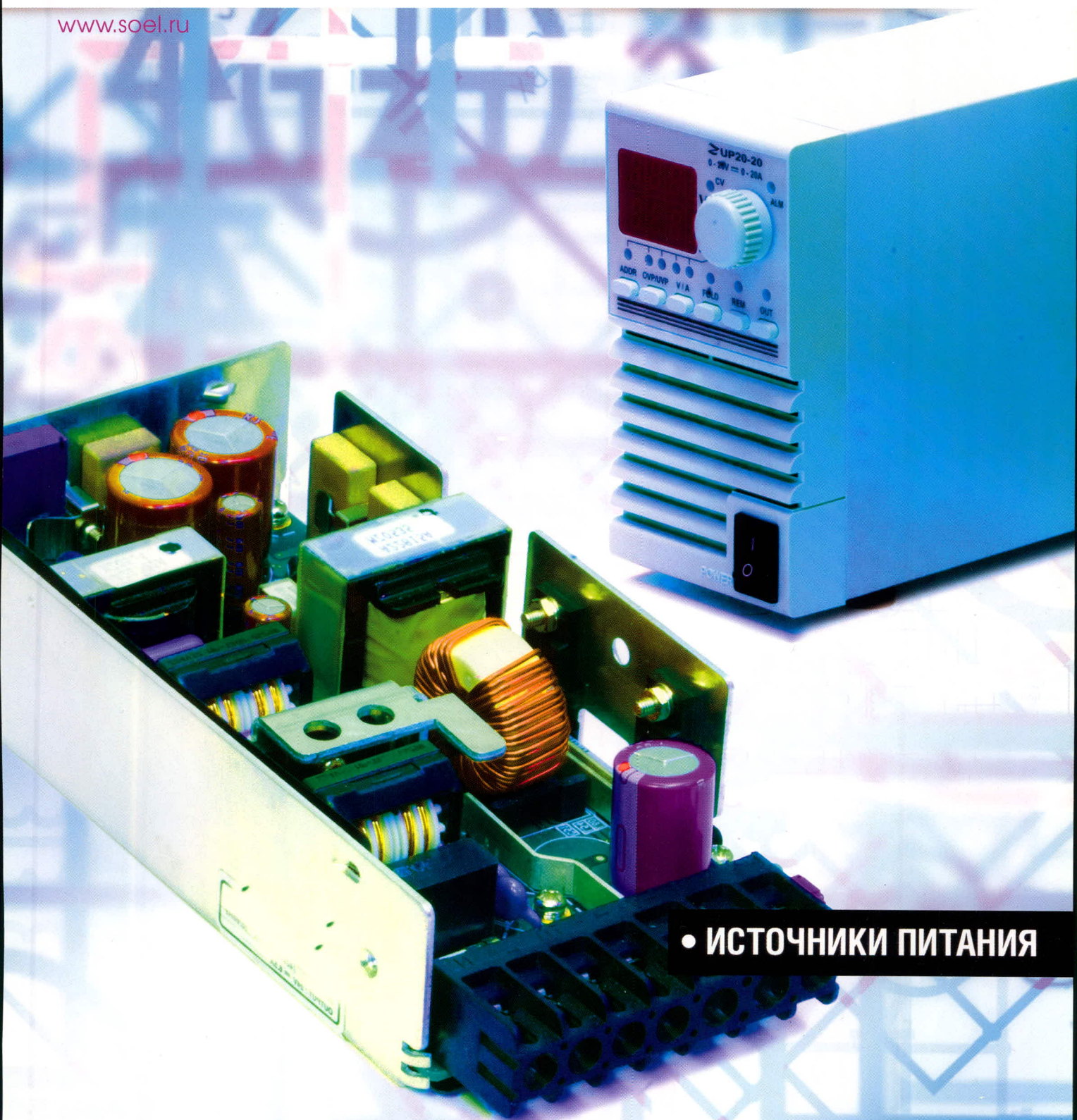


СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

1
2009

www.soel.ru



• ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Полная линейка приборных корпусов

Технология EuropacPRO — ГАЛАКТИКА ВОЗМОЖНОСТЕЙ



CompacPRO

**Простой и удобный
переносной корпус**

- Разнообразные конфигурации
- Идентичные передняя и задняя рамки
- Простота сборки – компоненты фиксируются с внешней стороны
- Высокая прочность и надежность
- Привлекательная цена

PropacPRO

**Прочный переносной корпус
с системой электромагнитного
экранирования**

- Разнообразные конфигурации
- Привлекательный дизайн
- Прочная литая передняя рамка
- Возможность электромагнитного экранирования
- Может использоваться для медицинского оборудования

RatiopacPRO

**Универсальный корпус
для любых применений**

- Настольное, переносное или стоечное исполнение
- Произвольные размеры и разнообразные конфигурации
- Возможность электромагнитного экранирования
- Эффективные системы охлаждения

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР В РОССИИ И СТРАНАХ СНГ

МОСКВА Тел.: (495) 234-0636 • Факс: (495) 234-0640 • E-mail: info@prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
С.-ПЕТЕРБУРГ Тел.: (812) 448-0444 • Факс: (812) 448-0339 • E-mail: info@spb.prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
ЕКАТЕРИНБУРГ Тел.: (343) 376-2820 • Факс: (343) 376-2830 • E-mail: info@prosoftsystems.ru • Web: www.prosoftsystems.ru
САМАРА Тел.: (846) 277-9166 • Факс: (846) 277-9165 • E-mail: info@samara.prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
НОВОСИБИРСК Тел.: (383) 202-0960; 335-7001/7002 • E-mail: info@nsk.prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
КИЕВ Тел.: (+380-44) 206-2343/2478/2496 • Факс: (+380-44) 206-2343 • E-mail: info@prosoft-ua.com • www.prosoft.ru
УФА Тел.: (347) 2925-216; 2925-217 • Факс: (347) 2925-218 • E-mail: info@ufa.prosoft.ru • www.prosoft.ru
КАЗАНЬ Тел.: (843) 291-7555 • E-mail: info@kzn.prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
ОМСК Тел.: (3812) 286-521 • E-mail: omsk@prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
ЧЕЛЯБИНСК Тел.: (351) 239-9360 • E-mail: chelyabinsk@prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
КРАСНОДАР Тел.: (861) 224-9513 • Факс: (861) 224-9513 • E-mail: krasnodar@prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru

Главный редактор

Александр Майстренко

Зам. главного редактора

Татьяна Крюк

Редакционная коллегия

Андрей Данилов, Олег Фёдоров

Вёрстка

Александр Либков

Обложка

Дмитрий Юсим

Служба распространения

(circul@soel.ru)

Мария Кашайкина, Ольга Галыбина

Служба рекламы

(advert@soel.ru)

Ирина Савина, Александр Максимов

Издательство «СТА-ПРЕСС»

Директор Константин Седов

Почтовый адрес: 119313, Москва, а/я 26

Телефон: (495) 232-0087

Факс: (495) 232-1653

Сайт: www.soel.ru

E-mail: info@soel.ru

Журнал выходит 9 раз в год

Тираж 10 000 экземпляров

Журнал зарегистрирован в Федеральной

службе по надзору за соблюдением

законодательства в сфере массовых

коммуникаций и охране культурного наследия

(свидетельство ПИ № ФС77-18792

от 28 октября 2004 года)

Свидетельство № 00271-000 о внесении

в Реестр надёжных партнеров Торгово-

промышленной палаты Российской Федерации

Цена договорная

Отпечатано:

ОАО «Полиграфический комплекс

«Пушкинская площадь»»

Адрес:

109548, г. Москва, ул. Шоссейная, д. 4д

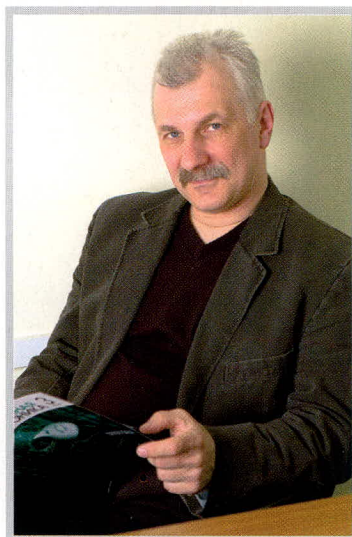
Перепечатка материалов допускается только
с письменного разрешения редакции.

Ответственность за содержание рекламы
несут рекламодатели.

Ответственность за содержание статей
несут авторы.

Материалы, переданные редакции,
не рецензируются и не возвращаются.

© СТА-ПРЕСС, 2008



Уважаемые читатели!

Редакция журнала «Современная электроника» сердечно поздравляет вас с наступившим Новым годом! Здоровья вам, счастья, достатка, профессионального роста! Пусть этот год принесёт вам удачу во всех ваших творческих начинаниях, и особенно тех, что связаны с укреплением и процветанием нашей страны. Конечно, не могу не пожелать вам без потерь пережить кризис. А самому кризису убраться туда, откуда пришел. Он там нужнее, чем здесь, ведь основная его задача – заставить жить по средствам.

В этом году наш журнал несколько изменится. Изменения коснутся как рубрикации всего журнала, так и тематики каждого его выпуска. Новая рубрика «Элементы и компоненты» объединит старые «Компоненты» и «Узлы и модули». Появится рубрика «Вопросы теории». А поскольку мы знаем, что теория без практики мертва, то появится рубрика «Практическая электроника», которая объединит прежние «Схемные решения» и «Проекты». Хочу заверить и читателей, и авторов, что эти изменения рубрикатора не означают изменения направленности журнала. Как и прежде, любая статья, представляющая интерес для разработчиков и производителей электронной техники, найдёт в нём своё место и не потеряется.

Тематика номеров станет более разнообразной. Она не будет задаваться наперёд, а будет определяться пришедшими к этому номеру статьями. Такой принцип наполнения журнала также и в интересах авторов: их статьи не будут долго лежать в редакционном портфеле в ожидании публикации.

В этот номер журнала вошло довольно много статей о самых разнообразных источниках питания. Они и определили его тему.

*С уважением,
Александр Майстренко*

Market

News from the Russian Market	4
Dolomant Co. Builds up Production Capacity	8
<i>Vadim Lysov</i>	

Elements and Components

Present-Day Market of Sealed Accumulators for Portable Equipment	10
<i>Alevtina Taganova</i>	
1886BE3Y/4Y Microcontrollers	14
<i>Mariya Ermak</i>	

Practical Electronics

High-Power Microprocessor-Controlled Switched-Mode Power Supplies	20
<i>Evgenii Vladimirov, Vladimir Lantsov</i>	
«Forgotten» Power Suppliers	30
<i>Boris Sergeev</i>	
Magnetic Amplifiers for Power Suppliers	34
<i>Andrei Mel'nikov</i>	
Advanced Circuit Design for Welding Inverters (part 1)	36
<i>Sergei Petrov</i>	
AVR Microcontroller – PC Keyboard Interfacing	46
<i>Oleg Val'pa</i>	

Design and Simulation

Asymmetric Single-Switch Inverters for Power Electronics	48
<i>Evgenii Silkin</i>	
Zero Pulsation Current Technology	58
<i>Grair Antonyan, Vladimir Minyailo</i>	
MISFET-Based Power Switches with Galvanic Decoupling of Control Circuits	62
<i>Aleksei Gornostaev</i>	
TopoR CAD System: Editing in the FreeStyle Format	64
<i>Sergei Luzin, Gevorg Petrosyan, Oleg Polubasov</i>	
Altium Designer Summer 08: Design Rules for PCBs (continuation)	68
<i>Aleksei Sabunin</i>	
Practical Course of End-to-End Design of Digital Devices Based on Xilinx PLICs (part 19)	72
<i>Valerii Zotov</i>	

РЫНОК

- 4 **Новости российского рынка**
- 8 **Фирма «ДОЛОМАНТ» увеличила производственные мощности**
Вадим Лысов

ЭЛЕМЕНТЫ И КОМПОНЕНТЫ

- 10 **Современный рынок герметичных аккумуляторов для портативной аппаратуры**
Алевтина Таганова
- 14 **Микроконтроллеры 1886ВЕ3У/4У**
Мария Ермак

Практическая электроника

- 20 **Импульсные источники питания большой мощности с микропроцессорным управлением**
Евгений Владимиров, Владимир Ланцов
- 30 **«Забывтые» источники питания**
Борис Сергеев
- 34 **Магнитные усилители в источниках питания**
Андрей Мельников
- 36 **Перспективная схемотехника сварочных инверторов (часть 1)**
Сергей Петров
- 46 **Сопряжение микроконтроллера AVR с клавиатурой IBM PC/AT**
Олег Вальпа

Проектирование и моделирование

- 48 **Несимметричные одноключевые инверторы в современной силовой электронике**
Евгений Силкин
- 58 **Техника нулевых пульсаций тока**
Грайр Антонян, Владимир Миняйло
- 62 **Разработка электронных силовых ключей на МДП-транзисторах с гальванической развязкой цепей управления**
Алексей Горностаев
- 64 **САПР TороR. Редактирование в стиле FreeStyle**
Сергей Лузин, Геворг Петросян, Олег Полубасов
- 68 **Altium Designer Summer 08 – Разработка правил проектирования для печатной платы (продолжение)**
Алексей Сабунин
- 72 **Практический курс сквозного проектирования цифровых устройств на основе ПЛИС фирмы Xilinx (часть 19)**
Валерий Зотов

Новости российского рынка

РЫНОК

Curtiss-Wright Controls приобретает компанию VMETRO

Корпорация Curtiss-Wright Controls завершила оформление приобретения

норвежской компании VMETRO (Осло). Сумма сделки \$72 млн. Продукты VMETRO станут частью продуктового спектра группы Curtiss-Wright Controls Embedded Computing (CWCEC). С этим приобретением CWCEC расширяет

свой продуктовый ряд и укрепляет свои позиции на европейском рынке COTS-изделий для АКО-применений (авиация-космос-оборона).

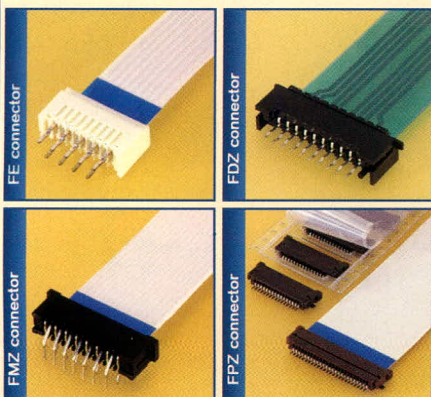
www.avdsys.ru
Тел. (499) 148-9677

Элементы и компоненты

Разъёмы производства JST (Япония)

АВЭЛКОМ представляет линейку разъёмов(FFC/FPC) под сверхплоский кабель производства компании JST.

Конструкция этих разъёмов продумана таким образом, что при вставке сверхплоского кабеля в разъём используется нулевое усилие, но при этом обеспечивается надёжность соединения контактов, а стопорный механизм не даёт отсоединиться кабелю.



Серия FE(1.25):

- максимальный ток AC/DC 0,5 А;
- максимальное напряжение AC/DC 50 В;
- допустимое число контактов 6, 8 – 10, 12 – 16, 20, 22, 26, 28, 30.

Серия FZD(2.54):

- максимальный ток AC/DC 1,0 А;
- максимальное напряжение AC/DC 250 В;
- допустимое число контактов 5, 6, 8, 9, 10, 12, 13, 17, 19.

Серия FMZ(1.00):

- максимальный ток AC/DC 0,5 А;
- максимальное напряжение AC/DC 50 В;
- допустимое число контактов 6, 8 – 10, 12 – 16, 20, 22, 26, 28, 30.

Серия FPZ(1.00):

- максимальный ток AC/DC 0,5 А;
- максимальное напряжение AC/DC 50 В;
- допустимое число контактов 7, 8, 10, 12 – 16, 18, 20, 24, 25.

Приобрести разъёмы JST со склада и под заказ можно в Санкт-Петербурге у компании ООО «АВЭЛКОМ».

www.avelcom.ru
Тел./факс: (812) 336-5484

Российская микросхема LVDS приёмопередатчика

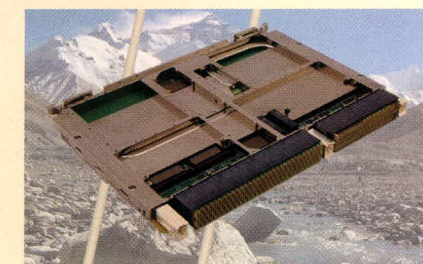
Тенденции сегодняшнего дня требуют всё больших скоростей передачи данных в таких задачах, как передачи видео, 3-D-графики, фотоизображений от видеокамер, телефони, LAN-устройств и т.п. Одним из решений данной задачи стал всё больше набирающий популярность с конца 90-х гг. интерфейс LVDS. В этой роли LVDS значительно превышает возможности 20...30 Мбит/с наиболее распространённых интерфейсов RS-485, RS-422, RS-232. LVDS – метод передачи цифровых данных дифференциальными сигналами с малыми перепадами уровня со скоростью сотен мегабит в секунду. LVDS требует очень малой мощности питания (мощность, рассеиваемая нагрузкой 100 Ом, составляет менее 1,2 мВт). Также интерфейс LVDS является источником весьма малых шумов и слабо подвержен искажающему воздействию внешних шумов, в том числе и электромагнитного характера. Применять данный интерфейс крайне легко в силу простоты схемы включения. В 2008 г. компанией ЗАО «ПКК Миландр» разработана первая российская микросхема LVDS приёмопередатчика. Микросхема соответствует ANSI/TIA/EIA-644 (LVDS) стандарту. Напряжение питания 3,3 В, скорость передачи данных до 400 Мбит/с. Рабочий температурный диапазон данной ИМС от –60 до +125°C. Микросхема предназначена для изделий, требующих повышенной надёжности. Образцы микросхемы уже поставляются заинтересованным предприятиям.

www.milandr.ru
Тел. (495) 601-9545

Curtiss-Wright VPX6-1952: одноплатный компьютер формата 6U VPX на базе микропроцессора Intel Core 2 Duo T9400

Одноплатный компьютер VPX6-1952 разработан по заказу программы FCS (Future Combat Systems) армии США.

Модуль выполнен в формате 6U VPX (стандарт VITA 46) и содержит:



- двухъядерный микропроцессор Intel Core 2 Duo T9400 с тактовой частотой 2.5 ГГц, 6 Мб L2 кэш, 1066 МГц FSB и SSE4 FPU;
- чипсет Mobile Intel GM45 Express со встроенной графикой и поддержкой памяти DDR3 800 МГц;
- память 4...8 Гб SDRAM, 8 Гб SATA NAND Flash;
- слот расширения для мезонина XMC (x4 PCIe);
- порты 2×DVI, 1×RGB, 2×GbE, 10×USB, 2×SATA, 1×RS232, 2×RS422, JTAG, дискретный в/в;
- контрольные температурные датчики. Средняя потребляемая мощность – 74 Вт. Программное обеспечение – операционные системы Wind River Linux и Windows XP Embedded. Поддержка других ОС находится в разработке.

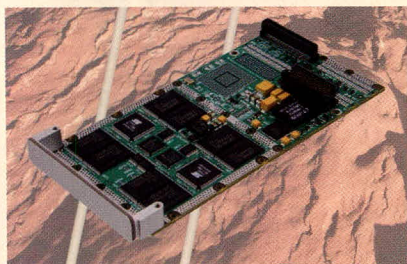
Модуль VPX6-1952 выпускается в расширенном диапазоне температур –40...+85°C в исполнениях для воздушного и кондуктивного охлаждения, а также в варианте исполнения VPX-REDI (стандарт VITA 48) с защитным кожухом для обслуживания в полевых условиях.

www.avdsys.ru
Тел. (499) 148-9677

Curtiss-Wright XMC-550: мезонин флэш-диска на 32 Гб

Модуль флэш-накопителя XMC-550 выполнен в мезонинном формате XMC (VITA 42) и выпускается в конфигурациях на 8, 16 и 32 Гб. С точки зрения программного обеспечения, модуль выглядит как два независимых SATA-диска со скоростью считывания 30 Мб/с, а с поддержкой RAID0 – до 50 Мб/с. Интерфейс с платой носителем – x1 PCIe или PCI 32 бит/66 МГц. Поддерживается стандартная для NAND-

Новости российского рынка



флэш коррекция ошибок, позволяющая исправлять до восьми случайных однобитовых ошибок на 512-байтовый сектор. Модуль имеет аппаратную защиту от записи.

Программная поддержка – драйверы для операционных систем VxWorks, Wind River Linux, Windows XP Embedded и др.

Модуль ХМС-550 выпускается в расширенном диапазоне температур $-40...+85^{\circ}\text{C}$ в исполнениях для воздушного и кондуктивного охлаждения,

www.avdsys.ru

Тел. (499) 148-9677

Маломощные источники питания AC/DC для питания переносной аппаратуры соответствуют требованиям стандартов CEC и EISA к эффективности

Компания XP Power объявила о начале поставок эффективных источников питания AC/DC серии АЕВ, которые предназначены для питания переносного и настольного электрооборудования. Серия АЕВ включает модели с выходными мощностями 36, 45 и 70 Вт, которые соответствуют требованиям американских и европейских стандартов к энергетической эффективности: CEC 2008 (www.energy.ca.gov), EISA и Европейских правил сопровождения продукции, потребляющей электроэнергию. Модули питания серии АЕВ являются чрезвычайно эффективными – типичное значение КПД более 85%.



Компактные и низкопрофильные модули (размеры 36-ваттных моделей АЕВ36 $110 \times 50 \times 20$ см) предлагают обширный ряд вариантов выходных напряжений. Модели АЕВ45 и АЕВ70 обеспечивают выходные напряжения +12, +15, +18, +19, +24 и 48 В. Модели АЕВ36 предлагаются с выходными напряжениями +5, +9, +12, +13,5, +15, +18, +24 и +48 В. Общее количество моделей в серии АЕВ – 20.

Источники питания серии АЕВ способны работать при температурах до $+60^{\circ}\text{C}$, с понижением выходной мощности после $+40^{\circ}\text{C}$.

Модули соответствуют требованиям стандартов безопасности UL609650-1, EN60950-1:2001, а также требованиям стандарта EN55022 (класс В) к кондуктивным помехам и помехам излучения.

Комплекс защит выходного канала: защита от перенапряжения, перегрузки по току и короткого замыкания.

www.prosoft.ru

Тел. (495) 234-0636

1000-ваттный герметизированный источник питания AC/DC от TDK-Lambda

Компания TDK-Lambda расширила свой ряд популярных герметизированных источников питания AC/DC серии PFE внедрением новых модулей PFE1000F, выполненных в формате brick. Эти уникальные модули обеспечивают удобное решение для монтажа AC/DC-преобразователя на печатную плату с выходной мощностью до 1008 Вт для применений в промышленности, роботах, оборудовании COTS, оборудовании передачи данных, оборудовании высокочастотного вещания, телекоммуникационном оборудовании, локальных цифровых видеосетях и медицинском оборудовании.

До сих пор при использовании источников питания AC/DC в формате brick требовалось применение двух отдельных модулей. Один модуль был необходим для осуществления выпрямления переменного напряжения и коррекции коэффициента мощности, а второй модуль обеспечивал гальваническую развязку цепей DC/DC и преобразование низкого уровня напряжения. Источники питания серии PFE объединяют эти две функции в одном корпусе brick, таким образом исключая монтажные соединения между модулями и экономия 25% и более площади печатной платы.

Одноканальные модули питания серии PFE1000F обеспечивают стабилизиро-



ванное выходное напряжение с номинальными значениями 12, 28 и 48 В с возможностью регулировки в диапазоне $\pm 20\%$ от номинального значения. Модули серии PFE1000F способны работать при температурах основания корпуса $-40...+100^{\circ}\text{C}$. Коэффициенты нестабильности по току и напряжению достигают значения 0,4% (макс.), а значения КПД равны 82...86%, в зависимости от выходного напряжения. Для маломощных приложений также доступны модели PFE500F (мощность до 504 Вт).

Модули серии PFE1000F способны работать в широком диапазоне входных напряжений питающей сети переменного тока (85...264 В, 47...63 Гц). Модули осуществляют коррекцию коэффициента мощности (ККМ); гальваническая развязка первичных цепей от вторичных цепей 3 кВ (действующее значение переменного тока), гальваническая развязка первичная цепь-корпус 2,5 кВ. Модули обладают комплексом защит: от перенапряжения, перегрузки по току и перегрева.

Размеры компактного корпуса PFE1000F $100 \times 13,5 \times 160$ мм, отвод тепла осуществляется кондукцией при монтаже на плату или воздушным потоком при установке радиатора. Все модули серии PFE1000F поддерживаются двухлетней гарантией и соответствуют требованиям стандартов безопасности UL60950-1, CSA60950-1, EN60950-1.

Активное распределение тока нагрузки позволяет включать параллельно до шести модулей для увеличения мощности или повышения надёжности. Кроме того, сигналы дистанционного включения/отключения и состояния инвертора (Inverter-Operation-Good, IOG) обеспечивают гибкость при формировании программного включения отдельных подсистем в соответствии с необходимым алгоритмом и диагностики системы питания. Модули оснащены дополнительным выходным каналом 10...14 В с нагрузочной способностью 20 мА для питания внешних схем.

www.prosoft.ru

Тел. (495) 234-0636

Новости российского рынка

Недорогие стеклянные матрицы тонкоплёночных электролюминесцентных дисплеев от Planar без электронных схем управления

Компания Planar Systems предлагает тонкоплёночные электролюминесцентные дисплеи без электронных схем управления для производителей комплектного оборудования (ОЕМ).



Основными достоинствами прозрачных электролюминесцентных стёкол, предлагаемых компанией Planar, являются:

- **прочность:** дисплеи предназначены для требовательных приложений (холод, жара, пыль, вибрация, солнечные лучи). Диапазон рабочих температур стеклянных матриц EL-дисплеев $-100...+100^{\circ}\text{C}$;
- **надёжность:** EL-дисплеи сохраняют более 90% первоначальной яркости после более 100 000 ч эксплуатации. EL-дисплеи предназначены для применений в аппаратуре военного назначения, медицинском и промышленном оборудовании;
- **качественное изображение:** технология улучшения контрастности и яркости (Integral Contrast and Brightness, ICE) обеспечивает бесподобное качество изображения в различных сложных условиях. Стеклянные EL-матрицы могут быть использованы и для создания прозрачных EL-дисплеев;
- **гибкость:** для управления дисплеем возможна разработка электронных схем, которые точно отвечают конкретным требованиям. Для разработки электроники и интерфейсов компания Planar предлагает сервисные услуги;
- **умеренная стоимость:** стеклянные EL-матрицы характеризуются наименьшей стоимостью без потерь оптических характеристик и стойкости к воздействию внешних факторов.

www.prosoft.ru
Тел. (495) 234-0636

ЖК-дисплеи высокой яркости для применений в аппаратуре морской техники

Компания LiteMax Electronics предлагает серию NAVPIXEL™ жидкокристалли-

ческих дисплеев высокой яркости, которые предназначены для применений в аппаратуре морской техники. Серия NAVPIXEL™ включает в свой состав модели с размерами диагонали 8,4" (NPD0835), 12,1" (NPD1236), 15" (NPD1555), 17" (NPD1744) и 19" (NPD1954). Дисплеи отличаются высокой яркостью изображения (1000 кд/м^2), которая обеспечивается системой подсветки на массивах светодиодов. Светодиодная подсветка обеспечивает длительный ресурс дисплеев, характеризуется низкой потребляемой мощностью.

Формат изображения моделей NPD1236 и NPD1555 – XGA (разрешение 1024×768 пикселей), формат изображения моделей NPD1744 и NPD1954 – SXGA (разрешение 1280×1024 пикселей). Контрастность NPD1236 – 800 : 1, NPD1555 – 700 : 1, NPD1744 составляет 1000 : 1, NPD1954 – 900 : 1. Угол обзора 160° в обеих плоскостях. Время отклика от 5 до 25 мс (зависит от модели). Входы: VGA (2), DVI (2), вход композитного сигнала (3) и один вход RS232. Поддержка режима picture in picture. Дисплеи оснащаются резистивными сенсорными экранами. Требования по герметичности соответствуют степени защиты IP65. Корпус выполнен из прочного алюминиевого сплава. Диапазон рабочих температур новых моделей $-10...+50^{\circ}\text{C}$, диапазон температур хранения $-20...+70^{\circ}\text{C}$.



Дисплеи предназначены для работы от сетей постоянного напряжения 12 и 24 В (диапазон входных напряжений 8...36 В).

www.prosoft.ru
Тел. (495) 234-0636

Маломощные источники питания AC/DC для питания переносной аппаратуры соответствуют требованиям стандартов CEC и EISA к эффективности

Компания XP Power начала поставки компактных источников питания AC/DC



серий DRS80/120/240 для монтажа на DIN-рейку. Источники питания серии DRS отличаются небольшой шириной по сравнению со стандартными источниками питания и являются одними из самых компактных на рынке источников питания. Ширина моделей серии DRS80 – 32 мм, DRS120 – 40 мм и DRS240 – 60 мм.

Серия DRS включает в свой состав чрезвычайно эффективные источники питания с выходными мощностями 80, 120, 240 Вт: значение КПД лежит в диапазоне 89...92% (тип.) при входном напряжении 230 В. Предлагаются модели с выходными напряжениями 12, 24 и 48 В с возможностью регулировки в широком диапазоне (12...15 В; 24...28 В; 48...56 В). Источники питания способны в течение 4 с выдерживать перегрузку 150%. Диапазон рабочих температур при полной мощности $-20...+60^{\circ}\text{C}$ для серий DRS80/120 и $-20...+50^{\circ}\text{C}$ для моделей DRS240. Для моделей серий DRS120/240 стандартным является выход состояния напряжения (DC OK) типа «сухой» контакт. Стандартными сервисными функциями являются защита от перенапряжения, перегрузки по току и короткого замыкания.

Среднее время наработки до отказа (MTBF), рассчитанное по MIL-HDBK-217F, составляет более 200 000 ч.

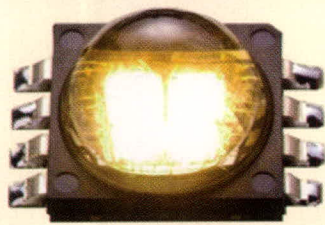
www.prosoft.ru
Тел. (495) 234-0636

Мощные светодиоды Cree Xlamp новой серии MC-E

ПРОСОФТ представляет мощные светодиоды осветительного класса нового семейства MC-E от компании Cree.

Мощный светодиод MC-E является многокристалльным прибором и обеспечивает в четыре раза больший световой поток, чем светодиоды серии XR-E, при одинаковых размерах $7 \times 9 \text{ мм}$. За счёт этого себестоимость конечных изделий снижается, так как уменьшается количество составляющих компонентов. При токе 700 мА светодиоды серии MC-E достигают светотдачи 790 лм в холодном и 605 лм в тёплом белом цвете свечения.

Новости российского рынка



Основное назначение новой серии светодиодов MC-E – создание высокоэффективных источников света для всех видов освещения (общего, промышленного, уличного и т.д.) в случаях, когда требуется обеспечить высокий световой поток при небольших размерах изделия. Одним из применений может быть замена стандартной лампы MR16.

Светодиоды новой серии MC-E представлены во всём диапазоне цветовых температур белого цвета от 2600 до 10 000 К. По оттенкам белого цвета изделия делятся на три группы: теплый (2600...3700 К), естественный (3700...5000 К) и холодный (5000...10 000 К). В светодиодах данной серии используются кристаллы EZ1000 новой серии EZBright. Размер кристаллов 1×1 мм. Сборка светодиода осуществляется в корпусе с улучшенными тепловыми свойствами.

Приобрести новые светодиодные лампы серии MC-E можно у официального дистрибьютора Cree на территории России и стран СНГ – компании ПРОСОФТ.

www.prochip.ru
Тел. (495) 232-2522

Промышленные ЖК-дисплеи Sharp со светодиодной подсветкой

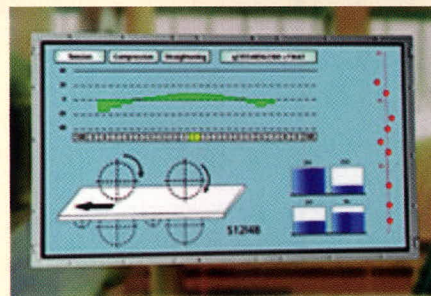
Компания ПРОСОФТ представляет расширенный ассортимент ЖК-дисплеев промышленного применения с задней подсветкой на светодиодах, с размером диагонали от 3,5 до 15 дюймов.

После успешного выпуска на рынок первых полностью адаптированных для промышленного использования TFT ЖК-дисплеев с размером диагонали 10,4 дюймов и задней подсветкой на светодиодах, компания Sharp вновь представляет расширенный ассортимент жидкокристаллических панелей со светодиодной подсветкой. Новое предложение представлено пятью дисплеями.

Основное отличие новых дисплеев от предыдущих моделей заключается в том, что изделия со светодиодной подсветкой отличаются высокой нагрузочной способностью, которая требуется для промышленных устройств. Сюда относятся, в том числе, быстрота реакции светодиодов даже при очень низких температурах и хорошая регулируемость яркости светодиодов во всём диапазоне температур. Ещё одним важным преимуществом светодиодной подсветки является низкое рабочее напряжение. В связи с этим нет необходимости в использовании высоковольтного инвертора, который требуется для подсветки на лампах холодного свечения. Это предоставляет возможность применять новые промышленные ЖК-дисплеи там, где высокое напряжение нежелательно, например во взрывоопасных зонах.

Высокое качество изображения новых промышленных ЖК-дисплеев Sharp обеспечивается, в том числе, и с помощью высокой яркости экрана (до 550 кд/м^2) на основе светодиодной подсветки.

Для обеспечения работы дисплеев в расширенном температурном диапазоне, необходимом для многих промышленных устройств, Sharp специально для светодиодной подсветки разработал корпус новых ЖК-дисплеев с эффективным теплоотводом. Теплопроводы отводят тепло



светодиодов и их схем управления к задней наружной стенке панели с самым эффективным выводом тепла в окружающую среду. Поэтому новые варианты задней подсветки на светодиодах промышленных ЖК-дисплеев, прошедших испытания, как и у всех дисплеев серии Strong2 компании Sharp, соответствуют требованиям промышленной спецификации с рабочей температурой в пределах $-30...+80^\circ\text{C}$ при сроке службы до 50 000 ч. У обычных ЖК-дисплеев со светодиодной подсветкой часто производится простая замена блока люминесцентных ламп холодного свечения на модуль со светодиодами, который плохо обеспечивает отвод тепла в окружающую среду. Поэтому ЖК-дисплеи с подсветкой на светодиодах в такой упрощённой конструкции чаще всего рассчитаны на работу только при рабочей температуре с низким значением верхнего предела и имеют сокращённый срок службы.

Начало серийного производства этих моделей запланировано на первый квартал 2009 г.

Приобрести промышленные дисплеи 3,5; 5,7 и 10,4 дюймов с задней подсветкой на светодиодах можно у дистрибьютора компании Sharp на территории России и стран СНГ – компании ПРОСОФТ.

www.prochip.ru
Тел. (495) 232-2522

Приборы и системы

Генератор АК ИП-3402

Генератор АК ИП-3402 построен на принципе прямого цифрового синтеза, сочетает в себе высокое разрешение по частоте (от 1 мГц), лучшее соотношение цена-качество в своём классе, многофункциональность и удобство в эксплуатации. Режимы АМ, ФМ, ЧМ, ИМ, ГЧЧ, фазо-частотная манипуляция, формирование пакетов с частотой заполнения до 10 МГц. Основные параметры: частота дискретизации 125 МГц, 14-битный ЦАП, память 256 тыс. точек (что в 2...4 раза больше, чем у конкурирующих



моделей), перестраиваемое время нарастания (от 5 до 100 нс). Диапазон частот сигнала: синусоидальная форма до 50 МГц, прямоугольная форма до 25 МГц.

Генератор АК ИП-3402 имеет набор встроенных сигналов произвольной формы (СПФ – 11 видов), возможность формирования СПФ с помощью штатного программного обеспечения Waverpat, параллельный выход данных (16 бит). Генератор подключается к компьютеру по стыкам USB, LAN (опционально GPIB (КОП)), обеспечивает поддержку LXI протокола (LAN eXtensions for Instruments), что позволяет пользователю создавать гибкие измерительные системы.

www.prist.ru
Тел. (495) 777-5591

Фирма «ДОЛОМАНТ» увеличила производственные мощности

Вадим Лысов (Москва)

Пионер технологий – научно-производственная фирма «ДОЛОМАНТ» – дополнила производственные мощности новыми линиями SMD и селективной пайки, термокамерой, рентгеном и ремонтно-восстановительной станцией. Расширение производства обусловлено многократным увеличением объёмов заказов на высокотехнологичные изделия на рынке электроники и востребованностью отечественными разработчиками передовых технологий монтажа, сборки, тестирования.

Необходимо отметить, что новое оборудование, установленное ЗАО «НПФ «ДОЛОМАНТ»», – одно из самых технологичных не только на территории России, но и среди предприятий мировых лидеров производства электроники.

Особое внимание необходимо уделить платформам Siplace серии X производства Siemens, которые задают новый уровень по всем параметрам, критичным для высокоэффективного производства электроники: производительности, гибкости, качеству и защите вложенных средств. На прогрессивном оборудовании можно производить замену питателей, не останавливая работу автомата, довести выход годных изделий и прохождение ОТК с первого раза до 99%. В итоге потенциальное количество производимых по современной технологии модулей средней и высокой категории сложности увеличилось до 100 000 в месяц. Преимущества новых платформ очевидны: для нишевых российских разработок это единственный способ обеспечить конкурентоспособность контрактной сборки. На базе нового производства уже выпущены серийные изделия – процессоры собственной разработки, и в настоящее время партия данных процессоров запускается в коммерческую эксплуатацию.

Технические специалисты научно-производственной фирмы «ДОЛОМАНТ» прошли сертификацию компании Siemens, подтверждающую право работать на новых производственных линиях.

Производственные возможности ЗАО «НПФ «ДОЛОМАНТ»»

Дизайн-центр

Дизайн-центр осуществляет разработку электронного оборудования для жёстких условий эксплуатации. Уровень разрабатываемых изделий электроники – от модулей до программно-аппаратных комплексов.

Функциональные возможности:

- проработка технических требований, разработка технического задания и эскизного проекта;
- разработка схемотехнических решений;
- трассировка печатных плат любой сложности;
- конструирование механических деталей, узлов, корпусов и кабелей;
- разработка системного программного обеспечения, в том числе: операционные системы, BIOS, драйверы, коммуникационные протоколы;
- разработка прикладного программного обеспечения;
- любые виды испытаний: механические, климатические, ЭМС, радиационная стойкость и другие;
- производство макетных образцов;
- выпуск конструкторской документации по ЕСКД.

