическая угловая скорость, электромагнитный момент, момент нагрузки и механический угол поворота вала, J — момент инерции ротора и приведенной нагрузки, коэффициенты k_E , k_M являются конструктивными постоянными. Параметры двигателя, входящие в уравнения (1), рассчитываются на основе паспортных данных, помещенных в справочных материалах.

Передаточная функция ИД по управляющему воздействию может быть представлена выражением:

$$W_{\omega}(s) = \frac{\omega(s)}{u_a(s)} = \frac{1/k_E}{T_a T_m s^2 + T_m s + 1}, \quad (2)$$

где $T_m = J R_a / k_E k_M$ — электромеханическая постоянная времени.

Структурная схема одноконтурной системы приведена на рис. 3. Силовой преобразователь представим апериодическим звеном [3] с передаточной функцией:

$$W_{\alpha}(s) = \frac{k_{\alpha}}{T_{\alpha} s + 1}. \quad (3)$$

Постоянная времени силового преобразователя T_{α} определяется частотой коммутации ШИП и равна $1/f_k$. Поскольку обычно выполняется неравенство $T_{\alpha} \ll T_a$, то в соответ-

ствии с процедурой синтеза регуляторов в подчиненных структурах [4] за постоянную времени T_a принимаем сумму $T_a + T_{\alpha}$.

Синтез регулятора зависит от соотношения постоянных времени T_a и T_m .

Для случая, когда постоянные времени сильно разнятся ($T_m \gg T_a$), передаточная функция ИД по управляющему воздействию может быть представлена в виде двух последовательно включенных апериодических звеньев первого порядка с постоянными времени T_a , T_m и коэффициентом передачи $1/k_E$.

$$W(s) = \frac{\omega(s)}{u_a(s)} = \frac{1/k_E}{(T_a s + 1)(T_m s + 1)}, \quad (4)$$

Тогда, если это допускается техническим заданием, можно строить ПИ-регулятор, который компенсировал бы большую постоянную времени объекта:

$$W_r(s) = \frac{k_p (T_m s + 1)}{T_m s} = k_p + \frac{k_p}{T_m s} = k_u + \frac{k_E}{s}. \quad (5)$$

В этом случае передаточная функция разомкнутой системы будет равна:

$$\begin{aligned} W_{\text{раз}}(s) &= \frac{k_{\alpha} k_p k_M (T_m s + 1)}{T_m s} \times \\ &\times \frac{1/k_E}{(T_a s + 1)(T_m s + 1)} = \frac{k_{\alpha} k_p k_M / k_E}{T_a s \times (T_m s + 1)}, \end{aligned} \quad (6)$$

Обозначим

$$\frac{T_m k_E}{T_a k_{\alpha} k_p k_M} = a,$$

откуда можно найти коэффициенты передачи пропорциональной и интегральной части регулятора.

$$k_u = k_p = \frac{T_m k_E}{a T_a k_{\alpha} k_M}, \quad k_E = \frac{k_p}{T_m}. \quad (7)$$

В случае, когда эквивалентные постоянные времени различаются незначительно, для придания звену второго порядка, описанного уравнением (2), заданных динамических качеств необходимо использовать ПИД* регулятор с реальным дифференцирующим звеном [3].

$$\begin{aligned} W_r(s) &= k_u + \frac{k_E}{s} + \frac{k_D s}{T_D s + 1} = \frac{k_E}{s} \times \\ &\times \frac{k_D + T_D \times k_u s^2 + k_u + T_D \times k_E s + 1}{T_D s + 1}. \end{aligned} \quad (8)$$

* ПИД регулятор может быть использован и при $T_m \gg T_a$.

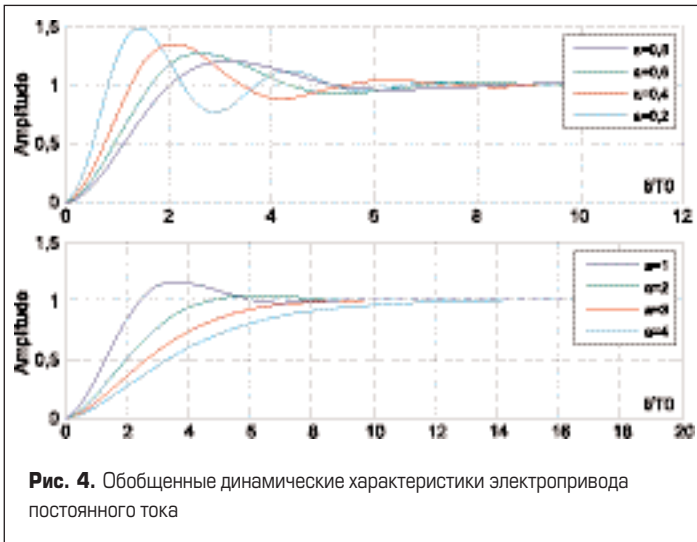


Рис. 4. Обобщенные динамические характеристики электропривода постоянного тока

Параметры регулятора в замкнутой скоростной системе рассчитываются из уравнений:

$$T_D < T_a, \quad k_f = k_R = \frac{k_R}{a T_D k_m k_n},$$

$$\frac{k_D + T_D \times k_R}{k_R} = T_a T_m, \quad \frac{k_R + T_D \times k_R}{k_R} = T_m, \quad (9)$$

где

$$a = \frac{k_R}{T_D k_m k_n k_n}$$

Во всех рассмотренных случаях передаточная функция замкнутой системы запишется в виде:

$$W_{зам}(s) = \frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{1/k_n}{a T_D^2 s^2 + a T_D s + 1}, \quad (10)$$

где T_0 — некомпенсированная постоянная времени (T_a — для первого случая, T_D — для второго).

Переходные характеристики рассматриваемого класса замкнутых систем в относительных единицах при различных значениях коэффициента «а» показаны на рис. 4. Таким образом, динамические процессы в замкнутой системе определяются единственным коэффициентом — а, который назовем обобщенным динамическим коэффициентом в подчиненных структурах.

В частности, при $a = 2$ в замкнутой системе реализуется оптимум по модулю (технический оптимум). Параметры переходного процесса в замкнутой системе, настроенной на оптимум по модулю, будут следующие [4]:

- перерегулирование $\delta = 4,3\%$;
- время первого согласования $t_1 = 4,71 T_0$;

Таблица 1

P_H , кВт	$U_a = U_r$, В	n_H , об/мин	L_{σ} , мГн	R_a , Ом	R_r , Ом	$L_{\sigma r}$, Гн	J , кг·м²
4,5	110	3000	25	0,585	400	1,236	0,36

Таблица 2

Параметры структурной схемы ИД и регуляторов	$k_E = k_M$	T_a	T_m	k_n	k_n	k_D	T_D
ПИ-регулятор	0,34	0,0427	1,8229	0,06	0,0337		
ПИД-регулятор	0,34	0,0427	1,8229	0,6142	0,3374	0,0247	0,0046

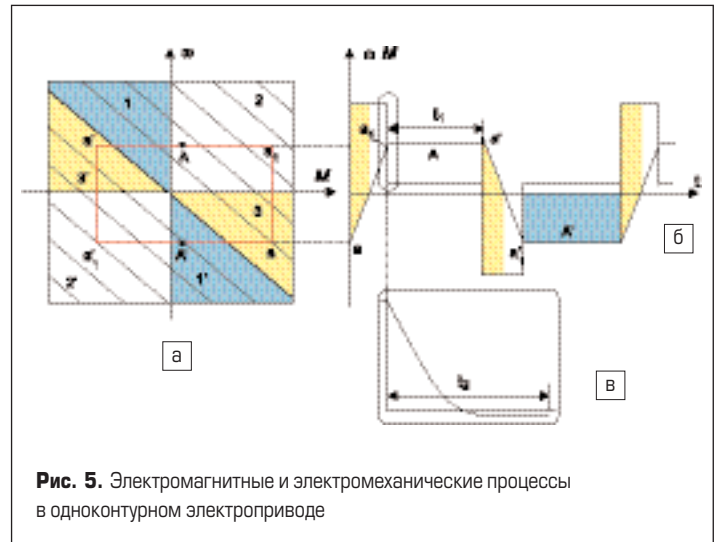


Рис. 5. Электромагнитные и электромеханические процессы в одноконтурном электроприводе

- время переходного процесса $t_{уст} = 8,4 T_0$.

Для модельного исследования выбран двигатель постоянного тока, параметры которого приведены в таблице 1.

В таблице 2 приведены параметры структурной схемы и параметры ПИ и ПИД регуляторов, синтезированных в соответствии с критерием технического оптимума, для одноконтурной системы электропривода с выбранным двигателем (таблица 1).

Аналитическое исследование напряжения на конденсаторе ВИП в замкнутом одноконтурном электроприводе

Рассмотрим первоначально установившиеся процессы в замкнутой одноконтурной системе при постоянном моменте на валу ИД в плоскости его механических характеристик (рис. 5а). Напомним, что уравнения механических характеристик ИД выводятся из общих уравнений (1) при равенстве нулю всех производных.

$$\omega = \frac{U_a}{k_a} - \frac{R_r I_a}{k_a k_M}, \quad (11)$$

Сигнал управления на входе системы и соответствующий этому управлению электромагнитный момент ИД при $M_H = \text{const}$ представлены на рис. 5б. Поведение рабочей точки в плоскости механических характеристик для рассматриваемых воздействий показано на рис. 5а.

На механических характеристиках ИД обозначены области генераторного режима (1, 1'), двигательного режима (2, 2') и режима противовключения (электромагнитного тормоза) (3, 3').