Производство электронного оборудования

Монтажный цех:

- пайка на автоматических линиях (SMD-компоненты) и селективная пайка (DIP-компоненты);
- свинцовая и бессвинцовая технология пайки;
- вспомогательный цех ручного монтажа;

- автоматическая оптическая инспекция и паспортизация изделий с момента монтажа;

- рентген-контроль пайки, восстановление компонентов BGA.

Оборудование позволяет производить весь спектр электронных изделий от простейших модулей с 10 – 30 компонентами «на борту» до сложнейших процессорных модулей. Производственная мощность – до 100 000 модулей в месяц.

Механический цех:

- сборка шкафов, блоков, узлов;
- контакт накруткой, пайкой, зажимом;
- изготовление кабелей;
- изготовление и доработка панелей приборов, радиаторов, элементов корпусов.

Поставка комплектующих изделий для производственных заказов

Полное комплектование электронными компонентами производственных программ для изготовления изделий собственной разработки и контрактной сборки.

Эксклюзивные поставки печатных плат заводов Кореи и Финляндии

Поставка печатных плат любой сложности гарантированного качества. Соответствие международным стандартам IPC и российским ГОСТам.

Управление качеством

Трёхступенчатый 100%-й контроль качества: служба контроля качества в составе производственной линейки, ОТК, контроль качества военным представительством. Система инспекции качества позволила получить 99,9% годной продукции при серийном изготовлении модулей повышенной сложности.

Поставка электронной компонентной базы в качестве второго поставщика

400 000 наименований изделий от 63 зарубежных производителей.

Управление заказами

Внедрена система маркетинга, непрерывного управления заказами, технической поддержки во время исполнения заказов и в период их эксплуатации.

Для осуществления указанных видов деятельности компания имеет полный пакет разрешительных документов: лицензии, свидетельства, сертификаты, решения и пр. документы, выданные Минобороны, Роспромом, Ростехнадзором, ФСБ и другими государственными структурами.

Немного аналитики (2007 – первая половина 2008 г.)

- 1000 выполненных заказов и проектов различной сложности и ёмкости «гражданской» и специальной тематики;
- 250 активных заказчиков, имеющих от 2 до 10 заказов в год;
- 100 лицензируемых проектов с военной приёмкой и приёмкой Ростехнадзора;
- 20 НИОКР, заказных разработок и редизайна изделий, включая лицензируемые.



Примерный отраслевой состав выполняемых проектов:

- заказы предприятий системы Росатом;
- заказы предприятий системы ВПК, в т.ч. технических подразделений ФСБ;
- отдельные проекты силовых ведомств и госструктур;
- разработка и производство систем безопасности и информатики в РАО РЖД;

- производство комплексов АСУ ТП и безопасности промпредприятий, включая технические подразделения Газпрома;
- разработка и производство телекоммуникационного оборудования;
- электроника авиа- и кораблестроения, медицины, сбора, хранения, защиты информации, систем доступа и др.



ЗАО «НПФ «ДОЛОМАНТ»

ВЫСОКИЕ ТЕХНОЛОГИИ НА ГОСУДАРСТВЕННОЙ СЛУЖБЕ



ЗАО «НПФ «ДОЛОМАНТ» ПРИГЛАШАЕТ К СОТРУДНИЧЕСТВУ И ОСУЩЕСТВЛЯЕТ:

поставку

электронных компонентов в качестве второго поставщика (номенклатура порядка 400 тыс. наименований более 60 зарубежных производителей) при сотрудничестве с группой компаний ПРОСОФТ

производство

промышленных и встраиваемых компьютеров (в форматах Compact PCI, VME, EPIC, 3,5", PC/104, MicroPC, AT96, PICMG, Mini-ITX, ATX), плат для монтажа на DIN-рейку, а также каркасов, шлейфов, кабелей и аксессуаров, предназначенных для работы в жёстких условиях эксплуатации с военной приёмкой

разработку

программных и аппаратных средств по техническому заданию заказчика под контролем военного представительства

контрактную сборку

изделий по конструкторской документации заказчика, включая поставку печатных плат, поверхностный монтаж и тестирование электронных модулей, изготовление механических деталей корпусов и передних панелей под контролем военного представительства

Производственное высокоавтоматизированное оборудование для поверхностного монтажа электронных модулей ЗАО «НПФ «Доломант» соответствует уровню требований мировых производителей. Оборудование адаптировано к использованию бессвинцовой технологии, позволяет производить автоматическую разбраковку и рентгеновский контроль качества пайки.

ЗАО «НПФ «ДОЛОМАНТ»

имеет лицензии на разработку и производство электронных средств для вооружения и военной техники и атомных электростанций, свидетельство об аттестации второго поставщика, а также систему менеджмента качества, сертифицированную в системе «Военный регистр» на соответствие ГОСТ Р ИСО 9001 и ГОСТ РВ 15.002.

117437, Москва, ул. Профсоюзная, д. 108

Тел./факс: (495) 232-20-33

E-mail: info@dolomant.ru

Web: www.dolomant.ru

Реклама

Современный рынок герметичных аккумуляторов для портативной аппаратуры

Алевтина Таганова (Санкт-Петербург)

В статье рассматриваются изменения в мировом производстве герметичных аккумуляторов, наиболее часто используемых для электропитания разнообразной аппаратуры, а также состояние российского рынка этих источников тока.

Герметичные химические источники тока (ХИТ) широко используются для автономного электропитания разнообразной промышленной и бытовой аппаратуры. В связи с удешевлением перезаряжаемых ХИТ, предпочтение чаще всего отдаётся не одноразовым источникам тока, а именно аккумуляторам, которые позволяют обеспечить долговременное использование при эффективных способах восполнения потраченной энергии. Выбор ХИТ среди аккумуляторов различных электрохимических систем определяется их электрическими и эксплуатационными характеристиками, стоимостью и назначением аппаратуры.

В таблице приведены основные характеристики наиболее часто используемых герметичных аккумуляторов. Они выпускаются в диапазоне емкостей от десятых долей до сотен ампер-часов, но для значительной части аппаратуры обычно используются ХИТ ёмкостью не более 20 Ач.

Щелочные (никель-кадмиевые и никель-металлгидридные) аккумуляторы выпускаются в трёх конструк-

тивных вариантах: дисковые с ёмкостью до 0,75 Ач, цилиндрические с ёмкостью практически во всём указанном в таблице диапазоне и призматические с ёмкостью более 4 Ач. В течение нескольких десятилетий щелочные батареи, составленные из цилиндрических аккумуляторов, являются наиболее распространёнными источниками электропитания автономной аппаратуры.

Герметизированные свинцово-кислотные источники тока малой и средней ёмкости выпускаются в виде батарей в едином корпусе с напряжением 6 или 12 В. Они обычно используются в буферном режиме работы в системах связи и сигнализации, для поддержания памяти и т.п. Такие приложения в настоящей статье не рассматриваются. В России производство герметизированных батарей отсутствует. Ввозятся они, как правило, из стран Юго-Восточной Азии.

Призматические литий-ионные и литий-полимерные аккумуляторы ёмкостью до 1 Ач в основном используются в сотовых телефонах. Но наи-

большее распространение в различных областях техники имеют аккумуляторы большей ёмкости (от 1,5 до 6...8 Ач), цилиндрические или призматические, с рулонной скруткой пакета электродов.

Номенклатурные ряды аккумуляторов различных систем одинаковы для всех мировых аккумуляторных компаний; каждая из них выпускает либо полный набор, либо его часть. Отечественная промышленность, как правило, выпускает малые партии и меньший набор типоразмеров; отсутствуют и аккумуляторы максимальной достигнутой ёмкости. Щелочные аккумуляторы зарубежных компаний выпускаются массово в нескольких сериях, ориентированных на специфическое использование: стандартные; для работы в режиме постоянного подзаряда при повышенной температуре; приспособленные для быстрого заряда и мощного разряда.

Продукция ведущих мировых аккумуляторных компаний подробно описана в справочнике [1] и серии статей в журнале «Современная электроника» (№№ 3 и 5, 2005; № 8, 2006). В настоящей статье отражены изменения, которые произошли на мировом рынке источников тока для портативной аппаратуры за последние три года.

Эти изменения обусловлены:

Основные характеристики наиболее распространённых современных герметичных аккумуляторов для портативной аппаратуры

Характеристики	Аккумуляторы			
	никель-кадмиевые	никель-металлгидридные	свинцово-кислотные	литий-ионные
Рабочее напряжение, В	1,2	1,2	2,0	3,6
Диапазон емкостей, Ач	0,03...20,0	0,03...15,0	0,7...20,0	0,4...7,0
Удельная энергия: весовая, Втч/кг объёмная, Втч/дм ³	40...80 100...200	60...100 130...400	30...50 55...100	100...180 300...500
Максимальный рабочий ток	10 С	3 С	3 С	2 С
Диапазон рабочих температур, °С	-30(40)...50 (60)	-20...40 (50)	-15...50	-20 (30)...60
Саморазряд, % в месяц	20...30	20...40	5	5...10
Работоспособность: срок хранения, лет срок работы, лет количество полных циклов	5 До 10 1000	1 - 500...1000	1 До 12 200	1 До 2 500...1000
Относительная стоимость 1 Втч	1	1	0,5	0,7...2

- успехами разработчиков и производителей аккумуляторов, благодаря которым постоянно улучшались характеристики традиционной продукции и создавались более энергоёмкие элементы;
- происходящим (в соответствии с новыми экологическими требованиями) вытеснением с рынка никель-кадмиевых аккумуляторов и заменой их на никель-металлгидридные;
- появлением новых производителей, выпускающих литий-ионные аккумуляторы, что определялось не только ростом потребности в этой продукции, но и расширением областей её применения.

Общий выпуск малогабаритных аккумуляторов всех систем возрастал с 2001 до 2005 гг. на 6...8% в год, но производство щелочных аккумуляторов не увеличивалось, а доля Ni-Cd-аккумуляторов постепенно снижалась. В 2005 г. среди 80 мировых компаний основными производителями аккумуляторов для разнообразной аппаратуры являлись [2]:

- Ni-Cd-аккумуляторы: японские компании Sanyo (58%) и Matsushita (10%), китайская BYD (14%), французская фирма SAFT (9%);
- Ni-MH-аккумуляторы: Sanyo (31%), Matsushita (30%), японская фирма Yuasa (13%), корейская GP (11%), китайская BYD (4%), остальные фирмы – 11%;
- Li-ion-аккумуляторы цилиндрические: Sony (32%), Matsushita (17%) и Sanyo (11%);
- Li-ion-аккумуляторы призматические: Sanyo (28%) и Sony (10%), BYD (15%), корейская LG (8%) и множество других фирм с небольшими объёмами выпуска.

Аналитики прогнозируют сохранение роста общего выпуска аккумуляторов почти на современном уровне до 2015 г. при увеличении доли литий-ионных и литий-полимерных батарей.

ЩЕЛОЧНЫЕ АККУМУЛЯТОРЫ

В настоящее время в связи с ужесточением экологических требований в ЕС, сохраняется производство Ni-Cd-аккумуляторов только промышленной серии (выпуск аккумуляторов с торговой маркой Panasonic с 2006 г. прекращён). Наиболее востребованы никель-кадмиевые аккумуляторы повышенной ёмкости (типоразмеры C, D, F), которые используются в тех случаях, когда при разряде требуется

большая мощность. Среди аккумуляторов типоразмера F наибольшей ёмкостью (8,8 Ач) обладают аккумуляторы фирмы SAFT. Они допускают разряд током до 40 А и пиковый ток 180 А. Аккумуляторы меньшей ёмкости допускают разряд током до 8...10 С.

Для современных Ni-Cd-аккумуляторов высокотемпературной серии, предназначенных для работы в буферном режиме при постоянном подзаряде током 0,025...0,06 С, допустимая рабочая температура значительно возросла (до +60°C). Аккумуляторы фирмы SAFT, например, обеспечивают 4 года работы при +50°C.

Во многих областях применения Ni-Cd-аккумуляторы в настоящее время заменяются никель-металлгидридными с лучшими характеристиками. Главным недостатком последних долгое время был более узкий диапазон рабочих температур, малые предельные мощности разряда и большой саморазряд. Однако за последние годы характеристики Ni-MH-аккумуляторов были существенно улучшены. Специальные добавки в положительный электрод обеспечили возможность заряда вплоть до температуры +65°C. В результате модификаций отрицательного электрода удалось уменьшить поляризационное сопротивление и увеличить мощностные характеристики. Современные Ni-MH-аккумуляторы типоразмера C, используемые для рабочих инструментов, при температуре -35°C обеспечивают удельную мощность до 2000 Вт/кг в диапазоне степени заряженности от 50 до 80%. За границами этого диапазона мощность линейно снижается не более чем на 20% [3].

Ёмкость широко используемых цилиндрических Ni-MH аккумуляторов типоразмера AA достигла у большинства производителей 2,2...2,7 Ач; номенклатурный ряд расширился за счёт аккумуляторов повышенной ёмкости. Так, например, максимальная ёмкость аккумуляторов компаний Panasonic и GP составляет 9 Ач (типоразмер D), фирмы SAFT – 16 Ач (типоразмер F).

Компания Sanyo в 2005 г. наладила выпуск Ni-MH-аккумуляторов типоразмера AA с малым саморазрядом (Sanyo Eneloop): 10% за 6 месяцев. Эти аккумуляторы имеют ёмкость 2 Ач, меньшую по сравнению с максимальной достигнутой в этих габаритах, но после 1 года хранения при комнатной температуре сохраняют до 85% ёмкости, что делает эти источники то-

ка идеальными для цифровых камер и портативной аудиоаппаратуры.

Улучшение электрических и эксплуатационных характеристик Ni-MH-источников тока определило их использование в гибридных электромотоциклах и других транспортных средствах, где они в настоящее время с успехом могут безопасно работать в батареях с напряжением до 300 В. Для этих целей используются и цилиндрические, и призматические аккумуляторы, ёмкость которых может быть до 100 Ач. Разработанные в КНР аккумуляторы с ёмкостью из рассматриваемого нами диапазона (6,5 и 8 Ач) работают при температуре от -20°C (с потерей не более 10% C_H) до +55°C и обеспечивают кратковременные импульсы тока до 20 С [4].

Средняя стоимость 1 Ач ёмкости Ni-Cd- и Ni-MH-аккумуляторов примерно одинакова. Соперничать с ними по стоимости для литий-ионных ХИТ пока затруднительно (стоимость 1 Ач ёмкости литий-ионных аккумуляторов в 2,5...3 раза выше), однако с учётом более высокого рабочего напряжения литий-ионных аккумуляторов разница в стоимости 1 Втч энергии уже меньше.

ЛИТИЙ-ИОННЫЕ АККУМУЛЯТОРЫ

Несомненными достоинствами аккумуляторов этой электрохимической системы являются высокие удельные характеристики, расширенный диапазон рабочих температур и малый саморазряд, что объясняет быстрое завоевание рынка малогабаритных ХИТ и определяет хорошие перспективы расширения применения Li-ion аккумуляторов в различных областях техники. Электрические и эксплуатационные характеристики этих аккумуляторов за последние годы существенно улучшились: в значительной мере были решены проблемы с безопасностью эксплуатации и сняты ограничения на создание источников тока большой ёмкости.

Компания Sony, сохраняющая свои позиции в производстве маломощных литий-ионных и литий-полимерных аккумуляторов, за 3 года увеличила ёмкость большей части номенклатурного ряда на 30...40%. Удельная энергия аккумуляторов типоразмера 4/5AA ($\varnothing 14$ мм, $h = 43$ мм) достигает 600 Втч/дм³ [5].

Предполагается, что Li-ion-аккумуляторы в ближайшие годы полностью

вытеснят щелочные батареи в сотовых телефонах, а в течение 10 лет – и в беспроводных инструментах. В последних приложениях необходимы аккумуляторы, способные к мощному разряду и быстрому заряду. До настоящего времени для этих целей использовались щелочные аккумуляторы и специальные типы цилиндрических литий-ионных аккумуляторов типоразмера 18 650 ($\varnothing 18$ мм, $h = 65$ мм). С 2006 г. китайской компанией Tianjin Lishen Battery производятся аккумуляторы типоразмера 26 650 с ёмкостью 2,5 Ач, которые допускают разряд током до 12 С (при потере ёмкости не более 10%) и быстрый заряд током 6...12 С, т.е. за 5...10 мин. Следует отметить, что аккумуляторы этого типоразмера, предназначенные для стандартного режима эксплуатации, имеют ёмкость 4,3 Ач.

Ещё более мощный цилиндрический литий-ионный аккумулятор ёмкостью 2,3 Ач типоразмера 26 650, работоспособный в диапазоне температур от -30 до $+60^\circ\text{C}$, выпустила американская компания A123 Systems. Электроды, изготовленные с использованием нанотехнологий, позволяют обеспечивать постоянный ток до 70 А и ток 120 А в течение 10 с. Для аккумулятора допускается быстрый заряд током 10 А за 15 мин.

Японская компания Toshiba с 2006 г. рекламирует литий-ионный аккумулятор с габаритами $3,8 \times 62 \times 35$ мм и электродами, изготовленными по нанотехнологиям, который способен к заряду до 80% за 1 мин. Аккумулятор может работать при температуре -40°C при потере не более чем 20% номинальной ёмкости. Отмечается, что срок службы этих аккумуляторов также значительно увеличен.

Французская компания SAFT в 2008 г. начала выпуск призматического ($18 \times 60 \times 65$ мм) аккумулятора ёмкостью 3,6 Ач, разрядная мощность которого в 2,5 раза больше, чем у стандартного аккумулятора этого типоразмера ёмкостью 7 Ач.

Следует отметить, что благодаря интенсивным работам в области источников тока для гибридных электромобилей и лёгких транспортных средств в последние годы появилось довольно много аккумуляторов ёмкостью 6...15 Ач. Пионером разработок выступила фирма SAFT, продукция которой известна во всём мире уже более 10 лет. Ёмкость и удельные

энергетические характеристики призматических аккумуляторов SAFT трёх типоразмеров за этот период увеличились на 15...20% и к 2008 г. достигли 2,6; 5,3 и 7,0 Ач, а цилиндрического типоразмера D ($\varnothing 34$ мм, $h = 57$ мм) – 5,4 Ач.

В последние годы литий-ионные аккумуляторы повышенной ёмкости начали выпускать многие компании. Максимальные удельные характеристики среди аналогичной продукции имеют цилиндрические аккумуляторы компании LG ёмкостью 7 Ач.

Из аккумуляторов средней ёмкости собираются батареи большого напряжения, используемые чаще всего в различных транспортных средствах. Большой ресурс батарей в режиме их работы описывает, например, компания Sony, выпускающая аккумуляторы ёмкостью 12 Ач. При неглубоком циклировании (током 3 С для разряда и заряда) за 50 000 циклов батареи Sony теряют не более 15% начальной ёмкости [5].

Стоимость литий-ионных аккумуляторов постоянно снижается, прежде всего, благодаря массовому производству. Отмечается, что уже в 2006 г. наблюдалось некоторое снижение цены литий-ионных аккумуляторов малой ёмкости японского и корейского производства: на 8...10% для цилиндрических 18 650 и на 5% для призматических [2]. В ближайшие годы стоимость литий-ионных ХИТ должна заметно снизиться благодаря разработке аккумуляторов большей ёмкости с новыми катодными материалами на основе смешанных оксидов и более дешёвых батарей на основе LiMn_2O_2 , LiFePO_4 , LiMnPO_4 .

Источники тока с использованием нанотехнологий на основе фосфатов с 2005 г. выпускает американская компания Valence Technologies (технология Saphion). Предлагаются как батареи для портативных компьютеров, так и мощные батареи для широкого спектра применений. Широкомасштабные работы по замене электродных материалов ведутся в КНР.

Изменились также и литий-полимерные аккумуляторы. Если в начале XXI в. это были маломощные источники тока небольшой ёмкости, то в настоящее время выпускаются аккумуляторы ёмкостью до нескольких тысяч ампер-часов для использования в источниках бесперебойного питания. Наиболее значительные успехи до-

стигнуты китайскими компаниями. Например, компания Sure Power Technology (Shenzhen), производящая более 100 типов литий-ионных и литий-полимерных аккумуляторов, выпускает 12 типов призматических литий-полимерных аккумуляторов ёмкостью от 48 до 3300 мАч с током разряда 10 С. Аналогичные мощности разряда обеспечивают и литий-полимерные аккумуляторы корейской компании КОКАМ ёмкостью от 5 до 100 Ач.

Следует заметить, что описанные выше изменения в состоянии мирового производства ХИТ не имеют прямого отношения к России. В нашей стране производство щелочных аккумуляторов практически не менялось в последние два десятилетия, а производство герметизированных свинцово-кислотных и литий-ионных батарей находится на самой начальной стадии. Это связано как с проблемами, общими для всей промышленности России в последние два десятилетия, так и с невозможностью обеспечить выпуск конкурентной продукции в условиях низкого спроса на серийную продукцию.

Поэтому в ожидании разработки глобальных программ развития энергетики, которые касались бы и аккумуляторной промышленности, при разработке аппаратуры и выборе ХИТ для автономных источников питания приходится ориентироваться на зарубежную продукцию, практически вся номенклатура которой доступна благодаря усилиям нескольких дистрибьюторских компаний, успешно работающих с производителями всего мира уже второе десятилетие.

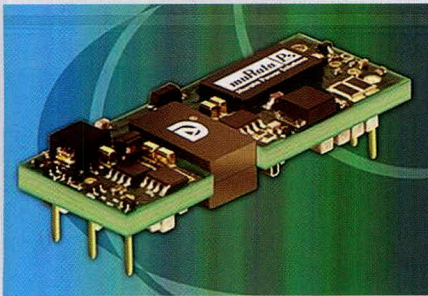
ЛИТЕРАТУРА

1. Таганова А.А., Бубнов Ю.И., Орлов С.Б. Герметичные химические источники тока: элементы и аккумуляторы, оборудование для испытаний и эксплуатации. СПб.: Химиздат, 2005.
2. Pillot C. Main Trends for the Rechargeable Battery Market Worldwide 2005–2015. Proc. of the 7th China Intern. Battery Fair. 28–30 June 2006, Beijing (CIBF2006). PP. 8–20.
3. Fetchenko M.A. Evolution, current status and future of Ni-MH battery technology. CIBF2006, PP. 21–26.
4. Wu Feng. Overview of Chinese 863 National Program on advanced batteries for EV, HEV and FEV. CIBF2006. PP. 58–81.
5. Guobua Li. Sony's Advanced Technologies for Li-ion Batteries. CIBF2006. PP. 159–169. ©

Новости мира News of the World Новости мира

1/8-Brick DC/DC-преобразователи от Murata

Фирма Murata Power Solutions вышла на рынок с серией изолированных DC/DC-преобразователей. При этом речь идёт о модулях в формате 1/8-Brick, имеющих диапазон входного напряжения 4 : 1 от 9 до 36 В или от 18 до 75 В. Преобразователи серии UWE обеспечивают стабильное выходное напряжение при мощности до 75 Вт. Серия UWE предлагает выбор стабильных напряжений от 3,3 до 24 В, так что гарантируется совместимость со встроенными системами, CPU-картами и инструментальными подсистемами.



Размеры преобразователей, изготовленных по промышленным нормам 1/8-Brick, составляют 22,9 × 58,4 × 9,1 мм. Рабочая температура в пределах -40...+85°C (со снижением номинальных значений параметров). Серия UWE обеспечивает напряжение изоляции 1500 В и отвечает требованиям норм безопасности UL/EN/IEC 60950-1/CAN/CSA-C22.2 №. 60950-1. Она соответствует нормам RoHS-6 и FCC-RF/EMI.

www.murata-ps.com

ЖКД: сенсорная панель по технологии стекло/стекло

Фирма Kyocera выпускает сенсорные панели по технологии стекло/стекло для жидкокристаллических дисплеев (ЖКД). Они выпускаются для форматов 5,7 и 6,2 дюйма, другие размеры поступят позднее. Использование стеклянной подложки с высокой степенью прозрачности снижает дифракцию падающих лучей света и обеспечивает чёткую видимость без искажений. К тому же благодаря применению стекла стойкость панели выше, чем стойкость элементов плёнка/стекло. Гарантирована защита от конденсатов в зонах с высокой влажностью воздуха (температурный диапазон хранения -40...+95°C, рабочий температурный диапазон -30...+85°C).

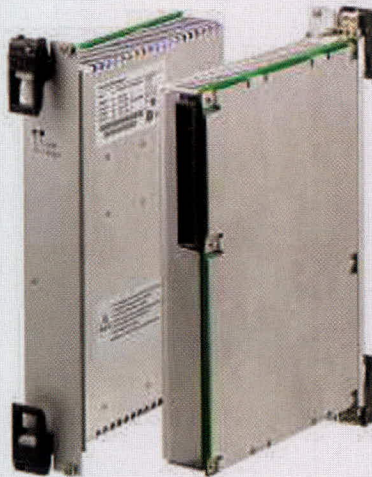
Сенсорная панель может быть настроена на требования индивидуального ис-

пользования. Так, пользователь может заказать несущую панель толщиной от 0,5 до 1,8 мм, тогда как стеклянная плата со стороны оператора всегда имеет толщину 0,2 мм. Kyocera продаёт свои ЖКД главным образом для промышленных приложений, таких как средства автоматизации технологических процессов, измерительные устройства и медицинские приборы.

www.kyocera.de

Импульсный стабилизатор выдаёт 500 Вт

Фирма Schroff расширила семейство импульсных стабилизаторов тахpower-PRO и внедрила в программу производства сетевой блок питания для CompactPCI-приложений, требующих питания высокой мощности. Несмотря на повышенную выходную мощность, размеры (6 HE × 8 TE × 160 мм глубина) не изменились. КПД составляет 84%. Выходная мощность блока питания 500 Вт и обеспечивает диапазон входного напряжения 90...264 В. Прибор имеет следующие выходные параметры: 5 В/50 А, 3,3 В/60 А, +12 В/12 А и -12 В/4 А. При параллельном включении блоков питания в зарезервиро-

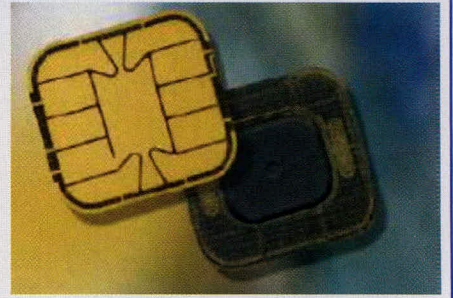


ванном режиме (n+1) обеспечивается равномерное распределение тока по отдельным выходам. Диапазон температур применения расширен до -25...+50°C.

www.schroff.ru

Smartcard-контроллер для биометрических приложений

Компания STMicroelectronics представляет Smartcard-микрочип ST23YR80. Чип, имеющий интерфейсы контактной и бесконтактной связи, выполняет требования International Civil Aviation Organization (ICAO) для проездных документов с ма-

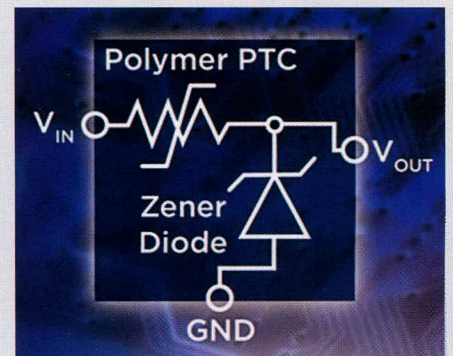


шинным считыванием (Machine Readable Travel Documents – MRTD). Кроме того, элемент рассчитан на поддержку таких защищённых электронных документов, как e-ID, и электронных подписей. Планируется до первого квартала 2009 г. сертифицировать элемент по Common Criteria EAL5+, версия 3.1.

www.murata-ps.com

Микромодули стабилитронов

Фирма Teco Electronics выпускает микромодули стабилитронов. Модули PolyZen содержат стабилитрон для ограничения напряжения и слой PPTC (Polymer Positive Temperature Coefficient) с нелинейным сопротивлением, который реагирует на разогрев диода и на перегрузки, переходя в высокоомное состояние. Элемент ведёт себя как стабилитрон, но может выдерживать аварийные состояния, характеризующиеся очень высокой энергией, не требуя теплоотвода.



Так как PolyZen-элементы могут ограничивать и сглаживать индуктивные пики напряжения, они могут защищать от повышенного напряжения и изменения полярности включенные после них схемы. Благодаря их способности поглощения даже высоких мощностей, элементы предотвращают аварийные состояния, возникающие от подключения не того напряжения питания или от неправильного подключения питания. PolyZen-элементы пригодны для распространённых методов монтажа и для использования в крупносерийном производстве; выпускаются в лентах или на бобилах.

www.circuitprotection.com

Микроконтроллеры 1886ВЕ3У/4У

Мария Ермак (Москва)

Статья содержит краткое описание микроконтроллеров типа 1886ВЕ3У/4У производства ЗАО «ПКК Миландр».

Описаны существующие средства аппаратной и программной поддержки разработок на этих МК. Рассматривается пример создания простого USB-устройства на базе МК типа 1886ВЕ4У.

ВВЕДЕНИЕ

Для обеспечения высокой скорости обмена данными в современных устройствах всё чаще используется интерфейс USB благодаря его универсальности, возможности подключения нескольких устройств к шине USB и поддержке Plug-and-Play. Существуют различные способы реализации USB-устройств: можно использовать специализированные микросхемы, преобразующие поток данных по шине USB к какому-либо стандартному интерфейсу (USART, SPI и др.), либо реализовывать интерфейс USB в микроконтроллере. В последнем случае возможна программная либо аппаратная реализация. До недавнего времени при выборе аппаратной реализации приходилось использовать исключительно зарубежные микроконтроллеры, но сейчас появилась возможность применения МК отечественного производства: ЗАО «ПКК Миландр» предлагает МК типа 1886ВЕ3У и 1886ВЕ4У. В данной статье мы рассмотрим МК типа 1886ВЕ4У, поскольку у него более полная реализация USB-интерфейса.

ОБЗОР МИКРОКОНТРОЛЛЕРА

Высокопроизводительный восьмиразрядный RISC-микроконтроллер с гарвардской архитектурой 1886ВЕ4У выполнен по КМОП-технологии 0,6 мкм. Он предназначен для однокристалльной реализации систем передачи, обработки и хранения данных. Микроконтроллер может использоваться для организации вычислительных систем невысокого быстродействия и в качестве преобразователя различных типов интерфейсов. Ядро микроконтроллера совместимо с PIC17C756.

Основные характеристики микроконтроллера:

- напряжение питания 4,5...5,5 В;
- тактовая частота до 33 МГц;

- минимальное время выполнения команды 121 нс;
- четырёхвекторный контроллер прерываний, поддерживающий 18 источников прерываний (внешних и внутренних);
- 16-уровневый аппаратный стек;
- возможность раздельной работы с внутренней и внешней памятью программ (режимы: микроконтроллер, расширенный микроконтроллер и микропроцессор);
- объём внутренней памяти данных 902 байта;
- все регистры специального назначения находятся в адресном пространстве памяти данных;
- объём адресуемой памяти программ до 64К × 16 бит;
- на кристалле содержится 32К × 6 бит памяти программ флэш-типа.

Микроконтроллеры отличаются числом пользовательских конечных точек (в 1886ВЕ3У их 2, а в 1886ВЕ4У – 4), наличием блока аппаратной поддержки шифрования по ГОСТ 28147-89 в приборе 1886ВЕ3У и наличием интерфейса SPI в микросхеме 1886ВЕ4У. Поэтому в дальнейшем будем рассматривать только МК 1886ВЕ4У [1, 2].

Характеристики периферийных модулей МК:

- до 28 универсальных линий ввода/вывода с индивидуальной настройкой направления;
- 16-разрядный таймер/счётчик с восьмиразрядным программируемым предделителем (таймер 0);
- один универсальный синхронно-асинхронный приёмопередатчик (USART) с программируемой скоростью передачи информации в синхронном режиме до 8 Мбит/с, в асинхронном режиме – до 1 Мбит/с;
- универсальный, аппаратно реализованный контроллер и аналоговый приёмопередатчик интерфейса USB 1.1 с 4 пользовательскими

конечными точками и со скоростью передачи до 12 Мбит/с;

- последовательный синхронный порт с режимом последовательного периферийного интерфейса SPI;
- универсальный контроллер внешней памяти типа NAND FLASH;
- встроенная энергонезависимая память с электрическим стиранием (EEPROM) объёмом 256 байт.

Микроконтроллер выпускается серийно для работы в двух температурных диапазонах: –60...85°C (1886ВЕ4У) и 0...70°C (K1886ВЕ4АУ), с приёмкой «5» и «1» соответственно. Корпус 48-выводной Н16.48-1В. Внешний вид корпуса микроконтроллера и его условное графическое обозначение показаны на рисунке 1.

ПРОГРАММНАЯ И АППАРАТНАЯ ПОДДЕРЖКА

Для разработки ПО для МК типа 1886ВЕ4У существует следующий набор программных и аппаратных средств:

- для создания исходного кода программ можно использовать две среды программирования и отладки: IDE1886 (разработана ЗАО «ПКК Миландр») или MPLab фирмы Microchip (версии 6.xx и 7.xx);
- для компиляции программ необходим один из компиляторов ассемблера MPASMWIN.EXE фирмы Microchip, PASM-PIC.EXE фирмы Phyton или компилятор Си HI-TECH PICC фирмы HI-TECH Software [3];
- для программирования МК необходим программатор, разработанный ЗАО «ПКК Миландр». Программатор бывает двух видов: 1) с программированием через LPT-порт и питанием через USB-порт и 2) с программированием и питанием через один USB;
- для работы программатора необходим драйвер *giveio.sys*;
- для работы программатора и работы с созданным на базе МК устройством USB необходим драйвер USBIO;
- также для программирования используется программа MicroProg 1886, разработанная ЗАО «ПКК Миландр»;
- для отладки программ можно использовать внутрисхемный эмуля-

тор, разработанный ЗАО «ПКК Миландр»;

- для быстрого освоения микроконтроллера 1886BE4У можно использовать отладочную плату, разработанную ЗАО «ПКК Миландр» (см. рис. 2). Более подробную информацию о программной и аппаратной поддержке разработок на МК типа 1886BE4У можно получить из документации, размещённой на интернет-странице ЗАО «ПКК Миландр» [4].

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ для 1886BE4У

Для создания USB-устройства на 1886BE4У разработчику не потребуются глубокого знания интерфейса или длительного освоения, т.к. большинство необходимых для инициализации МК действий в качестве USB-устройства после его подключения к шине выполняются аппаратно (см. рис. 3).

Блок контроллера USB предназначен для приёма и передачи данных по USB-интерфейсу версии 1.1 между микроконтроллером (functional device) и хост-контроллером (USB host). Блок контроллера USB может функционировать в режимах Low Speed (1,5 Мбит/с) и Full Speed (12 Мбит/с). В составе блока реализовано пять конечных точек. Нулевая конечная точка предназначена для инициализации контроллера USB после подсоединения его к шине USB. Для обмена пользовательскими данными с хост-контроллером могут быть настроены четыре пользовательские конечные точки. Они могут быть сконфигурированы в режим IN (для передачи данных хост-контроллеру) или OUT (для приёма данных от хост-контроллера).

В зависимости от выбранного режима работы USB-модуля обеспечены соответствующие стандарту типы обмена: Interrupt Transfer, Bulk Transfer и Isochronous Transfer. Блок контроллера USB позволяет разработчику задать собственный дескриптор устройства.

Для автоматической инициализации USB-интерфейса при подключе-

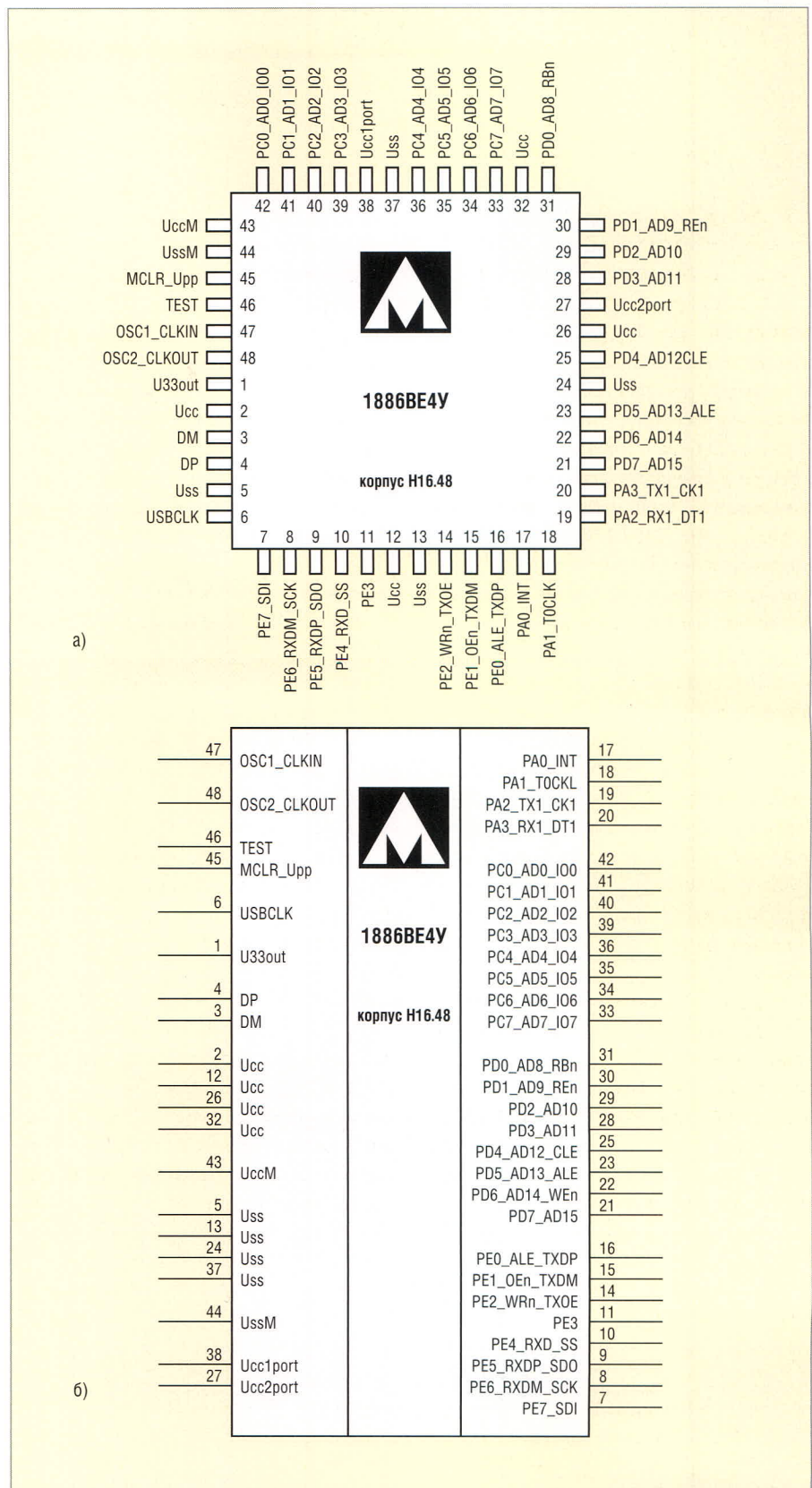


Рис. 1. Внешний вид корпуса микроконтроллера и его условное графическое обозначение

нии устройства к хост-контроллеру необходимо:

- выбрать конфигурацию конечных точек;
- заполнить дескриптор в соответствии с конфигурацией конечных точек;
- задать режим работы USB-устройства;

- разрешить работу блока USB.

Выдача хост-контроллеру информации о дескрипторе устройства, получение от хост-контроллера функционального адреса и конфигурирование устройства происходят автоматически. В ходе инициализации блок контроллера USB отражает текущее состоя-



Рис. 2. Внешний вид набора программных и аппаратных средств поддержки разработок на МК типа 1886BE4U

ние в регистрах статуса и ошибок. Программа, выполняемая на микроконтроллере, должна отслеживать состояние блока контроллера USB, а в случае возникновения ошибок принять меры по их исправлению.

С момента подсоединения микроконтроллера к хост-контроллеру до момента начала автоматической инициализации пройдёт не менее 500 мс. За это время должно включиться питание микроконтроллера, запуститься ядро и начаться выполнение программы (если микроконтроллер получает питание от шины USB). Программа должна успеть задать пользовательский дескриптор,

сконфигурировать конечные точки, задать режим работы блока и разрешить его работу.

После автоматической инициализации драйвер USB-устройства, работающий на стороне хост-контроллера, должен задать конфигурацию и интерфейс для блока контроллера USB.

В качестве примера рассмотрим реализацию простого USB-устройства на МК типа 1886BE4U на базе отладочной платы Eval9. Внешний вид платы изображён на рисунке 4. Для написания и отладки программы будем использовать среду MPLAB IDE v7.42 и компилятор HT_PICC.v8_05_pl2.

СТРУКТУРА ПРОГРАММЫ

Для примера рассмотрим реализацию простого USB-устройства на базе 1886BE4U. Устройство будет работать в режиме Full Speed, принимать от хоста однобайтовые числа, отображать их в двоичном виде на светодиодах и возвращать в хост. Для обмена данными со стороны хоста используется программа *USBIOApp.exe*.

Как и проект для любого другого микроконтроллера, написанный на Си, проект для МК типа 1886BE4U состоит из исполняемых модулей и за-

головочных файлов (см. рис. 5). Рассмотрим подробнее каждый из заголовочных файлов.

Файл *mil1886BE4.b* определяет регистры специального назначения для 1886BE4U, а также биты некоторых регистров для облегчения работы с ними и повышения читаемости кода.

Файл *leds.b* содержит макросы для управления светодиодами на плате Eval9. Светодиоды на плате объединены в матрицу с переключателями, поэтому удобнее один раз определить все необходимые манипуляции для управления ими.

Файл *enumeration.b* содержит макросы для работы с USB-модулем, управления конечными точками, настройки USB-модуля, а также прототипы функций, описанных в *enumeration.c*.

Исполняемый код размещён в двух файлах:

- файл *enumeration.c* (см. сайт журнала) содержит функции, необходимые для инициализации USB-модуля: заполнение дескрипторов, конфигурирование конечных точек и общая инициализация. Алгоритм работы ПО для инициализации USB-модуля показан на рисунке 6;
 - файл *main.c* содержит основную программу, которая инициализирует USB-модуль, затем ведёт непрерывный обмен данными с хост-контроллером через пользовательские конечные точки. Приём данных от хоста происходит через первую конечную точку, а отправка данных в хост – через вторую конечную точку. Также в основной программе осуществляется обработка полученных от хоста данных для вывода на светодиоды. Для проверки правильности приёма данные отправляются обратно в хост.
- Не будем приводить заголовочные файлы полностью, рассмотрим лишь те макросы, которые используются в этом исполняемом модуле:
- *set_max_packet_size_ep1(ep_packet)* устанавливает максимальный размер передаваемого/принимаемого пакета для первой конечной точки путём записи соответствующего значения [1] в регистр P1_CFG1;
 - *set_type_ep1(ep_type)* конфигурирует тип первой конечной точки путём записи в регистр EP1_CFG2 соответствующего значения [1];

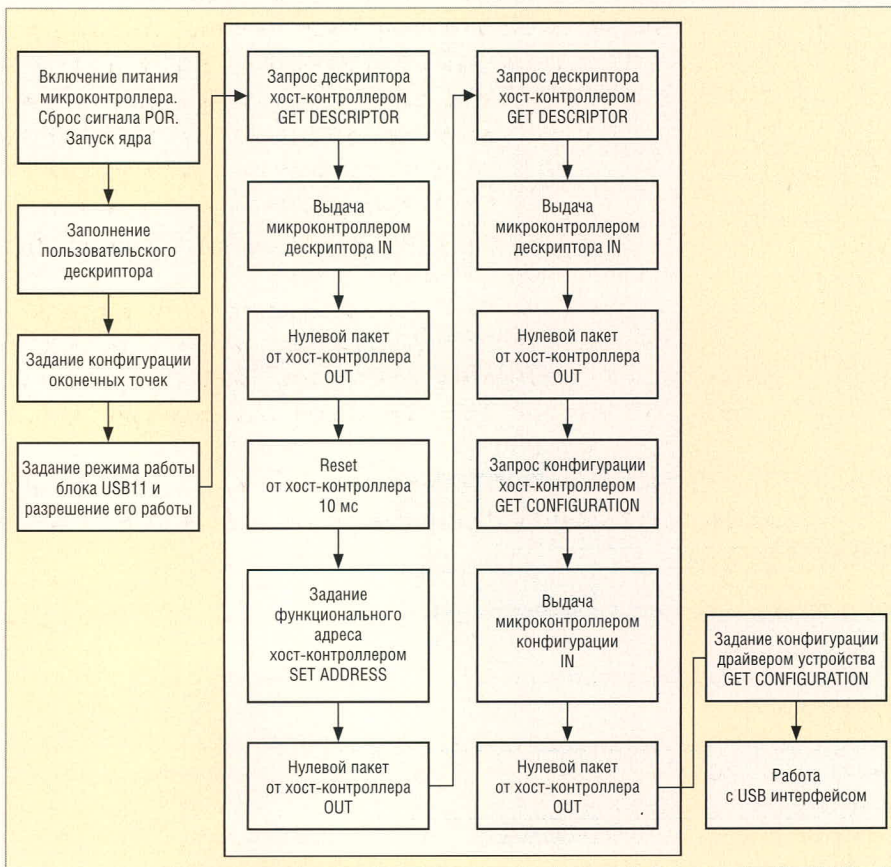


Рис. 3. Блок-схема работы микроконтроллера при запуске USB-интерфейса

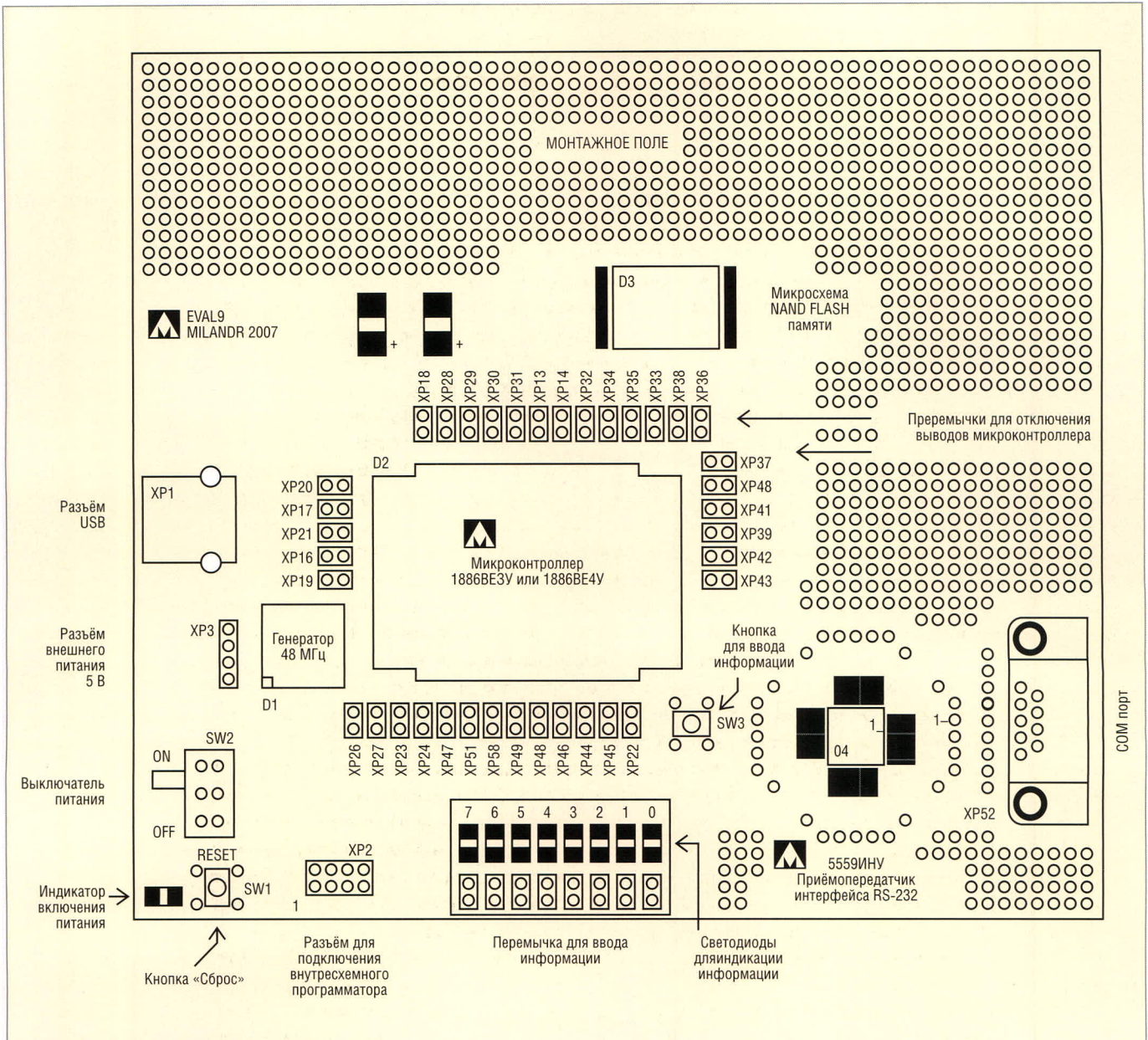


Рис. 4. Внешний вид демонстрационно-отладочной платы



МИЛАНДР

www.milandr.ru

ЗАО “ПКК Миландр”

- **Производитель микросхем двойного и специального назначения (ВП, ОТК, бескорпусное исполнение) в том числе:**
 - поставка отладочных средств (программные и аппаратные)
 - постоянная техническая поддержка (консультация специалистов, обучение, сотрудничество в разработке)
- **Разработка интегральных микросхем**
- **Сертификация и испытание микросхем (иностранного производителя)**

Поставка импортных и отечественных электронных компонентов

Адрес: Зеленоград проезд 4806, д.6
www.milandr.ru
info@milandr.ru

телефон/факс:
 +7(495)601-95-45
 +7(495)981-54-33
 +7(495)739-02-81



реклама

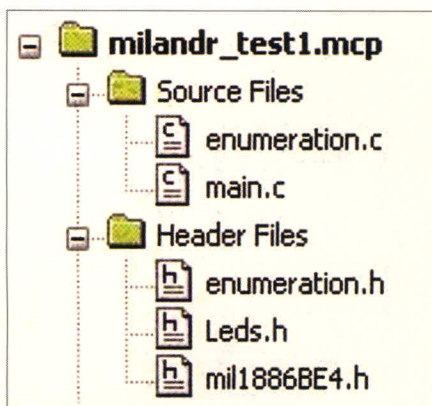


Рис. 5. Структура проекта

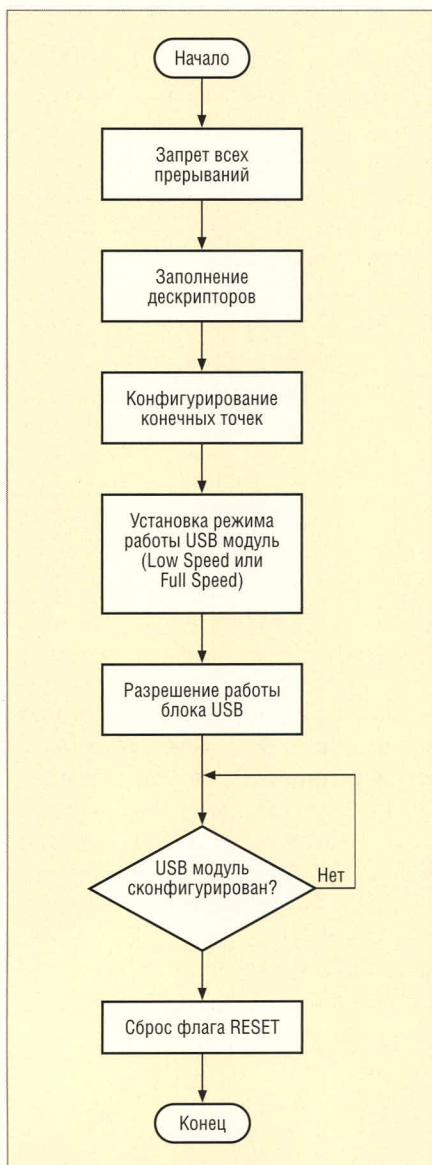


Рис. 6. Алгоритм работы ПО для инициализации USB-модуля

- *usb_mode_fullow()* устанавливает режим работы USB модуля: Full Speed или Low Speed;
- *usb_enable()* разрешает работу USB-модуля.

Файл *main.c*

#include "mil1886BE4.h"

```
#include "enumeration.h"
#include "Leds.h"
//посылка данных в хост через ep2
//прием данных из хоста через ep1
void main()
{
    unsigned char
data=0,new_data=0;
    DDRE=0;
    PORTE=0;
    Leds_enable();
    usb_init();
while(!configuration_ok());//ждем
готовности USB модуля
clear_usb_rst();//сброс флага
USB_RST
    while(1)
    {
        if(
!(fifo1_empty()) )
        {
            data=
usb_read_byte();
        }
        if(
(fifo2_empty())
){usb_write_byte(data);}
        Leds_0_3_off();
        Leds_4_7_on();
        if(data>0x0f)
        {
PORTE|=(data&0xf0);

PORTE&=0x0f;
        }
        else
        {
PORTE&=0x0f;
        }
        Leds_4_7_off();
        Leds_0_3_on();
        PORTE|=(data<<4);
        PORTE&=0x0f;
    }
}
```

В основной программе используются следующие макросы:

- *configuration_ok()* проверяет выставление флага CONF_SET; если флаг выставлен, то USB модуль успешно сконфигурирован;
- *clear_usb_rst()* сбрасывает флаг получения от хост-контроллера команды RESET;
- *fifo1_empty()* проверяет наличие данных в fifo-буфере первой конечной точки;
- *usb_read_byte()* читает байт данных из fifo-буфера первой конечной точки;

- *usb_write_byte(data)* записывает в fifo-буфер второй конечной точки байт данных.

Из приведённого выше листинга видно, что программа предельно проста, и для инициализации USB-модуля необходимо всего несколько строк (не считая заполнения полей дескриптора).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Как у любого микроконтроллера, у 1886BE4Y есть свои достоинства и недостатки. Поэтому необходимо выбирать USB-микроконтроллер, исходя из требований к создаваемому устройству. Если для обмена данными между разрабатываемым устройством и ПК не требуется скорость более 12 Мбит/с, если есть специалисты, знакомые со средой MPLab, но не программировавшие ранее для интерфейса USB, а время, отведённое на разработку, ограничено и необходимо применить элементную базу отечественного производства, то идеальным решением будет использование описанного выше прибора 1886BE4Y.

Очевидными достоинствами этого МК являются:

- простота написания программы;
- для разработки ПО необходим минимум знаний об интерфейсе USB;
- имеются средства программной и аппаратной отладки ПО и освоения МК;
- возможность получения оперативной консультации специалиста как по электронной почте, так и по телефону.

Недостатки:

- медленная загрузка ПО в МК и стирание ранее загруженного ПО (LPT-программатор);
- недостаточная гибкость для реализации любого USB-устройства, т.к. структура дескрипторов жёстко задана.

ЛИТЕРАТУРА

1. Спецификация 1886BE4Y, K1886BE4Y Версия 2.1 от 21.03.2008.
2. Спецификация 1886BE3Y, 1886BE31Y, K1886BE3Y, K1886BE31Y, K1886BE3 Версия 2.1 от 20.03.2008.
3. MicroProg2006 – программирование внутренней флэш-памяти микроконтроллера 1886BE2Y. Руководство пользователя.
4. www.milandr.ru.

Новости мира News of the World Новости мира

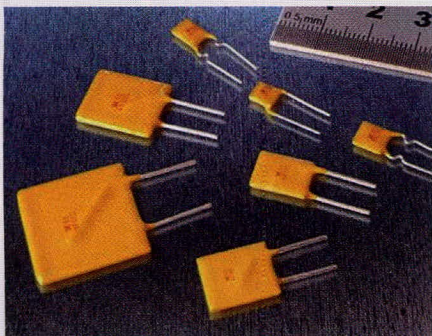
Инфракрасный передатчик в корпусе PLCC2

Фирма Vishay расширила свое предложение оптоэлектронных элементов инфракрасным передатчиком диапазона 870 нм поверхностного монтажа в корпусе PLCC2. В VSMF4720 сочетаются угол излучения $\pm 60^\circ$ с интенсивностью излучения 16 мВт/ср при 100 мА. Благодаря этой комбинации он является решением для приложений передачи данных, таких как, например, инфракрасные системы регистрации оплаты или беспроводная передача аудиосигналов. Элемент допускает токи до 1 А и выдает при 100 мА оптическую выходную мощность 50 мВт.

www.vishay.com

Восстанавливающиеся предохранители

Фирма Tyco Electronics выпускает семейство защитных PolySwitch-элементов для использования в самых различных элек-

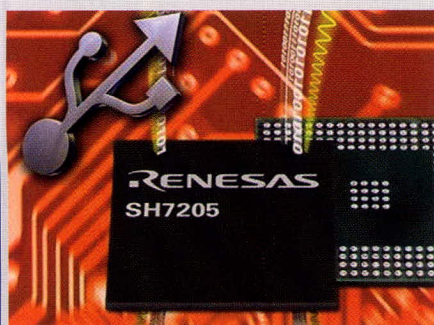


тронных изделиях. Важнейшими параметрами элементов семейства RKEF являются номинальные значения тока удержания от 0,50 до 5,00 А в сочетании с номинальными значениями тока срабатывания от 1,00 до 10,0 А. Максимальное рабочее напряжение всех элементов составляет 60 В, а предельное значение температуры 85°C. Элементы соответствуют требованиям RoHS и ELV.

www.tycoelectronics.com

SuperH-микроконтроллер фирмы Renesas

Фирма Renesas Technology Europe известила о выпуске микроконтроллера



SH7205 из семейства SuperH. Этот продукт является первым Dual-Core-микроконтроллером, предлагаемым Renesas. SH7205 содержит два ядра SH-2A, каждое с тактовой частотой 200 МГц и производительностью 480 DMIPS. К тому же элемент имеет два FPU, которые могут обрабатывать операции с плавающей запятой с простой и двойной точностью. SH7205 имеет два CAN-канала, модуль USB, шесть SCI-каналов, два SSU-канала и четыре IIC-канала.

www.renesas.com

Защитный диод от электростатических разрядов для высокочастотных антенн

Компания Infineon предлагает TVS (Transient Voltage Suppression)-диод, выполняющий задачу защиты антенны в электронных устройствах. К типичным областям применения относятся GPS, мобильный TV-приём, FM-радио, а также радиокодирование (RKE) и контроль давления в шинах (TPMS) автомобилей. Защитный диод антенн ESD0P2RF-02LS имеет размеры 0,62 × 0,32 мм при высоте 0,31 мм. Он был разработан для защиты устройств от электростатических разрядов с напряжением до 20 кВ. Ключевыми параметрами являются линейность до 6 ГГц и ёмкость 0,2 пФ. Защитный диод расположен в корпусе TSSLP, время реакции на электростатические разряды менее 0,5 нс, диод надёжно отводит токи электростатических разрядов от защищаемой схемы на более низкий, неопасный уровень. Он обеспечивает поглотительную способность электростатических разрядов до 20 кВ (контактный разряд), превышая тем самым требования промышленного стандарта IEC61000-4-2 Level 4 с нормативом 8 кВ.

www.infineon.com/tvsdiodes

Схемы управления RGB-пикселями светодиодов

Фирма ON Semiconductor расширяет своё предложение LDD-элементов постоянного тока двумя схемами управления RGB-пикселями высокоярких светодиодов, CAT4103 и CAT4109. CAT4103 разработан для систем освещения, построенных на многоцветных светодиодах. По утверждению производителя, он имеет быстрый последовательный интерфейс, поддерживающий частоту синхронизации



до 25 МГц и информационные выходы с буферными накопителями. В CAT4109 применен параллельный интерфейс, причём каждый канал имеет собственное ШИМ-управление.

Оба элемента поддерживают стабилизацию тока до 175 мА в каждом канале. При 60 мА происходит спад напряжения до 0,3 В. При напряжении 25 В для каждого канала, схемы управления поддерживают RGB-пиксели с мощностью свечения 10 В.

www.onsemi.com

Аналоговые мультиплексоры с восемью каналами

Фирма Maxim стала выпускать MAX14752/MAX14753, аналоговые мультиплексоры для высоких входных напряжений. Оба типа различаются только по своей структуре: MAX14752 имеет восемь каналов и работает с входными сигналами, привязанными к земле, тогда как MAX14753 представляет собой два четырёхканальных мультиплексора для дифференциальных задач измерения. Элементы имеют максимальный ток утечки 20 нА, а также сопротивление открытого канала 60 Ом. Дополнительно интегрированы входные защитные диоды для защиты от повышенного и пониженного напряжения. Не требуется полупроводниковых реле. Элементы пригодны для работы в промышленных системах регулирования, системах программного управления и в медицинской технике. Они работают от симметричных источников напряжения $\pm 10...35$ В или от однополярных источников 20...72 В. Мультиплексоры специфицированы для расширенного промышленного температурного диапазона $-40...+85^\circ\text{C}$ и предлагаются в корпусе TSSOP-16.

www.maxim-ic.com/MAX14752

Импульсные источники питания большой мощности с микропроцессорным управлением

Евгений Владимиров, Владимир Ланцов (Санкт-Петербург)

В статье рассмотрены основные проблемы и особенности, возникающие при проектировании современных импульсных источников вторичного электропитания (ИВЭ) большой мощности. Сформулированы требования к системе управления мощными импульсными ИВЭ, которые должны быть учтены в алгоритме управления такими источниками. Приведён обзор публикаций, посвящённых вопросам управления импульсными источниками питания, в том числе с микропроцессорным управлением. Описана обобщённая структурная схема мощного импульсного ИВЭ (AC/DC-преобразователя) с микропроцессорным управлением. Рассмотрены особенности алгоритма управления и требования к микропроцессору (микроконтроллеру). Изложенные положения и выводы проиллюстрированы на примере схемы импульсного ИВЭ мощностью 1200 Вт.

На современном этапе развития импульсных (преобразовательных) источников вторичного электропитания (далее – ИВЭ), или Switching Mode Power Supplies (сокращенно SMPS), может быть условно принята следующая их классификация. По величине выходной мощности источники можно разделить на: маломощные источники (от 1 до 50 Вт), источники средней мощности (от 50 до 400...500 Вт), источники большой мощности (от 500 Вт до 5...10 кВт) и источники питания сверхбольшой мощности (более 10 кВт) [1].

Особенности функционирования и методы проектирования ИВЭ малой и средней мощности достаточно подробно описаны в отечественной и зарубежной литературе. В то же время мощные импульсные источники отражены в публикациях существенно меньше. Ещё реже приводятся особенности и методы проектирования мощных импульсных ИВЭ с микропроцессорным (МП) управлением. Такое положение побудило авторов восполнить имеющийся пробел. В статье описываются импульсные источники питания класса AC/DC, т.е. с питанием от сети переменного тока. Отметим, что мощные источники бесперебойного питания (ИБП) также имеют встроенные системы МП-управления; однако основное назна-

чение таких интеллектуальных систем – это обеспечение управления в специальных режимах работы, свойственных только ИБП [2].

ПРОБЛЕМЫ И ОСОБЕННОСТИ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

Рассмотрим некоторые проблемы и особенности функционирования современных мощных импульсных источников:

- повышенная частота преобразования (коммутации силовых ключей) $f_{пр} = 50(80)...250$ кГц. При этом активный корректор коэффициента мощности (ККМ, PFC), обязательный для мощных источников при их питании от однофазной сети переменного тока, $\sim 220В/\sim 230В$, 50/60Гц, может иметь другую частоту: $f_{пр} \leq f_{ккм} \leq f_{пр}$. Повышенное значение $f_{пр}$ позволяет в несколько раз уменьшить массогабаритные показатели мощных импульсных ИВЭ. В ряде применений оказывается возможным одновременно уменьшить и стоимость ИВЭ по сравнению с ещё широко применяемыми тиристорными источниками большой мощности;
- основные методы управления силовыми ключами:
 - широтно-импульсная модуляция (ШИМ),

– частотно-импульсная модуляция (ЧИМ) в AC/DC с квазирезонансным преобразованием.

Следует указать на невозможность достаточно существенной подгрузки выхода (3...5% от номинального тока нагрузки и более) при использовании ШИМ с жёстким циклом переключения из-за большой выходной мощности и снижения КПД (η);

- безаварийное включение и выключение ИВЭ как в штатных, так и в нештатных (аварийных) режимах работы. Подчёркнём, что возникающие в этих режимах сверхбольшие токи и напряжения приводят к уменьшению ресурса устройств и компонентов и могут вызвать преждевременный отказ;
- широкое использование современных силовых ключей – мощных высоковольтных (500...1200 В) транзисторов: полевых транзисторов с изолированным затвором (МОП или MOSFET) и биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT), быстродействующих (fast) и сверхбыстродействующих (ultrafast) [1]. В частности, МОП-транзистор типа IPW60R045CS (фирма-изготовитель Infineon) имеет следующие параметры: напряжение (U_{DSS}) – не менее 600 В, ток стока (I_D) – до 60 А, максимальная рассеиваемая мощность (P_D) – 430 Вт. При этом сопротивление открытого канала ($R_{DS(on)}$) – не более 0,045 Ом; имеется встроенный антипараллельный диод. Что касается IGBT, то в настоящее время эти приборы выполняются по новым технологиям (NPT, WARP, TRENCH и др.), что позволяет снизить напряжение насыщения коллектор-эмиттер ($U_{CE(sat)}$) и повысить быстродействие. Рабочий диапазон частот IGBT существенно расширен: 50 кГц для IGBT типа APT25GT120BRDQ2 (Advance Power Technology – APT), обеспечивающего 1200 В/54 А. Для IGBT типа IRG4PC40W (IR) максимальная час-

тота переключения составляет 150 кГц с возможностью обеспечить 600 В/40 А [1];

- необходимое быстродействие и надёжность работы всего комплекса устройств для защиты силовых элементов самого источника и внешнего потребителя;
- необходимость эффективного отвода значительного количества тепла от источников. В настоящее время КПД импульсных ИВЭ с питанием от однофазного напряжения ~220 В, 50 Гц не превышает 84...86% [1]. Соответственно КПД импульсных ИВЭ в случае питания ИВЭ от трёхфазного напряжения ($3 \times \sim 220$ В, 50 Гц) – более высокий (до 90...92%);
- проблемы электромагнитной совместимости (ЭМС) как на внешних зажимах источников, так и во внутренних устройствах управления. Для обеспечения необходимого уровня ЭМС на сетевом входе требуется выполнить требования существующих стандартов [3]. Дополнительно отметим, что мощные импульсные ИВЭ, как правило, имеют один мощный выход.

Основные функции, выполняемые системой управления мощных импульсных ИВЭ

В работе [4] перечислены основные функции системы управления транзисторных преобразователей, выполняемые в общем случае. Конкретизируем и дополним их применительно к современным мощным ИВЭ:

- устойчивая стабилизация выходного напряжения, тока (иногда мощности) в заданных пределах изменения входного напряжения. Для мощных импульсных ИВЭ, в зависимости от условий эксплуатации, обычно задаются следующие пределы: ~187...242 В, $\pm 15\%$ (~187...253 В), $\pm 20\%$ (~176...264 В). Гораздо реже выдвигается требование обеспечения так называемого «универсального» входа, т.е. способности сохранять работоспособность при изменении питающего напряжения в диапазоне ~85 (90)...264 В. Заметим, что в случае использования ККМ при универсальном входе основное значение для стабилизации напряжения имеет работа ККМ, а основной преобразователь работает в «комфортном» режиме. При питающей трёхфазной сети, когда ККМ не использу-

ется, универсальность питания должен обеспечивать сам преобразователь. Особенности режимов работы источника, его устройств и компонентов приведены в работах [4, 5];

- генерация повышенной частоты преобразования (коммутации силовых ключей) $f_{пр} = 80...250$ кГц (ранее частота преобразования составляла 20...50 кГц);
- формирование закона (метода) управления силовыми ключами: ШИМ или ЧИМ;
- плавное включение (пуск) и выключение ИВЭ в штатных и в некоторых нештатных режимах работы (например, несанкционированное выключение питающей сети);
- организация выполнения всего комплекса защитных мер при возникновении различных аварийных ситуаций вне источника (у потребителя) и внутри самого источника:
 - защита от токовых перегрузок на выходе источника, а также ККМ (если он есть в составе ИВЭ),
 - защита от коротких замыканий (к.з.) на выходе источника. Ввиду большой мощности источника, как правило, защита осуществляется с устойчивым запирающим силовых ключей; кроме того, при этом должен быть выдан сигнал на отключение источника от питающей сети входным пускателем,
 - защита потребителя от перенапряжений на выходе источника,
 - тепловая защита от перегрева основных силовых компонентов: силовых ключей (транзисторов), силового трансформатора и источника в целом,
 - защита от недопустимой мгновенной мощности на силовых ключах (в некоторых случаях);
- защита от:
 - недопустимого изменения входного напряжения переменного тока. Напомним, что стандартное время удержания выходного напряжения (holding time) составляет 20 мс (если не оговорено иное) и обеспечивается в основном большой ёмкостью конденсатора сетевого выпрямителя (или выходного конденсатора ККМ),
 - теплового перегрева силовых компонентов и источника в целом,
 - «небольшой» (+15...35%) токовой перегрузки (% перегрузки и время срабатывания защиты согласуются с заказчиком),

- «небольшого» (+5...15%) перенапряжения на выходе источника (% перенапряжения и время срабатывания защиты согласуются с заказчиком); быстродействующие виды защит (быстродействие – доли/единицы микросекунд),
- превышения входного тока ККМ,
- превышения тока силовых транзисторов в преобразователе напряжения (ПН или DC/DC); например, для некоторых биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT) или интегрированных модулей на их основе допускается 10-кратная токовая перегрузка в течение не более 10 мкс, при этом через 5 мкс напряжение на его затворе должно быть снижено вдвое,
- превышения мгновенной мощности силовых ключей (в зависимости от выполнения схемотехники преобразователя). Заметим, что система управления ИВЭ должна выполнять защитные функции с необходимым быстродействием и надёжностью. По времени срабатывания схемы защиты разделяются на «медленные» (десятки и сотни миллисекунд) и «быстрые»;
- выравнивание выходных токов источников при параллельной работе для получения большей мощности;
- формирование вида требуемой выходной характеристики или обеспечение требуемой зависимости максимальной выходной мощности от уровня напряжения в сети [4] – по специфике работы или по требованию заказчика;
- возможность дистанционного управления (интерфейс с системой управления верхнего уровня);
- запись и индикация некоторых режимов и параметров работы. Например, иногда требуется запись состояния сети питания (мониторинг среднего значения, а также скачков и провалов напряжения) в целях диагностики и профилактики возможных отказов и т.д. Запись состояния сети осуществляется циклически во время функционирования источника (например, каждые 8, 12 или 24 ч).

Обзор устройств управления современных мощных импульсных ИВЭ

Аналоговые системы управления. В настоящее время управление мощными импульсными ИВЭ (ККМ, ПН) все-таки в большей степени осуществля-

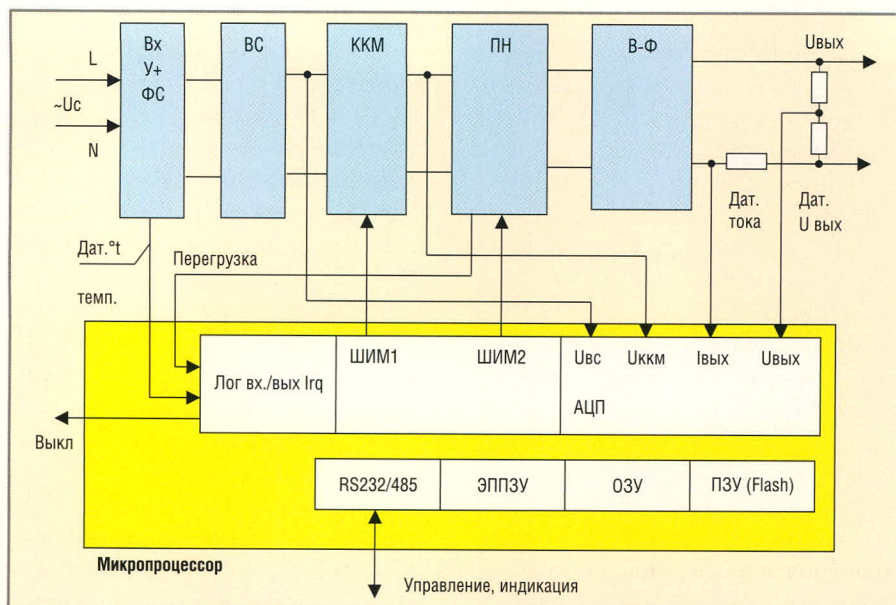


Рис. 1. Упрощённая структурная схема ИБЭ с микропроцессорным управлением

ются системами на основе аналоговых компонентов: микросхем ШИМ-, ЧИМ- и ККМ-контроллеров, операционных усилителей (ОУ), управляемых источников опорного напряжения (ИОН), компараторов, таймеров и др. Внешний интерфейс обеспечивается АЦП и ЦАП. Для повышения уровня интеграции некоторые из аналоговых микросхем выбираются многоканальными. Кратко охарактеризуем некоторые из используемых микросхем.

В числе аналоговых микросхем контроллеров нельзя не упомянуть такие ШИМ-контроллеры, как одноктактные – TDA8380 (Philips), TDA46XX (Infineon/Siemens); UC3842...UC3845 (Unitrode, сейчас в составе корпорации Texas Instruments, TI); двухтактные – TL494 (TI), UC3875, UC3879, новый ШИМ-контроллер с фазовым сдвигом UC3895 (Unitrode), SG3524 (Silicon General, SG) и др. Эти хорошо отработанные микросхемы управления импульсными ИБЭ, получившие широкое признание в мире, легли в основу многих других микросхем, в том числе отечественных KP1033EY(10-16), KP1114EY4 и т.п. [5].

В 1990-х появились специальные микросхемы ККМ-контроллеров типа ML4812, ML4819 (Micro Linear), MC33261, MC33262 (Motorola), UC3855 (Unitrode), а также универсального контроллера TDA16888 (Infineon/Siemens). В России были разработаны ИС ККМ-контроллеров, например, типа (KP)1033EY4/6/8. Для непосредственного управления высоковольтными (500...1200 В) силовыми транзисторами (MOSFET и IGBT) были созданы новые микросхемы с

умощнённым выходом – драйверы MOSFET и IGBT (IR): низкопотенциальный – IR2121, высокопотенциальные – IR2117, IR2118...R2125; двухканальный (независимые нижний и верхний каналы) – IR2113, полумостовые – IR2104, IR2105 и др. [1].

Следует отметить, что задача управления мощными ИБЭ стала упрощаться с появлением нового класса мощных полупроводниковых приборов – интеллектуальных (интегрированных) силовых модулей – Integrated Power Modules (IPM). В корпусе IPM могут быть реализованы несколько силовых транзисторов, антипараллельные диоды, выпрямительные (сетевые) мосты, датчик температуры и другие компоненты. В середине 1980-х появились интеллектуальные мощные интегральные микросхемы (Smart power), – сочетание на одном кристалле силовых элементов вместе с логическими и аналоговыми микросхемами. Например, ИС типа DG568/569 (Siliconics) содержала матрицу, состоящую из 500 ячеек КМОП-вентилей, а также восемь мощных MOSFET на 200 В. Прибор типа OM9015FS (Omnirel) может служить примером максимального функционального приближения к IPM. Он представляет собой комбинацию мощных полупроводниковых приборов в миниатюрных и герметичных толстоплёночных модулях со схемами управления.

В принципе ИС типа Smart power образовывали практически законченную схему источника питания, без точечных элементов. К сожалению, возлагавшиеся в то время на широкое применение этих ИС в импульсных

источниках питания (преобразователях AC/DC, DC/DC) и в других устройствах силовой электроники большие надежды не оправдались. Фактически всё ограничилось выпуском сравнительно небольшой номенклатуры специальных устройств. Приборы Smart power несколько обогнали своё время, но их разработка и практика применения заложили основу дальнейшего развития интегрированных компонентов, в том числе IPM [1, 6, 10].

При всех достоинствах аналоговой системы управления – простоте восприятия разработчиками импульсных ИБЭ, возможности замены отдельных компонентов при выходе из строя, сравнительно небольшой стоимости, – она имеет и определённые недостатки. Прежде всего, такая система содержит большое количество компонентов, что снижает надёжность, повышает трудоёмкость в настройке и т.д. И, наконец, такое положение не стыкуется с современной тенденцией к переходу на цифровую элементную базу, т.е. к широкому внедрению компьютерной техники и программирования во всех видах электроники.

Цифровое управление, в принципе, может быть реализовано в двух вариантах [4]:

- комбинированная (смешанная) система управления;
- цифровая система управления.

В первом случае, как показано [5, 8], «медленные» задачи управления решаются цифровыми средствами (микроконтроллер). «Быстрые» задачи, требующие реализации ШИМ-управления, работающего на частотах 100...250 кГц, и некоторых видов защит от перегрузок, – аналоговыми средствами. Во втором случае цифровая система (микроконтроллер) управляет всеми функциями (и медленными, и быстрыми) импульсного ИБЭ (ККМ, DC/DC).