Генераторный режим ИД имеет место на интервале t_1 . На механических характеристиках этому интервалу соответствует точка А'. На этом временном интервале механическая работа $A = M_H \omega t_1$ рассеивается в сопротивлении якоря двигателя:

$$W_a = I_a^2 R_a t_1 = \frac{M_H^2}{k_M^2} R_a t_1, \quad (12)$$

накапливается в магнитном поле индуктивности якоря:

$$W_L = \frac{L_a I_a^2}{2} = \frac{L_a}{2} \frac{M_H^2}{k_M^2}, \quad (13)$$

и накапливается в электрическом поле конденсатора фильтра:

$$W_C = \frac{C (\Delta U_C)^2}{2}, \quad (14)$$

что позволяет записать конечное уравнение энергетического баланса:

$$C (\Delta U_C)^2 = \frac{2 M_H \omega^* t_1}{k_a} - L_a \left(\frac{M_H}{k_M} \right)^2 \left(1 + \frac{2 t_1}{T_a} \right), \quad (15)$$

и найти перенапряжение на конденсаторе фильтра*:

$$\Delta U_C = \sqrt{\frac{L_a}{C} \left(\frac{M_H \omega^* 2 t_1}{k_a R_a T_a} - \left(\frac{M_H}{k_M} \right)^2 \left(1 + \frac{2 t_1}{T_a} \right) \right)}. \quad (16)$$

Из уравнения (16) при заданных возмущениях определяется перенапряжение на конденсаторе при известном значении конденсатора. Зависимость перенапряжения на конденсаторе от момента $\Delta U_C = f(M_H)$ является нелинейной. Перенапряжение на конденсаторе не возникает при двух значениях момента:

$$M_{H1} = 0, \quad M_{H2} = \frac{k_M^2 \omega^*}{k_a R_a (1 + 2 t_1 / T_a)} \frac{2 t_1}{T_a}. \quad (17)$$

В первом случае механическая работа на валу равна нулю, во втором — ИД находится в области (3) противовключения. Из уравне-

* В сопротивлении R_a следует учитывать сопротивление двух открытых полупроводниковых ключей ШИП.

ния (16) можно определить момент на валу ИД, при котором перенапряжение на конденсаторе максимально:

$$M_{\text{max}} = \frac{k_M^2 \omega^*}{k_M R_a (1 + 2t_1/T_a)} \frac{t_1}{T_a} \quad (18)$$

Таким образом, в установившемся режиме на величину перенапряжения на конденсаторе влияет только один параметр замкнутого электропривода — коэффициент передачи главной обратной связи (k_M).

Зависимости перенапряжения на конденсаторе от момента, приложенного к валу ИД при трех значениях t_1/T_a показаны на рис. 6.

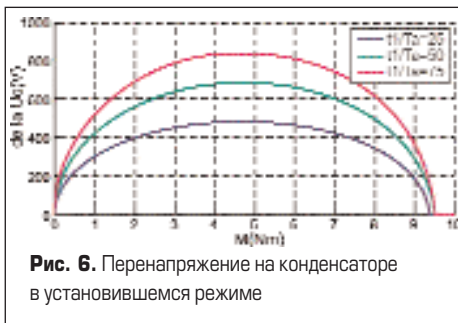


Рис. 6. Перенапряжение на конденсаторе в установившемся режиме

Переходный режим работы электропривода

Перенапряжение на конденсаторе фильтра может возникать и в переходных режимах, обусловленных преобразованием энергии, накопленной в магнитном поле индуктивности якоря, как это показано на рис. 5в. В этом случае энергия, накопленная в индуктивности якоря и равная

$$W_L = \frac{L_a I_{\text{я}}^2}{2} = \frac{L_a M_{\text{max}}^2}{2 k_M^2} = \frac{L_a (J \epsilon^*)^2}{2 k_M^2 k_M^2}, \quad (19)$$

частично преобразуется в энергию электрического поля конденсатора:

$$W_C = \frac{C (\Delta U_C)^2}{2} \quad (20)$$

и частично рассеивается в активном сопротивлении якоря:

$$W_a = I_{\text{я}}^2 R_a t_2. \quad (21)$$

В последнем выражении $I_{\text{я}}^2$ является эффективным (действующим) током в якоря, который определяется динамическими свойствами замкнутой системы.

Передаточная функция замкнутой системы по току якоря относительно заданной скорости находится из уравнения:

$$W_a(s) = \frac{i_a(s)}{\omega^*(s)} = \frac{k_M T_a s}{k_M R_a} \cdot \frac{1}{a T_a^2 s^2 + a T_a s + 1}. \quad (22)$$

В переходном режиме при заданном управляющем воздействии из (22) определим передаточную функцию по току относительно заданного ускорения:

$$W_i(s) = \frac{i_a(s)}{\epsilon^*(s)} = \frac{k_M T_a}{k_M R_a} \cdot \frac{1}{a T_a^2 s^2 + a T_a s + 1}. \quad (23)$$

При $T_0 < 1$ передаточную функцию (23) можно представить в виде:

$$W_i(s) = \frac{i_a(s)}{\epsilon^*(s)} = \frac{k_M T_a}{k_M R_a} \times \frac{1}{a T_a s + 1}. \quad (24)$$

Ток якоря на интервале t_2 (рис. 5в), определенный из дифференциального уравнения, составленного на основании передаточной функции (24), равен:

$$i_a = I_{\text{я}} \exp\left(-\frac{t}{a T_a}\right) = \frac{k_M T_a \epsilon^*}{k_M R_a} \exp\left(-\frac{t}{a T_a}\right) = \frac{J \epsilon^*}{k_M k_M} \exp\left(-\frac{t}{a T_a}\right). \quad (25)$$

Эффективный ток в выражении (21) определим, предполагая, что время переходного процесса t_2 составляет 4 постоянных времени $t_2 = 4aT_0$.

$$I_{\text{эф}}^2 = \frac{I_{\text{я}}^2}{t_2} \int_0^{t_2} \exp\left(-\frac{2t}{a T_a}\right) dt = \frac{I_{\text{я}}^2}{8} = \frac{(J \epsilon^*)^2}{8 k_M^2 k_M^2}. \quad (26)$$

Из выражений (19, 20, 21 и 26) можно найти перенапряжение на конденсаторе фильтра:

$$\Delta U_C = \left(\frac{J \epsilon^*}{k_M k_M} \right) \sqrt{\frac{L_a}{C} \left(1 - \frac{t_2}{4T_a} \right)}. \quad (27)$$

Из последнего выражения следует, что перенапряжение на конденсаторе, вызванное электромагнитным переходным процессом, имеет место при $t_2 < 4T_a$. В замкнутом электроприводе время t_2 зависит от нескомпенсированной постоянной времени. Поэтому для одноконтурного электропривода с ПИ-регулятором, где нескомпенсированная постоянная времени равна T_a , а $t_2 = 4aT_a$, электромагнитная энергия индуктивности якоря полностью рассеивается в сопротивлении якоря (для $a > 1$), и перенапряжений не возникает. Если использован ПИД-регулятор, перенапряжение на конденсаторе появляется при $T_0 = T_D < T_a/a$.

Перенапряжение на конденсаторе фильтра, вызванное электромагнитным переходным процессом, рассчитанное по (27) для трех значений заданного ускорения при настройке за-

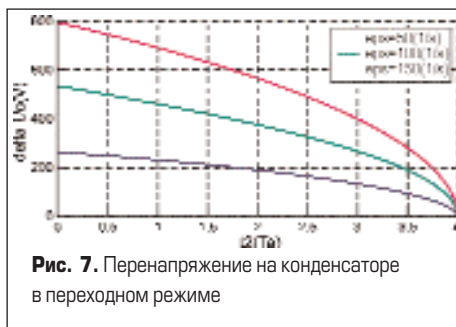


Рис. 7. Перенапряжение на конденсаторе в переходном режиме

$$\Delta U_C = \sqrt{\frac{L_a}{C}} \sqrt{\frac{M_{\text{я}} \omega^*}{k_M R_a} \frac{2t_1}{T_a} - \left(\frac{M_{\text{я}}}{k_M} \right)^2 \left(1 + \frac{2t_1}{T_a} \right) + \left(\frac{J \epsilon^*}{k_M k_M} \right)^2 \left(1 - \frac{t_2}{4T_a} \right)}$$

$$\Delta U_C = \sqrt{\frac{L_a}{C}} \sqrt{\frac{M_{\text{я}} \omega^*}{k_M R_a} \frac{2t_1}{T_a} - \left(\frac{M_{\text{я}}}{k_M} \right)^2 \left(1 + \frac{2t_1}{T_a} \right)}$$

$$\text{для } t_2 < 4T_a \quad (28)$$

$$\text{для } t_2 \geq 4T_a \quad (29)$$

мкнутой системы на технический оптимум, показано на рис. 7.

В замкнутой системе с ПИД-регулятором при наличии постоянного момента на валу ИД перенапряжение возникает как за счет механической работы, так и за счет электромагнитного переходного процесса. В этом случае расчет перенапряжения на конденсаторе осуществляется с учетом уравнений (16)–(27).

Зависимости перенапряжения на конденсаторе от момента на валу ИД при заданных возмущениях, рассчитанные по выражению (28) при настройке системы на технический оптимум, приведены на рис. 8 для различных значений t_1/T_a . Все характеристики (рис. 6–8) рассчитаны при следующих параметрах: $\omega^* = 50$ рад/с, $\epsilon^* = 100$ рад/с², $k_M = 1$, $C = 1000$ мкФ.

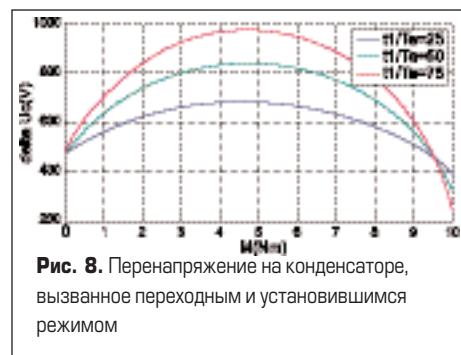


Рис. 8. Перенапряжение на конденсаторе, вызванное переходным и установившимся режимом

Перенапряжение на конденсаторе, как в переходных, так и в установившихся режимах, можно исключить включением параллельно конденсатору фильтра цепи сброса энергии [3], показанной на рис. 2 пунктиром.