На рисунке 1 приведена упрощённая структурная схема ИБЭ с микропроцессорным управлением. Сетевое напряжение (220 В или в расширенном диапазоне) поступает на входное устройство ВхУ с сетевым фильтром ФС. Далее следует сетевой выпрямитель ВС, формирующий входное напряжение для активного корректора коэффициента мощности ККМ, преобразователь напряжения ПН и выпрямитель с фильтром В-Ф. Микропроцессор содержит порт аналоговых входов – многоканальный АЦП, выходные ШИМ-порты, порты логических входов/выходов,

коммуникационные порты для управления и индикации.

Кратко рассмотрим функции портов. Многоканальный АЦП (как правило, дельта-сигма-АЦП с многоканальным коммутатором на входе) принимает сигналы выходного напряжения сетевого выпрямителя $U_{вс}$, выходного напряжения корректора коэффициента мощности $U_{ккм}$, а также сигналы датчиков выходного тока и напряжения $I_{вых}$ и $U_{вых}$. Следует отметить, что все сигналы, подаваемые на АЦП, должны быть предварительно нормализованы, т.е. с помощью делителя напряжения или нормирующего усилителя приведены к рабочему диапазону входного напряжения АЦП (± 10 , ± 5 , $\pm 2,5$ В и др.). Кроме того, между узлами ИВЭ и входами АЦП желательна гальваническая развязка. Устройства нормализации и гальванической развязки на схеме не показаны. Порты ШИМ формируют соответствующий сигнал управления преобразователями ККМ и ПН. Эти сигналы определяются уставкой напряжения, поступающей, например, через коммуникационный порт, и законом регулирования, который задаёт вид обратной связи между $U_{ккм}$ и ШИМ1, а также $U_{вых}$ и ШИМ2.

Порт логических входов предназначен для приёма аварийных и статусных сигналов. На рисунке 1 в качестве примера показаны сигналы перегрева от датчика температуры и сигнал перегрузки, которые могут подаваться на входы прерываний Irq и посредством ШИМ-портов выключать ИВЭ. На практике число статусных и аварийных сигналов может быть гораздо больше.

Определённые проблемы возникают в ИВЭ с микропроцессорами при наличии двух каналов управления – локального, с передней панели, и удалённого («автоматического»), через коммуникационный порт. В качестве примера такого ИВЭ можно привести источник GEN 300-5 серии GENESYS [7] фирмы Lambda. Этот источник с выходной мощностью 1500 ВА имеет насыщенные органами управления переднюю и заднюю панели, а в среде управления – набор регистров состояния, ошибок (аварий) и запросов, доступных устройству внешнего управления, подключаемому через коммуникационный порт.

Регистр состояния содержит биты режима работы (стабилизация напряжения/тока), биты наличия/отсутствия

ошибки (аварии), автозапуска, защиты и автономного режима. Регистр ошибок содержит биты: сбой электропитания, перегрев, срабатывание защиты, выключенное состояние переключателя на задней панели, отключение выхода (с передней панели) и резервные. Регистры предназначены только для чтения пользователем состояния ИВЭ через коммуникационный порт. На каждый запрос формируется ответ – квитанция SRQ. Предусмотрено распознавание ошибочной команды и сообщение об ошибке исполнения.

Рассмотрим функции памяти микропроцессора применительно к ИВЭ (см. рис. 1). ПЗУ выполняет функцию хранения исполняемой программы. В современных микропроцессорах флэш-ПЗУ разделено на два или несколько отдельных блоков. При этом один из блоков может использоваться для хранения уставок параметров. В противном случае для хранения уставок используется блок ЭППЗУ. Благодаря наличию такого блока в ИВЭ с микропроцессором могут сохраняться значения параметров при последнем выключении источника.

Блок ОЗУ используется при исполнении программ управления ИВЭ, при вспомогательных вычислениях и пр. Примером таких вычислений может служить ограничение выходной мощности. Необходимость вычислений возникает в случае, если максимальная выходная мощность ИВЭ $P_{max} < I_{max} \times U_{max}$, где I_{max} и U_{max} соответственно предельные значения тока и напряжения ИВЭ. Вычисление реального значения выходной мощности ИВЭ для сравнения с P_{max} производится по данным, полученным от датчиков выходного напряжения и тока посредством АЦП. Другой пример использования вычислительных возможностей – упомянутое выше уравнивание токов параллельно включенных ИВЭ.

ОПИСАНИЕ СХЕМЫ ИМПУЛЬСНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ МОЩНОСТЬЮ 1200 Вт (27 В/45 А) С УПРАВЛЕНИЕМ ОТ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА C8051F120

На рисунке 2 приведена практическая схема импульсного источника питания мощностью 1200 Вт (27 В/45 А) с управлением от микроконтроллера типа C8051F120. В основе схемы лежит импульсный ИВЭ той же мощности [1].

В доработанную схему этого источника была встроена система микропроцессорного управления. Обобщённая структурная схема источника с МП-управлением была рассмотрена выше (см. рис. 1). Со схемой МП-управления сопряжены схемы СУ1, СУ2 непосредственного управления силовыми ключами (VT1 – VT3), датчики напряжений (D_{Ui}), токов (D_{Ii}), температуры (DT°). Также изображены масштабирующие усилители (У1, У2) с узлами гальванической развязки (УТР1, УТР2), необходимые из-за различия потенциалов на передающей и приёмной сторонах: высокопотенциальное (U_0) и низкопотенциальное ($U_{вых}$) напряжения. Рассмотрим подробнее состав приведённой схемы источника питания, взаимодействие его основных устройств и узлов, а также электрические параметры основных компонентов [1].

Однофазное напряжение переменного тока (~220 В, 50 Гц) поступает на входное устройство (А1), в которое включены:

- мощный терморезистор (термистор) с отрицательным температурным коэффициентом типа B57364S109M фирмы Epcos (начальное сопротивление $R_0 = 1 \text{ Ом} \pm 20\%$, максимальный ток 16 А), включенный последовательно для ограничения пусковых токов;
- быстродействующий варистор типа B72214S271K101 фирмы Epcos (~275 В_{эфф.}/430 В_в (1 мА), максимальная энергия $E_{max} = 71 \text{ Дж}$, максимальный ток 4500 А_{нмпл.}) включен параллельно для ограничения импульсных перенапряжений 2...4 кВ;
- сетевой фильтр вида СхLСхСу типа FN2070-10/06 фирмы Schaffner ($L = 2 \times 4,5 \text{ мГн}$, $C_x = 1 \text{ мкФ}$, $C_y = 2 \times 4,7 \text{ нФ}$), осуществляющий подавление электромагнитных помех со стороны сети и от самого ИВЭ;
- выпрямительный мост типа 26MB60A (IR) с обратным напряжением $U_{RRM} = 600 \text{ В}$ на выпрямленный ток $I_0 = 25 \text{ А}$, на выходе которого образуется пульсирующее напряжение частотой 100 Гц и амплитудой 300 В (в номинальном режиме).

Конденсатор С1, включенный на выходе выпрямителя типа K73-50-500В-1,5 мкФ (4 шт. параллельно), предназначен для облегчения пуска ККМ, а также для уменьшения симметричной кондуктивной помехи.

Корректор коэффициента мощности является повышающим (до

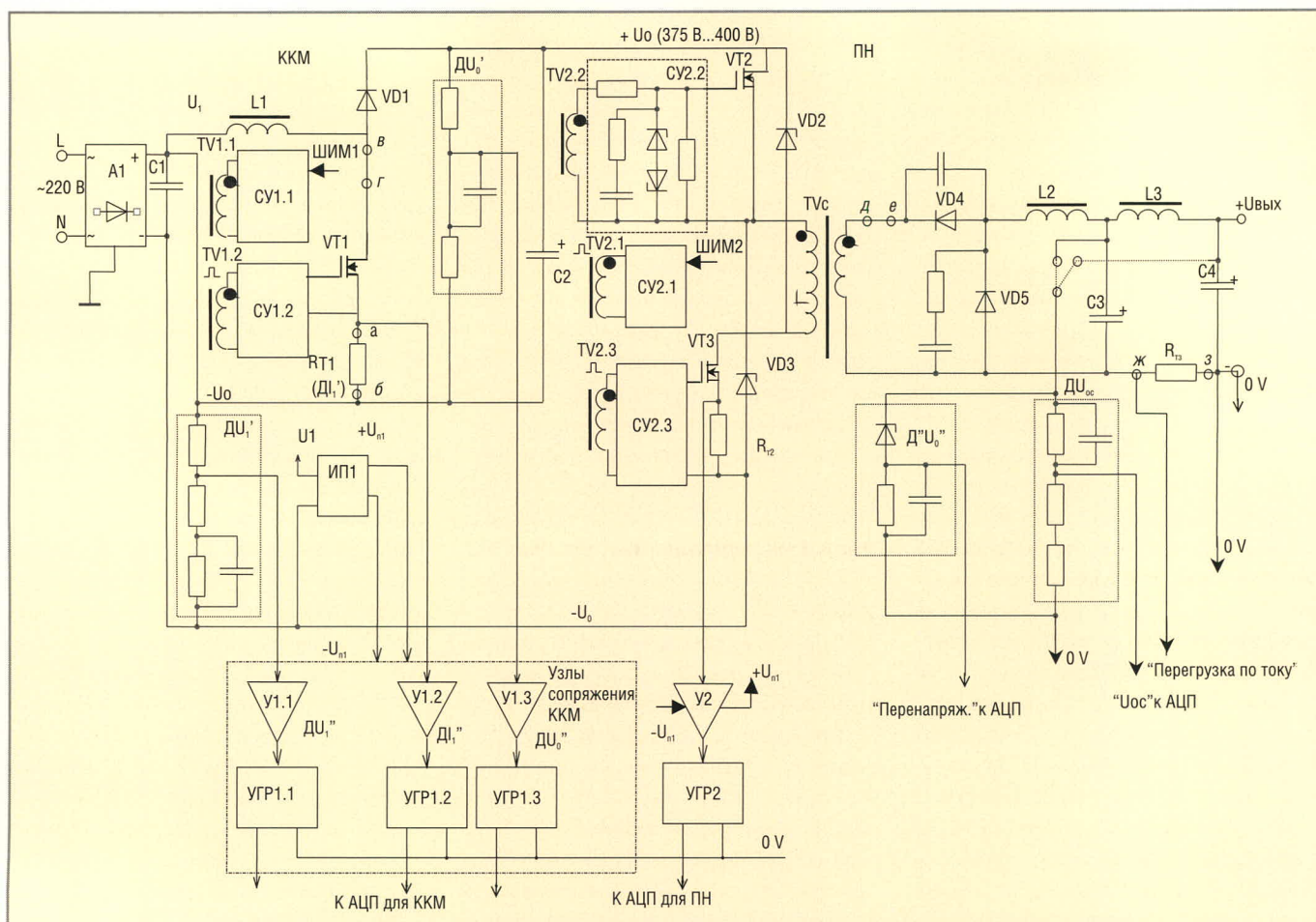


Рис. 2. Схема импульсного источника питания мощностью 1200 Вт (27 В/45 А) с управлением от микроконтроллера типа С8051F120

напряжения $U_o = 375..400$ В) импульсным стабилизатором выпрямленного сетевого напряжения и работает на частоте 200 кГц, обеспечивая практически синусоидальную форму потребления тока из сети (стандарты по ЭМС – EN61000-3-2; IEC 6100-3-2 и ГОСТ Р 51317.3-2-99). Основные элементы ККМ:

- силовой ключ VT1 типа IXFN48N50Q (I_{xys}): $U_{DSS} = 500$ В, $I_D = 48$ А, $P_D = 500$ Вт, $R_{DS\ on} = 0,1$ Ом; время нарастания $t_r = 22$ нс, время спада $t_f = 10$ нс; время восстановления встроенного антипараллельного диода $t_{rr} = 250$ нс;
- быстродействующий бустерный диод Шоттки (SiC) VD1 типа CSD10060A (Cree): $U_{RRM} = 600$ В, прямой ток $I_F(AV) = 10$ А, падение напряжения $U_{FM} = 1,8$ В, время восстановления обратного сопротивления (t_{rr}) – десятки наносекунд;
- накопительный дроссель L1 с индуктивностью 360 мкГн: сердечник из Mo-пермаллоя МП140 K44x28x10,3, число витков $W = 55$ (провод $\varnothing 1,5$ мм);
- выходной буферный конденсатор C2 типа EXR (Hitano): 100 мкФ, 450 В; количество параллельно включенных конденсаторов зависит от тре-

буемого времени удержания выходного напряжения;

- схема (CV1.2) управления ключом VT1 реализована на основе управляющего трансформатора TV1 (вторичная обмотка TV1.2) и аналогична схеме управления CV2.2 транзистором VT2 в основном преобразователе.

На первичную обмотку (TV1.1) трансформатора TV1 поступают импульсы от схемы (узла) управления CV1.1. Этот узел представляет собой однотактный импульсный усилитель мощности на транзисторах или микросхеме драйвера, которые управляются от микроконтроллера (выход ШИМ1 – ККМ) импульсами с частотой 100 кГц с коэффициентом заполнения $K_3 \approx 0,05..0,85$.

Типовыми датчиками для ККМ, позволяющими осуществлять режимы управления, стабилизации и защиты от перегрузок в аварийных режимах, являются:

- датчик DU_1 , входного выпрямленного напряжения U1 – резистивный делитель U1;
- датчик тока DI_1 – резистор RT1 в цепи истока VT1; резистор может

быть заменен на трансформатор тока в цепи стока VT1 (тогда не потребуется блок УГР1.2);

- датчик DU_o выходного выпрямленного напряжения U_o – резистивный делитель.

Через устройства сопряжения – масштабирующие усилители U1.1, U1.2, U1.3, на выходе которых включены узлы гальванической развязки УГР1.1, УГР1.2, УГР1.3, – указанные датчики подключены к входам многоканального АЦП в микроконтроллере. В качестве масштабирующих усилителей может быть использован многоканальный ОУ, каналы которого охвачены параллельной отрицательной обратной связью (ООС) с необходимыми коэффициентами передачи. Узлы гальванической развязки удобнее всего выполнять на аналоговых оптронах, при этом последние должны иметь стабильный коэффициент передачи по току.

Рассмотрено [9] построение аналоговых оптронов на базе микросхемы HCNR200/201 фирмы Avago Technologies (см. рис. 3). Некоторые характеристики микросхемы HCNR200: нелинейность – не более 0,01%; температурный коэффициент усиления –

65 ppm/°C; полоса усиления 0...1 МГц, напряжение гальванической изоляции до 5000 В. Внутри оптрона находятся излучающий диод LED и два фотодиода PD1, PD2. Выходной ток фотодиодов прямо пропорционален излучаемому потоку LED. Собственно, оптрон в малогабаритном корпусе для монтажа на поверхность обрамляется усилителем на транзисторах или микросхемах, функция которого – обеспечить необходимый уровень и высокую линейность передачи сигнала. Если же температурный диапазон эксплуатации широкий (например, 0...70°C), то можно использовать разделительные трансформаторы. В этом случае на выходе масштабирующих усилителей У1 включаются модуляторы, а на «низкой» стороне – демодуляторы.

Питание узлов сопряжения производится от вспомогательного источника питания ИП1 с выходным напряжением $+U_{п1}$ (например, 5 В), при этом минус питания соединён с отрицательной шиной $-U_0$.

Преобразователь напряжения (ПН или DC/DC) – однотактный, прямоходовый (по схеме так называемого «косяго» моста), работающий на частоте 200 кГц. В «высоковольтном» ($U_0 = 375...400$ В) инверторе силовые МОП-ключи VT2, VT3 типа IXFN48N50Q (Ixys) работают синхронно. К их выводам сток-исток прикладывается меньшее напряжение, чем в силовом ключе ККМ. Диоды VD2 и VD3 типа 8EWF06S (IR), рекуперирющие энергию намагничивания силового трансформатора Tr.c на вход преобразователя (выход ККМ), имеют следующие параметры: $U_{RRM} = 600$ В, I_F (AV) = 8 А, время обратного восстановления $t_{rr} = 60$ нс. Силовой высокочастотный трансформатор Tr.c выполнен на ферритовом сердечнике ПК30x16 2500НМС1 с индукцией перемагничивания $\Delta B = 0,064$ Тл при параметрах обмоток: число витков первичной обмотки $W_1 = 66$ (сопротивление $R_{w1} = 0,089$ Ом) и вторичной $W_2 = 12$ ($R_{w2} = 0,0036$ Ом). Выходной мощный (27 В/45 А) ВЧ- выпрямитель (диоды VD4, VD5) выполнен на силовых сдвоенных диодах Шоттки типа 83CNQ100A (IR): $U_{RRM} = 100$ В, I_F (AV) = 80 А, $U_{FM} = 0,67$ В, имеющих наименьшее падение напряжения, которое уменьшается при нагреве.

Для ещё большего уменьшения потерь мощности на этих диодах (т.е. для повышения КПД источника) в

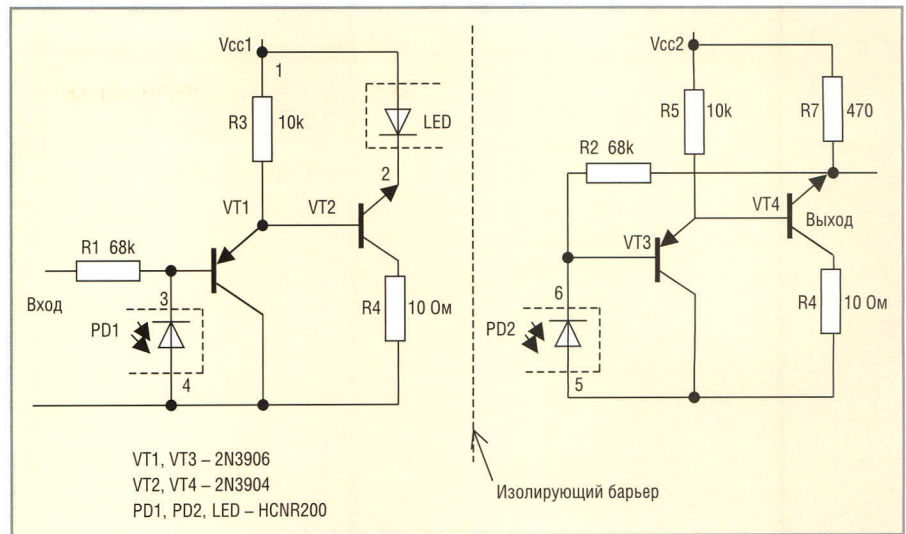


Рис. 3. Схема оптоэлектронной развязки в ИВЗ

каждом плече выпрямителя (VT4 и VT5) два диода включены параллельно. Для подавления коммутационных выбросов (импульсных перенапряжений, «пиков», «иголок») параллельно диодам включены демпфирующие RC-цепи. Сглаживающий фильтр имеет два звена. Основное звено L2C3 имеет следующие параметры: индуктивность дросселя L2 95 мкГн (две обмотки по 190 мкГн параллельно); конденсаторное звено C3 состоит из электролитического (накопительного) конденсатора EXR (Hitano) ёмкостью 470 мкФ, 63 В и двух высокочастотных конденсаторов K53-37-32В- 15 мкФ, включенных параллельно. Добавим, что дроссель выполнен на кольцевом сердечнике K44x28x10,3 из Мо-пермаллоя типа МП250; индукция перемагничивания $\Delta B = 0,03$ Тл, число витков $w = 29$ (провод $2 \times \varnothing 2,02$ мм, $R_w = 0,004$ Ом).

Более высокочастотное звено L3C4 предназначено для дополнительного сглаживания пульсаций на частоте преобразования и лучшего подавления коммутационных выбросов. Второе звено, как правило, имеет значительно меньший (в 10 раз) коэффициент подавления ВЧ-пульсаций и помех, а также лучшие частотные свойства входящих в него компонентов. Полюсы частотных характеристик звеньев выходного фильтра существенно раздвинуты, и это позволяет облегчить коррекцию АЧХ преобразователя для обеспечения его устойчивой работы.

Управление работой преобразователя осуществляется следующим образом. На первичную обмотку (TV2.1) управляющего трансформа-

тора TV1 поступают импульсы от схемы управления СУ2.1. Этот узел (как и в ККМ) представляет собой однотактный импульсный усилитель мощности, управляемый микроконтроллером (выход ШИМ2 – ПН). Частота преобразования составляет 200 кГц; поскольку преобразователь однотактный, прямоходовый, максимальный коэффициент заполнения импульсов $K_{з\max} \leq 0,48$ (пауза используется для размагничивания сердечника силового трансформатора Tr.c через рекуперирющие диоды VD2, VD3). С вторичных обмоток трансформатора TV2.2, TV2.3 управляющие прямоугольные импульсы синхронно поступают на схемы СУ2.2 и СУ2.3 для непосредственного управления МОП-ключами VT2 и VT3. В схеме СУ2.2 раскрыто её внутреннее устройство: последовательный резистор в цепи затвора силового МОП-транзистора; резистор, параллельный цепи затвор-исток (для пассивного записывания); защитные стабилитроны; RC-цепочка для подавления выбросов напряжения, обусловленных паразитными параметрами обмотки.

Для защиты от перегрузок в аварийных режимах предусмотрены следующие датчики:

- датчик тока D_{I2} – резистор RT2 в цепи истока VT3; резистор RT2 может быть заменен на трансформаторы тока в цепях стока VT2 и VT3 (тогда не потребуется УТР1.2 и необходимо после детектирования объединить выходы схем перегрузки или к.з. по схеме ИЛИ);
- датчик D_T (VT2, VT3) – датчик защиты от перегрева транзисторов VT2, VT3. Сигналы с датчиков соответственно через устройства сопряже-

ния (аналогично ККМ) поступают на входы многоканального АЦП в микроконтроллере (АЦП2-ПН). Отметим, что пороги срабатывания защиты и время задержки срабатывания устанавливаются программным способом. Ранее отмечалось, что при коротком замыкании на выходе время задержки срабатывания должно быть минимальным и обратно пропорциональным мощности источника питания. Питание микроконтроллера и узлов сопряжения производится от отдельного вспомогательного источника питания ИП2 с выходным напряжением $+U_{П2}$ (например, 5 В), при этом минус питания соединён с отрицательной шиной (0V – корпус).

Рассмотрим организацию режима ООС по напряжению, т.е. режима стабилизации выходного напряжения импульсного ИВЭ в целом. Напряжение ООС снимается с датчика D_{UOC} (резистивного делителя), который может подключаться непосредственно к выходу ИВЭ после второго звена сглаживающего фильтра L3C4. В этом случае обеспечивается хорошая стабильность и при изменении сетевого напряжения, и при изменении тока нагрузки, однако затрудняется реализация устойчивости преобразователя. Если же датчик D_{UOC} подключить к выходу первого звена фильтра L2C3, то возрастёт нестабильность по току из-за падения напряжения на сопротивлении дросселя L3 и датчика тока D_{I2} (RT3). Для ослабления этого нежелательного эффекта сопротивление дросселя L3 стараются сделать как можно меньше, а резистивный датчик тока заменяют на трансформаторный (на схеме не показан).

Непосредственная защита выхода источника в целом от перегрузок производится благодаря следующим датчикам:

- датчик тока D_{I3} – резистор RT3 в цепи отрицательной выходной шины (рядом с выводом 0V); резистор RT3 может быть заменен на трансформатор тока;
- датчик перенапряжений $D'' > U_{вых}$, для простоты показанный состоящим из смещающего (опорного) стабилитрона и резистора, с которого снимается сигнал перенапряжения; реально вместо стабилитрона применяется регулируемый источник опорного напряжения, например TL431;
- D_T (VD4, VD5) – датчик защиты от перегрева диодов Шоттки VD4, VD5 (в ряде случаев).

РЕАЛИЗАЦИЯ ЦИФРОВОЙ ЧАСТИ ИВЭ

Для реализации цифровой части комбинированной системы управления пригодны любые 8- или 16-разрядные микроконтроллеры, например, серии AVR (Atmel), серии MSP (TI), PIC16-PIC18 (MicroChip) и др. Выбор микропроцессора для использования в схеме управления ИВЭ неоднозначен. Это объясняется, в первую очередь, разнообразием эквивалентных предложений. Рассмотрим перечень тех характеристик микропроцессоров, которые должны учитываться при выборе.

Во-первых, это функциональная полнота структуры. Как показано выше, микропроцессор, управляющий ИВЭ, должен иметь определённый набор функциональных узлов (см. рис. 1). Во-вторых, необходимо достаточное быстродействие микро-

процессора, которое в основном (но не только) определяется его рабочей частотой. Следующим важным параметром является разрядность ШИМ, которая вместе с разрядностью встроенного АЦП определяет минимальную погрешность стабилизации, достигаемую ИВЭ с данным микропроцессором.

Частота ШИМ для ККМ и ПН в современных мощных ИВЭ должна быть порядка 50...100 кГц и выше. Разрядность ШИМ и разрядность АЦП задают погрешность цифровой стабилизации. Для получения уровня погрешности 0,1% необходим ШИМ с разрешением более 10 бит (1024 градации скважности). Разрешение АЦП, как это принято при цифровом регулировании, должно быть на один-два разряда выше, т.е. 12 бит. Особых требований к быстродействию не предъявляется, поэтому время преобразования АЦП на уровне нескольких микросекунд на канал вполне приемлемо. Ограничений по числу цифровых портов ввода и вывода практически нет. Кроме характеристик, относящихся к ИВЭ, существенны и общие соображения: доступность программного обеспечения и средств отладки, наличие подготовленных программистов и т.п.

В таблице для двух типов МП приведены некоторые характеристики, имеющие отношение к применению в ИВЭ. Это – популярный МП типа PIC16F877, примененный в [10], и i8051-совместимый МП типа C8051F120. Анализируя данные в таблице, мы видим, что PIC16F877 не обеспечивает приемлемую частоту и разрешение ШИМ, не может перепрограммироваться в схеме и менее удобен в отладке программ.

Подключение микропроцессора C8051F120 к входам/выходам ИВЭ, схема которого дана на рис. 2, показано на рисунке 4. В ИВЭ предусмотрена панель цифровой индикации и ручного управления, включающая в свой состав кнопки «+», «-», «Сброс» и цифровое табло с драйвером MAX 7221, подключаемым к последовательному порту SPI МП. Драйвер позволяет индцировать до восьми символов. На схеме условно показана индикация трёх десятичных символов. На табло могут выводиться выходное напряжение и выходной ток, уставка напряжения и уставка защиты с соответствующими идентификаторами и т.п.

Основные параметры микроконтроллеров, применяемых в схемах управления ИВЭ

№ п/п	Характеристика	Тип микропроцессора	
		PIC16F877	C8051F120
1	Тактовая частота, МГц	<20	<100
2	Максимальная частота ШИМ, кГц	15	100...200
3	Разрешение ШИМ, бит	8	9...10
4	Разрешение АЦП, бит	8 или 10	8 и 12
5	Время преобразования АЦП, мкс	14	2 и 10
6	Число каналов АЦП	8	8 × 8 бит + 8 × 12 бит
7	Объём флэш-ПЗУ программ, Кб	14	64
8	Объём ППЗУ уставок, байт	256 (ЭППЗУ)	4К (flash)
9	Порты	UART, I ² C, SPI	UART(2), I ² C, SPI
10	Язык программирования	MPASM, C	C
11	Порт JTAG	-	+
12	Напряжение питания, В	5	3,3

Внешнее управление осуществляется также через последовательный порт UART с драйвером MAX232 или MAX483 для организации управления по интерфейсу RS-232 или RS485 соответственно. Выходы устройств гальванической развязки УГР1.1, УГР1.2, УГР1.3, УГР2.1, выполненных, например, по уже упомянутой схеме аналогового оптрона [9], а также выходы датчиков выходного напряжения и тока соединены со входами аналогового порта AIN0.0 – AIN0.7. Питание УГР со стороны входа осуществляется, как указывалось выше, от специального служебного источника. Это же питание используется для масштабирующих усилителей У1.1, У1.2, У1.3, У2.1, назначение которых – привести сигналы к входному уровню АЦП. Для данного микропроцессора этот уровень составляет $\pm 2,5$ В. Коэффициент масштаба при выводе значения параметра на табло и в порт учитывается в программе МП.

Упрощённая блок-схема алгоритма работы микропроцессора в ИВЭ приведена на рисунке 5. Она содержит алгоритм основной программы, алгоритм подпрограммы расчёта и установки импульса ШИМ и алгоритм подпрограммы обработки прерываний (алгоритмы подпрограмм для упрощения схемы опущены). Основное тело программы по приведённому алгоритму начинается с инициализации портов и драйвера индикатора, затем устанавливается минимальная длительность импульса ШИМ. После задержки на время инициализации силовых узлов следует проверка аварий, включения ИВЭ и наличия напряжения сети, а также проверка состояния кнопок ручного управления. Перед инкрементом/декрементом уставки по кнопкам предусмотрена проверка на достижение минимальной или максимальной уставки. По кнопке «Сброс» может осуществляться вывод уставки на табло. Циклически запускается АЦП выходного сигнала и АЦП выходного напряжения ККМ, по значениям которых осуществляется регулирование изменения длительности соответствующего ШИМ. Для предотвращения «рысканья» результаты измерений АЦП по каждому каналу усредняются путём определения скользящего среднего по 32 последним значениям АЦП.

При отсутствии ручного управления происходит ожидание команды

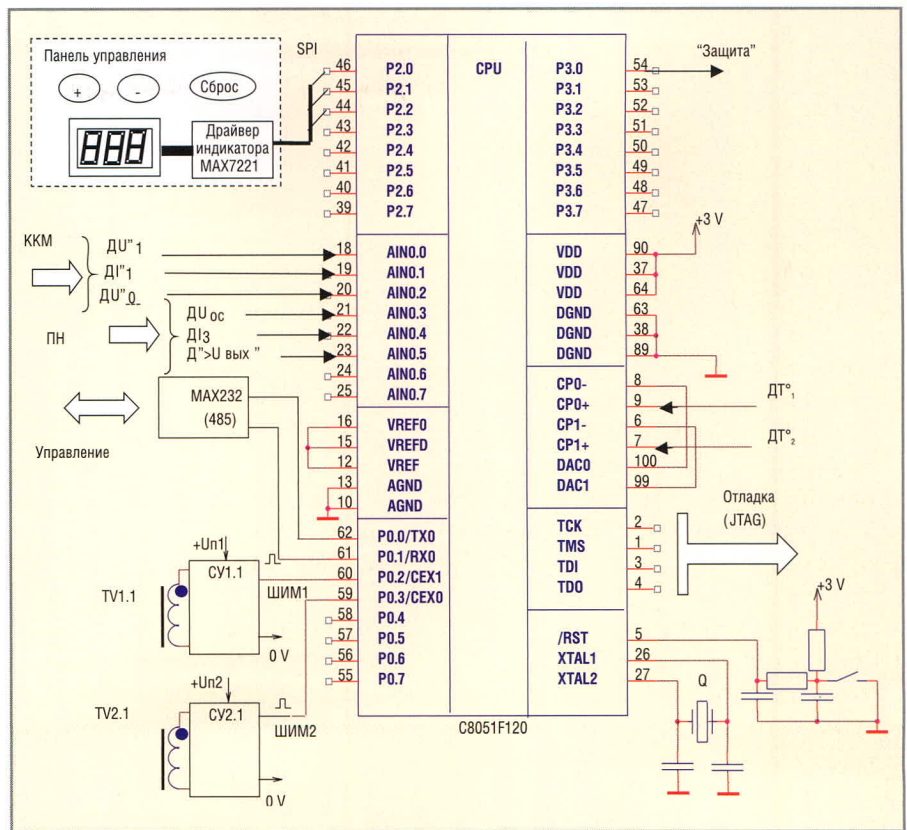


Рис. 4. Подключение микропроцессора C8051F120 к входам/выходам ИВЭ

по последовательному интерфейсу от блока внешнего управления БУ. Набор и формат команд предварительно оговорен. Программа проверяет уставку на допустимые границы и выполняет подтверждение и отработку.

Подпрограмма расчёта и установки импульса ШИМ работает как при ручном, так и при внешнем управлении. Она запускается при изменении уставки. Работа программы зависит от предварительной установки специального флага «разгона» – плавной установки выходного напряжения за заданное время от нескольких секунд до нескольких минут.

Защита по току может быть реализована в двух вариантах: «быстром» – через встроенный в процессор компаратор с управляемым от ЦАПа программируемым порогом (это показано на рис. 4) – либо «медленным» – программно, через анализ значения тока с выхода соответствующего канала АЦП. Исполнительным элементом защиты может быть либо внешний контактор, снимающий сетевое напряжение по сигналу выходного порта МП, либо выключение импульсов ШИМ, либо оба воздействия одновременно.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Разработка современных импульсных источников вторичного элект-

ропитания (ИВЭ) большой мощности (более 500 Вт) представляет собой сложную техническую задачу, обусловленную рядом технических особенностей. К их числу относятся: повышенная частота преобразования (80...250кГц); невозможность подгрузки выхода; создание обязательных условий для безаварийного включения и выключения ИВЭ как в штатных, так и в нештатных (аварийных) режимах работы; наличие быстродействующей и надёжной защиты от всего комплекса перегрузок. К этому следует добавить необходимость эффективного отвода тепла от силовых компонентов и источника в целом, а также проблемы электромагнитной совместимости как на внешних зажимах источников, так и во внутренних устройствах управления;

2. С учётом публикаций [2, 4, 8] сформулированы требования к системе микропроцессорного управления мощными импульсными ИВЭ, которые необходимо учитывать в алгоритме управления такими источниками;

3. Приведена обобщённая структурная схема мощного импульсного ИВЭ (AC/DC-преобразователя) с МП-управлением. Рассмотрены особенности алгоритма управления с

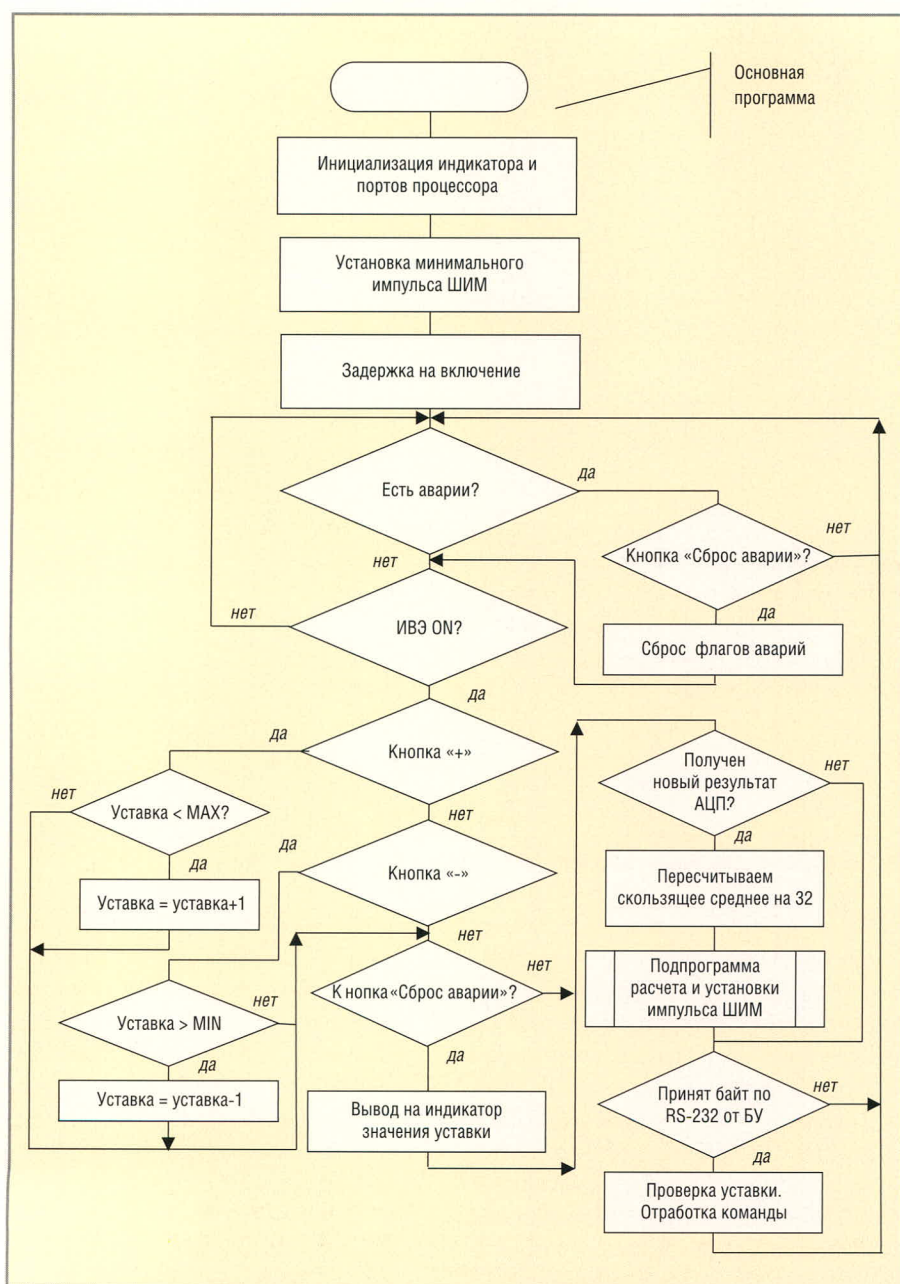


Рис. 5. Упрощённая блок-схема алгоритма работы микропроцессора в ИВЭ

микроконтроллером для мощного источника питания и требования к микроконтроллеру (с учётом п. 2): структура, максимальная тактовая частота, разрядность, функциональная полнота встроенных устройств (АЦП, ШИМ, таймеров и т. д.). На основании этого для системы МП-управления выбран конкретный микроконтроллер семейства C8051F120;

4. Приведённые положения и выводы проиллюстрированы на примере практической схемы импульсного ИВЭ мощностью 1200 Вт (27 В/45 А) с управлением от микроконтроллера C8051F120. В основе этой схемы – современный импульсный ИВЭ той же мощности [1]. В доработанную схему упомянутого источника была

встроена система МП-управления. Описанный в настоящей статье импульсный ИВЭ с питанием от однофазной сети переменного тока 220 В, 50 Гц содержит в своём составе активный корректор коэффициента мощности и однотактный прямоходовый преобразователь напряжения (ПН) по схеме «косого» моста; ККМ и ПН работают на частоте 100 кГц;

5. Приведён алгоритм функционирования системы МП-управления. Его особенностями являются: два вида управления – локальное с передней панели и автоматическое через последовательный интерфейс, цифровая стабилизация выходного напряжения, цифровой контроль граничных и нештатных ситуаций, плавный «разгон» источника;

6. Авторы надеются, что настоящая статья будет полезна специалистам, занимающимся мощными импульсными ИВЭ как в части постановки задачи, так и при выработке обобщённых положений, касающихся структуры и схемной реализации. Изложенные сведения о конкретных компонентах, а также перечень публикаций, по нашему мнению, облегчат процесс проектирования подобных источников питания на современном уровне.

Авторы выражают благодарность Татьяне Евгеньевне Романовской за ценные советы при создании алгоритма микропроцессорного управления и помощь в доработке некоторых фрагментов статьи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Эраносян С.А., Ланцов В.В. Электронные компоненты для мощных импульсных источников питания. Силовая электроника. 2006. № 2.
2. Эраносян С.А., Ланцов В.В. Источники бесперебойного питания: новый подход к синтезу. Силовая электроника. 2007. № 4.
3. Ланцов В.В., Эраносян С.А. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения. Часть 1. Силовая электроника. 2006. № 4.
4. Мелешин В., Овчинников Д. Применение микропроцессоров в системах управления транзисторных преобразователей напряжения. Силовая электроника. 2005. № 4.
5. Полищук А. Высокоэффективные источники питания высокого напряжения для радиопередающих устройств СВЧ. Силовая электроника. 2004. № 2.
6. Ланцов В.В., Эраносян С.А. Интегрированные компоненты – основа построения современных источников питания. Силовая электроника. 2006. № 3.
7. Программируемые низкопрофильные (1U) источники питания 750/1500 Вт Genesys. www.densei-lambda.com.
8. Козак В.Р., Кутер Э.А., Медведко А.С., Петров С.П., Веремеенко В.Ф. Система управления источниками питания. Новосибирск: ИЯФ. http://www.inp.nsk.su.
9. Overview of High Performance Analog Optocouplers. Application Note 1357. http://www.avagotech.com.
10. Владимиров Е., Ланцов В., Лебедева О. Высоковольтный импульсный источник питания большой мощности с управлением от микропроцессора. Современная электроника. 2007. № 6; 2008. № 1.
11. Эраносян С., Ланцов В. Разработка интегрированных силовых модулей и их применение в источниках вторичного электропитания. Современная электроника. 2006. № 8.



Новости мира News of the World Новости мира

Seiko разработала портативный источник энергии

Беспроводные зарядные устройства для мобильной электроники пока только находятся на стадии разработки и не готовы завоевать мировой рынок. А вот появление подобных устройств в продаже значительно облегчает жизнь рядового пользователя, ведь они делают возможным не только полный отказ от проводов, но и подзарядку встроенных аккумуляторов нескольких моделей портативной электроники, независимо от производителя, а также подзарядку одним адаптером нескольких типов аппаратов (мобильного телефона, мультимедиаплеера и пр.).

Но самое главное, что устройства для беспроводной подзарядки электронных аппаратов уже находятся на стадии изготовления рабочих прототипов, позволяющих оценить функциональность и перспективы разработок. Активно в разработку беспроводных заряжающих устройств включилась японская компания Seiko Epson, а также помогающая ей в разработках японская Murata Manufacturing. Плоды своей совместной деятельности обе компании показали на местной выставке Embedded Technology 2008.

Основными экспонатами выставки стали зарядные станции AT150 и AT25 мощностью 15,0 и 2,5 Вт соответственно. Для восстановления заряда встроенных в портативные электронные аппараты аккумуляторов, их, аппараты, необходимо просто положить сверху беспроводного адаптера. Отметим, что КПД и AT150, и AT25 составляет 70%.

Однако самое интересное ещё впереди – обе подзарядки представляют собой полностью беспроводные устройства, внутри которых располагается литий-ионный аккумулятор ёмкостью 2000 мАч. Аппараты выступают в качестве решения для промежуточного хранения энергии – посредством всё той же беспроводной технологии заряда осуществляется подзарядка встроенных батарей AT150 и AT25, которые уже затем передают накопленную энергию портативным электронным аппаратам.

Согласно представленной информации, в ближайших планах японской компании Seiko Epson уже значится серийное изготовление AT25, а вот более мощные решения AT150 будут ожидать лучших времён. Впрочем, как и ещё одна новинка – про-

жуточная модель с обозначением AT50 (мощностью, соответственно, 5,0 Ватт).

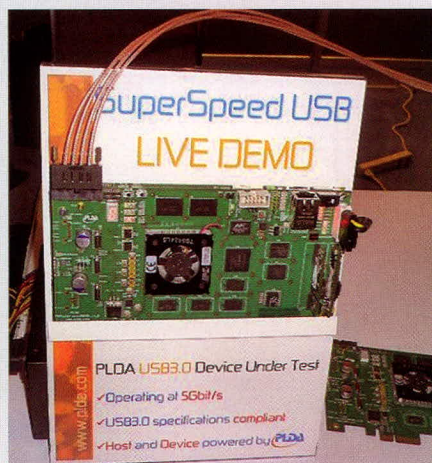
techon.nikkeibp.co.jp

Демонстрация прототипов устройств с USB 3.0

Одновременно с публикацией первой редакции спецификации USB 3.0, в Сан-Хосе (Калифорния, США) стартовала конференция SuperSpeed USB Developers Conference. В рамках этого мероприятия были рассмотрены программная и аппаратная архитектуры нового интерфейса, его достоинства по сравнению с предшественниками, кабели и коннекторы, управление питанием и другие особенности. Но самой интересной частью, пожалуй, стала демонстрация разработчиками прототипов устройств с USB 3.0.

Компания Fresco Logic разработала IP-ядро (готовые структурные блоки для микросхем) для хостов и контроллеров USB 3.0. С их использованием была спроектирована демонстрационная система на базе программируемых FPGA-микросхем Xilinx. Отметим, что на форуме Intel для разработчиков, прошедшем в Сан-Франциско в августе этого года, Fresco Logic уже демонстрировала подобную систему, которая была способна передавать данные на скорости до 350 Мб/с. Теперь же компания усовершенствовала свою разработку. Одним из ключевых новшеств стало применение коаксиального кабеля для соединения хоста и устройства.

Своё не менее интересное решение продемонстрировала и компания PLDA. Её прототип, также представляющий собой совокупность IP-ядер, реализованных на FPGA-микросхеме, был подключен к монитору. Как видно на фото ниже, скорость передачи данных составила 452 Мб/с, что ещё далеко от теоретического максимума в 600 Мб/с, но всё же очень даже неплохо на данном этапе.



Один из крупнейших разработчиков электронной автоматики, компания Synopsys, пошла ещё дальше своих коллег и продемонстрировала систему передачи нежатого Full HD-видео (1080p, 30 к/с) с помощью интерфейса USB 3.0. По заявлениям её инженеров, скорость передачи данных в этой системе превышает 450 Мб/с. Synopsys планирует добавить IP-ядра, использованные в прототипе, в свой продукт DesignWare SuperSpeed USB IP, который она начнёт поставлять заказчикам во второй половине 2009 г.

Напоследок напомним, что выход на рынок первых продуктов потребительского сегмента с USB 3.0 ожидается не ранее 2010 г.

Tech-On!

TI и Fulton работают над «беспроводным электричеством»

Североамериканская компания Texas Instruments, один из крупнейших разработчиков и производителей интегральных микросхем, и Fulton Innovation, подразделение Amway Corporation, решили объединить усилия в разработке «беспроводного электричества». Другими словами, поставили перед собой цель разработать эффективные беспроводные зарядные станции для целого спектра электронных и электрических устройств: мобильных телефонов, ноутбуков и даже более мощных аппаратов.

Базой для дальнейших исследований должна стать технология eCoupled, над которой сотрудники Fulton Innovation работают в течение уже нескольких лет. Вклад Texas Instruments будет заключаться в создании интегральных схем для конечных продуктов, позволяющих снизить такие параметры, как стоимость зарядных устройств, повысить компактность и ускорить выход готовых решений на мировой рынок. Ожидается, что первые аппараты появятся в продаже в 2009 г.

Одной из интересных особенностей будущих продуктов должна стать возможность питания сразу нескольких аппаратов одновременно, причём независимо от используемого зарядного напряжения.

Здесь же стоит упомянуть, что ранее в 2008 г. компания Fulton уже приобрела английскую компанию Splashpower, специализирующуюся на разработке «беспроводного электричества». Сумма сделки оглашена не была.

eetimes.com

«Забывтые» источники питания

Борис Сергеев (г. Екатеринбург)

В статье рассмотрены конденсаторные источники вторичного электропитания (КИВЭП), известные с 1930-х гг. Выполнен анализ работы КИВЭП и определены области их возможного применения.

Конденсатор, с точки зрения формирования тока через нагрузку, функционально аналогичен резистору. Это утверждение относится только к переменным токам и напряжениям. Однако конденсаторный формирователь тока радикально отличается от резистивного тем, что он – теоретически – не обуславливает активную мощность потерь. Это определяет перспективность использования конденсаторов переменного напряжения в источниках электропитания [1, 2].

На рисунке 1 приведены схема простейшего КИВЭП и временные диаграммы его работы. Если входное переменное напряжение схемы представляет собой синусоиду $e_c(t) = U_M \sin \omega_c t$, то среднее значение напряжения на нагрузке определяется как:

$$U_H = \sqrt{2} U_c - \frac{I_H}{4 f_c C_0}, \quad (1)$$

где $U_c = U_M / \sqrt{2}$ – действующее значение переменного напряжения $e_c(t)$ с

частотой $f_c = \omega_c / 2\pi$. Амплитуда импульсов тока, протекающих через диоды выпрямительного моста VD (см. рис. 1а), находится из выражения:

$$I_M = 2\pi f_c U_M, \quad (2)$$

которое показывает, что ток I_M не зависит от ёмкости конденсатора C_0 .

Как видно из выражения (1), напряжение на нагрузке U_H зависит от тока нагрузки I_H , следовательно, подобная схема не является классическим источником напряжения, что определяет особенности её применения в источниках электропитания и некоторые функциональные ограничения. Пример графического решения выражения (1) для напряжения $U_c = 220$ В и частоты $f_c = 50$ Гц при различных значениях ёмкости конденсатора C_0 приведён на рисунке 2.

Графики, показанные на рисунке 2, демонстрируют линейную зависимость снижения напряжения U_H при увеличении тока нагрузки I_H . Други-

ми словами, схема рис. 1 является классическим источником тока, где при $I_H = 0$ (холостой ход) $U_H = U_M$. В режиме короткого замыкания ($U_H = 0$) величина выходного тока зависит от ёмкости конденсатора C_0 и описывается формулой:

$$I_{HKЗ} = 4\sqrt{2} U_c f_c C_0. \quad (3)$$

В этом режиме показанные на временной диаграмме рис. 1б импульсы тока i_b превращаются в полусинусоиды, а форма тока через конденсатор C_0 будет иметь вид синусоиды, сдвинутой относительно напряжения e_c на 90° ; входное сопротивление устройства имеет чисто ёмкостной характер, с потреблением реактивного тока от сети. Это эквивалентно подключению к сети переменного напряжения компенсирующего конденсатора, повышающего $\cos \phi$ при индуктивном характере нагрузки.

Рассмотрим практические возможности применения подобного источника тока в электронных устройствах различного типа.

Известно, что заряд аккумуляторных батарей должен производиться от источника тока. Реализация КИВЭП в зарядном устройстве приведена на рисунке 3, где трансформатор TV служит для гальванической развязки выхода схемы КИВЭП от переменного напряжения e_c промышленной сети 220 В [3]. При необходимости изменения тока заряда $I_{зар}$ аккумулятора GB можно подключать конденсаторы различной ёмкости (C_{01} или C_{02}) при помощи ключа S. При больших токах заряда $I_{зар}$, составляющих единицы-десятки ампер, могут использоваться конденсаторы типа ДПС или ЛПС с номинальной ёмкостью от 1 до 120 мкФ. Рабочее напряжение конденсаторов составляет 250, 450 и 600 В, и они предназначены для работы на частоте питающей сети $f_c = 50...60$ Гц.

Очевидно, что зарядные устройства на основе КИВЭП являются простыми в реализации и рассеивают малую мощность потерь. Однако применение КИВЭП ими не ограни-

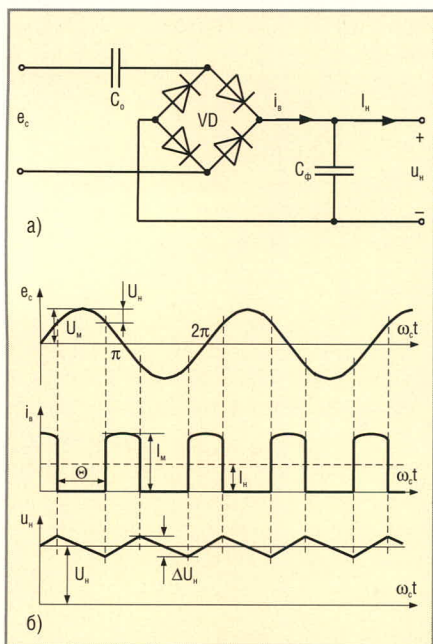


Рис. 1. Схема конденсаторного источника электропитания (а) и временные диаграммы его работы (б)

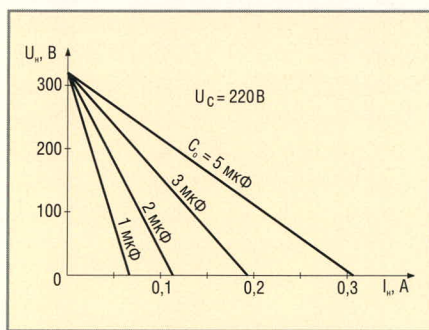


Рис. 2. Зависимость выходного напряжения КИВЭП от тока нагрузки

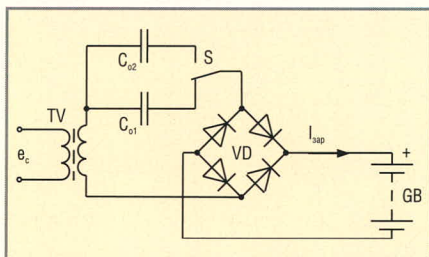


Рис. 3. Схема зарядного устройства на основе КИВЭП



МОЩНЫЕ СВЕТОДИОДЫ CREE® XLAMP®

ОСОБЕННОСТИ

- Все оттенки белого цвета свечения
- Все цвета видимого спектра
- Гарантия стабильности цветовых характеристик
- Снижение светового потока не более 30% за 50000 часов
- Соответствие самым высоким стандартам светодиодной индустрии

ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

- Наружное и уличное освещение
- Системы общего освещения для ЖКХ
- Архитектурно-художественное освещение и ландшафтная подсветка
- Светосигнальная аппаратура, переносные прожекторы и фонари
- Подсветка витрин и рекламных щитов



Семейство	Размер, мм	Цвет	Угол, °	Цветовая температура, К		Длина волны, нм	Напряжение, В @ 350 мА	Ток, мА	Световой поток, лм
XR-E	7,0 × 9,0	Холодный белый	90	5000	10 000	—	3,3	350–1000	80,6–114
		Естеств. белый	90	3700	5000	—	3,3	350–700	62,0–93,9
		Теплый белый	90	2600	3700	—	3,3	350–700	56,8–87,4
		Синий	100	—	—	450–465	3,3	350–1000	300–425 мВт
		Голубой	100	—	—	465–485	3,3	350–1000	23,5–30,6
		Зеленый	100	—	—	520–535	3,3	350–700	67,2–73,9
XR-C	7,0 × 9,0	Холодный белый	90	5000	10 000	—	3,5	125–500	56,8–87,4
		Естеств. белый	90	3700	5000	—	3,5	125–500	51,7–80,6
		Теплый белый	90	2600	3700	—	3,5	125–500	39,8–67,2
		Синий	100	—	—	450–465	3,5	125–500	250–300 мВт
		Голубой	100	—	—	465–475	3,5	125–500	13,9–18,1
		Зеленый	100	—	—	520–535	3,5	125–500	39,8–51,7
		Оранжевый	90	—	—	585–595	2,2	125–350	23,5–39,8
		Красно-оранжевый	90	—	—	610–620	2,2	125–700	30,6–39,8
MC-E	7,0 × 9,0	Холодный белый	110	5000	10 000	—	3,2	350–700	370–430
		Естеств. белый	110	3700	5000	—	3,2	350–700	280–370
		Теплый белый	110	2600	3700	—	3,2	350–700	280–320
XP-E	3,45 × 3,45	Холодный белый	115	5000	10 000	—	3,2	350–700	87,4–107
		Естеств. белый	115	3700	5000	—	3,2	350–700	73,9–100
		Теплый белый	115	2600	3700	—	3,2	350–700	62,0–93,9
XP-C	3,45 × 3,45	Холодный белый	110	5000	10 000	—	3,4	125–500	73,9–93,9
		Естеств. белый	110	3700	5000	—	3,4	125–500	62,0–80,6
		Теплый белый	110	2600	3700	—	3,4	125–500	51,7–73,9

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР CREE В РОССИИ И СТРАНАХ СНГ

чивается. Источники тока требуются для схем питания светодиодов или светодиодных матриц, в которых в настоящее время используются активные резисторы, что снижает энергетическую эффективность светодиодных устройств. Потери возрастают при больших размерах излучающих экранов, т.е. при большом количестве светодиодов в устройствах отображения информации или подсветки ЖКИ (вместо люминесцентных ламп).

Два варианта схем формирования токов через группы светодиодов приведены на рисунке 4. Первый не требует пояснений – схема функционально аналогична схеме зарядного устройства (см. рис. 3). Во второй схеме роль выпрямительного моста выполняют сами светодиоды. При этом обратное напряжение, прикладываемое к каждому из светодиодов, не превышает величины прямого падения напряжения на соответствующем встречно параллельном светодиоде [5]. Для уменьшения ёмкости конденсатора C_0 и снижения стоимости устройства, в качестве источника e_c может быть использовано высокочастотное переменное напряжение, форма которого должна оставаться синусоидальной.

Подобный принцип питания светодиодов может быть использован при разработке больших светодиодных панелей. Пример схемы такого устройства показан на рисунке 5. Здесь для наглядности изображена простая светодиодная матрица 3×3 , управляемая ключами S_{Y1}, S_{Y2}, S_{Y3} и S_{X1}, S_{X2}, S_{X3} по соответствующим осям координат. На практике количество элементов матрицы по осям X и Y может быть значительно больше. В качестве ключей могут использоваться тиристоры или транзисторы, включенные через мостовые выпрямители. Если необходимо уменьшить массу, объём и стоимость конденсаторов C_0 , частота f_c должна составлять несколько десятков килогерц.

В последнее время в связи с появлением сверхярких светодиодов появляется возможность их применения в источниках освещения. В частности, известны настольные лампы с использованием подобных светодиодов и конденсаторным формированием тока. Существен-

ным недостатком, снижающим безопасность таких ламп, является появление высокого напряжения на выводах светодиодов ($U_{св} = U_m$) при обрыве цепи питания.

Вариант схемы КИВЭП (см. рис. 6), в котором устранён этот недостаток, основан на том, что ток короткого замыкания $I_{н,кз}$ конденсаторного источника питания, в соответствии с выражением (3), является строго нормированным. При наличии тока в цепи излучающих светодиодов $VD_{изл}$ транзистор $VT_{упр}$ открыт и шунтирует управляющий электрод тиристора VS , предотвращая его включение. При обрыве цепи падение напряжения на токоизмерительном резисторе R_T становится равным нулю, транзистор $VT_{упр}$ запирается, и появляется ток управляющего электрода тиристора VS . Последний включается и шунтирует выход выпрямительного моста VD , исключая появление высокого напряжения на выводах светодиодных излучателей $VD_{изл}$.

Не исключено применение рассматриваемых КИВЭП в качестве преобразователей переменного напряжения в постоянное со стабилизацией выходного напряжения. Пример схемы такого преобразователя приведён на рисунке 7 [6]. Здесь стабилизация напряжения U_H осуществляется путём изменения угла отсечки θ (см. временную диаграмму тока i_b на рисунке 1). Синхронизация моментов выключения транзистора VT осуществляется инвертором $DD1$, когда напряжение на выходе мостового выпрямителя VD становится равным нулю. Момент включения транзистора VT определяется схемой сравнения, выполненной на компараторе DA . Включенное состояние VT продолжается до тех пор, пока напряжение на выходе моста VD не станет равным нулю. Это обеспечивается триггером $DD2$. На том интервале времени, когда транзистор VT находится во включенном состоянии, нагрузка обеспечивается энергией, накопленной конденсатором C_Φ в предыдущем цикле.

Разумеется, рассматриваемые КИВЭП не обладают функциональной универсальностью, которую имеют традиционные, в том числе импульсные, источники вторично-

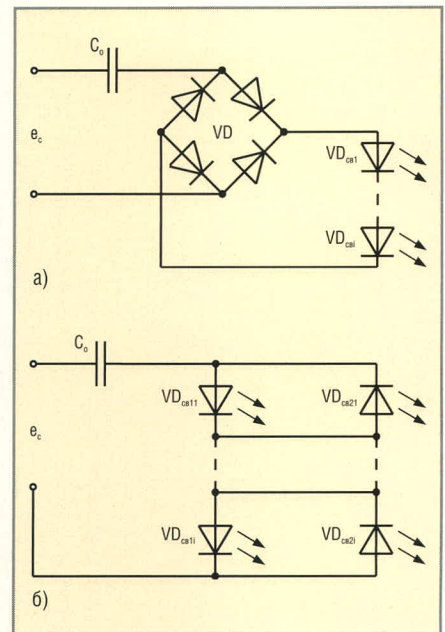


Рис. 4. Схемы формирования токов через группы светодиодов

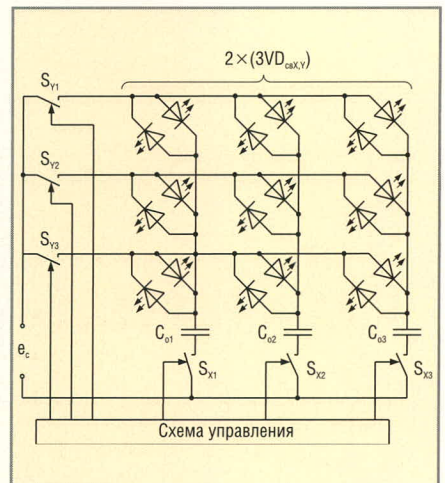


Рис. 5. Схема светодиодной матрицы 3×3

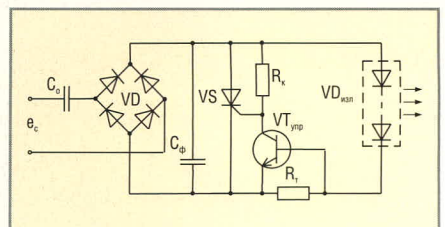


Рис. 6. Схема настольной светодиодной лампы

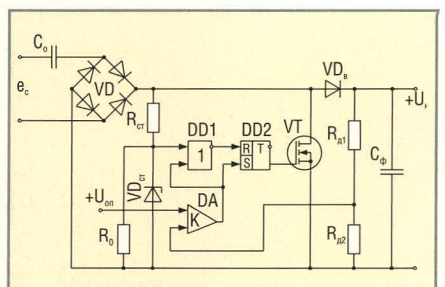


Рис. 7. Схема преобразователя переменного напряжения в постоянное со стабилизацией выходного напряжения

го электропитания. КИВЭП имеют определённые недостатки, важнейшим из которых является отсутствие гальванической развязки выходного напряжения от входного. Однако, как показывают рассмотренные в статье примеры, КИВЭП могут занять определённую нишу в современной силовой электронике.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Сергеев Б.С.* Исследование возможности применения конденсаторных ИВЭП. Электросвязь. 1994. № 6.
2. *Курченко Н.Б., Сергеев Б.С.* Конденсаторные источники вторичного электропитания. Электричество. 1999. № 2.
3. *Сергеев Б.С.* Заряд конденсаторов через ограничивающий конденсатор. Электронные компоненты. 2007. № 7.

4. Пат. РФ № 2250846. Конденсаторный светодиодный светофор. *Б.С. Сергеев, Е.О. Савельев.* Опубл. 27.04.2005.
5. Пат. РФ № 2245003. Устройство отображения информации. *Б.С. Сергеев, Е.О. Савельев.* Опубл. 20.01.2005.
6. Пат. РФ № 2138113. Источник вторичного электропитания. *Н.Б. Курченко, Б.С. Сергеев.* Опубл. 20.09.99.



Новости мира News of the World Новости мира

Деревья с золотыми листьями начнут добывать энергию

Золотые листья не растут на деревьях, но теперь они могут собирать энергию Солнца. Группа американских инженеров-химиков извлекла фотосинтетические молекулы из растений и нанесла их на тонкие листы золота, создав искусственное фотосинтезирующее устройство.

Организмы используют процесс фотосинтеза на протяжении не менее 3,5 млрд. лет, и за это время были разработаны остроумные комбинации белка и светопоглощающего красителя, которые помогают преобразовывать солнечный свет в энергию. Вместо того чтобы заново изобретать колесо, Кейн Дженнингс (Kane Jennings) и Питер Сисельски (Peter Ciesielski) из Вандербильдского университета в Нэшвиле решили использовать эти белки для создания своего собственного фотосинтезирующего устройства.

К этой идее их подтолкнула работа Элиаса Гринбаума (Elias Greenbaum), который в конце 90-х представил протеиновый комплекс, известный как PS1, извлечённый из листов шпината и сохраняющий свои свойства после переноса на поверхность золота. «С тех пор как процесс извлечения PS1 из растений был усовершенствован, мы задумались об использовании этих светопоглощающих белков при создании искусственных листьев», – говорит Дженнингс.

Устройство Дженнингса и Сисельски использует выпускаемые в промышленных масштабах листы из сплава серебра и золота. При этом концентрированная азотная кислота используется для растворения серебра, а золото остаётся с наноскопическими порами. В результате появляется хорошо обработанная поверхность, что позволяет разместить на ней большое количество PS1. Это делает лист достаточно тонким, чтобы пропускать свет. PS1-комплексы крепятся к верхнему слою пористого

золота при помощи тиолов – химических молекул со свободным концом – для формирования устойчивых связей с белками.



Когда собранный искусственный лист подвергается воздействию света, PS1 генерируют поток электронов в металлическом золоте, что позволяет снимать с его поверхности электрический ток. В обычном растении эти электроны использовались бы для разделения сложных соединений на химические цепочки и создания новых энергетических запасов в форме углеводов.

Большинство испытанных листьев вырабатывают ток величиной 8 нА каждым квадратным миллиметром. Пока слишком далеко до необходимого уровня эффективности, но учёные уже работают над новой моделью. «В данный момент мы занимаемся исследованием PS1-плёнок толщиной до 1 мм, – говорит Дженнингс. – Эти плёнки могут вырабатывать до 0,02 мкА/мм² и питать обычный калькулятор».

Хотя эти устройства пока слишком отстают от лучших кремниевых солнечных батарей, новый метод может стать более конкурентоспособным в будущем. Новая конструкция довольно проста, а в основе лежит доступное сырьё.

Однако эта система слишком чувствительна к воздействию прямых солнечных лучей, которые могут разрушить PS1-белки. Поиск защиты и создание листьев, вмещающих большее количество протеина, – задача на будущее. Также возможно, что эти искусственные листья приобретут зелёный оттенок; пока они

имеют ржаво-красный цвет из-за свойств пористого золота.

newscientist.com

Epson покажет 2,7" восьмиракурсный 3D-дисплей

На международной выставке FPD International 2008 компания Seiko Epson представила свой новый трёхмерный жидкокристаллический дисплей, обладающий малыми габаритами и высоким для такого класса устройств разрешением.

Как отмечается, 3D LCD-дисплей Epson использует «восьмиракурсную» технологию, которая позволяет расширить поле зрения и улучшить стереоскопический эффект. Изображение на таком дисплее будет восприниматься ещё более реалистично.

Новинка спроектирована на основе 2,57-дюймовой панели с разрешением 1024 × 768 пикселей. Такое относительно высокое разрешение (около 500 точек на дюйм) удалось получить благодаря использованию технологии низкотемпературного поликристаллического кремния, широко применяемой в современных продуктах Epson. При работе в трёхмерном режиме разрешение отображаемой картинки составляет 384 × 256 пикселей, что практически эквивалентно QVGA, повсеместно встречающемся сегодня в мобильных телефонах и КПК. Для получения более гладких и чётких изображений расстояние между ракурсами уменьшили с 62...65 до 31...32,5 мм.

Как объясняет источник, для 3D-дисплеев такого типа характерно резкое снижение разрешения картинка при увеличении количества ракурсов объёмной сцены. Большие усилия разработчиков Epson были направлены именно на улучшение качества картинка путём оптимизации выравнивания пикселей. В результате даже при использовании восьми ракурсов горизонтальное разрешение уменьшилось всего в 2,7 раза.

Tech-On!

Магнитные усилители в источниках питания

Андрей Мельников (г. Новосибирск)

Статья рассказывает об оригинальном источнике питания, работающем при трапецевидной форме напряжения. В источнике отсутствуют потери на переключение силовых транзисторов, при этом он гораздо проще резонансных стабилизаторов.

В своё время классические магнитные усилители (МУ) были подробно описаны в различной литературе – как в популярной, так и в научной. Затем по понятным причинам интерес к МУ исчез, и теперь мало кто ими интересуется, а ещё меньше тех, кто понимает принцип действия МУ и умеет их применять.

За последние несколько лет в продаже появились довольно дорогие источники питания для ПК, в которых осуществляется дополнительная стабилизация в каналах с помощью так называемых «быстрых» МУ. Правда, техника их применения – совсем иная, нежели классических усилителей.

«Быстрые» МУ известны давно, а принцип их работы очень простой. Точно так же, как и их классические собратья, они используют нелинейный характер кривой намагничивания магнитного материала, из которого изготовлен сердечник усилителя.

В простейшей схеме с неуправляемым магнитным усилителем (см. рис. 1), для упрощения рассуждений, L1 будем считать индуктивностью, а ёмкость конденсатора вы-

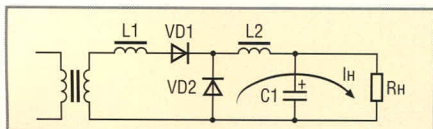


Рис. 1. Упрощённая схема неуправляемого МУ

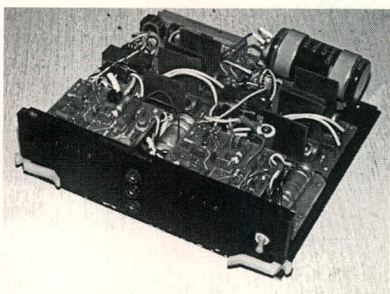


Рис. 2. Внешний вид источника питания

ходного фильтра C1 – бесконечно большой. Положим также, что в начальный момент через диод VD2, индуктивность L2 и сопротивление нагрузки R_H протекает некоторый номинальный ток I_H , а остаточная индукция в сердечнике L1 равна B_r .

Пусть с обмотки трансформатора поступают импульсы с амплитудой U , имеющие длительность t и период следования $T_{ин}$. Под воздействием импульса индукция в сердечнике магнитного усилителя линейно нарастает, а вместе с ней нарастает и ток через его обмотку. Спустя время $t_{off} = (B_s - B_r)uS/U$ индукция в сердечнике достигает своего максимального значения B_s , и индуктивность L1 резко падает. Степень уменьшения индуктивности зависит от применённого материала и геометрии сердечника. Например, усилитель на кольцеобразном сердечнике из феррита 2000НМ1 изменит свою индуктивность примерно в 50 раз. Во столько же раз быстрее начнёт нарастать ток через L1, который очень быстро сравняется с током дросселя фильтра I_H . В этот момент ток через диод VD1 становится равным нулю (диод закрывается), и схема превращается в простой индуктивный делитель напряжения.

Напряжение в точке соединения L1 и L2 является входным для силового фильтра, поэтому элементы схемы рассчитываются так, чтобы индуктивность МУ в состоянии «включено» была много меньше индуктивности дросселя фильтра. В этом случае амплитуда импульса на входе фильтра будет близка к U , а его длительность будет равна $t_{и} = t - t_{off}$.

В первом приближении выходное напряжение определяется выражением $U_{out} = Ut_{и}/T_{ин}$, из которого вытекают возможные способы управле-

ния: изменением частоты следования импульсов и/или изменением продолжительности «выключенного» состояния МУ, т.е. t_{off} . Первый способ более или менее очевиден, второй реализуется путём изменения стартовых условий для очередного цикла – изменением величины индукции в сердечнике путём принудительного перемагничивания вперёд или назад во время «холостого хода» МУ.

Моё знакомство с магнитными усилителями состоялось около пятнадцати лет назад. В тот момент наша компания остро нуждалась в источнике для питания своей аппаратуры. Получив несколько откровенно неудачных опытных образцов от разных людей и компаний, мы почти отчаялись к тому моменту, когда из Новосибирского Академгородка привезли прибор, показанный на рисунке 2. Однако принципиальную схему нам удалось получить не с первого раза, и даже описание работы источника впоследствии пришлось сделать самостоятельно. К нашему удивлению, очень скоро выяснилось, что при всей своей неказистости данный источник питания оказался наделённым достоинствами, недостижимыми для его классических собратьев. Впоследствии решения, применённые в этом источнике, дали идеологический толчок развитию целой «ветви» в наших разработках.

На первый взгляд, источник чрезвычайно простой (упрощённая схема одного из каналов приведена на рисунке 3). Входное напряжение поступает на двухтактный автогенераторный преобразователь, построенный на элементах VT1, VT2 и T1. Причём построен этот преобразователь по схеме, не самой оптимальной для преобразователя мощностью 100 Вт – с насыщением силового трансформатора. Импульсное напряжение с вторичной обмотки этого трансформатора поступает на магнитный усилитель L1, L2. Схема управления СУ вроде бы сравнивает выходное напряжение с эталоном и управляет МУ.

Включаю осциллограф. Выбираю для наблюдения напряжение на коллекторе силового транзистора. Трапеция?! Мгновенно выключаю источник. Ощупываю теплоотвод, – холодный! Включаю снова, контролирую нагрев. Внимательно рассматриваю трапецию: правильная, симметричная форма, время спада и нарастания

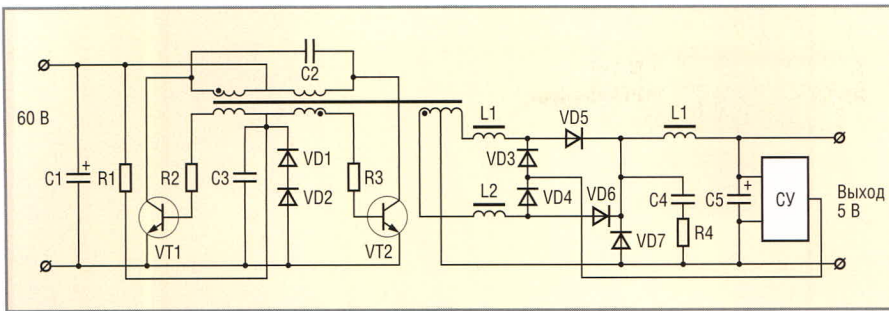


Рис. 3. Упрощённая принципиальная электрическая схема источника питания

импульса составляет 15..20% от его общей длительности. Зная, как должен работать двухтактный автогенератор, я понимал, что, находясь так долго в линейной области, транзистор просто обязан разогреться. Переключая щуп на базовую обмотку трансформатора, включаю второй канал осциллографа и наблюдаю коллекторное напряжение и напряжение базовой обмотки одновременно. Теперь становится понятно, почему транзистор не греется (см. рис. 4), но действительно ли это – двухтактный автогенератор со средней точкой?

Обращаю внимание на то, что базовые обмотки этого преобразователя намотаны не на центральном керне Ш-образного сердечника, вместе с коллекторными, а на боковом. Известно, что в автогенераторном преобразователе требуется приличная магнитная связь между коллекторной и базовой обмотками, иначе он может не запуститься. Что происходит с магнитопроводом при насыщении? В нём прекращается рост магнитного потока (или индукции).

«Фокус» заключается в том, что коллекторная и базовая обмотки разнесены в пространстве, и магнитная связь между ними осуществляется только через магнитопровод. Насыщаясь, магнитный материал препятствует дальнейшему нарастанию потока через него (следовательно, и через сечение витков базовой обмотки), и э.д.с. базовой обмотки падает практически до нуля.

В результате к базовым резисторам прикладывается отрицательное напряжение конденсатора C3 (около 1,5 В), и в открытом транзисторе начинается процесс рассасывания избыточных носителей. В момент выхода силового транзистора из насыщения ток его коллектора начинает резко уменьшаться, но быстрому росту коллекторного потенциала препятствует имеющий непривыч-

но большую ёмкость конденсатор C2 (0,1 мкФ), обеспечивая очень эффективное демпфирование. Очевидно, что этот конденсатор и формирует наблюдаемую трапецию.

Итак, напряжение на коллекторной обмотке начинает практически линейно уменьшаться. Однако напряжение в базовых обмотках может появиться только тогда, когда вновь начнёт изменяться магнитный поток в сечении витков её обмотки, т.е. в боковом керне. Но всё это время магнитный поток в сечении коллекторной обмотки только нарастал, вытесняясь в воздушное пространство вокруг центрального керна, и будет продолжать расти, пока не изменится полярность приложенного к ней напряжения. Только в этот момент поток в сечении коллекторной обмотки начнёт уменьшаться.

Однако, прежде чем начнёт уменьшаться поток в боковом керне, поток через сечение коллекторной обмотки должен вернуться к значению, которое он имел в момент насыщения магнитопровода, а на это потребуются столько же времени, сколько пройдёт между моментами его насыщения до смены полярности на обмотке. И только после этого на базовых обмотках вновь появится напряжение. То есть ток в базу транзистора второго плеча будет подан в тот момент, когда напряжение на его коллекторе будет уже нулевым.

Важно, что такая работа схемы возможна благодаря наличию на вторичной стороне магнитных усилителей – они эффективно «отключают» от автогенератора шунтирующее действие выходного выпрямителя и LC-фильтра, позволяя ему (и даже помогая накопленной энергией) свободно перейти из одного устойчивого состояния в другое.

Таким образом, преобразователь работает так, что транзисторы имеют нулевые потери при переключении!

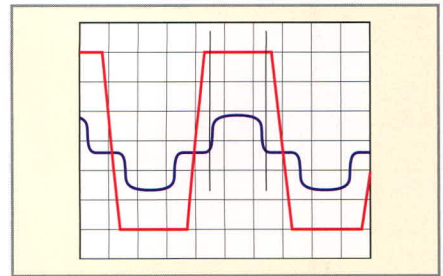


Рис. 4. Эпюры напряжений на базе и коллекторе силового транзистора

Трапециевидная форма напряжения, отсутствие ударных токов при включении транзисторов, связанных с ненулевым временем восстановления выпрямительных диодов и наличием паразитных емкостей, уменьшают спектр излучаемых помех до уровня, считавшихся доступными только резонансным преобразователям.