В этой схеме транзисторный ключ VT0 совместно с сопротивлением R_0 образуют цепь сброса энергии, накопленной в механической и электромагнитной частях системы. Транзистор включен в замкнутую систему регулирования, на вход которой подается напряжение задания U^*_0 , равное линейному напряжению сети, и напряжение обратной связи (U_0) с конденсатора фильтра. Цепь сброса энергии включается в работу, когда напряжение на конденсаторе достигнет значения амплитуды линейного напряжения сети. Для компенсации перенапряжения в переходных режимах значение сопротивления цепи сброса определяется из условия:

$$R_0 \leq \frac{U_0^2 k_M k_M}{J \epsilon^*} \quad (30)$$

Для компенсации перенапряжения в установившихся режимах значение сопротивления цепи сброса определяется из условия:

$$R_0 \leq \frac{(U^*_0 k_M / M_H)}{\text{для } M_{H1} \leq M_H \leq M_{H2}}. \quad (31)$$

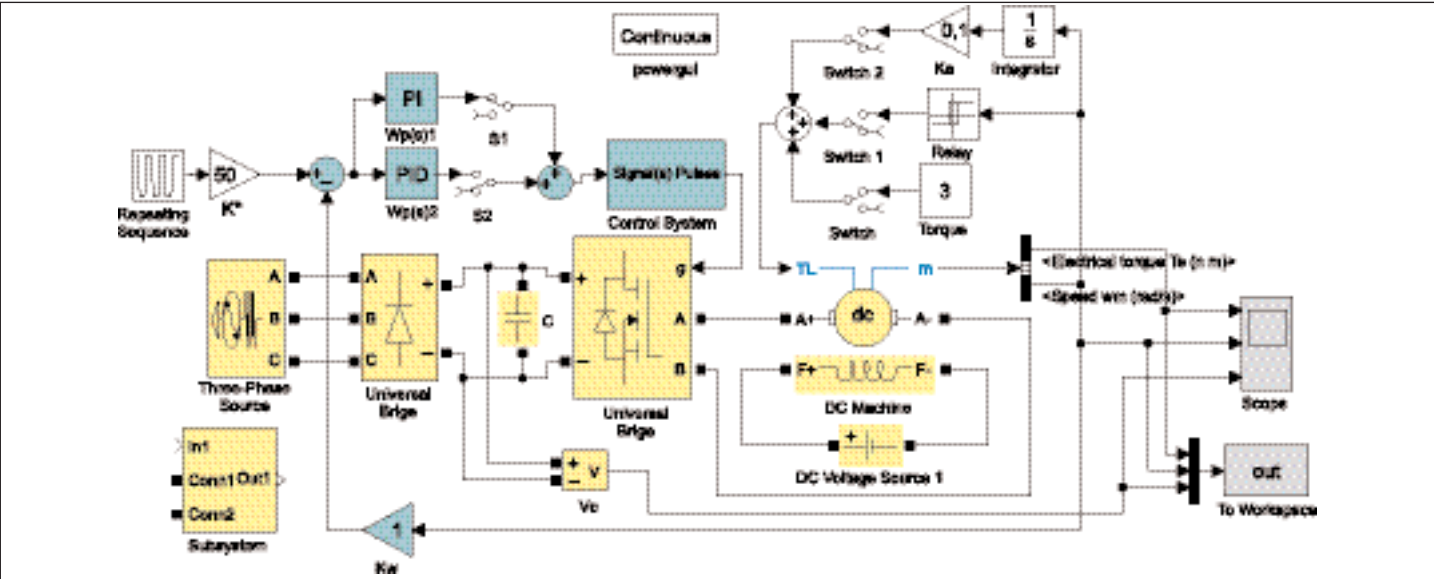


Рис. 9. Модель одноконтурного электропривода

Модельное исследование напряжений на конденсаторе ВП в замкнутом одноконтурном электроприводе

Модель для исследования переходных и установившихся электромагнитных процессов в ВП приведена на рис. 9. Входной сигнал формируется блоками Repeating Sequence и Gain (K*). В первом задается форма и частота, во втором — амплитуда входного сигнала. Это позволяет независимо задавать скорость и ускорение на входе системы. Блоки PI, PID (PID controller with Approximate derivative) являются ПИ и ПИД регуляторами, синтезированными в соответствии с гл. 3. Переключате-

ли Switch 1 и Switch 2 позволяют подключать один либо другой регулятор (двойной щелчок на блоке). Аналогично моделируются перечисленные ранее (п. 1) возмущающие воздействия. Момент вязкого трения реализуется путем задания параметра B_m в окне настройки блока DC Machine. Описание и параметры основных блоков модели приведены в таблице 3.

Время моделирования — 20 с, шаг дискретизации Max step size ($1e-3$ с) задаются в меню Simulation/Simulation parameters модели. Электромагнитные процессы в ВП строятся при выполнении программы, представленной листингом 1.

Результаты моделирования одноконтурной системы электропривода с ПИ-регулятором

```
Листинг 1
t=1e-3:1e-3:15;
M=out(:,1);
n=out(:,2);
Vc1=out(:,3);
subplot(2,1,1);
plot(t,M,t,n);
grid on;
Title('Момент и скорость в системе');
xlabel('Время (C)');
ylabel('Момент (Нм) Скорость (рад/с)');
text(3,2,50,'Скорость');
text(5,5,30,'Момент');
subplot(2,1,2);
plot(t,0,t,Vc1);
grid on;
Title('Напряжение на конденсаторе фильтра');
ylabel('Uc1(B)');
xlabel('Время (C)');
```

Таблица 3

Библиотека	Блок	Параметры блока
SimPowerSystems\Electrical Sources	Three-Phase Source — трехфазный источник напряжения	Phase to phase rms voltage (V) — 110/1.41, Phase angle of phase A(degrees) — 0, Frequency (Hz) — 50, Internal connection — Yg, Source resistance (Ohm) — 0.01, Source inductance (H) — 0
SimPowerSystems\Power Electronics	Universal Bridge1 — универсальный мост	Number of bridge arms — 3; Snubber resistance Rs(Ohm) — 1e5, Snubber capacitance Cs-inf, Power Electronic devices — Diodes, Ron(Ohm) — 1e-3, Lon (H) — 0, Measurements — None
SimPowerSystems\Power Electronics	Universal Bridge 2 — универсальный мост	Number of bridge arms — 2; Snubber resistance Rs(Ohm)—1e5, Snubber capacitance Cs-inf, Power Electronic devices — MOSFET/Diodes, Ron(Ohm) — 1e-2, Measurements — None
SimPowerSystems\Machines	Dc Machine — машина постоянного тока	Present model-No, Mechanical input — Torque TL, Armature resistance and inductance (Ra(Ohms), La(H) — 0.585, 0.025, Field resistance and inductance (Rf(Ohms),Lf(H) — 400, 0, Field-armature mutual inductance Laf(H) — 1.236, Total inertia J(kg.m^2) — 0.36, Viscous friction coefficient Bm(N.m.s) — 0, (устанавливается не 0 при моделировании момента вязкого трения)
SimPowerSystems\Electrical Sources	DC Voltage Source — источник постоянного тока	Amplitude (V) — 110
SimPowerSystems\Elements	C (Parallel RLC branch) — параллельная RLC-цепь	Branch type — C, Capacitance C(F) — 1000e-6, Capacitor initial voltage (V) — 110, Measurements — None
SimPowerSystems\Measurement	Vc (Voltage Measurement) — измеритель напряжения	
Simulink\Sinks	Scope — осциллограф	Урок 2
Simulink\Sinks	To Workspace — блок записи процессов в рабочее пространство	Variable name — out, Limit data points to last — 15000, Decimation — 1, Sample time — 1e-3, Save format — Array
Powerlib-Extras\Control Blocks	Control system — генератор сигналов ШИМ	Generator Mode — 2-am bridge (4 pulses), Currier frequency (Hz) — 500
Simulink\Extras	Wp(s)1, Wp(s)2 — PI, PID controller (with Approximate derivative)	(PI)-Proportional — 0.06, Integral — 0.0337, Derivative — 0, Derivative divisor(N) — 0; (PID)-Proportional — 0.6142, Integral — 0.3374, Derivative — 0.0247, Derivative divisor(N) — 1/0.0046
Simulink\Math Operation	Kw (Gain) — коэффициент обратной связи по скорости	Gain — 1
Simulink\Source	Repeating Sequence — блок сигнала на входе	
Simulink\Math Operation	K* (Gain) коэффициент	Gain — заданная скорость (рад/с)
Simulink\Source	Torque - Constant — блок постоянного момента	Constant value — значение момента
Simulink\Discontinuities	Relay — блок момента сухого трения	Switch on point — 0.01, Switch off point — 0.01 Output when on — положительное значение момента, Output when off — отрицательное значение момента
Simulink\Math Operation	Ka - Gain — коэффициент шарнирного момента	Gain — 0.1

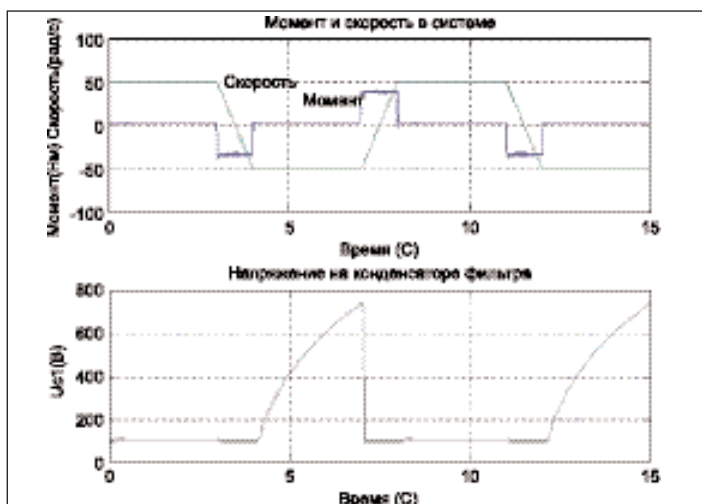


Рис. 10. Результаты моделирования электромагнитных процессов в ВИП одноконтурной системы электропривода с ПИ-регулятором

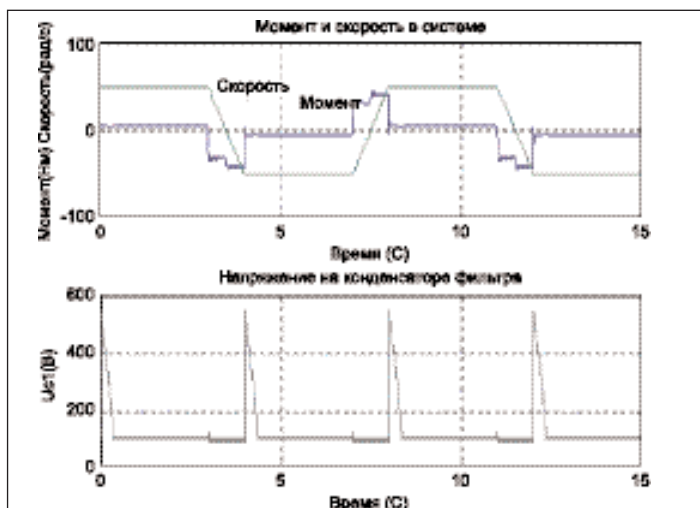


Рис. 11. Результаты моделирования электромагнитных процессов в ВИП одноконтурной системы электропривода с ПИД-регулятором

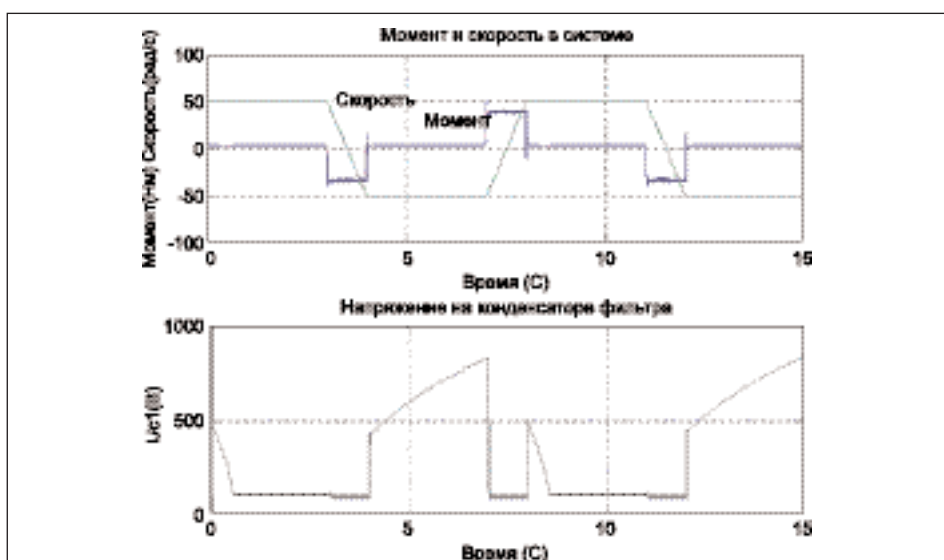


Рис. 12. Результаты моделирования электромагнитных процессов в ВИП одноконтурной системы электропривода с ПИД-регулятором

при постоянном моменте на валу, равном 3 Нм, показаны на рис. 10.

При положительном моменте и отрицательной скорости ИД находится в генераторном режиме, что вызывает рост напряжения на конденсаторе фильтра. Величина максимального перенапряжения при заданных параметрах отличается от рассчитанной (уравнение 16, рис. 6) на 1,5%.

Результаты моделирования одноконтурной системы электропривода с ПИД-регулятором при постоянном моменте сухого трения на валу, равном $3 \text{sign}(w)$ Нм, показаны на рис. 11. Здесь имеют место только переходные режимы, обусловленные преобразованием энергии, накопленной в магнитном поле индуктивности якоря. Величина максимального напряжения при заданных параметрах совпадает с рассчитанной (уравнение 27, рис. 7).

Результаты моделирования одноконтурной системы электропривода с ПИД-регулятором при постоянном моменте на валу, равном 3 Нм, показаны на рис. 12. В этом случае перенапряжение на конденсаторе фильтра обусловлено как установившимися процессами,

так и переходными. Это перенапряжение вычисляется по уравнению (28). Величина максимального перенапряжения при заданных параметрах совпадает с рассчитанной (рис. 8).

Для исключения перенапряжения на конденсаторе, как в переходных, так и в установившихся режимах, параллельно конденсатору фильтра можно включить цепь сброса энергии (пунктир на рис. 2).

В модели на рис. 9 цепь сброса находится в блоке Subsystem, ее модель представлена на рис. 13, а параметры основных блоков —

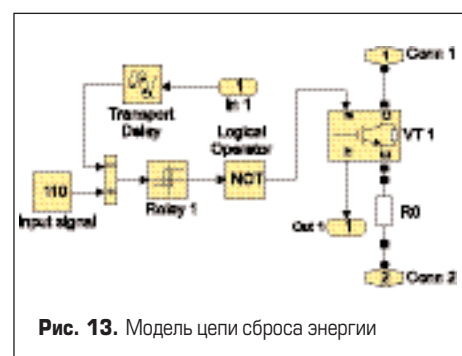


Рис. 13. Модель цепи сброса энергии

в таблице 4. Параллельно конденсатору модель подключается при помощи портов Conn1, Conn2, входной порт In1 подключается на выход измерителя напряжения (блок Vc, рис. 9), Выход Out1 может быть использован для измерения тока транзистора.

Результаты моделирования электромагнитных процессов в ВИП одноконтурной системы электропривода с ПИД-регулятором при постоянном моменте на валу, равном 3 Нм, представлены на рис. 14.

Выводы

Результаты моделирования электромагнитных процессов в ВИП замкнутого одноконтурного электропривода постоянного тока подтвердили теоретические положения, полученные на основании рассмотрения энергетических процессов в источнике питания широтно-импульсного преобразователя электропривода. Из этого можно сделать вывод, что модель адекватна и что она может быть

Таблица 4

Библиотека	Блок	Параметры
Simulink\Discontinuities	Relay1 — блок релейного регулятора	Switch on point — 0.01, Switch off point — -0.01; Output when on — 1, Output when off — 0
Simulink\Continuouos	Transport Delay — блок задержки	Time Delay — $1e-6$, Initial output — 0, Initial buffer size — 1024
SimPowerSystems\Power Electronics	VT1 (IGBT/Diode) — IGBT-транзистор с параллельным диодом	Resistance Ron(Ohm) — 0.001, Inductance Lon (H) — 0, Forward voltage Vf(V) — 1, Current 10% fall time Tf(s) — $1e-6$, Current tail time Tt(s) — $2e-6$, Initial current Ic(A) — 0, Snubber resistance Rs(Ohm) — $1e5$, Snubber capacitance Cs(F) — inf
SimPowerSystems\Power Electronics	R0 (Series RLC branch) — сопротивление цепи сброса энергии	Branch type - R, Resistance (Ohm) - 1

использована для исследования всей гаммы электромагнитных процессов в ВИП электроприводе.

В одноконтурном электроприводе при наличии активного момента на валу в определенной области моментов и скоростей ИД работает в генераторном режиме. При этом на конденсаторе фильтра возникает перенапряжение. Величина этого перенапряжения зависит от момента, скорости и продолжительности этого режима работы.

Переходные электромагнитные процессы в якоре ИД также вызывают перенапряжение на конденсаторе фильтра. Однако это перенапряжение может быть сведено к нулю или значительно уменьшено путем выбора параметров регулятора, увеличением величины емкости фильтра либо применением цепи сброса энергии.

Динамические процессы в двухконтурном электроприводе постоянного тока

Рассмотрим пример типовой двухконтурной системы (рис. 15).

При синтезе регулятора токового контура, как и ранее, представим ШИП аperiodическим звеном и учтем постоянную ШИП в постоянной якоря, тогда передаточная функция разомкнутого внутреннего (токового) контура будет равна:

$$W_{\text{вн}}(s) = \frac{W_{1\text{ш}}(s)k_{\text{ш}}k_{\text{т}}/R_{\text{я}}}{(T_{\text{я}}s+1)}. \quad (32)$$

При использовании ПИ-регулятора с параметрами

$$W_{\text{п}}(s) = \frac{k_{\text{п}}(T_{\text{я}}s+1)}{T_{\text{я}}s}$$

получим:

$$W_{\text{вн}}(s) = \frac{k_{\text{п}}k_{\text{ш}}k_{\text{т}}/R_{\text{я}}}{T_{\text{я}}s}. \quad (33)$$

При этом замкнутый внутренний контур может быть представлен передаточной функцией:

$$W_{\text{зв}}(s) = \frac{1/k_{\text{т}}}{a_1T_{\text{я}}s+1} = \frac{1/k_{\text{т}}}{T_{\text{я}}s+1},$$

$$\text{где } a_1 = \frac{R_{\text{я}}}{k_{\text{п}}k_{\text{ш}}k_{\text{т}}}, \quad (34)$$

Если во внешнем (скоростном) контуре использовать П-регулятор с коэффициентом усиления:

$$k_{\text{вн}} = \frac{T_{\text{я}}k_{\text{т}}k_{\text{ш}}}{aT_{\text{я}}k_{\text{ш}}R_{\text{я}}}, \quad (35)$$

то передаточная функция замкнутого электропривода запишется в виде уравнения (10), в котором

$$a = \frac{T_{\text{я}}k_{\text{т}}k_{\text{ш}}}{T_{\text{я}}k_{\text{ш}}k_{\text{т}}R_{\text{я}}}.$$

Аналитическое исследование напряжения на конденсаторе ВИП в замкнутом двухконтурном электроприводе

При наличии отрицательной обратной связи по току влияние противо-ЭДС в якоре компенсируется и двигатель становится источником момента. Поведение рабочей точ-

ки в области механических характеристик, а также момента и скорости во времени при выбранном управляющем сигнале показаны на рис. 16. В этом случае генераторные режимы в двигателе (1, 1') практически исключаются, и в допустимой области моментов и скоростей ИД работает либо в режиме двигателя (2, 2'), либо в режиме электромагнитного тормоза (3, 3'), (рис. 16а). Поэтому