Выводы

Достоинства описываемого источника питания:

- простой и, благодаря этому, надёжный;
- излучает низкий уровень помех;
- транзисторы преобразователя, переключаясь при нулевом напряжении, работают в безопасной области, не испытывают импульсных перегрузок и не имеют потерь на переключение;
- выгодно отличается от резонансных преобразователей тем, что его элементы работают при амплитудах токов и напряжений классических импульсных преобразователей;
- позволяет добавлять выходные каналы с независимой стабилизацией. Недостатки:
- перемагничиваясь на высокой частоте по полной петле, силовой трансформатор сильно греется, поэтому разработчикам пришлось установить его с теплопроводящим компаундом на металлическое шасси;
- есть проблемы с обеспечением режима холостого хода.

Возможно ли, сохранив лучшее, избавиться от недостатков этой схемы? Оказалось, что возможно, и не единственным способом. Впоследствии было разработано и применено в различных изделиях несколько вариантов схемы; среди них были и двухтактные, и однотактные, с различными способами управления выходным напряжением. Об этом – в другой статье.



Перспективная схемотехника сварочных инверторов

(часть 1)

Сергей Петров (г. Красноярск)

В статье представлен обзор публикаций, посвящённых разработке силовой части мощных ключевых преобразователей, которые применяются для построения сварочных инверторов.

Под сварочным инвертором понимается источник сварочного тока инверторного типа (ИИСТ) – мощный ключевой преобразователь, работающий на частотах 20...100 кГц с МОП- либо IGBT-транзисторами в качестве ключевых элементов. Силовую часть ИИСТ можно рассматривать относительно конкретной технологии сварочного процесса, т.к. основная её задача – обеспечить необходимый уровень мощности, подводимой к сварочной дуге, а формирование нагрузочной характеристики, алгоритмов «поведения» ИИСТ и сервисных функций осуществляется блоком управления. Схемотехнические решения силовой части промышленных сварочных инверторов на примерах продукции известных в этой области производителей были проанализированы в [1]. Описанные ниже схемы силовой части ИИСТ могут найти применение в сварочных инверторах для любого типа сварочного процесса из числа

наиболее распространённых на практике: ручная дуговая сварка штучным электродом (ММА), полуавтоматическая сварка в среде защитного газа (MIG/MAG) и сварка неплавящимся вольфрамовым электродом в защитном газе (WIG/TIG).

ОДНОТАКТНЫЕ СВАРОЧНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

Утверждается [2], что в серийных ИИСТ применяются, в основном, две топологии силовой части: одноконтурный прямоходовый мостовой конвертер (ОПМК; в зарубежной литературе за этим типом преобразователя закрепилось название double-ended forward converter и asymmetric half-bridge) и конвертер мостового типа с ШИМ или с ШИМ и фазовым сдвигом (ШИМ-ФС).

Авторы также считают, что по совокупности свойств ОПМК является оптимальным типом преобразователя для построения ИИСТ на ток до 200 А (известны промышленные

ИИСТ с топологией ОПМК на ток до 250 А). Авторы разработали ИИСТ с топологией ОПМК на ток до 150 А, особенностью которого является применение бездиссипативного демпфера, снижающего коммутационные потери при выключении силовых транзисторов. Схема этого ИИСТ приведена на рисунке 1. Собственно бездиссипативный демпфер [3] состоит из элементов L_s , C_s , $VDs1$, $VDs2$. Принцип работы демпфера проиллюстрирован диаграммами на рисунке 2.

Рассмотрим работу схемы в установившемся режиме. В течение интервала времени $t_0...t_1$ транзисторы $VT1$ и $VT2$ находятся в проводящем состоянии (V_{ge1} , V_{ge2} – напряжения на затворах $VT1$ и $VT2$). Через $VT1$ ($VT2$) течёт ток первичной обмотки I_p плюс ток намагничивания I_m . Ток коллектора $VT1$ ($VT2$) нарастает со скоростью:

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{V_d - \frac{V_O}{n}}{L_{Lk} + \frac{L_0}{n^2}} + \frac{V_d}{L_m} = \frac{n(nV_d - V_O)}{L_0 + n^2 L_{Lk}} + \frac{V_d}{L_m}, \quad (1)$$

где n – коэффициент трансформации силового трансформатора $T1$ (под n понимается отношение числа витков первичной обмотки к числу витков вторичной), V_d – напряжение питания ($V_d = 320$ В), V_O – выходное напряжение инвертора, L_0 – индуктивность выходного дросселя, L_{Lk} – индуктивность рассеивания силового трансформатора, приведённая к первичной обмотке, L_m – индуктивность намагничивания $T1$. Авторы использовали трансформатор $T1$ со следующими параметрами: $L_{Lk} = 6,6$ мкГн, $L_m = 1,1$ мГн и $n = 2,8$. Ток в обмотке выходного дросселя L_0 на этом временном интервале нарастает со скоростью:

$$\frac{di_{L_0}}{dt} = \frac{nV_d - V_O}{L_0}. \quad (2)$$

В момент времени t_1 выключаются транзисторы $VT1$, $VT2$ и демп-

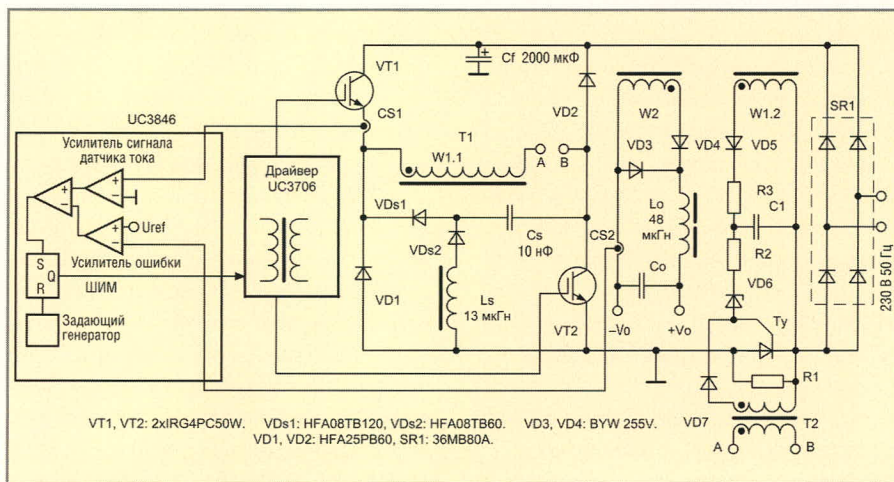


Рис. 1. Силовая часть сварочного инвертора из работы [2]

Рабочая частота 40 кГц

ферный конденсатор Cs заряжается током:

$$I_{Cs} = I_{Cmax} = \frac{I_{L0max}}{n} + I_{\mu max}, \quad (3)$$

где I_{Cmax} – мгновенное значение тока коллектора силового транзистора в момент $t1$, при этом считается, что в течение короткого интервала $\Delta t = t2 - t1$ ток I_{Cmax} остаётся неизменным; $I_{\mu max}$ – максимальное значение тока намагничивания. Таким образом, демпфер работает только на интервале $t1...t2$, когда при выключении транзисторов открывается диод VD_{s1} и конденсатор Cs оказывается подключенным параллельно первичной обмотке W1.1. За время $t2 - t1$ демпферный конденсатор, заряжаясь, поглощает заряд $Q = 2C_s V_d$, что приводит к снижению скорости изменения напряжения на первичной обмотке и, следовательно, к затягиванию фронта напряжения коллектор-эмиттер транзисторов VT1 и VT2. Скорость нарастания напряжения на конденсаторе Cs равна:

$$\frac{dV_{Cs}}{dt} = \frac{I_{Cmax}}{Cs}. \quad (4)$$

Номинал Cs, необходимый для эффективной работы демпфера, можно оценить из соотношения:

$$Cs > \frac{I_{Cmax} t_f}{2V_{IO}}, \quad (5)$$

где t_f – время выключения силового транзистора, а V_{IO} – величина напряжения на коллекторе транзистора при его выключении к тому моменту, когда ток коллектора спадёт до нуля. Обычно выбирается $V_{IO} = 0,5V_d$.

На интервале времени $t2...t3$ транзисторы закрыты, конденсатор Cs заряжен до напряжения питания V_d и ток намагничивания T1 спадает до нуля. Ток выходного дросселя уменьшается со скоростью:

$$\frac{dI_{Lo}}{dt} = -\frac{V_O}{L_0}. \quad (6)$$

В момент времени $t3$ снова включаются транзисторы VT1 и VT2, причём скорость нарастания тока коллектора ограничена индуктивностью рассеивания L_{Lb} , которая играет роль демпфера «на включение» транзисторов. Конденсатор Cs перезаряжается через открытые приборы VT2, VD_{s2} с напряжения $+V_d$ до $-V_d$ и передаёт накопленную в пре-

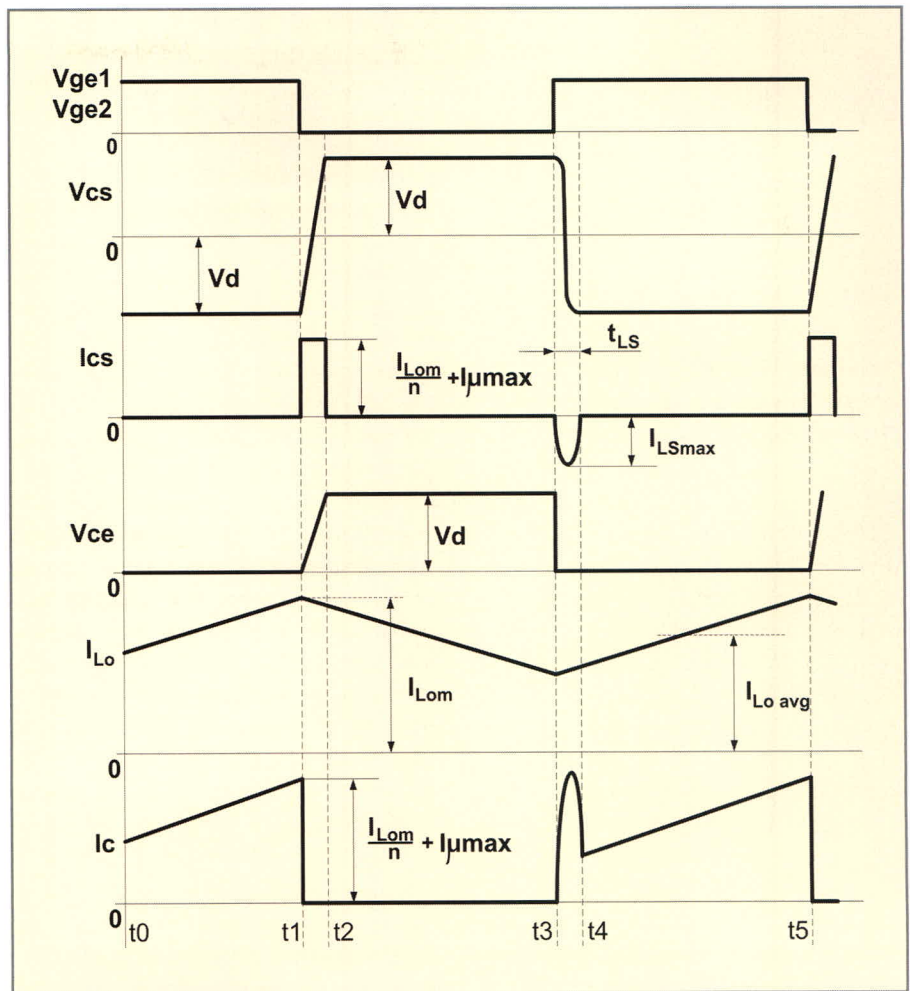


Рис. 2. Диаграммы напряжений и токов в ОПК с бездиссипативным демпфером [2]

ддушем такте энергию в индуктивность L_s . Напряжение на демпферном конденсаторе изменяется по закону:

$$V_{Cs}(t) = \frac{I_{LSmax}}{\omega_s Cs} \cos \omega_s t, \quad (7)$$

где $\omega_s = 1/\sqrt{L_s Cs}$ – собственная резонансная частота контура, образованного элементами демпфера L_s и C_s . Выбор номинала индуктивности производится, исходя из соотношения:

$$L_s > \frac{V_{dmax}^2}{I_{LSmax}^2} Cs, \quad (8)$$

где V_{dmax} – максимально возможное напряжение питания, I_{LSmax} – выбранная при расчёте демпфера амплитуда импульса тока через индуктивность L_s . Амплитуда этого импульса тока равна:

$$I_{LSmax} = V_{dmax} \sqrt{Cs / L_s} = V_d / Z_s, \quad (9)$$

где $Z_s = 1/\sqrt{L_s / Cs}$ – характеристическое сопротивление колебательного контура $L_s Cs$. Поскольку диод VD_{s2} не позволяет току в контуре совершить полный период колебания, импульсы

перезаряда Cs будут иметь форму полусинусоиды с длительностью:

$$t_{LS} = \pi Cs \sqrt{L_s}. \quad (10)$$

К моменту времени $t4$ конденсатор Cs заряжен до напряжения $-V_d$ и подготовлен к следующему такту выключения транзисторов.

Следует обратить внимание на то, что выбор номиналов L_s и C_s на практике осуществляется на основе компромисса. Выбор затрудняется тем, что при коротком замыкании нагрузки, что является штатным режимом работы сварочного инвертора, блок управления силовой частью формирует короткие импульсы с типичной длительностью порядка 1 мкс. Длительность этих импульсов должна быть не менее длительности импульса тока перезаряда конденсатора Cs. В противном случае Cs перезаряжается не полностью, и эффективность демпфера падает, причём происходит это в «тяжёлом» для транзисторов режиме. Фактически разработчику приходится сначала

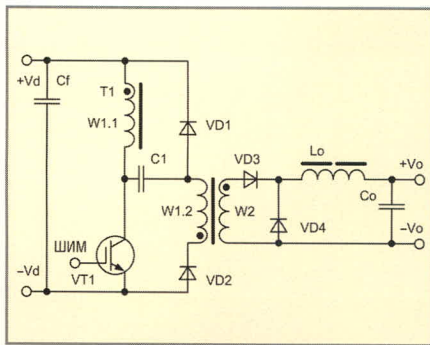


Рис. 3. Однотактный прямоходовый преобразователь с фиксирующей обмоткой ($W1.1 = W1.2$) [4]

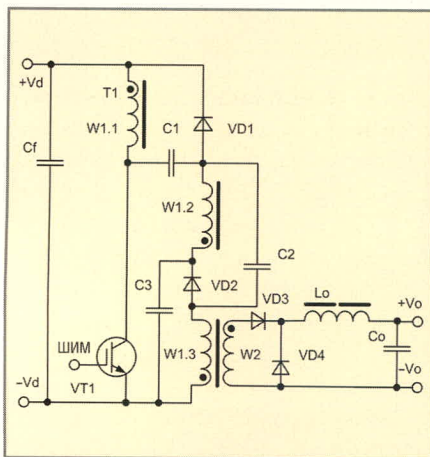


Рис. 4. Улучшенный вариант ООПП с функцией демпфирования коллекторного напряжения $W1.2 = W1.3 = 0,5W1.1$

выбирать значение ёмкости C_s , исходя из параметров быстродействия применённых транзисторов, а затем, зная минимальную длительность проводящего состояния транзисторов t_{ONmin} , рассчитывать индуктивность L_s в соответствии с уравнением (10), соблюдая условие $t_{Ls} < t_{ONmin}$.

При использовании «медленных» транзисторов потребуется относительно большая ёмкость конденсатора C_s и, следовательно, небольшая индуктивность L_s , что приведёт к тому, что амплитуда импульса тока перезаряда демпферного конденсатора может составлять десятки ампер. Невозможность независимого выбора номиналов C_s и L_s является общим недостатком демпферных цепей подобного типа. Наличие интервала времени, необходимого для перезаряда C_s , ограничивает частоту преобразования.

К интересным особенностям обсуждаемой схемы ОПМК можно отнести способ управления шунтирующим тиристором T_u . При включении инвертора в сеть 220...230 В

конденсатор фильтра C_f заряжается через токоограничивающий резистор $R1$. После окончания этого процесса запускается силовая часть, и на управляющий электрод тиристора T_u подаётся необходимое для его включения напряжение с дополнительной обмотки силового трансформатора $W1.2$ (такое решение применяется в своих инверторах фирма ESAB).

Это напряжение подаётся с задержкой, величина которой определяется элементами $C1, R3, VD6$. Но в режиме короткого замыкания напряжение на $W1.2$ падает ниже необходимого для управления тиристором уровня, и для решения этой проблемы авторы работы [2] применили дополнительный трансформатор тока $T2$, включенный в цепь первичной обмотки трансформатора $T1$. При коротком замыкании напряжение на вторичной обмотке $T2$ максимально и достаточно для поддержания тиристора T_u в открытом состоянии.

Блок управления инвертором построен на базе микросхемы ШИМ-контроллера UC3846 фирмы Texas Instruments; управление силовыми транзисторами осуществляется драйвером, состоящим из микросхемы UC3706 и трансформатора гальванической развязки. Блок управления работает с двухпетлевой ООС: с датчика тока $CS1$ снимается сигнал, пропорциональный мгновенному току первичной обмотки, а с датчика тока $CS2$ – сигнал, пропорциональный мгновенному значению тока нагрузки. Авторы отмечают хорошую динамику регулирования – среднее значение заданного тока нагрузки устанавливается за время порядка 2 мс. Эффективность инвертора при токе нагрузки до 120 А составила около 90%.

Рассмотрим ещё один прототип сварочного инвертора, построенный по однотактной топологии: однотактный однотранзисторный прямоходовый преобразователь с фиксирующей обмоткой (ООПП) [4]. Структурная схема силовой части преобразователя показана на рисунке 3. В данной топологии обмотка $w1.2$ не является размагничивающей, как в традиционной схеме однотактного прямоходового преобразователя с одним транзисто-

ром и размагничивающей обмоткой, а служит для перезаряда конденсатора $C1$ при включенном состоянии $VT1$. При закрытом транзисторе $VT1$ энергия, накопленная в индуктивностях рассеивания и намагничивания в предыдущем такте, возвращается в конденсатор $C1$ и затем в источник питания. Если ёмкость этого конденсатора выбрана достаточно большой, среднее значение напряжения на «поперечном» конденсаторе $C1$ равно напряжению питания V_d , а напряжение на коллекторе $VT1$ фиксировано на уровне $2V_d$. Схема, показанная на рисунке 3, отличается от ранее известных схем ограничения напряжения на силовом транзисторе в ООПП наличием дополнительного диода $VD2$. В работе [5] описаны примеры использования подобных цепей ограничения напряжения (со структурой без $VD2$) в составе других известных топологий однотактных однотранзисторных преобразователей: SEPIC, ZETA, Cuk и Flyback. Кроме того, описаны [6] полезные модификации данной схемы ограничения напряжения, расширяющие её возможности и область применения.

На рисунке 4 показан улучшенный вариант первоначальной схемы ООПП, в котором обеспечивается «мягкое» выключение транзистора $VT1$ за счёт введения демпфирующих конденсаторов $C2, C3$ и разделения вспомогательной первичной обмотки на две равные части – $w1.2$ и $w1.3$. Авторами был изготовлен макетный образец сварочного инвертора по схеме, изображённой на рисунке 4 и получена мощность на нагрузке 3,9 кВт при напряжении 26 В и частоте преобразования 20 кГц.

С целью проверки эффективности демпфирования напряжения на коллекторе $VT1$ и его фиксации автором данной статьи была разработана модель преобразователя по схеме рис. 4 в программе Micro-CAP 8. Моделирование работы схемы показало, что включение силового транзистора происходит «мягко» благодаря наличию индуктивности рассеивания, напряжение на коллекторе $VT1$ ограничено на требуемом уровне, и отсутствуют индуктивные выбросы. При этом выявился ряд недостатков схемы:

демпфирование фронта напряжения на коллекторе VT1 происходит менее эффективно, чем в ОПМК (см. рис. 1), при одинаковых номиналах демпфирующих конденсаторов из-за индуктивности рассеивания, включенной последовательно с конденсаторами C2, C3. Кроме того, на фронте тока коллектора появляется импульс перезаряда указанных конденсаторов, амплитуда которого ограничена только значением индуктивности рассеивания. В переходных режимах (резкие изменения нагрузки, включение или выключение питания) возможен режим работы магнитопровода трансформатора в области насыщения. Последний недостаток можно устранить введением немагнитного зазора. По мнению автора, схема рис. 4 требует дополнительного изучения, и, возможно, оптимальным вариантом было бы использование ООПШ аналогично схеме рис. 3, но с дополнительным бездиссипативным демпфером любого известного типа.

ДВУХТАКТНЫЕ СВАРОЧНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

Рассмотрим силовую часть ИИСТ, предложенную в [7] и показанную на рисунке 5. Она представляет собой мостовой конвертер с переключением силовых транзисторов при нулевом токе и напряжении, управляемый методом «ШИМ с регулируемым фазовым сдвигом» между сигналами управления полумостовыми «стойками» (Phase-shifted ZVZCS full bridge converter или PS-ZVZCS-FB). В отличие от обычного мостового конвертера с ШИМ-ФС (PS-ZVS-FB), в данной топологии добавлены элементы Cb и Ls, а вместо четырех демпфирующих конденсаторов, устанавливаемых параллельно силовым транзисторам, в данной схеме достаточно двух.

Особенность заключается в реализации алгоритма управления силовыми транзисторами таким образом, чтобы одно плечо моста коммутировалось при нулевом напряжении на транзисторах, а второе – при нулевом токе через транзисторы. На рисунке 6 приведены диаграммы токов и напряжений в характерных точках преобразователя PS-ZVZCS-FB. Предполагается, что все элементы схемы идеальные,

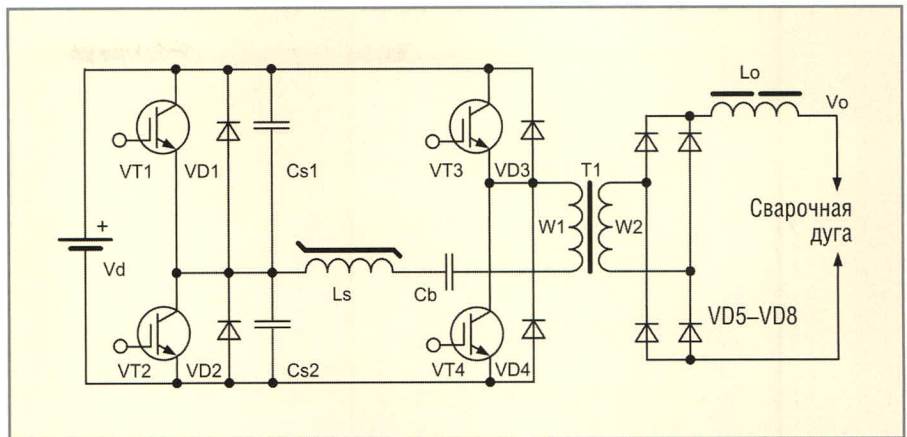


Рис. 5. Мостовой преобразователь с ШИМ-ФС и коммутацией при нулевом напряжении и токе ключей [7]

пульсации тока нагрузки равны нулю и индуктивность насыщающегося дросселя Ls много больше индуктивности рассеивания силового трансформатора L_{Lk} , приведённой к первичной обмотке. Можно выделить семь характерных временных интервалов в работе схемы.

В момент времени t_0 включается транзистор VT4, при этом VT1 уже находится в открытом состоянии. Дроссель Ls, пока ещё не насыщенный, ограничивает скорость нарастания тока коллектора VT4, обеспечивая «мягкое» включение. К моменту времени t_1 дроссель Ls насыщается из-за приложенного к нему напряжения.

На интервале времени $t_1...t_2$ ток через блокировочный конденсатор Cb нарастает со скоростью,

определяемой индуктивностью рассеивания L_{Lk} , до значения тока нагрузки, приведённого к первичной обмотке T1.

В течение интервала $t_2...t_3$ энергия из источника питания передаётся в нагрузку. Напряжение на конденсаторе Cb линейно возрастает от $-V_{Cbmax}$ до $+V_{Cbmax}$. Этот конденсатор блокирует постоянную составляющую на первичной обмотке T1, сохраняя её в виде разности напряжений. В момент времени t_3 транзистор VT1 выключается, а VT4 остается включённым.

На интервале $t_3...t_4$ демпферный конденсатор Cs1 разряжается, а Cs2 заряжается током I_{Cb} , текущим через блокирующий конденсатор, т.е. током размагничивания индуктивности рассеивания транс-

интернет-магазин
Elitan.ru

- электронные компоненты
- приборы и инструмент
- компьютерная техника

200 000 ТОВАРОВ
ОТ 500 ИЗГОТОВИТЕЛЕЙ

минимальный заказ **не ограничен**

12 способов доставки по России и зарубеж

оплата через **банк, почту, Webmoney, ЯндексДеньги, Visa, MasterCard**

ежедневное обновление склада

отслеживание заказа **на сайте**

Москва
Телефон: 8 (495)
649-84-45
Факс: 646-80-01

Ижевск
Телефон: 8 (3412)
50-33-30
Факс: 51-84-29

Санкт-Петербург
Телефон: 8 (812)
313-28-33
Факс: 313-28-44

литан®
info@elitan.ru
www.elitan.ru

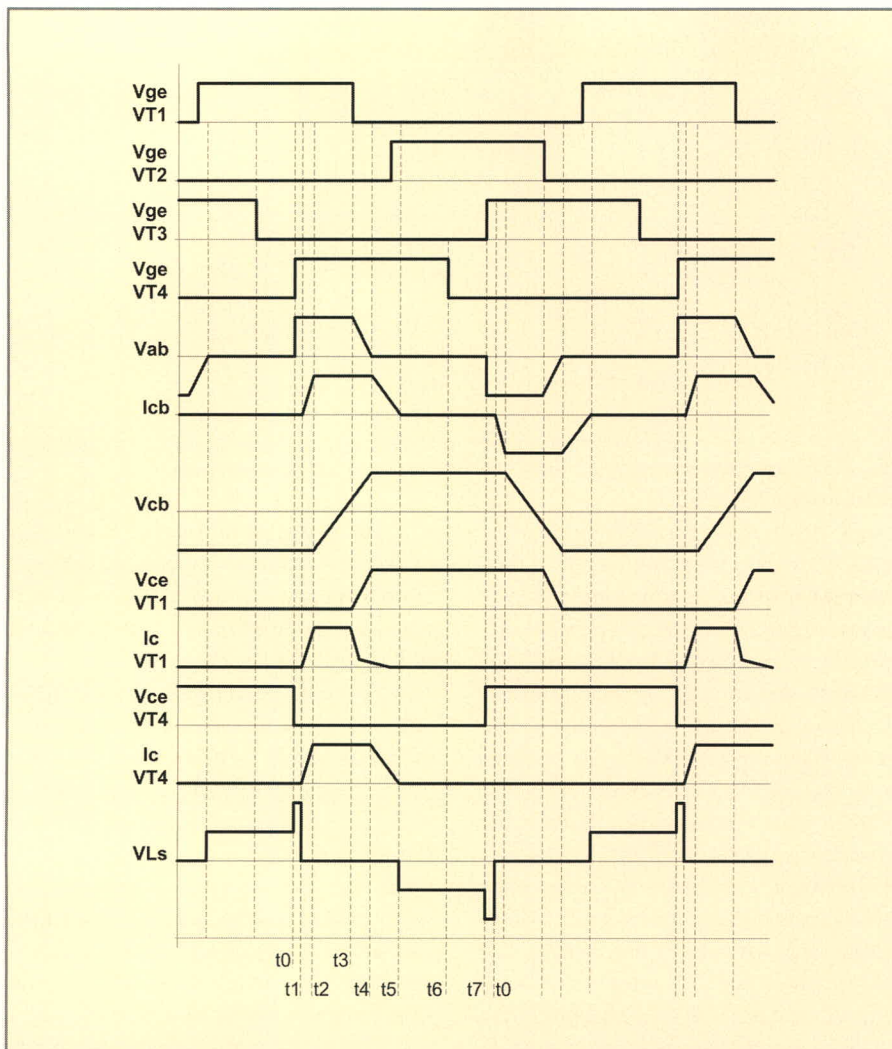


Рис. 6. Диаграммы токов и напряжений мостового преобразователя с ШИМ-ФС

форматора T1. По этой причине фронт напряжения коллектор-эмиттер VT1 затягивается и транзистор «мягко» выключается. Когда напряжение на вторичной обмотке становится меньше напряжения на нагрузке, процесс передачи энергии в нагрузку прекращается. Ток дросселя I_0 начинает течь через все диоды выходного выпрямителя, и вторичная обмотка шунтируется. К моменту времени t_4 конденсатор $Cs1$ заряжается до напряжения питания, а $Cs2$ полностью разряжается, после чего током дросселя Ls открывается диод VD2.

В начале интервала времени $t_4...t_5$ на коллекторе VT2 из-за открытого диода VD2 удерживается нулевое напряжение, при котором можно включить этот транзистор; после этого напряжение на Cb прикладывается к насыщенному дросселю Ls и индуктивности рассеивания, ток I_{Cb} линейно уменьшается, продолжая протекать через диод VD2. К мо-

менту времени t_5 этот ток уменьшается до нуля и начинает течь через открытый транзистор VT2 в обратном направлении, а диод VD2 закрывается.

На интервале времени $t_5...t_6$ дроссель Ls более не насыщен. По этой причине диагональный ток удерживается на низком уровне и предотвращается разряд блокирующего конденсатора Cb (собственно, для этого и необходим насыщающийся дроссель). Транзистор VT4 выключается при почти нулевом токе.

Интервал $t_6...t_7$ даёт возможность рекомбинировать оставшимся носителям заряда в р-п-переходе внутреннего биполярного транзистора в составе прибора VT4. Транзистор запирается быстрее, чем без использования режима «выключения при нулевом токе».

В данной схеме важен оптимальный выбор номиналов демпферных конденсаторов $Cs1$ и $Cs2$ – от этого зависят коммутационные потери транзисторов VT1 и VT2

при выключении. Авторами было установлено, что увеличение ёмкости $Cs1$ и $Cs2$ свыше определённого «критического» значения не приводит к заметному снижению коммутационных потерь. Поэтому оптимально использовать номиналы $Cs1 = Cs2 = Cscrit$. Для случая $Cs > Cscrit$ мощность коммутационных потерь при выключении транзисторов VT1 и VT2 составляет:

$$P_{SW_OFF} = W_{SW_OFF} \cdot F_{SW} = \frac{I_{Cb}^2 t_f^2}{48C_s} F_{SW}. \quad (11)$$

Для случая $Cs < Cscrit$:

$$P_{SW_OFF} = \frac{I_{Cb}^2 t_f^2}{48C_s} F_{SW} \left[\frac{V_d C_s}{I_{Cb} t_f} \left(28 + 96 \left(\frac{V_d C_s}{I_{Cb} t_f} - \frac{1}{I_{Cb}} \sqrt{\frac{V_d C_s I_{Cb}}{t_f}} \right) \right) \right]. \quad (12)$$

Величину $Cscrit$ можно найти из соотношения:

$$C_{Scrit} = \frac{I_{Cb} t_f}{4V_d}, \quad (13)$$

где t_f – время спада коллекторного тока, I_{Cb} – ток через блокирующий конденсатор, V_d – напряжение питания преобразователя.

Насыщающийся дроссель Ls необходим для предотвращения разряда блокирующего конденсатора Cb на интервалах времени $\Delta t_6 + \Delta t_7$ и ограничения тока при включении транзисторов VT3 и VT4. Поэтому насыщение дросселя Ls в течение указанных интервалов времени недопустимо. Параметры дросселя можно оценить из линеаризованных зависимостей напряжения на обмотке дросселя на интервалах Δt_7 , Δt_6 , Δt_1 (см. рис. 6). Приняты следующие обозначения: $\Delta t_1 = t_2 - t_1$, $\Delta t_6 = t_6 - t_5$ и т.д. Площадь поперечного сечения магнитопровода и число витков дросселя Ls можно найти из выражения:

$$S_c N_{Ls} = \frac{V_{Cb\max}(\Delta t_6 + \Delta t_7) + (V_d + V_{Cb\max})\Delta t_1}{B_{Ls_sat} I_{sat}}, \quad (14)$$

где B_{Ls_sat} – индукция насыщения магнитопровода дросселя Ls , S_c – площадь поперечного сечения магнитопровода, N_{Ls} – число витков дросселя.

Выбор номинала блокирующего конденсатора производится на основе компромисса между желательным низким напряжением на конденсаторе V_{Cbmax} и длительностью времени спада тока диагонали моста $\Delta t5$. По этой причине необходимо максимально уменьшать индуктивность рассеивания трансформатора T1. Время спада тока, текущего по диагонали моста, зависит от величины индуктивности рассеивания, от времени перекрытия сигналов управления транзисторами на интервалах $\Delta t3$, $\Delta t4$, от ёмкости блокирующего конденсатора и индуктивности дросселя Ls:

$$\Delta t5 = \frac{2C_B[L_S + L_{Lk}]}{\Delta t3 + \Delta t4} \quad (15)$$

Максимальное напряжение на блокирующем конденсаторе пропорционально току нагрузки и равно:

$$V_{Cbmax} = \frac{I_{Load}(\Delta t3 + \Delta t4)}{2nC_B} \quad (16)$$

где n – коэффициент трансформации.

Для управления ключевыми транзисторами авторами был разработан адаптивный алгоритм управления, гарантированно обеспечивающий коммутацию силовых транзисторов с низкими потерями во всём диапазоне нагрузок. Транзисторы VT1 и VT2 могут быть включены только после полного разряда конденсаторов Cs1 и Cs2, который производится током нагрузки, приведённым к первичной обмотке трансформатора T1. Уменьшение тока нагрузки приводит к увеличению времени, необходимого для разряда Cs1 и Cs2. На холостом ходу разряд этих конденсаторов вообще не происходит, и при очередном включении транзисторов конденсаторы разряжаются прямо через них. Поэтому запасённая в демпферных конденсаторах энергия рассеивается на ключах VT1 и VT2. В результате на транзисторах выделяется мощность:

$$P_{SW_ON} = 0,5C_S f_S V_d^2 \quad (17)$$

Для исключения этого вида потерь контролируется напряжение на демпферных конденсаторах и на выходе преобразователя. Импульсы управления транзисторами VT1 и VT2 блокируются до тех пор, пока

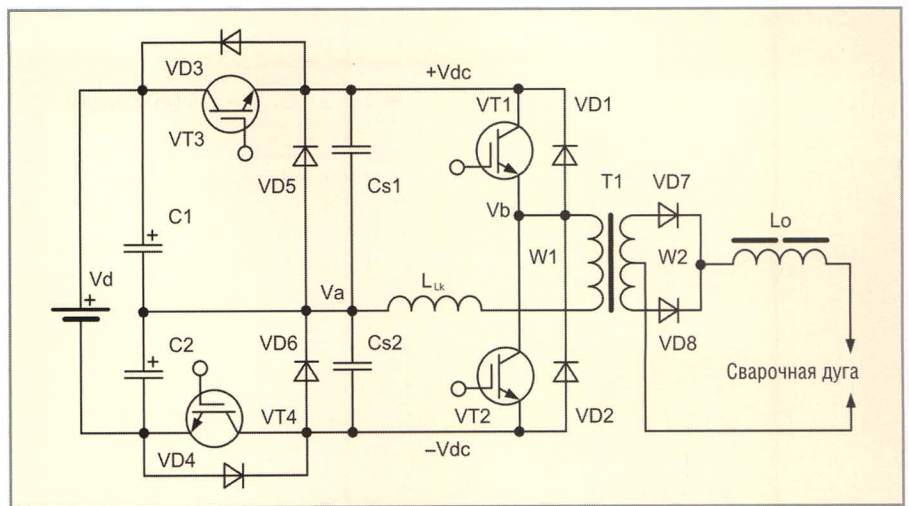


Рис. 7. Полумостовой сварочный инвертор с дополнительной коммутацией по шинам питания [8]

соответствующий конденсатор Cs1 или Cs2 не разрядится. В режиме холостого хода схема работает как обычный полумост, поскольку конденсаторы Cs1 и Cs2 не разряжаются и транзисторы VT1 и VT2 не включаются. Стабилизация тока дуги производится по сигналу датчика тока, установленного на вторичной стороне силового трансформатора.

Для оценки эффективности преобразователя авторами был изготовлен экспериментальный образец инвертора с питанием от однофазной сети и максимальной выходной мощностью 3,5 кВт. Были рассчитаны и использованы следующие компоненты: $Cs1 = Cs2 = 7,5$ нФ, $C_B = 1,32$ мкФ ($V_{Cbmax} = 62$ В), $L_S = 110$ мкГн (в насыщенном состоянии 0,056 мкГн), индуктивность рассеивания 3,7 мкГн, коэффициент трансформации $n = 4$, VT1 – VT4 типа IRG4PC50U. В диапазоне нагрузок от 24 до 100% экспериментальный образец имел КПД 92% при рабочей частоте 50 кГц, т.е. примерно на 2% больше, чем ОПМК, показанный на рисунке 1. Может сложиться впечатление, что это несущественная разница, однако при разработке ИИСТ идёт борьба за доли процента эффективности.

Авторы работы обращают внимание на то, что повышению рабочей частоты препятствует индуктивность рассеивания силового трансформатора. Со своей стороны могу добавить, что из-за наличия интервалов времени, в течение которых происходит рекуперация реактивной мощности в демпферной цепи, эффективный коэффициент заполнения снижается. Это является своего рода платой за «мягкую» коммута-

цию силовых транзисторов и вынуждает уменьшать коэффициент трансформации. Авторы использовали трансформатор с $n = 4$, в то время как силовые трансформаторы в ИИСТ на основе «традиционного» мостового преобразователя обычно имеют коэффициент трансформации $n = 6$.

Обратимся теперь к оригинальному преобразователю, предложенному авторами работы [8]. Это – полумостовой конвертер с дополнительной коммутацией по шинам питания. Схема силовой части преобразователя показана на рисунке 7, где L_{Lk} – индуктивность рассеивания силового трансформатора T1, Cs1 и Cs2 – демпферные конденсаторы, VD5 и VD6 – возвратные диоды, VT3 и VT4 – дополнительные транзисторы, коммутирующие напряжение питания плеч полумоста на транзисторах VT1 и VT2. Процессы, протекающие в схеме, поясняются диаграммами на рисунке 8.

Все активные коммутирующие элементы схемы включаются при нулевом токе (режим ZCS) и выключаются при нулевом напряжении (режим ZVS). Транзисторы полумоста VT1, VT2 управляются стандартной ШИМ, а вспомогательные ключи на транзисторах VT3, VT4 выключаются раньше основных (VT1, VT2) на время t_d . Рассмотрим кратко работу такого преобразователя.

Перед моментом времени $t0$ открыты транзисторы VT1 и VT3, через них течёт ток нагрузки (первичной обмотки), Cs1 заряжен до напряжения питания. Транзисторы VT2 и VT4 закрыты, а конденсатор Cs2 разряжен.