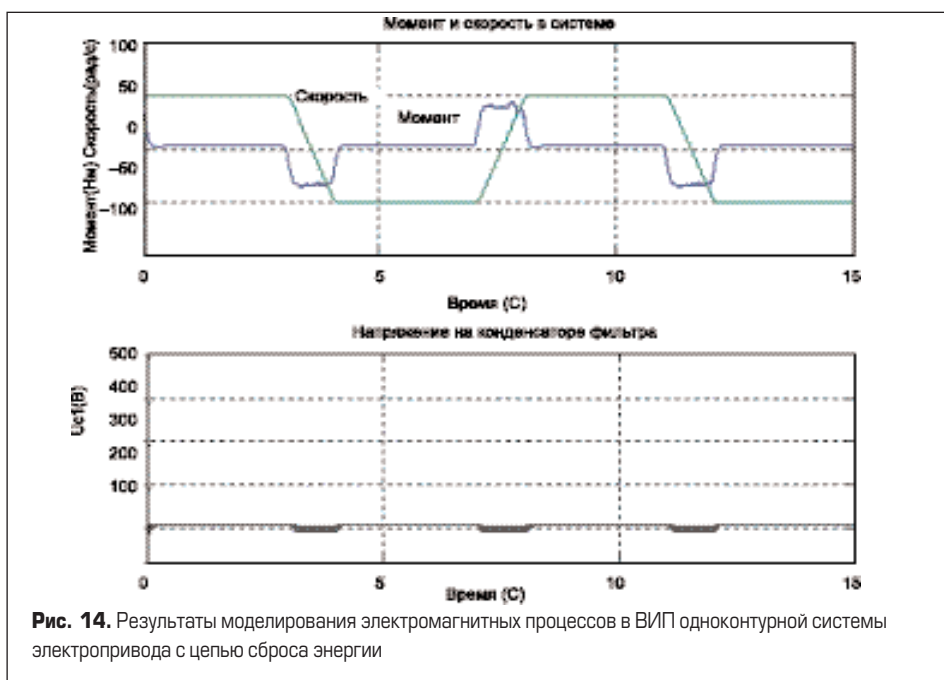


Рис. 14. Результаты моделирования электромагнитных процессов в ВИП одноконтурной системы электропривода с цепью сброса энергии

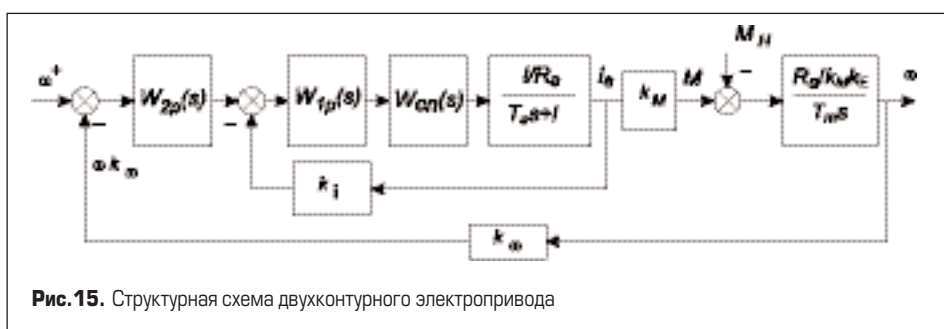


Рис. 15. Структурная схема двухконтурного электропривода

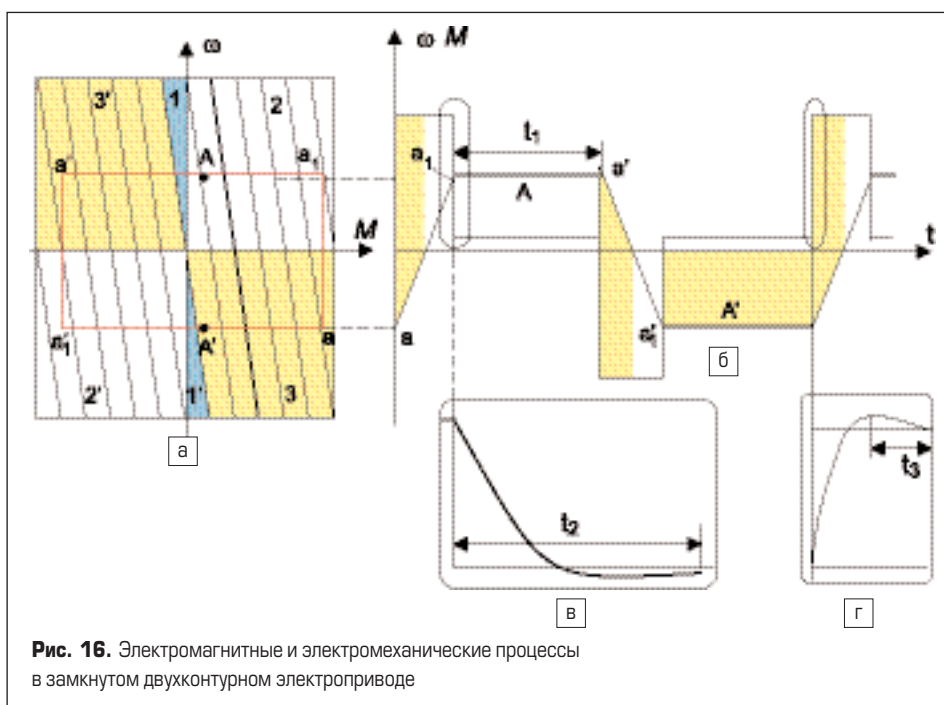


Рис. 16. Электромагнитные и электромеханические процессы в замкнутом двухконтурном электроприводе

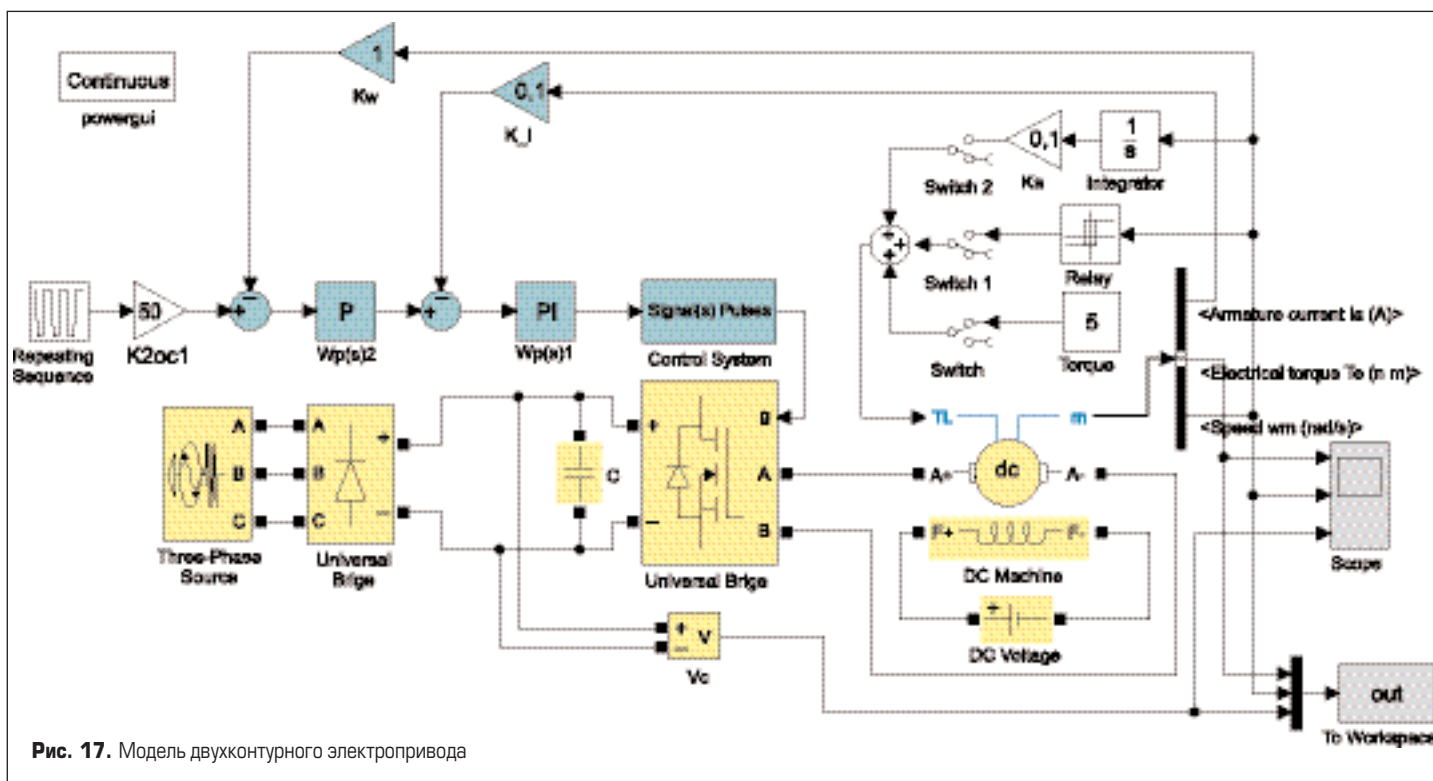


Рис. 17. Модель двухконтурного электропривода

в установившемся режиме при $M_H = \text{const}$ механическая энергия не передается в источник питания, а целиком рассеивается в активном сопротивлении якоря. Перенапряжение на конденсаторе в двухконтурной системе возникает только в переходных режимах, обусловленных преобразованием энергии, накопленной в магнитном поле индуктивности якоря. При скачкообразном уменьшении момента (рис. 16в) имеют место процессы, аналогичные тем, которые были рассмотрены для одноконтурной структуры. Перенапряжение на конденсаторе в этом случае рассчитывается по выражению (27). При скачкообразном возрастании момента в токовом контуре при $a \leq 2$ имеет место перерегулирование (рис. 16г).

Поскольку длительность t_3 (рис. 16г) электромагнитного процесса мала, то можно считать, что вся энергия индуктивности якоря пе-

редается в электрическое поле конденсатора фильтра.

Величина перенапряжения на конденсаторе, вызванного перерегулированием в контуре тока, значительно меньше перенапряжения, вызванного скачкообразным уменьшением момента.

Модельное исследование напряжения на конденсаторе ВП в замкнутом двухконтурном электроприводе

Модель для исследования переходных и квазиустановившихся электромагнитных процессов в ВП в двухконтурной системе электропривода приведена на рис. 17. Параметры модели не изменились по отношению к модели одноконтурной системы (рис. 9). Эти параметры представлены в таблице 3. Параметры ИД в двухконтурной системе приведены

в таблицах 1 и 2, а параметры регуляторов при настройке системы на технический оптимум, рассчитанных по выражениям (34–35), помещены в таблице 5.

Таблица 5

Параметры регуляторов	k_p	k_i
ПИ-регулятор тока	0,5682	13,2955
П-регулятор скорости	13,2392	

Результаты моделирования двухконтурной системы электропривода с ПИ-регулятором тока и П-регулятором скорости при постоянном моменте на валу, равном 3 Нм, показаны на рис. 18. Здесь перенапряжение возникает только в переходных режимах, обусловленных преобразованием энергии, накопленной в магнитном поле индуктивности якоря. Величина

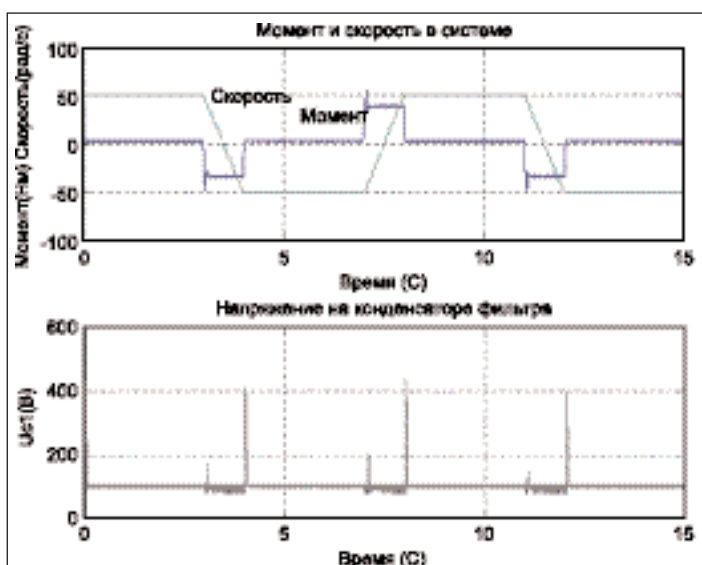


Рис. 18. Результаты моделирования электромагнитных процессов в ВП двухконтурной системы электропривода

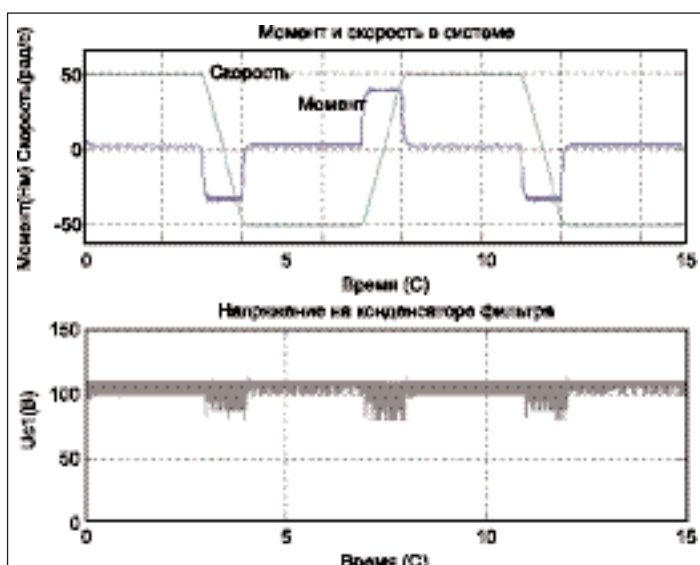


Рис. 19. Результаты моделирования электромагнитных процессов в ВП двухконтурной системы электропривода

максимального напряжения при заданных параметрах совпадает с рассчитанной. Для исключения перенапряжения на конденсаторе в переходных режимах нужно, как это следует из уравнения 27, либо существенно увеличить емкость конденсатора, либо коэффициент передачи регулятора скорости определить из условия $t_2 \geq 4T_a$. Для рассматриваемого примера последнее условие удовлетворяется при $k_{2p} = 2,5$.

Выводы

Результаты моделирования электропривода при этом условии и постоянном моменте на валу, равном 3 Нм, показаны на рис. 19.

Существенной особенностью двухконтурной системы является то обстоятельство, что в установившихся режимах механическая энергия вращающихся частей электропривода не передается в источник питания, а рассеивается в активных сопротивлениях якоря и силового преобразователя. Это позволяет отказаться от использования цепи сброса энергии в электроприводах малой и средней мощности.

В переходных режимах энергия, запасенная в электромагнитном поле индуктивности якоря, вызывает перенапряжение на конденсаторе. Однако величину этого перенапряжения можно существенно уменьшить за счет увеличения емкости конденсатора фильтра или изменением коэффициента передачи регулятора скорости.

Заключение

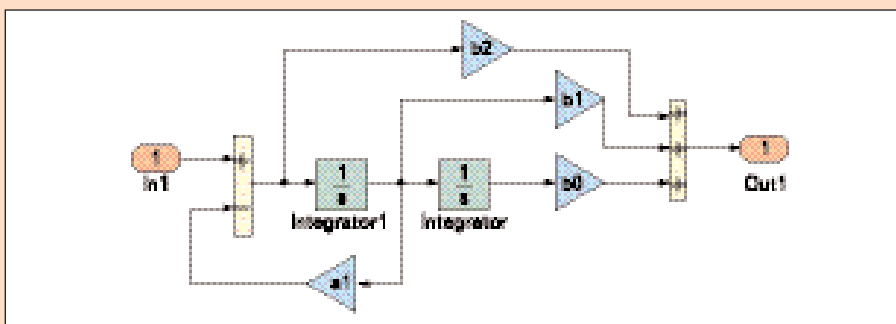
Модели одноконтурной и двухконтурной системы постоянного тока, разработанные и представленные в настоящей статье, могут служить базой для всестороннего исследования электромагнитных процессов во вторичном источнике питания замкнутого полупроводникового электропривода.

Методика построения модели, включающая аналитический расчет перенапряжения на конденсаторе, может быть распространена на системы с иными динамическими характеристиками.

Литература

1. Ануфриев И., Смирнов А., Смирнова Е. MATLAB 7. Наиболее полное руководство. СПб.: БХВ-Петербург, 2005.
2. Герман-Галкин С. Г. Школа MATLAB. Урок 6. Программные и инструментальные средства представления результатов моделирования // Силовая электроника. 2007. № 4.
3. Герман-Галкин С. Г. MATLAB & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК / Учебное пособие для вузов. СПб.: Корона-Век, 2008.
4. Слежановский О. В., Дацковский Л. Х., Кузнецов И. С., Лебедев Е. Д., Тарасенко Л. М. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями. М.: Энергоатомиздат, 1983.
5. Худяков В. Моделирование устройств силовой электроники. Урок 1. Основные инструменты Simulink // Силовая электроника. 2005. № 1.
6. Худяков В. Школа MATLAB. Урок 2. Библиотека SimPowerSystems // Силовая электроника. 2005. № 2.
7. Худяков В. Школа MATLAB. Урок 3. Построение SPS-моделей с полупроводниковыми элементами // Силовая электроника. 2005. № 3.
8. Худяков В. Школа MATLAB. Урок 4. Анализ динамических свойств устройств силовой электроники во временной области // Силовая электроника. 2005. № 4.
9. Худяков В. Школа MATLAB. Моделирование устройств силовой электроники. Урок 5. Анализ устройств силовой электроники в частотной области // Силовая электроника. 2006. № 1.
10. Черных В. Simulink — среда создания инженерных приложений. М.: Диалог, МИФИ, 2004.

В журнале «Силовая электроника» №2.2008 в статье «Школа MATLAB. Моделирование устройств силовой электроники. Урок 8. Создание виртуальных лабораторий в среде Matlab — Simulink» была допущена ошибка в рис. 4. Публикуем правильный рисунок.



Новые MOSFET с ультранизким сопротивлением канала снижают системную цену в промышленных приложениях

Корпорация International Rectifier анонсировала новое семейство силовых МОП-транзисторов Trench HEXFET с эталонными показателями сопротивления открытого канала. Новые транзисторы в корпусе TO-247 предназначены для применения в мощных синхронных выпрямителях, активных ORing узлах, электроприводах постоянного тока, DC/AC-инверторах и электроинструменте. Они имеют сопротивление открытого канала вдвое ниже,

чем у лучших аналогов на рынке, и исключают необходимость использования для корпусирования транзисторов больших и дорогостоящих корпусов типа ISOTOP и MiniBlock, обычно применяемых в промышленности для обеспечения высокой мощности теплоотвода, что положительно сказывается на системной цене. Кроме того, вследствие низкого $R_{ds(on)}$ снижаются потери проводимости и повышается КПД.

Новое семейство N-канальных МОП-транзисторов рассчитано на напряжение от 40 до 200 В. Они соответствуют требованиям промышленных стандартов и устойчивости к влажности по уровню MSL1. Все новые транзисторы выпускаются в бессвинцовом варианте. Параметры транзисторов приведены в таблице.

www.compel.ru



Типономинал	Канал	$BV_{dss}(В)$	$R_{ds(on)}(мОм)$	$Q_g(нК)$	$I_d @ 25C(A)$	Корпус
IRFP4004PBF	N	40	1,7	220	195*	TO-247AC
IRFP4368PBF	N	75	1,85	380	195*	TO-247AC
IRFP4468PBF	N	100	2,6	360	195*	TO-247AC
IRFP4568PBF	N	150	5,9	151	171	TO-247AC
IRFP4668PBF	N	200	9,7	161	130	TO-247AC

* Ограничено корпусом

Формула грамотного выбора



Приборы
внесены
в Госреестр

Лучшие
торговые марки

GSH INSTEK

MOOTECH
МОЛООСКИЙ ЭЛЕКТРОНИКА ИМС

Акип

Руководство
на русском
языке

Большой выбор

www.prist.ru

Арифметика проста –
лучший выбор у ПРИСТА

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

- Постоянного и переменного тока
- Одно- и многоканальные (до 4 каналов)
- Импульсные и линейные
- Малой (до 100 Вт), средней (до 200 Вт) и большой (до 1000 Вт) мощности
- Цифровая и аналоговая индикация
- 2- и 4-проводная схема подключения нагрузки
- Самодиагностика
- Дистанционное управление
- Интерфейсы USB, RS-232, GPIB, LAN



ПРИСТ[®]

www.prist.ru

Москва, ул. Орджоникидзе, д. 8/9;
Тел.: (495) 777-55-91;
Факс: (495) 633-85-02;
prist@prist.ru

Новая серия

преобразователей для гальваники

Сергей Волков
Александр Кастерин
Сергеев Олег Анатольевич

nicpt-ev@yandex.ru

В настоящее время ОАО «Электровыпрямитель» (г. Саранск) разработало четвертое поколение управляемых тиристорных выпрямителей для гальваники (ВГ-ОПЕ, ВГ-ТПЕ, ВГ-ТПВ). Целью проектирования являлось создание серии низковольтных выпрямителей, пригодных для использования не только для питания гальванических ванн, но и для других применений, например для установок очистки сточных вод.