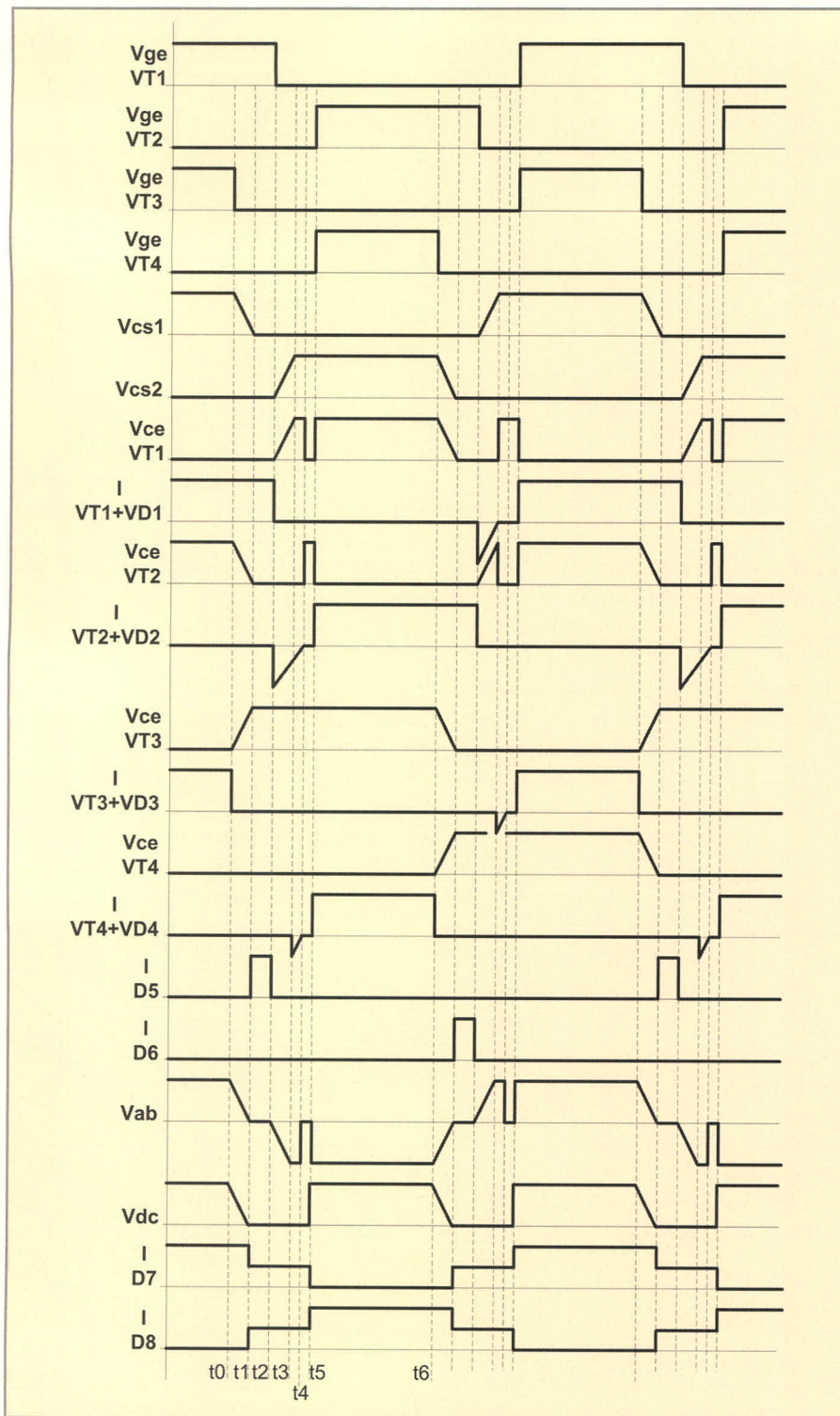


Рис. 8. Диаграммы токов и напряжений в конвертере из [8]

В момент времени t_0 выключается транзистор VT3 в режиме ZVS, его ток мгновенно «перехватывается» конденсатором Cs1, который начинает разряжаться током первичной обмотки.

На отрезке времени $t_0...t_1$ напряжение на Cs1 равно:

$$V_{Cs1} = 0,5V_d - (I_{VT1}/C_{S1})t. \quad (18)$$

Из соотношения (18) видно, что время разряда демпферного кон-

денсатора обратно пропорционально току нагрузки, приведённому к первичной обмотке. Очевидно, что время задержки t_d выключения транзистора VT1 относительно выключения VT3 должно быть не менее времени разряда Cs1. Авторы данной работы оптимизировали время t_d для случая максимального тока нагрузки, с уменьшением которого конденсатору Cs1 начнёт «не хватать» времени для полного разряда, и эффективность демпфера

будет падать. Для устранения этого недостатка либо необходимо увеличивать время задержки (в предположении, что оно имеет фиксированную величину), либо ШИМ-контроллер должен изменять время задержки в зависимости от величины тока первичной обмотки. Первый способ проще, но приводит к уменьшению эффективного коэффициента заполнения, второй вариант предпочтительнее, но усложняет алгоритм управления преобразователем. Конденсатор Cs1 затягивает фронт коллекторного напряжения и VT1 и VT3.

К моменту времени t_1 конденсатор Cs1 полностью разряжается, и можно выключать транзистор VT1. После разряда конденсатора Cs1 ток первичной обмотки «перехватывается» открывшимся диодом VD5. В течение интервала $t_1...t_2$ открыты оба выходных диода VD7 и VD8 и, следовательно, обмотки трансформатора замкнуты.

В момент t_2 выключается транзистор VT1 в режиме ZVS, поскольку конденсатор Cs2 к этому моменту разряжен в предыдущем полупериоде, а транзистор VT2 выключен (Cs2 выполняет функции демпфера для VT1). Сразу после выключения VT1 открывается диод VD2, и конденсатор Cs2 начинает заряжаться током первичной обмотки. Напряжение на Cs2 достигает величины напряжения питания нижнего плеча полумоста ($V_d/2$), и если к этому моменту энергия, запасённая в индуктивности рассеивания, возвратилась не полностью, то диод VD4 открывается током первичной обмотки и остаточная энергия индуктивности рассеивания поступает в источник питания. Условие заряда демпферного конденсатора до напряжения питания полумоста определяется соотношением:

$$C_{S1,2}(0,5V_d)^2 = L_{lk}(I_{W1})^2, \quad (19)$$

где I_{W1} – ток первичной обмотки. Ниже будет показано, что при расчёте схемы следует соблюдать условие $C_{S1,2}(0,5V_d)^2 < L_{lk}(I_{W1})^2$, чтобы обеспечить включение VT4 в режиме ZVS. На коротком интервале времени $t_3...t_4$ диод D4 находится в проводящем состоянии.

На интервале времени $t_4...t_5$ все диоды и транзисторы на первичной

стороне трансформатора T1 обеспечены. Выходной дроссель L_0 питает ток нагрузки, оба диода VD7 VD8 остаётся открытым с момента времени t_1 .

В момент времени t_5 включаются одновременно транзисторы VT2 и VT4, причём VT2 включается в режиме ZCS из-за наличия индуктивности рассеивания трансформатора, по той же причине в режиме ZCS включается и VT4. Но из-за того что напряжение на конденсаторе Cs2 равно напряжению питания полумоста, напряжение между коллектором и эмиттером VT4 равно нулю, и транзистор VT4 включается в режимах ZCS и ZVS одновременно.

Для опытной проверки авторами работы был изготовлен экспериментальный образец сварочного инвертора по описанной выше схеме со следующими параметрами:

- питающая сеть 380 В;
- максимальный ток нагрузки 400 А при напряжении нагрузки 36 В;
- рабочая частота инвертора 40 кГц;
- коэффициент трансформации силового трансформатора 4 : 1 : 1;
- индуктивность рассеивания 2 мкГн;
- ёмкость демпферных конденсаторов Cs1, Cs2 по 0,235 мкФ;
- ёмкость конденсаторов фильтра питания C1, C2 по 2200 мкФ;
- индуктивность выходного дросселя L_0 60 мкГн;
- VT1/VD1 и VT2/VD2 – модуль SKM150GB128D;
- VT3/VD3 и VT4/VD4 – модуль CM150DY-12NF.

Авторы отмечают низкую мощность потерь по сравнению с традиционным сварочным инвертором с «жёсткой» коммутацией и типичными демпферными цепями, но значение КПД в работе не приводится. Блок управления для предложенной силовой части может быть построен на основе типового двухтактного ШИМ-контроллера, например, микросхемы TL494. Авторами той же статьи был разработан и мостовой вариант сварочного инвертора с дополнительной коммутацией по шинам питания [9].

Рассмотрим силовую часть ИИСТ, построенную на основе так называемого «трёхуровневого конвертера» (3-Level DC-DC converter). Этот тип преобразователей рассматривается в качестве перспективного для применения в ИИСТ с питанием от

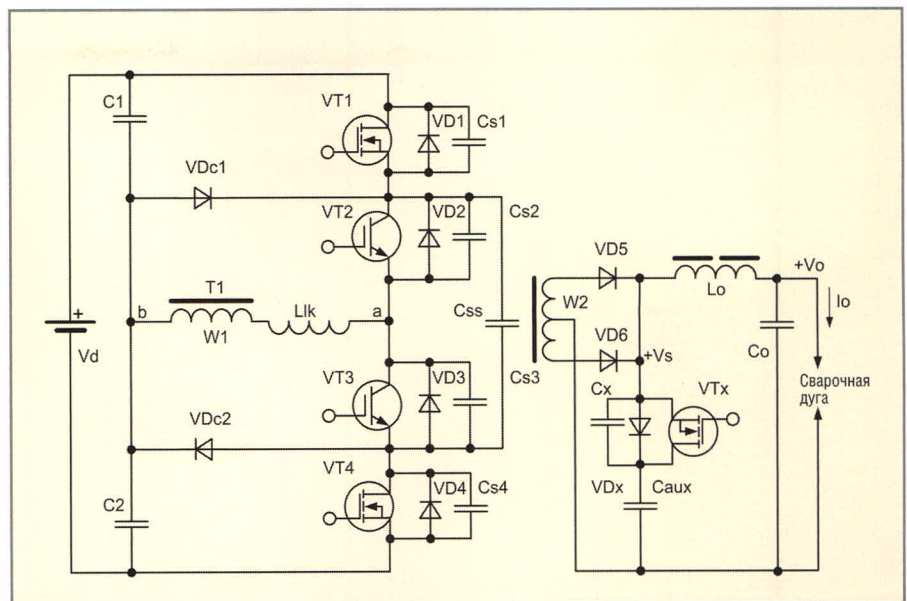


Рис. 9. Трёхуровневый конвертер в качестве ИИСТ [10]

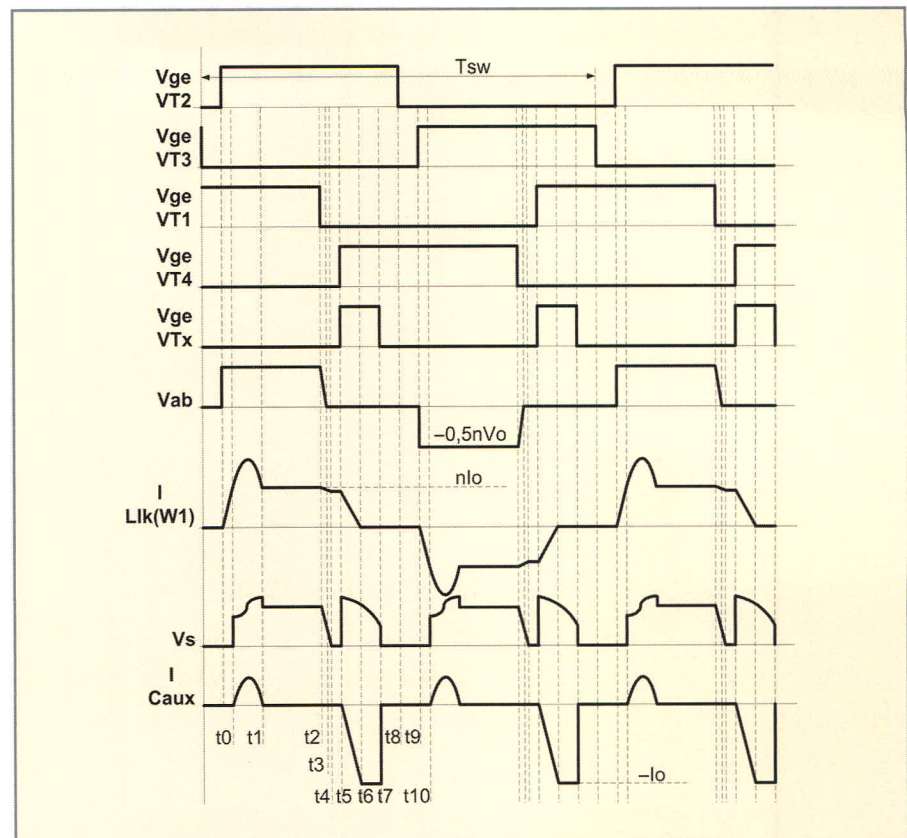


Рис. 10. Диаграммы токов и напряжений трёхуровневого конвертера [10]

трёхфазной сети, поскольку напряжение на закрытых транзисторах не превышает половины напряжения питания, что даёт возможность применять относительно низковольтные транзисторы с максимальным рабочим напряжением 600 В, что в свою очередь позволяет снизить как коммутационные потери, так и потери проводимости.

В качестве примера рассмотрим результаты разработки ИИСТ на основе трёхуровневого конвертера

(3LC), [10]. Схема силовой части преобразователя 3LC приведена на рисунке 9. Авторы также применили активный демпфер на вторичной стороне силового трансформатора, состоящий из элементов Cx, VDx, VTx и Caux, помогающий получить режим «мягкой» коммутации ключевых элементов. На рисунке 10 показаны диаграммы токов и напряжений, поясняющие принцип работы преобразователя 3LC. Кратко рассмотрим его работу.

Транзисторы VT1–VT4 управляются по точно такому же алгоритму, как и в мостовом преобразователе с ШИМ-ФС. Важную роль играет «плавающий» конденсатор C_{ss} : он обеспечивает режим ZVS для VT1 и VT4, позволяет применять ШИМ-ФС, поддерживает в точке b напряжение, равное половине напряжения на шине питания, при появлении несимметрии в управляющих транзисторами сигналах.

Пусть в момент времени t_0 ключи VT1, VT2 открыты и через первичную обмотку трансформатора T1 течёт приведённый ток нагрузки. Внутренний диод VDx транзистора VTx открывается, и конденсатор Cx начинает заряжаться током:

$$I_{Cx} = I_{pick} \sin(\omega_0 t). \quad (20)$$

Амплитуду тока заряда конденсатора Cx можно оценить из выражения:

$$I_{pick} = 0,5\omega_0 I_{load}^{wp} (T_{ON_VTx} - 0,5T_{demagn}), \quad (21)$$

где ω_0 – резонансная частота колебательного контура, образованного индуктивностью рассеивания L_{Lk} и ёмкостью C_{aux} , I_{load}^{wp} – ток нагрузки, приведённый к первичной обмотке, T_{demagn} – время «размагничивания» индуктивности рассеивания, равное $t_6 - t_5$. Через половину периода π/ω_0 , к моменту времени t_1 , конденсатор Caux заряжается, а диод VDx закрывается.

В момент времени t_2 выключается транзистор VT1, и начинается процесс перезаряда выходных емкостей транзисторов. Конденсаторы Cs1 – Cs4 на схеме могут быть как внешними, так и собственными, паразитными емкостями транзисторов. Благодаря заряду конденсатора Cs1 током первичной обмотки (или током индуктивности рассеивания) транзистор VT1 выключается в режиме ZVS. Одновременно этим же током разряжается конденсатор Cs4; к моменту времени t_3 конденсатор Cs1 заряжен до $0,5V_{db}$, а Cs4 – разряжен, напряжение на первичной обмотке снижается до нуля. Разряд Cs4 возможен благодаря наличию конденсатора C_{ss}.

В момент времени t_3 после заряда Cs1 открывается фиксирующий диод VDc1, а из-за полного разряда Cs4 открывается и антипараллельный диод VD4. К моменту времени t_4

напряжение на выходе вторичного выпрямителя VS снижается до нуля. Кроме того, на интервале $t_2...t_4$ происходит заряд ёмкости Cx ключа VTx током через Lk, что приводит к небольшой «просадке» тока первичной обмотки I_{w1} (I_{Lk}) на интервале $t_2...t_4$. Таким образом, интервал времени $t_2...t_5$ является рекуперационным, а передача энергии из источника питания в нагрузку осуществляется на временном интервале $t_0...t_2$.

В момент времени t_5 включаются транзисторы VT4 (в режиме ZVS, благодаря диоду VD4, находящемуся в проводящем состоянии) и VTx. После включения VTx напряжение на конденсаторе Cx прикладывается ко вторичной и, следовательно, к первичной обмотке трансформатора, причём в полярности, обратной э.д.с. самоиндукции индуктивности L_{Lk} . Из-за этого ток в индуктивности рассеивания быстро снижается до нуля к моменту времени t_6 . Именно в этом заключается назначение демпферной цепи на вторичной стороне силового трансформатора, – в нужный момент времени скомпенсировать ток в индуктивности рассеивания. Ток I_{Lk} спадает до нуля за время $T_{off} = nV_{caux}/L_{Lk}$, где $n = W1/W2$ – коэффициент трансформации. В интервале компенсации тока I_{Lk} разряд Cx носит резонансный характер, как и на интервале $t_0...t_1$.

В момент времени t_6 можно было бы выключить транзистор VTx, поскольку он выполнил свои функции, но из-за технических проблем быстрого обнаружения факта компенсации тока в индуктивности рассеивания ключ VTx открывается на фиксированный интервал времени, выбранный с некоторым запасом. Таким образом, до выключения транзистора VTx на интервале $t_5...t_6$ ток нагрузки поддерживается за счёт энергии, запасённой в ёмкости Caux и выходном дросселе Lo. В момент времени t_7 транзистор VTx выключается. Поскольку ток в первичной обмотке отсутствует, открываются оба выходных диода VD5 и VD6, через которые начинает протекать ток выходного дросселя Lo. Также при нулевом токе первичной обмотки (коллектора) выключается транзистор VT2 в момент времени t_8 , а в момент t_9 включается VT3 в режиме ZVS. Далее рассмотренная по-

следовательность коммутационных процессов повторяется. В результате VT2 и VT3 выключаются и включаются в режиме ZCS, поэтому авторы использовали IGBT-транзисторы. Приборы VT1 и VT4 переключаются в режиме ZVS, при котором лучше использовать МОП-транзисторы.

Для эффективной работы преобразователя важно правильно выбрать индуктивность L_{Lk} и ёмкость Caux, поскольку резонансный характер перезаряда демпферной ёмкости Caux может вызвать существенную дополнительную токовую нагрузку на транзисторы и выходные диоды.

Авторами работы был изготовлен лабораторный образец сварочного инвертора с описанной топологией, максимальным током нагрузки 140 А при мощности в нагрузке 4 кВт. Преобразователь рассчитан на питание от трёхфазной сети. В качестве VT1, VT4 использовались транзисторы типа STE38NB50, в качестве VT2, VT3 – транзисторы IXGN50N60B; диоды VDc1, VDc2 – типа DSEI2x30-06C, выходные диоды VD5, VD6 – DSS2x101-015A, демпферный транзистор VTx – IXFN100N25. Конденсатор Caux набран из пяти параллельно включённых высококачественных конденсаторов типа FKP по 0,47 мкФ, C_{ss} – 3,3 мкФ и C1, C2 – 2 × 3,3 мкФ. В качестве ШИМ-контроллера использовалась микросхема UC3985; стабилизация по среднему току нагрузки осуществлялась с помощью датчика тока на эффекте Холла фирмы LEM. Для организации защиты силовых транзисторов в цепи первичной обмотки установлен трансформатор тока, измеряющий мгновенный ток ключей. Авторы отмечают важность конструктивного исполнения силовой части и минимизации индуктивности монтажа.

В настоящее время трёхуровневые конвертеры активно развиваются и представляют собой реальную альтернативу мостовым преобразователям при высоком питающем напряжении. Например, в работе [11] представлено большое количество различных модификаций таких преобразователей, причём на лабораторных образцах получен КПД 95...96% при мощности в нагрузке 6 кВт, токе нагрузки 100 А и частоте преобразования 100 кГц. Все опытные образцы рассчитаны на напряжение питания 600...800 В, что предполагает возможность исполь-

зования активного корректора коэффициента мощности повышающего типа для питания силовой части.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Петров С.* Схемотехника промышленных сварочных инверторов. Современная электроника. 2007. № 8. С. 42–47.
2. *Dudrik J., Bauer P.* DC source for arc welding with soft-switching current-mode controlled DC-DC converter. Intern. Rev. of Electrical Engineering (IREE). April 2006. PP. 162–169.
3. *Treviso C.H.G., Pereira A.A., Farias V.J., Vieira J.B., de Freitas L.C.* A 1,5 kW operation with 90% efficiency of a two transistors forward converter with non-dissipative snubber. PESC'98 Record. Japan 1998. Vol. 3. PP. 696–700.
4. *Рудык С.Д., Турчанинов В.Е., Флоренцев С.Н.* Мощный однотактный преобразователь

постоянного напряжения с «мягкой» коммутацией силового ключа. Электротехника. 1999. № 4. С. 55–58.

5. *Machin N., Dekter J.* New lossless clamp for single ended converters. Proc. Telecommunications Energy Conf. INTELEC 1997. Melbourne, Austria. PP. 35–39. www.rtp.com.au/papers/w1329.pdf.
6. *Vogman V.* Nondissipative clamping benefits DC-DC converters. Power Electronics Technology. September 2005. PP. 26–32.
7. *Mecke H., Fischer W., Werter F.* Soft switching inverter power source for arc welding. EPE'97 Conf. 1997. Trondheim. PP. 4333–4337.
8. *Morimoto K., Ahmed N., Lee H.W.* Advanced high power DC-DC converter using novel type half-bridge soft switching PWM inverter with high frequency transformer for arc welder. IEEE PEDS'05. 2005. Issue 16–18. Vol. 1. PP. 113–118.

9. *Morimoto K., Doi T., Manabe H., Nakaoka M., Lee H.W.* Advanced high power DC-DC converter using novel type full-bridge soft-switching PWM inverter with high frequency transformer link for arc welding application. Proc. of ICPE. 2004. PP. II 191-II 197.
10. *Frobleke N., Schmiedermann M.* Enhanced analysis and design issues of a 3-level DC-DC converter with zero voltage and zero current switching. 9th European conf. on power electronics and applications (EPE'01). Graz, Austria. August 2001. PP. 1–10.
11. *Canales F.* Novel DC-DC converters for high-power distributed power systems. Dissertation for degree of doctor of philosophy in electrical engineering. Virginia Polytechnic Inst. and State Univ, 2003. ©

Продолжение следует

Новости мира News of the World Новости мира

ЖК-дисплей Sharp с диагональю 108" приехал в Россию

Огромнейший жидкокристаллический дисплей компании Sharp, обладающий диагональю 108 дюймов, уже не раз становился героем новостной ленты. В июне этого года новинка, наконец, добралась до покупателей. Сейчас дисплей Sharp LB-1085 стал доступен и отечественному потребителю.

Напомним: LB-1085 является самым большим на сегодняшний день серийно выпускаемым профессиональным цветным ЖК-дисплеем. Как отмечает производитель, в новой модели заключены самые последние инновации и технологии компании Sharp.

Конечно же, этот 200-килограммовый (до 317 кг с подставкой) бегемот не очень подходит для организации домашних кинотеатров. Но без дела он не останется. Громадный дисплей может с успехом найти применение в аэропортах, центрах контроля, диспетчерских залах, комплексах и центрах мониторинга, управления и наблюдения, торговых комплексах, промышленных предприятиях, аэрокосмическом секторе, медицинских учреждениях, финансовых институтах (биржи, банки, аукционы), телевизионных студиях, образовательных учреждениях, залах заседаний и видеоконференций.

- Ключевые характеристики:
- диагональ: 108 дюймов (274 см);
 - разрешение: Full HD (1920 × 1080 пикселей);
 - контрастность: 1200 : 1;
 - яркость: 400 нит;

- время отклика (от серого к серому): 6 мс;
- поддержка до 758 млн. цветов;
- интерфейсы: 3 × HDMI, 1 × DVI-I, 1 × RS-232C и другие;
- углы обзора: 176°/176°;
- потребляемая мощность: 1,13 кВт;
- таймер отключения.

О цене Sharp не сообщила, но мы уже знаем, что она составляет порядка \$100 тыс.

Sharp

Передовые методы изготовления интегральных микросхем на ISSCC 2009

В феврале следующего года состоится интереснейшая конференция International Solid State Circuits Conference (ISSCC), посвящённая достижениям разработчиков в области создания новейших интегральных микросхем самого различного назначения. Несмотря на то что мероприятие состоится только через несколько месяцев, все лидеры уже подготовили собственные программы и доклады, с которыми их представители выступят на ISSCC.

Южнокорейская компания Samsung планирует рассказать о своей разработке в области микросхем оперативной памяти – её сотрудниками созданы DRAM-устройства ёмкостью 8 и 4 Гбит. Что интересно, изготовление указанных устройств осуществляется с применением такой техники, как вертикальное наложение, когда формируется трёхмерная структура интегральной микросхемы, позволяя, например, значительно увеличить ёмкость устройств хранения информации. Согласно прогнозам, подобная технология после

ряда дополнительных исследований и разработок станет одной из самых распространённых техник, используемых в производстве микрочипов различного назначения.

Аналогичная технология использована японской компанией Toshiba для создания фотомодулей на основе CMOS-сенсора, что позволяет добиться значительного снижения размеров и стоимости конечного продукта. NEC, в свою очередь, применяет технологию создания «трёхмерных» микрочипов для изготовления статической памяти (SRAM) и высокоинтегрированных SoC.

Что же касается крупнейшего мирового чипмейкера, компании Intel, то здесь нас ждёт ряд докладов из области разработки и изготовления микропроцессоров нового поколения – будет рассказано о восьмиядерных решениях, состоящих из 2,3 млрд. транзисторов. Микропроцессоры должны стать одними из сложнейших среди всех ранее выпущенных интегральных микросхем. Кстати, уникальные восьмиядерные чипы должны появиться на мировом рынке в конце 2009 г. Расскажет Intel и о недавно выпущенных процессорах семейства Nehalem, а также прольёт свет на грядущие серверные микросхемы Itanium.

Отдельно стоит сказать об интереснейшем докладе Intel, касающемся разработки восьмидесятиядерного микрочипа, в частности, будут затронуты перспективы использования оптических межсоединений для передачи данных между основными блоками интегральной микросхемы.

eetimes.com

Сопряжение микроконтроллера AVR с клавиатурой IBM PC/AT

Олег Вальпа (Челябинская обл.)

Микропроцессорным устройствам часто требуется управляющий интерфейс. В статье описывается вариант недорогого решения данной задачи при помощи стандартной клавиатуры, совместимой с персональным компьютером IBM PC/AT.

ВВЕДЕНИЕ

При разработке и создании программируемого микропроцессорного устройства часто возникает необходимость иметь в составе этого устройства клавиатуру с большим количеством клавиш (цифр, букв, функциональных клавиш и т.п.) для обеспечения управления с помощью оператора. При этом требуются высокая надёжность клавиатуры и приемлемая стоимость. Выпускаемые промышленностью встраиваемые клавиатуры, как правило, имеют ограниченное количество клавиш и высокую стоимость. В статье приводится описание использования для этих целей надёжной и недорогой клавиатуры от персонального компьютера, совместимого с IBM PC/AT.

В связи с тем что производство клавиатур является крупносерийным, розничная цена стандартной клавиатуры для персонального компьютера составляет 5...10 долл. США. В то же время такая клавиатура обладает высокой надёж-

ностью и функциональностью, имеет более 101 клавиши, обеспечивая ввод любых цифр, символов и специальных кодов. Кроме того, она представляет собой законченное устройство с современным дизайном.

Интерфейс клавиатуры позволяет удалить её от устройства, к которому она подключена, на расстояние 0,9...1,8 м, что немаловажно. К тому же все клавиатуры данного типа полностью совместимы между собой, что обеспечивает лёгкую замену клавиатуры в случае неисправности.

СОПРЯЖЕНИЕ С КЛАВИАТУРОЙ

Ниже описывается способ сопряжения с клавиатурой на базе популярного и недорогого микроконтроллера (МК) семейства AVR компании Atmel [1]. Для этого подойдёт любой микроконтроллер семейства, имеющий внутреннюю память и два программируемых двунаправленных вывода. Один из этих выводов используется для прерывания. Дополнительные аппаратных средств не требуется.

Ниже описывается реализация сопряжения с клавиатурой на базе МК типа AT90S8515 или его современного аналога ATmega8515. Эталонное решение под названием Application Note AVR313 [2] предоставлено компанией Atmel.

Обладая большими ресурсами и множеством программируемых выводов, данный МК позволяет не только обеспечить сопряжение с клавиатурой IBM PC/AT, но и решить другие задачи конкретного устройства.

Программное обеспечение для сопряжения с клавиатурой написано на языке Си и может быть легко адаптировано для МК другого типа. Программа позволяет осуществить преобразование кодов, получаемых от клавиатуры, в стандартные коды ASCII и их трансляцию через последовательный порт UART микроконтроллера. В случае необходимости программу можно модифицировать для непосредственного выполнения каких-либо действий при получении определённых кодов от клавиатуры.

ФИЗИЧЕСКИЙ ИНТЕРФЕЙС

Физический интерфейс между клавиатурой и управляющим устройством показан на рисунке 1. Две сигнальные линии связи используются для синхронизации и передачи данных. Сигнальные линии являются цепями с открытым коллектором, с «подтягивающими» резисторами, расположенными в самой клавиатуре. Такая схема включения позволяет устанавливать на любой линии низкий уровень сигнала как со стороны клавиатуры, так и со стороны управляющего устройства.

Стандартные компьютерные клавиатуры имеют один из двух типов разъёмов: пятиштырьковый разъём типа DIN, уже ставший редкостью, или миниатюрный шестиштырьковый разъём PS/2 (mini DIN). Цоколёвки этих разъёмов со стороны выводов показаны на рисунке 2. В таблице приведено назначение выводов этих разъёмов.

СИНХРОНИЗАЦИЯ

Временная диаграмма передачи данных от клавиатуры к управляющему устройству показана на рисунке 3. Формат передачи данных включает в себя: один стартовый бит (всегда 0), восемь битов данных, один бит чётности и стоповый

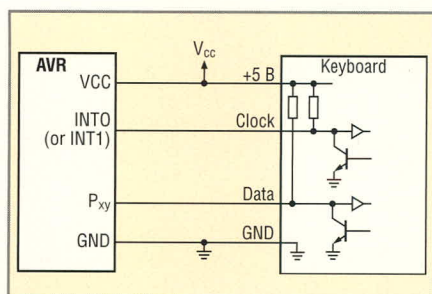


Рис. 1. Интерфейс клавиатуры

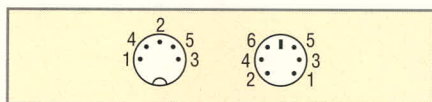


Рис. 2. Расположение выводов разъёмов

бит (всегда 1). Данные достоверны в течение низкого уровня сигнала синхронизации. Клавиатура генерирует синхросигнал длительностью от 30 до 50 мкс как для высокого, так и для низкого уровня импульсов.

Управляющее устройство может посылать клавиатуре команды, выставляя низкий уровень на линии синхронизации. Затем оно должно установить низкий уровень на линии данных, формируя тем самым стартовый бит, после чего линия синхронизации должна быть освобождена. Клавиатура будет отсчитывать 10 импульсов синхронизации. Линия данных должна устанавливаться перед спадом сигнала синхронизации, а её уровень – оставаться неизменным до очередного фронта сигнала синхронизации. После десятого бита клавиатура проверяет наличие высокого уровня на линии данных (стоповый бит) и, если он высокий, формирует на линии низкий уровень сигнала. Это служит сообщением управляющему устройству о том, что данные получены клавиатурой.

Программное обеспечение, используемое для сопряжения, не посылает никаких команд клавиатуре.

Коды сканирования

Стандартная клавиатура имеет коды сканирования (скан-коды), ассоциированные с каждой клавишей. Когда клавиша нажата, этот код передается. Если клавиша удерживается некоторое время, передача кода повторяется. Частота повторений составляет обычно 10 раз в секунду. Когда клавиша отпускается, вслед за скан-кодом передается код прерывания (F0). Для большинства клавиш код сканирования является однобайтовым. Некоторые клавиши, например, Home, Insert и Delete, имеют расширенный код сканирования от 2 до 5 байт. Первый байт для таких кодов всегда имеет значение E0. Этот же

Назначение выводов разъемов клавиатуры

Сигнал	Тип разъема	
	DIN (DIN41524)	Mini DIN (PS/2)
Clock	1	5
Data	2	1
NC*	3	2, 6
GND	4	3
+5V	5	4
Экран	Корпус	Корпус

* Не подключен

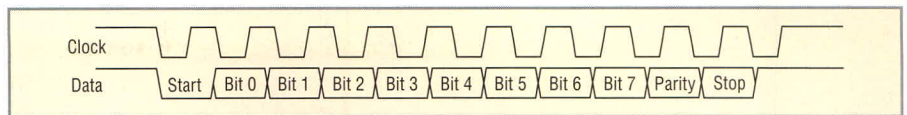


Рис. 3. Временная диаграмма передачи данных от клавиатуры

код выдается и при формировании кода прерывания, т.е. E0 F0.

Клавиатуры, совместимые с IBM PC/AT, могут поддерживать три набора скан-кодов, второй из которых устанавливается по умолчанию. В приведенном примере программы используется только второй набор.

Программное обеспечение

Приведенное ниже программное обеспечение позволяет работать с обычной AT-клавиатурой. Оно обеспечивает приём кодов сканирования от клавиатуры, преобразование их в коды ASCII и последующую трансляцию через UART. Исходный текст программы написан на языке Си и может быть легко модифицирован для адаптации к любому микроконтроллеру AVR, имеющему внутреннюю статическую память (SRAM) для организации буферов данных.

Алгоритм

Приём кодов от клавиатуры выполняется обработчиком прерывания INT0, благодаря чему обслуживается независимо от остальной части программы. Алгоритм приёма очень простой: запоминается значение линии данных после спада синхроимпульса. Это легко выполнить, если линия синхронизации подключена к выводу INT0 или INT1. Функция прерывания будет выполняться по каждому спаду синхроимпульса, и данные будут последовательно сохраняться. В конце концов все биты будут получены, и данные могут быть декодированы посредством вызова функции декодирования. Для символьных клавиш эта функция сохраняет символ ASCII в буфере. Далее будет учтено, удерживалась ли клавиша Shift во время нажатия символьной клавиши.

Другие клавиши, наподобие функциональных клавиш, клавиш навигации (клавиши-стрелки, Page Up/Down и т.п.) и специальных клавиш, например, Ctrl и Alt, игнорируются программой.

Преобразование кодов сканирования в символы ASCII осуществляется с помощью таблицы соответствия для символов с удержанием

клавиши Shift и таблицы для символов без удержания клавиши Shift.

Модификации и улучшения

Если управляющее устройство выйдет из состояния синхронизации с клавиатурой, все полученные данные будут неправильными. Одним из путей решения этой проблемы является использование ограничения времени передачи (time-out). Если 11 битов данных не получены в течение 1,5 мс, считается, что произошла ошибка. При этом битовый счётчик должен быть сброшен, а данные – игнорированы.

Если некоторые параметры клавиатуры, например, скорость автоматического повтора и задержка нажатия, требуется изменить, необходимо послать клавиатуре соответствующие команды, которые приводятся в спецификации изготовителя.

В листинге 1, размещённом на сайте журнала, приведён исходный код программы, которая состоит из нескольких модулей функций и заголовочных модулей. Начало каждого модуля озаглавлено именем файла, который содержит данный код программы.

В листинге 2, также размещённом на сайте журнала, приведён код прошивки для МК в формате Intel Hex, полученный в результате трансляции программы.

Программа собирается в проект и транслируется с помощью компилятора IAR AVR. Можно модифицировать программу для выполнения трансляции с помощью другого компилятора с языка Си для AVR или с целью внесения в неё дополнительных функций для непосредственной работы с внешними устройствами. Кроме того, используя описанный здесь проект, можно разработать аналогичный вариант на базе микроконтроллеров типа MCS-51, PIC и т.п., если в этом возникнет необходимость.

Литература

1. www.atmel.com.
2. http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/DOC1235.PDF. ©

Несимметричные одноключевые инверторы в современной силовой электронике

Евгений Силкин (г. Ульяновск)

В электротехнических системах самого различного назначения, мощности и частоты широко применяются автономные четвертьмостовые (quarter-bridge) инверторы. Как правило, они являются составной частью преобразователей частоты систем электропитания и управления электротехнических установок. Инверторы такого типа просты, надёжны и могут работать на очень высоких частотах.

Автономные несимметричные одноключевые инверторы (quarter-bridge) обладают уникальными свойствами и позволяют создавать простые, технологичные и эффективные преобразовательные устройства, имеющие сравнительно недорогие конструкции, что особенно важно для силовой электроники.

Варианты однофазных несимметричных одноключевых инверторов, в том числе известная классическая схема Л.Г. Кощева (current fed chopper) [1], в настоящее время применяются не менее широко, чем, например, параллельный инвертор тока или симметричные согласованные инверторы с резонансной коммутацией. Эти схемы приводятся в многочисленных заявках и патентах СССР и РФ, США, Японии, Великобритании,

Франции, ФРГ и других промышленно развитых стран, а также часто упоминаются и анализируются в мировых научных, технических, рекламных публикациях и монографиях по силовой электронике [2–19].

Несмотря на относительно малое число используемых элементов, существует около двенадцати «основных» (в отличие от обычно рассматриваемых трёх) схем quarter-bridge-инверторов. Существенно, что при этом имеют место именно качественные отличия отдельных схем по принятым способам согласования или компенсации реактивности и цепям (месту или контуру) включения нагрузки, параметрам и соотношениям параметров основных узлов, определяющих характер электромагнитных процессов, и режимам

работы. Кроме того, применение разных типов вентиля и структур вентиляльных ячеек (газоразрядные, вакуумные, полупроводниковые, однооперационные, полностью управляемые, с обратной или без обратной блокирующей способности, со встречно-параллельным неуправляемым или управляемым вентиляем) значительно расширяет общее количество возможных схем, принципов и режимов. Это – причины большого разнообразия и промышленных технических решений.

На рисунках 1 – 4 приведены некоторые примеры практических схем quarter-bridge-инверторов, применяемых в электротехнических системах. Автогенератор с туннельным диодом (см. рис. 1) имеет, например, мощность несколько десятков ватт, а преобразователь для индукционной плавильной печи (см. рис. 2) рассчитывается на рабочую мощность около одного мегаватта. Инвертор для дуговой сварки (см. рис. 3) может работать на частоте до четырёх килогерц, а ламповый генератор (см. рис. 4), используемый в установках плазменного напыления, имеет выходную частоту более пяти мегагерц.