Новая серия представляет собой дальнейшее развитие полупроводниковых выпрямителей. Эти устройства выпускаются с аналоговой и микропроцессорной системами управления на токи 25, 50, 100, 200, 400, 630, 800, 1600, 3150, 6300, 12 500 А и напряжения 12, 24, 48, 150 В.

Выпрямители с выходными параметрами, отличающимися от указанных в таблице, в том числе с выходными параметрами, не входящими в стандартный ряд токов или напряжений, разрабатываются по мере поступления заказов. Также в случае необходимости к выпрямителю дополнительно разрабатывается реактор для сглаживания пульсаций выходного тока или иное нестандартное оборудование.

В выпрямителях с аналоговой системой управления предусмотрены следующие режимы работы:

1. Стабилизация выходного тока в диапазоне уставок от 0,1 до номинального значения с точностью 3%.
2. Стабилизация выходного напряжения в диапазоне уставок от 0,25 до номинального значения с точностью 2%.
3. Без стабилизации выходных параметров (ручной режим).
4. По дополнительному требованию заказчика возможен режим с реализацией линейно-восходящей вольт-амперной характеристики (стабилизация плотности тока) с точностью 6%.

Микропроцессорная система управления разработана с применением цифрового сигнального процессора TMS320F2810 фирмы Texas Instruments, что позволило ввести дополнительные функции по сравнению с аналоговыми системами управления, в том числе обеспечить работу выпрямителя с любым чередованием фаз.

Выпрямители с микропроцессорной системой управления имеют следующие режимы работы:



Рис. 1. Выпрямители серии ВГ-ОПЕ, ВГ-ТПЕ, ВГ-ТПВ

1. Стабилизация выходного тока в диапазоне от 0,1 до номинального значения с точностью 1% от номинального значения.
2. Стабилизация выходного напряжения в диапазоне от 0,25 до номинального значения с точностью 1% от номинального значения.
3. Стабилизация плотности тока (режим с реализацией линейно-восходящей вольт-амперной характеристики) с точностью 3% от номинального значения.
4. Для реверсивных выпрямителей в режиме автоматического реверса выходного тока предусмотрен диапазон временных уставок от 1 с до 24 ч, с точностью 1 с.

5. Возможность параллельной работы до 9 выпрямителей на общую нагрузку.

Выпрямитель имеет следующие виды защит:

- от КЗ на стороне переменного тока (обеспечивается автоматическим выключателем);
- электронная защита от пробоя тиристоров (обеспечивается отключением магнитного пускателя в первичных обмотках силового трансформатора);
- от потери управляемости тиристоров;
- от перенапряжений;
- от недопустимых перегрузок;
- от понижения напряжения сети;
- от перегрева тиристоров (для выпрямителей с водяным охлаждением тиристоров).

Работу выпрямителя задает одна из 16 программ. Время выполнения программы можно ограничить. Каждая программа может

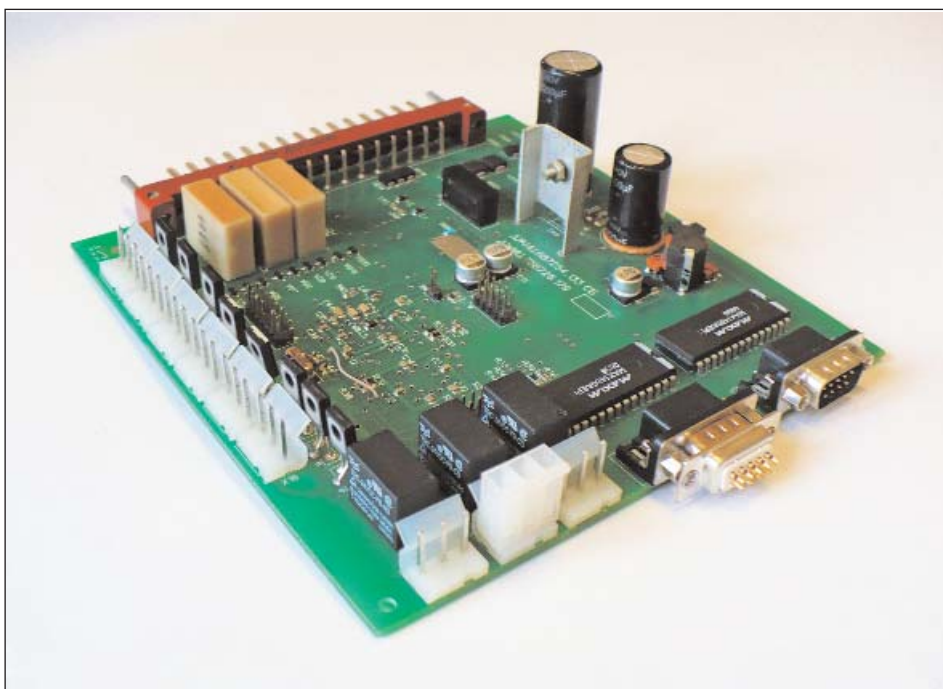


Рис. 2. Плата CAU на основе процессора TMS320F2810

иметь до 16 ступеней, исполняемых по циклу. Для каждой ступени задается время работы ступени и один из параметров: выходной ток, выходное напряжение или плотность тока.

Выпрямители имеют возможность управления и мониторинга по интерфейсу RS-385 с применением протокола MODBUS RTU.

Одновременно с разработкой новой серии преобразователей для гальваники ОАО «Электровыпрямитель» проводит и ее дальнейшее совершенствование, что выражается не только в упрощении конструкции выпрямителей и улучшении схемотехнических решений, но и в расширении возможностей их применения.

ЭМС-2009
VIII МЕЖДУНАРОДНЫЙ СИМПОЗИУМ И ВЫСТАВКА
ПО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ (ЭМС)
И ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ЭКОЛОГИИ (ЭМЭ)

Санкт-Петербург, Россия
16 – 19 июня 2009 г.

E-mail: disecone@mail.wplus.net
<http://www.ehach.ru/emc>
Тел. (812) 234-4840

ЭМС-2009 – очередной, 8-й Симпозиум в рамках единственного в России Международного форума по ЭМС и ЭМЭ, проводимого в Санкт-Петербургском электротехническом университете с 1983 г. На этих встречах известные ученые и молодые специалисты из более 40 стран пяти континентов представляют новые научные результаты и практические достижения.

В ходе дискуссий определяются основные тенденции и направления дальнейших исследований и разработок по ЭМС в электротехнике, энергетике, электронике, связи. Большое внимание уделяется анализу влияния техногенных и природных электромагнитных излучений на живые организмы и окружающую среду. В выставке, сопровождающей ЭМС-2009, планируется участие, как и ранее, известных в области ЭМС зарубежных и отечественных компаний: Amplifier Research, EMV, Amideon Systems, Feuerherdt, НИИ Импульсной техники, НИИ Радио, «EMCI», ЗМРоссия, НПО «Прорыв», «ЭЛЕМКОМ», «АльфаПол» и другие.

Logos: IEC, IEEE, EMC, and others.

ЛИГРА литые ольчатые диоды
Сборщик бесплатно

Россия, 198095, Санкт-Петербург, ул. Шмидова, д. 23
Тел./факс (812) 800-18-55
www.ligra.narod.ru, ligra-spb@mail.ru

ПРОИЗВОДСТВО СИЛОВЫЕ ОХЛАДИТЕЛИ И РАДИАТОРЫ
ПОСТАВКА ПРОФИЛЬ И СИЛОВОЙ ПРОФИЛЬ

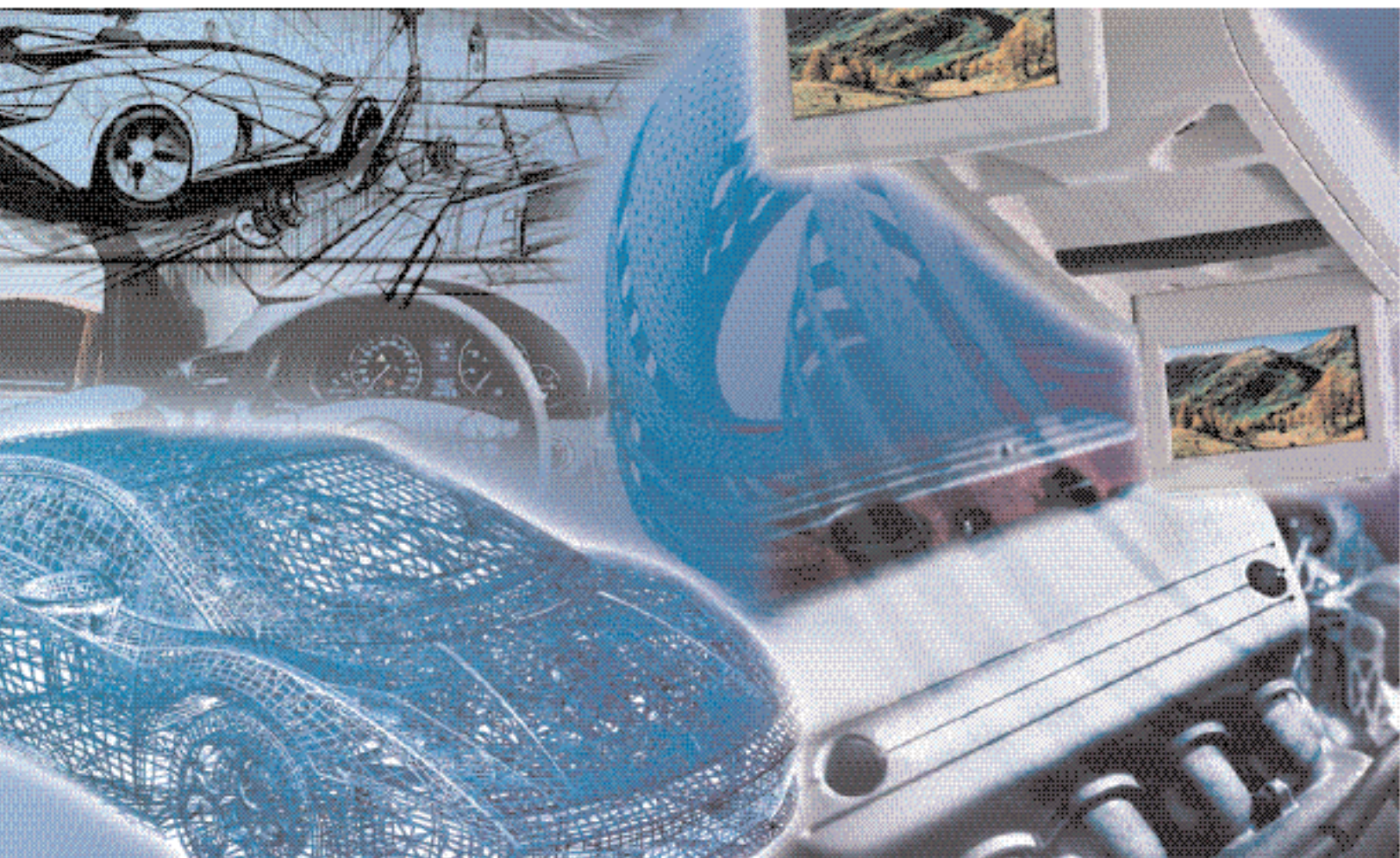
Серийное производство радиаторов 21 вида

Image of a radiator component with label И-150.



Энергия лидерства

www.st.com



www.promelec.ru



ПРОМЭЛЕКТРОНИКА
ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБУТОР ST MICROELECTRONICS В РФ

ОФИС ОПТОВЫХ ПРОДАЖ

г. Екатеринбург, ул. Готвальда, д. 6/3
тел. (343) 372-92-28, факс (343) 372-92-29,
pr@promelec.ru

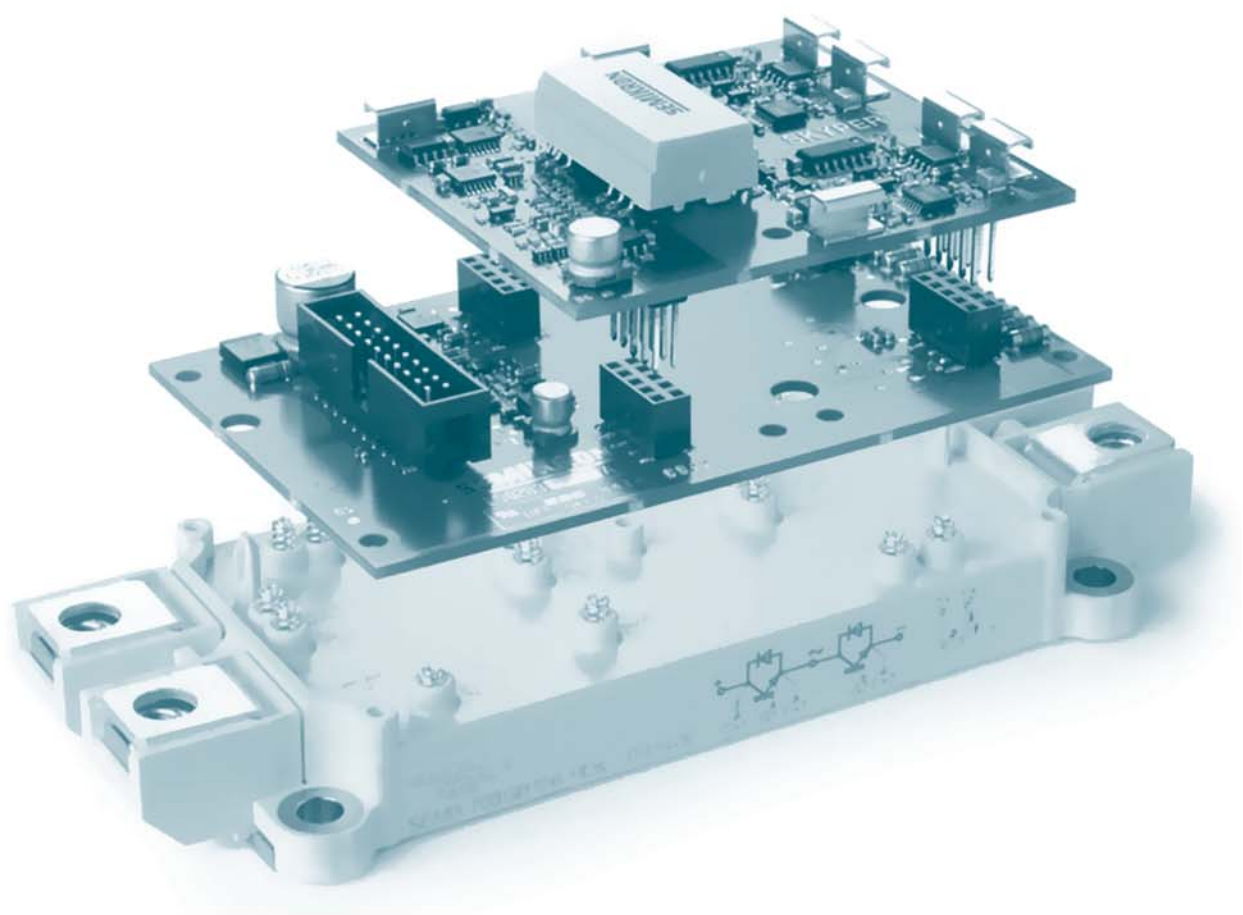
ФИЛИАЛЫ: МОСКВА, тел/факс: (495) 357-22-33, 357-38-81, irina_granova@mail.ru
ЧЕЛЯБИНСК, тел/факс: (351) 729-8-729, 268-95-66, 268-95-67, chel@chel.promelec.ru

ДИЛЕРЫ: Астрахань, Владимир, Воронеж, Воронеж, Екатеринбург, Ижевск, Казань, Красноярск, Миасс, Москва, Набережные Челны, Н. Новгород, Новосибирск, Омск, Пенза, Пермь, Ростов-на-Дону, Самара, Саратов, С-Петербург, Томск, Тюмень, Уфа, Чебоксары

Подробная контактная информация размещена на сайте www.promelec.ru

На правах рекламы

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И ЭНЕРГЕТИКА



5-я Международная
специализированная **ВЫСТАВКА**

2-4 декабря 2008 Москва, Конгресс-центр ЦМТ 

Организаторы: Тел.: +7 (812) 380 60 03
+7 (812) 380 60 07
+7 (812) 380 60 00



primexpo



ITE GROUP PLC

Факс: +7 (812) 380 60 01
E-mail: electron@primexpo.ru
www.powerelectronics.ru



Member



UFI PC88



Инверторы (DC/AC-блоки питания)

**TRACO
POWER**

www.tracopower.com

Широкий диапазон входных напряжений:

- 18...800 В (DC)
- Однофазное напряжение 115/230 В AC частотой 47...400 Гц
- Трехфазное напряжение 200/400/480 В AC частотой 47...400 Гц

Выходное стабилизированное синусоидальное напряжение:

- 115/220 В (AC) однофазное напряжение
- 200/400/480 В (AC) трехфазное напряжение
- Частота выходного переменного напряжения 50/60/400 Гц или программируемая частота в диапазоне 40...400 Гц (по требованию)

Выходная мощность: 200 ВА...30 кВА

КПД: 75...94 %

Напряжение изоляции (вход/выход): 3000 В (DC) (EN 60950)

ЭМИ: EN 55022, класс А (опция — класс В)

Диапазон рабочих температур: -20...+75 °С; -40...+75 °С (опция)

Защита от перегрузки, короткого замыкания, перегрева

Компактная и прочная конструкция для промышленного применения

Установка в 19" стойку

Опции:

- Дистанционное включение/выключение
- Ограничение пускового тока
- Защита от переплюсовки на входе
- Мониторинг входного и выходного напряжения
- Использование интерфейсов RS232 или IEEE488

Склад. Образцы.

Технические консультации.

Информационно-технические материалы

Серия TSD



Официальный дистрибьютор

 **Петро ИнТрейд**
www.petrointrade.ru



194214, САНКТ-ПЕТЕРБУРГ
пр. Энгельса, 71
Тел.: +7 812 324-63-50
Факс: +7 812 324-66-11
e-mail: semicond@petrointrade.ru

125315, МОСКВА
ул. Часовая, 24/1
Тел.: +7 495 626-52-67
Факс: +7 495 626-52-68
e-mail: semicond@msk.petrointrade.ru

620078, ЕКАТЕРИНБУРГ
ул. Коминтерна, 16, оф. 203
Тел./факс: +7 343 31-00-327
+7 343 31-00-328
e-mail: semicond@ekb.petrointrade.ru

426011, ИЖЕВСК
Северный пер., 61, оф. 708
Тел.: +7 3412 72-17-42, 72-14-42
Факс: +7 3412 72-18-04
e-mail: semicond@izh.petrointrade.ru

603107, НИЖНИЙ НОВГОРОД
ул. Маршала Голованова, 23, оф. 213
Тел.: +7 831 275-96-92
Факс: +7 831 275-91-20
e-mail: semicond@nnov.petrointrade.ru

ЧЕБОКСАРЫ
Тел.: +7 8352 20-40-34

630005, НОВОСИБИРСК
ул. Семьи Шамшиных, 99
Тел./факс: +7 383 211-02-02
e-mail: semicond@nsk.petrointrade.ru

03124, КИЕВ
б-р Ивана Лепсе, 8
Тел.: +38 044 494-47-02
Факс: +38 044 494-47-03
e-mail: semicond@petrointrade.kiev.ua