В связи с совершенствованием элементной базы силовой электроники дальнейшее развитие теории одноключевых инверторов, способов их управления и регулирования, схемотехники, методов расчёта и проектирования являются актуальными.

Правильнее называть рассматриваемые автономные инверторы именно одноключевыми, т.к. вентиляльные ячейки в реальных устройствах на их основе могут содержать последовательные, параллельные или (и) последовательно-параллельные цепи (группы цепей) из нескольких силовых вентиля, коммутируемых в большинстве случаев как один ключ.

Несимметричные инверторы классифицируются в научно-технической

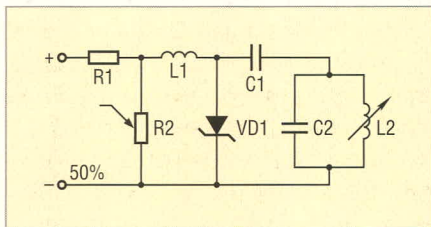


Рис. 1. Автогенератор с туннельным диодом для систем телекоммуникаций

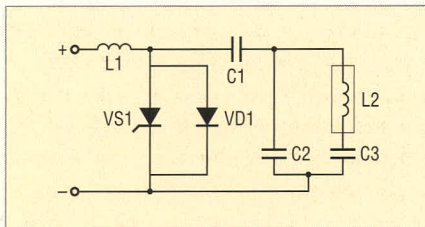


Рис. 2. Тиристорный инвертор для индукционной плавильной печи

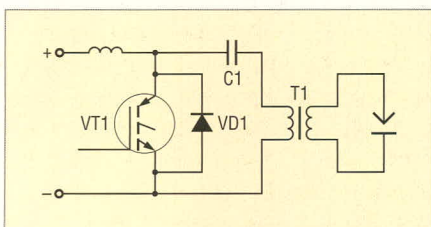


Рис. 3. Одноключевой инвертор для дуговой сварки переменного тока

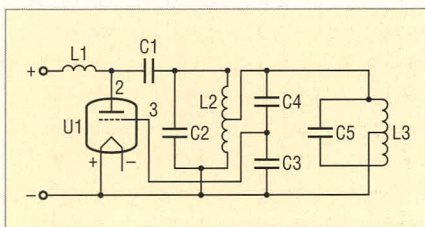


Рис. 4. Ламповый генератор для установки плазменного напыления

литературе также под названием умножителей частоты [2, 4]. Следует отметить, что одноключевые схемы как такового умножения частоты не дают (кроме возможных для некоторых вариантов таких структур специфических режимов ударной генерации или релаксаторов второго вида). Однако по характеру электромагнитных процессов они могут быть отнесены к умножителям, к которым, в частности, принадлежат и широко известные мостовые схемы удвоения частоты (релаксаторы первого вида). Режим удвоения частоты, т.е. релаксатор второго вида, известен и для одноключевой схемы Кошсеева [13]. В принципе любая схема согласованного инвертора с резонансной коммутацией или инвертора напряжения, работающая на параллельный контур высокой добротности Q_H , в частности, на контур, например, с индукционным нагревателем или плавильной печью ($Q_H \in [5, 30]$, $Q_H = 0,5L_H C_K^{-1} r_H^{-1}$, где L_H, r_H – эквивалентные индуктивность и активное сопротивление индуктора; C_K – параллельная компенсирующая ёмкость), может достаточно эффективно функционировать в режиме ударной генерации (или ударного возбуждения), т.е. в режиме релаксатора второго вида [20–23].

При этом симметричные автономные согласованные инверторы с резонансной коммутацией или симметричные инверторы напряжения умножают частоту в нечётное число N раз ($N = 3, 5, \dots, N = f_H f_Y^{-1}$, где f_H – выходная частота инвертора; f_Y – частота управления вентилями). А одноключевая схема Кошсеева при заданных соотношениях параметров работает и как инвертор, например, утроения ($N = 3$) или даже учетверения ($N = 4$) частоты. Работа инвертора в режиме релаксатора первого вида ($N = 1$) осуществляется при частоте управления вентилями f_Y , равной выходной частоте f_H инвертора, т.е. выполняется условие $f_H f_Y^{-1} = 1$.

Применение схем умножения и аналогичных им схем и режимов с пониженными частотами управления объясняется стремлением разработчиков уменьшить число коммутаций вентиляей на периоде выходного переменного сигнала средней (высокой) частоты или эффективно разделить ток между параллельными вентилями в сложных вентиляных ячейках [24]. Однако ре-

лакаторы второго вида всегда играют роль схем без умножения частоты по установленной мощности силовых вентиляей:

$$P_V = \sum_n U_{V_{\max}}(n) I_{V_{\max}}(n),$$

где n – общее число вентиляей всех типов в инверторе; $U_{V_{\max}}, I_{V_{\max}}$ – максимальные напряжение и ток каждого вентиля. Релаксаторы второго вида характеризуются более низкими значениями коэффициента использования вентиляей по мощности $k_p = P_H P_V^{-1}$, где P_H – номинальная выходная мощность инвертора. Поэтому приводимые иногда в технической литературе выводы о якобы предпочтительности ударной генерации, «компромиссе» или лучшем использовании вентиляей и для одноключевой схемы Кошсеева, в том числе на SCR, функционирующей в режиме релаксатора второго вида, представляются неубедительными.

Кривые тока и напряжения на нагрузке в несимметричных одноключевых инверторах являются несинусоидальными, как правило, со значительным содержанием чётных гармоник.

Благодаря устанавливаемым входным реакторам фильтров (достаточно большой индуктивности L_Φ : $L_\Phi > 2\pi U_D^2 f_H^{-1} P_H^{-1}$, где U_D – напряжение выпрямителя или, в общем случае, напряжение питания; P_H – выходная мощность при работе на нагрузку с минимальной добротностью $Q_H = \min$) автономный инвертор может питаться сглаженным током, т.е. иметь «закрытый» вход. Схемы с закрытым входом характеризуются более качественными параметрами по электромагнитной совместимости с питающей сетью и позволяют уменьшить влияние инвертора (или преобразователя частоты на его основе) на питающую сеть. В них также меньше сказываются и негативные последствия аварий.

Последовательное включение нагрузки в цепь вентиля приводит к возникновению постоянной составляющей в её токе. Иногда электротехническая нагрузка должна специально питаться током с постоянной составляющей (магнитострикционные преобразователи ультразвуковых установок). Для других же нагрузок (например, автотрансформаторной или трансформаторной) постоянная составляющая тока отрицательно влияет на их харак-

теристики. При подключении нагрузки через разделительный (фильтровой, компенсирующий или коммутирующий) конденсатор постоянная составляющая в её токе отсутствует [19]. Постоянная составляющая тока в нагрузке, таким образом, не является «платой за простоту схемы», как это констатируется в некоторых случаях.

Такой платой следовало бы считать именно существенную несинусоидальность токов и напряжений в схемах одноключевых инверторов, а также достаточно высокие установленные мощности реактивных элементов, особенно в инверторах на однооперационных силовых приборах, в том числе и со встречно-параллельным диодом. Это объяснимо, если учесть, что в одноключевых инверторах, по принципу действия, источник может питать нагрузку в номинальном режиме только на части u_Θ : $U_\Theta \in [\pi/4, \pi]$ периода $T_H = f_H^{-1}$ выходного (2π) переменного сигнала (релаксатор первого вида).

Тем не менее, использование одноключевых схем в электротехнических системах может быть эффективным и оправданным, особенно если автономный инвертор преобразователя частоты на заданную предельную мощность конструктивно выполняется, например, всего на одном управляемом вентиле (или полупроводниковом модуле) с типовыми для данного класса приборов характеристиками.

Всё многообразие электротехнических нагрузок для инверторов преобразователей частоты условно можно разделить на два основных вида, различающихся по диапазонам изменения параметров. Наиболее «сложным» видом являются нагрузки, характеризующиеся широким диапазоном изменения электрических параметров (например, изменяющиеся в ходе технологического процесса). К таким нагрузкам относятся, в первую очередь, электротехнологические, например, индукционные нагреватели и тигельные печи для нагрева и плавки ферромагнитных материалов. Изменение электрических параметров нагрузки в широких пределах, в частности, при плавке ферромагнитных материалов, происходит из-за изменения физических свойств нагреваемого материала (магнитная проницаемость, удельное сопротивление), массы и геометрии садки.

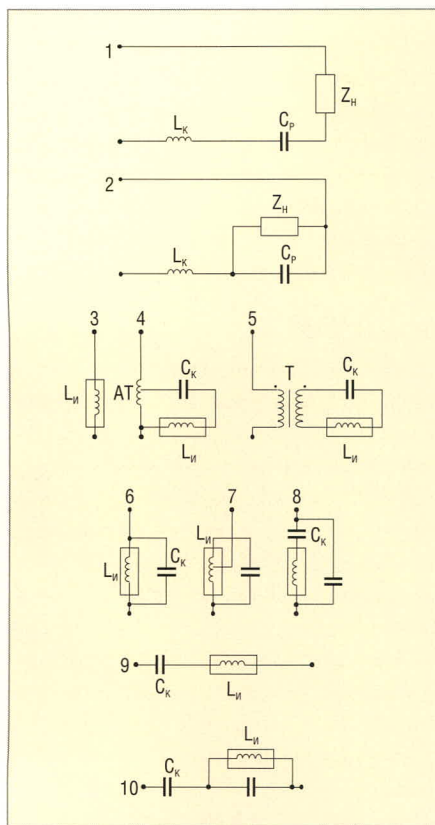


Рис. 5. Схемы согласования и компенсации реактивной мощности нагрузки

Сложность проектирования подобных систем заключается в необходимости сохранять выгодный энергетический режим во время всего технологического процесса и не выходить за пределы разрешённой полосы частот, установленной нормативными документами. При этом широкое распространение преобразователей на неэлектротехнических предприятиях и их эксплуатация в тяжёлых условиях термических цехов или, например, в бытовых условиях и заставляют проектировать эти установки по максимально простым схемам, достигая лёгкости настройки, обслуживания и высокой надёжности работы.

Рассмотрим особенности схемотехники, управления, анализа и проектирования преобразователей частоты с автономными несимметричными одноключевыми инверторами применительно к индукционным электротехнологическим установкам, являющимся одним из самых сложных видов электротехнических нагрузок. Полученные результаты и выводы могут быть использованы и при разработках электротехнических систем другого назначения.

Индукционный нагреватель или индукционная тигельная печь для от-

крытой, вакуумной плавки или плавки в среде защитных газов металлов (сплавов) или диэлектрических материалов, как нагрузка преобразователя частоты, характеризуется высокой добротностью $Q_{И}$ и является потребителем активной и реактивной энергии индуктивного характера.

Если представить индуктор индукционного нагревателя или тигельной печи электрической схемой замещения в виде параллельного ($X_{И}, R_{И}$) или последовательного ($x_{И}, r_{И}$) соединения индуктивного и активного сопротивлений, добротность индуктора $Q_{И}$ выражается как:

$$Q_{И} = R_{И}X_{И}^{-1};$$

$$Q_{И} = x_{И}r_{И}^{-1}.$$

При этом справедливы следующие соотношения:

$$X_{И} \approx x_{И};$$

$$R_{И} \approx x_{И}^2 r_{И}^{-1};$$

$$x_{И} = 2\pi f_{И} L_{И}.$$

Добротность $Q_{И}$ индуктора индукционной установки, эксплуатируемой даже на «средней» частоте, может достигать 20...30. Таким образом, реактивная энергия, потребляемая индуктором, значительно превышает активную энергию, и необходима компенсация реактивной (индуктивной) составляющей мощности. Важно, что при этом простая параллельная компенсация реактивности индуктора для реальных индукционных систем является наиболее предпочтительной, хотя применяются и другие виды компенсации.

Для обеспечения энергетически выгодных режимов работы индукционных систем в условиях изменяющейся в широких пределах параметров нагрузки требуется и согласование импеданса индуктора с внутренним сопротивлением источника электропитания. Используя различные методы согласования, добиваются также сокращения общих диапазонов изменения активного и индуктивного сопротивлений нагрузки в ходе технологического процесса. Этому вопросу всегда уделялось большое внимание [4, 16, 25–27]. Неправильное согласование ведёт к росту энергозатрат и даже к нарушению технологического процесса, что неприемлемо для энергоёмких систем и ответственных применений.

В схемах автономных несимметричных одноключевых инверторов без постоянной составляющей в токе нагрузки нагрузочная цепь $Z_{Н}$ (комплексная нагрузка) может быть включена как последовательно (см. рис. 5.1), так и параллельно (см. рис. 5.2) разделительному конденсатору $C_{Р}$. Демпферный дроссель $L_{К}$ представляет собой индуктивность соединительных линий инвертора с нагрузочной цепью $Z_{Н}$ или/и отдельный конструктивный элемент схемы. В реальных системах не удаётся выполнить соединительные линии (шины) без паразитной индуктивности, тем более что индукционные установки имеют значительную мощность, а нагрузка, как правило, размещается на большом расстоянии от преобразователя частоты (инвертора). Например, в мощных индукционных плавильных установках преобразователь частоты устанавливается в отдельном специально оборудованном помещении, изолированном от технологического цеха, в котором находится нагрузка (индукционная печь или миксер) [28, 29].

При непосредственном последовательном включении индуктора $L_{И}$ (см. рис. 5.3) получаем самый простой вариант компенсации и согласования. Этот принцип принят в качестве основного рядом производителей индукционного оборудования, в том числе известными компаниями Inductotherm (США) и Inductoheat (США). Однако последовательный способ компенсации имеет существенные недостатки, заключающиеся в наиболее широком изменении электрических параметров нагрузки по ходу технологического процесса и больших рабочих токах элементов преобразователя и установки, выполненных на заданную мощность. Применительно к несимметричным одноключевым инверторам уточним, что в рассматриваемом случае индуктор $L_{И}$, демпферный дроссель $L_{К}$ и разделительный конденсатор $C_{Р}$ образуют последовательный колебательный контур, собственная частота которого $f_{Э} = \{4\pi \times 2(L_{К} + L_{И})C_{Р}\}^{-0.5} = u_{Э}^{-1}$ должна быть выше частоты управления инвертора $f_{У}$, а коэффициент затухания $DK = Q_{К}^{-1}$ (в нормальном режиме работы) должен быть меньше 2. Величина $Q_{К}$ представляет собой добротность последовательного колебательного контура, определяемую

аналогично добротности Q_H параллельного контура ($Q_K < Q_H$).

Для согласования по уровням напряжений инвертора и нагрузки часто применяются автотрансформаторы (АТ) и трансформаторы (Т). Заметим, что указанные согласующие устройства добротность Q_H индуктора L_H не «трансформируют». Более того, эквивалентная добротность системы может даже увеличиться за счёт фактического включения в схему дополнительных индуктивностей согласующего устройства.

Зачастую целесообразна последовательная компенсация (C_K) реактивности индуктора L_H на вторичной стороне согласующего устройства (АТ, Т), как показано на рисунках 5.4 и 5.5. При этом, если, например, размещать согласующее устройство АТ или Т в непосредственной близости от индуктора L_H (закалочные установки), можно существенно оптимизировать систему, обеспечивая протекание реактивных токов только через вторичную обмотку согласующего устройства, имеющую малое число витков.

Параллельная компенсация (см. рис. 5.6) – распространённый и наиболее эффективный способ согласования для мощных индукционных установок. Он принят в качестве основного большинством производителей серийного оборудования: РЭЛТЕК (РФ); ЭТО (РФ); ESTEL (Эстония); ABB (ФРГ); OTTO JUNKER (ФРГ); WJET (КНР); Seit Elettronica (Италия). Простая параллельная компенсация, так называемый контур первого или основного вида, позволяет минимизировать установленную мощность реактивных элементов и потери в соединительных линиях индукционных систем.

Для повышения уровня выходного напряжения в некоторых случаях применяют параллельные контуры второго (с неполным включением индуктивности, см. рис. 5.7) и третьего (с неполным включением ёмкости, см. рис. 5.8) вида. Подобные контуры относятся к так называемым системам связанных контуров и характеризуются более выраженной избирательностью и многочастотностью (наличием целого ряда резонансных частот и настроек: частные, общий, полный резонансы). При использовании параллельных контуров второго и третьего вида становится эффективным способ частотного регулирования выходных электрических параметров и

улучшаются пусковые характеристики несимметричных одноключевых инверторов с закрытым входом.

Однако в этих случаях и существенно усложняются подстройка их к оптимальным энергетическим режимам по ходу технологического процесса (в силу неоднозначности выбора параметров управления), контроль напряжений на последовательных конденсаторах, а также конструкция соединительных линий, индуктора L_H и батареи компенсирующих конденсаторов C_K . Установленная мощность реактивных элементов для сложных контуров оказывается более высокой, а конструкция индуктора L_H с отпайкой – нетехнологичной. Кроме того, части индуктора L_H и компенсирующей ёмкости C_K работают в различных электрических режимах и имеют, как правило, отличающиеся параметры и конструкции. По вышеназванным причинам рассмотренные способы компенсации и согласования большого распространения не получили.

При параллельном подключении нагрузочной цепи Z_H к разделительному конденсатору C_p индуктор L_H должен быть развязан по постоянному току источника питания через дополнительный конденсатор C_K (см. рис. 5.9 и 5.10). Схема рис. 5.9 применяется, если необходимо повысить напряжение, а схема рис. 5.10 может использоваться для понижения уровня напряжения на индукторе L_H (закалочные установки, некоторые типы систем сквозного нагрева). Настройка и управление установками с приведёнными нагрузочными цепями Z_H являются достаточно сложными. Эти способы компенсации характеризуются большими токовыми нагрузками и наиболее высокими (из рассмотренных) значениями установленной мощности реактивных элементов.

Схема преобразователя частоты на основе несимметричного одноключевого инвертора с закрытым входом и параллельной компенсацией реактивности нагрузки приведена на рисунке 6. Преобразователь состоит из полностью управляемого трёхфазного мостового выпрямителя на тиристорах VS1 – VS6, звена постоянного тока, содержащего реактор фильтра L_Φ (L), и инвертора на транзисторе VT1 со встречно-параллельным диодом VD1. В качестве ключа в инверто-



**МАКРО
ГРУПП**
Внедряя Качество

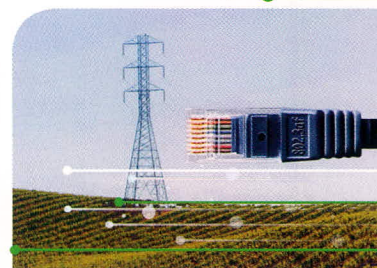
ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

на основе микросхем
Power Integrations



От разработки
электрической схемы и
расчета стоимости
источника питания
до сборки макета
и дальнейшего
сопровождения проекта

POWER
INTEGRATIONS, INC.



support@macrogroup.ru
www.powerint.ru

www.macrogroup.ru

Макро Групп - официальный
дистрибьютор Power Integrations
на территории России и СНГ

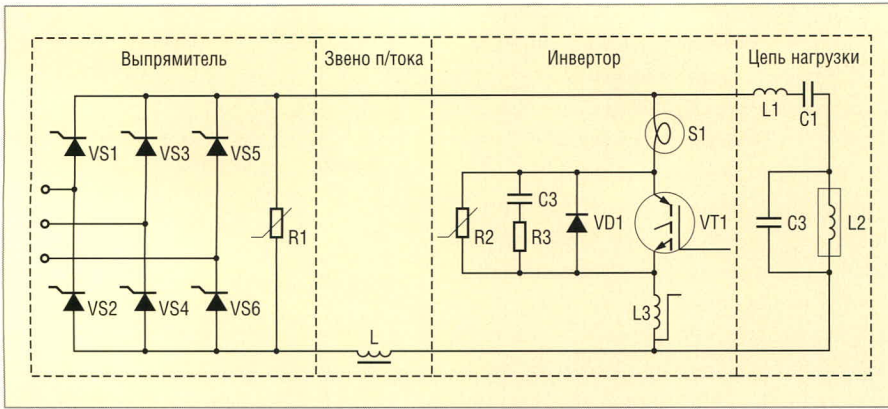


Рис. 6. Преобразователь частоты на основе quarter-bridge-инвертора

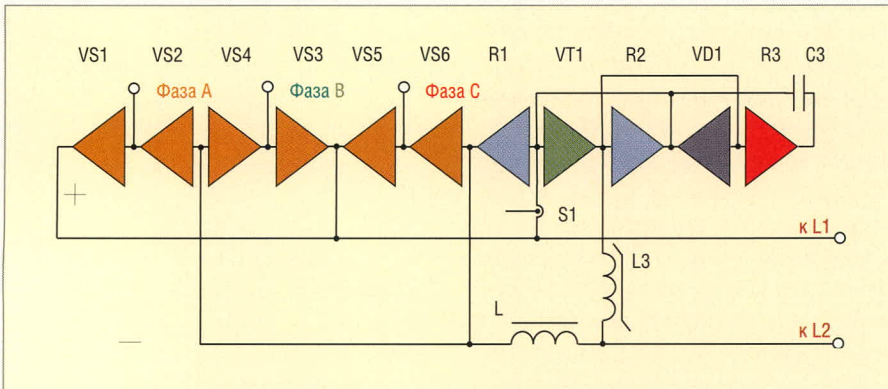


Рис. 7. Вентильный блок преобразователя частоты ТПЧ-160-0,45-8,0-УХЛ4-1

ре можно использовать любые типы вентилях, в том числе быстродействующие однооперационные тиристоры SCR. Реактор L_{ϕ} на схеме рис. 6 содержит одну обмотку. Однако в большинстве практических случаев он выполняется с двумя магнитосвязанными обмотками, которые включаются согласно, соответственно в анодную и катодную группы выпрямителя [18]. Такое включение позволяет симметрично ограничить аварийный ток при возможном коротком замыкании выводов индуктора L_{II} (L_2) на «землю» (корпус) установки.

Полностью управляемый выпрямитель обладает важным положительным свойством – возможностью перевода в инверторный режим при выключении или аварии. Одновременно за счёт фазового управления выпрямителя регулируются (или стабилизируются) выходные электрические параметры преобразователя частоты в требуемых по технологии пределах. Возможны также осуществление эффективной сеточной защиты, регулируемый (контролируемый) запуск устройства и работа с высоким коэффициентом мощности сети (в том числе при глубоком фазовом регулировании) за счёт имитации нулевого вентиля тиристорами

выпрямителя. Выпрямитель при этом использует специальный алгоритм управления с формированием и подачей в каждом полупериоде сети трёх импульсов на соответствующие тиристоры $VS_1 - VS_6$.

Приведённый на рисунке 6 преобразователь частоты имеет сравнительно простую силовую схему. Элементы L_1 (L_K), C_1 (C_P) и C_2 (C_K) и сам индуктор L_{II} (L_2) относятся к нагрузочной цепи. При реализации демпферный дроссель L_K (L_1) (выполнение в виде самостоятельного конструктивного элемента) и разделительный конденсатор C_P (C_1) необходимо включать в цепь той вентильной группы выпрямителя, к которой не подсоединён реактор фильтра L_{ϕ} (L). Элементы схемы R_1, R_2 представляют собой ограничители напряжения и служат, наряду с демпферной RC-цепью (R_3, C_3), для защиты вентилях выпрямителя и инвертора от коммутационных и аварийных перенапряжений.

В реальной промышленной установке на основе одновентильной структуры ($P_{II} = 160$ кВт) использованы тиристоры $VS_1 - VS_6$ таблеточной конструкции, press-pack IGBT (VT_1), кремниевые симметричные ограничители напряжения типа

ОНС233-200 (R_1, R_2), силовой кремниевый резистор (power silicon disk resistor) типа РК153 (R_3). Все элементы устанавливаются в единый унифицированный вентильный блок с жидкостным охлаждением, имеющий компактную общую стяжку (см. рис. 7).

Режим работы инвертора (его принадлежность к соответствующему классу схем по характеру электромагнитных процессов) полностью определяется соотношением параметров элементов L_1, L_2, C_1, C_2 .

Следует выделить три варианта, имеющих практический интерес. Для удобства представления значений и сравнения величин используем систему относительных единиц. Нормируемыми величинами для напряжений выберем U_D , для токов I_D (средний входной ток выпрямителя при $Q_H = \min$), для времени T_{II} и для частот f_{II} . В системе относительных единиц, например, максимальное напряжение на вентиле будет равно:

$$U_{Vmax}^* = U_{Vmax} U_D^{-1}.$$

Вариант первый:

$$L_K \gg L_{II}; C_P \ll C_K; R_{II} < 2(L_K C_P^{-1})^{0.5}.$$

Устройство работает в режиме согласованного инвертора с резонансной коммутацией (с демпферным контуром). Частота управления f_y равна выходной частоте инвертора f_{II} ($f_y^* = 1$), собственной частоте нагрузочного контура $f_H = (4\pi \times 2L_{II}C_K)^{-0.5}(1 - D_H^2)^{0.5}$ (релаксатор второго вида не рассматривается, $f_H^* = 1$) и ниже собственной частоты демпферного контура $f_K = (4\pi \times 2L_K C_P)^{-0.5}(1 - D_K^2)^{0.5}$; $f_K^* = (1.5... 2.0)$. В последних выражениях $D_H = (L_{II}^{-1}C_K)^{-0.5}r_{II}$ и $D_K = (L_K^{-1}C_P)^{-0.5}R_{II}$ соответственно коэффициенты затухания нагрузочного (параллельного) и демпферного (последовательного) контуров. В реализованных системах $D_K < 0,7$. При этом выходное действующее значение напряжения преобразователя U_{II}^* составляет не более 0,5...0,7.

Разделительный конденсатор C_P работает на переменном напряжении (перезарядается до напряжения условно отрицательной полярности). Максимальные напряжения на управляемом вентиле U_{Vmax}^* инвертора и разделительном конденсаторе U_{Cpmax}^* составляют соответственно 3,0 и 2,5, а максимальный ток управляемого вентиля I_{Vmax}^* равен более 4,0. Преимуще-

ством рассматриваемого варианта реализации является возможность параметрического увеличения схемного времени, предоставляемого управляемому вентилю для выключения (выполнение на однооперационном приборе), из-за наложения отдельных гармоник в токе нагрузочного контура, приводящего к слиянию последовательных интервалов проводимости встречного диода.

Вариант второй:

$$L_K \rightarrow 0; C_P > 0,7C_K; R_{II} \gg 2(L_K C_P^{-1})^{0,5}; (L_K C_P^{-1})^{0,5} > 0.$$

Устройство работает в режиме инвертора напряжения. Необходимо использовать специальный алгоритм управления. Инвертор напряжения реализуется только на полностью управляемых (двухоперационных) вентилях. Исследование одноключевого инвертора напряжения может быть материалом отдельной статьи и здесь не рассматривается.

Вариант третий:

$$L_K = (0,8...0,9)L_{Imin}; C_P \geq 0,7C_K; R_{II} > 3(L_K C_P^{-1})^{0,5}.$$

Значение L_{Imin} соответствует минимальному для индуктивности индуктора L_I в ходе технологического процесса. Устройство работает в режиме согласованного инвертора с резонансной коммутацией (с демпферным дросселем). При приведённых соотношениях параметров характеристики несимметричного одноключевого инвертора с закрытым входом модифицируются, что обеспечивает приобретение им ряда положительных свойств. Частота управления f_y равна выходной частоте инвертора f_{II}^* ($f_y^* = 1$). Собственная частота нагрузочного контура f_H^* составляет 0,91...0,95. Собственная частота демпферного контура f_K^* равна 1,1...1,3. Для нового инвертора также реализуются режимы релаксатора второго вида.

Колебательный характер электромагнитных процессов при включении управляемого вентиля VT_1 обеспечивается за счёт ёмкостной расстройки нагрузочного контура (L_{II}, C_K). Очередные импульсы управления на вентиль VT_1 подаются в моменты перехода мгновенного напряжения на нагрузочном контуре в область отрицательных значений. При этом за счёт искажения формы кривой напряжения на нагрузочном контуре и обеспечивается необходимая ёмкост-

ная расстройка, величина которой остаётся практически постоянной при изменении параметров контура в широких пределах. Таким образом осуществляется стабилизация уровня выходного напряжения U_{II} и подстройка преобразователя частоты к энергетически выгодному режиму по ходу технологического процесса.

Даже без принятия дополнительных мер в диапазоне изменения добротности нагрузочного контура $Q_H = 5...20$, при соотношении параметров разделительного и компенсирующего конденсаторов $C_P = C_K$, выходное напряжение U_{II} инвертора изменяется не более чем на 0,5% (при постоянном напряжении питания). Небольшое изменение U_{II} объясняется некоторым увеличением ёмкостной расстройки из-за «уменьшения» искажения формы кривой мгновенного напряжения на нагрузочном контуре при возрастании его добротности Q_H . Выходное действующее значение напряжения преобразователя U_{II}^* составляет 0,90...0,92, что выше, чем в первом варианте. Максимальные напряжения на управляемом вентиле U_{Vmax}^* и разделительном конденсаторе U_{Cpmax}^* равны соответственно 2,3 и 1,3, что существенно ниже, чем для первого варианта. При этом напряжение на вентиле U_{Vmax} также практически не зависит от изменения параметров нагрузочного контура. В диапазоне изменения его добротности $Q_H = 5...20$ максимальное напряжение на вентиле U_{Vmax} изменяется всего на 0,6% (с ростом добротности Q_H напряжение увеличивается), что вызвано той же причиной, что и для выходного напряжения U_{II} .

Разделительный конденсатор C_P в новом инверторе работает на пульсирующем напряжении (не перезаряжается до напряжения отрицательной полярности), причём глубина пульсации не превышает 0,5. Максимальная пульсация имеет место в режиме работы при минимальной добротности нагрузочного контура Q_H ($Q_H = min$). Уровни напряжений на разделительном C_P и компенсирующем C_K конденсаторах практически согласованы. Таким образом, несимметричный одноключевой инвертор с закрытым входом приобретает некоторые свойства инвертора напряжения. Максимальный ток управляемого вентиля I_{Vmax}^* не превышает 5,0.

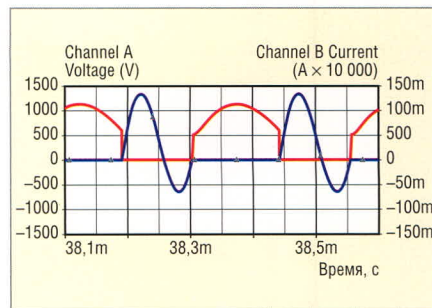


Рис. 8. Напряжение и ток вентильной ячейки $Q_H = 10, DH = 0,1$

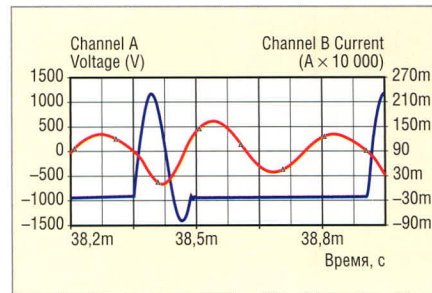


Рис. 9. Напряжение и входной ток нагрузочного контура инвертора, работающего в режиме релаксатора второго вида $Q_H = 5, DH = 0,2$

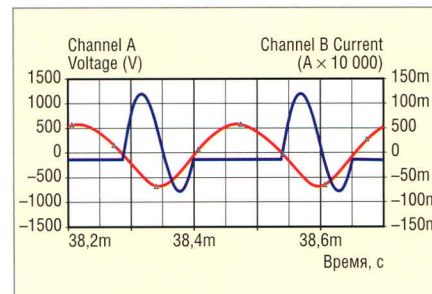


Рис. 10. Напряжение и входной ток нагрузочного контура $Q_H = 10, DH = 0,1$

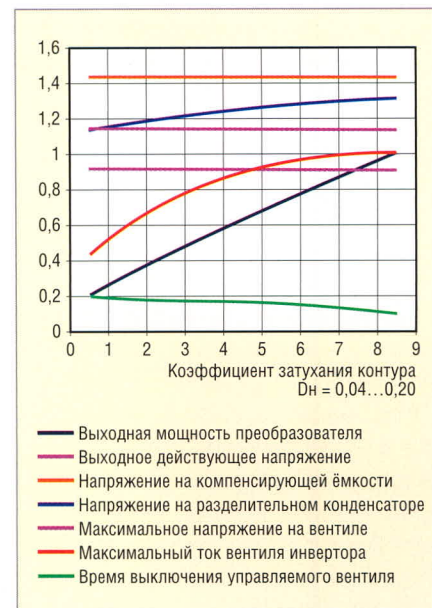


Рис. 11. Зависимости параметров инвертора от коэффициента затухания нагрузочного контура D_H

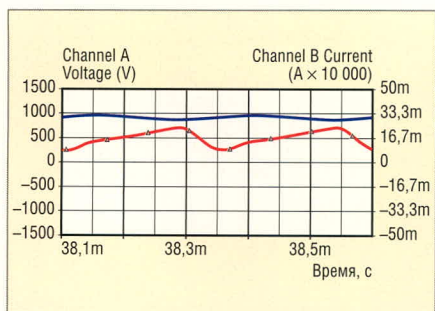


Рис. 12. Напряжение на разделительном конденсаторе и входной ток инвертора
 $Q_H = 5, D_H = 0,2$

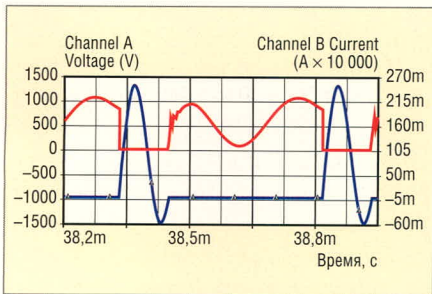


Рис. 13. Напряжение и ток вентиля в режиме релаксатора второго вида
 $Q_H = 5, D_H = 0,2$

Из-за снижения суммарной (установленной) мощности реактивных элементов $S_{\Sigma} = Q_L + Q_C$, в новом инверторе, естественно, несколько уменьшается, по сравнению с первым вариантом, и схемное время, предоставляемое управляемому вентилю для выключения (реализация на однооперационном приборе). Однако это имеет значение только для ограниченного круга систем, выполненных на однооперационных вентилях и работающих в верхней части диапазона средних частот (18...30 кГц).

Увеличивая расстройку (управление с углом опережения β), можно повысить уровень выходного напряжения U_H и мощность P_H преобразователя частоты. При этом схемное время также увеличивается. Регулированием расстройки обеспечивают и контролируемый запуск преобразователя частоты, а также устойчивость его работы при больших углах управления α выпрямителя.

К важным положительным свойствам нового инвертора можно отнести, в том числе, и возможность применения в качестве разделительного конденсатора C_p ёмкостных элементов, рассчитанных на работу в цепях импульсного или постоянного тока, а также хорошее соответствие «схемных» требований к параметрам используемых вентилях типовым па-

раметрам реально выпускаемых приборов.

На рисунке 8 приведены временные диаграммы мгновенных значений напряжения и тока вентиляющей ячейки (VT_1, VD_1) одноключевого инвертора преобразователя частоты на максимальную выходную мощность $P_{Hmax} = 168$ кВт (для $Q_H = 5$) и номинальную частоту $f_{Hn} = 2,4$ кГц. В инверторе параллельно управляемому вентилю VT_1 установлена демпферная (защитная) RC-цепь (R_3, C_3) с параметрами 20 Ом, 0,1 мкФ.

Из диаграмм рис. 8 видно, что ток вентиляющей ячейки имеет квазисинусоидальную форму, а форма мгновенного напряжения на вентилю достаточно благоприятная (низкие амплитуда фронта и скорости нарастания прямого напряжения, относительно низкая амплитуда спада). Электромагнитные процессы при включении управляемого вентиля VT_1 протекают на некоторой условной (эквивалентной) частоте $f_E = u_{\Theta}^{-1}$ ($u_{\Theta} = t_T + t_D$, где t_T – интервал проводимости управляемого вентиля VT_1 ; t_D – интервал проводимости встречно-параллельного диода VD_1 или схемное время выключения). Условная частота f_E^* равна 1,9...2,2.

Мгновенное напряжение на нагрузочном контуре (см. рис. 9) – несинусоидальное. Причём амплитуды и формы положительной и отрицательной полуволн выходного напряжения существенно различаются. В интервале паузы (вентиляющая ячейка VT_1, VD_1 не проводит) через нагрузочный контур протекает ток реактора фильтра L_{Φ} , который хорошо сглажен.

Диаграммы, приведённые на рисунках 8 и 9, относятся к практическому случаю средней добротности $Q_H = 10$ нагрузочного колебательного контура.

При увеличении коэффициента затухания D_H формы кривых напряжения на вентиляющей ячейке и тока через неё, напряжения и входного тока нагрузочного контура качественно не изменяются. Время выключения t_D уменьшается. По-прежнему выполняются типовые соотношения характеристических частот ($f_E^* \approx 2$). Кривая выходного напряжения несколько искажается по сравнению с ранее рассмотренным режимом. Возрастают и пульсации тока реактора фильтра L_{Φ} .

На рисунке 10 даны диаграммы напряжения на разделительном конденсаторе C_p и тока реактора фильтра L_{Φ} (L) для режима с коэффициентом за-

тухания нагрузочного контура $D_H = 0,2$. В этом режиме имеют место максимальные пульсации указанных величин. Из диаграмм видно, что напряжение на разделительном конденсаторе C_p – знакопостоянное. Глубина пульсации входного тока инвертора не превышает 0,1.

В режиме релаксатора второго вида ($N = 2$) выходная мощность P_H и выходное напряжение U_H инвертора уменьшаются соответственно на 33 и 25%, а максимальный ток управляемого вентиля I_{Vmax}^* возрастает до 10...11. Напряжение на вентилю U_{Vmax}^* незначительно снижается ($U_{Vmax}^* \approx 2,2$). Временные диаграммы мгновенных напряжений на вентиляющей ячейке и нагрузочном контуре, тока вентиляющей ячейки и входного тока контура для режима с $D_H = 0,2$ изображены на рисунках 11 и 12. Кривая выходного напряжения имеет слабозатухающий характер.

При увеличении добротности Q_H нагрузочного контура спад (затухание) амплитуды выходного напряжения уменьшается. В этом случае кривая напряжения на вентилю может перейти в область отрицательных значений. Последнее означает, что встречно-параллельный диод будет проводить ток дважды и число коммутаций на периоде удвоится. При определённых соотношениях параметров (первый вариант) интервалы первой и второй проводимости встречно-параллельного диода могут сливаться, что и приводит к параметрическому увеличению схемного времени выключения t_D . В режиме двойной проводимости время выключения t_D равно длительности первого интервала.

В этой связи отметим, что схемы одноключевых инверторов очень сложно исследовать аналитическими методами. На практике любые аналитические методы расчёта вентиляющих преобразователей для электротехнологии сводятся к искусственному понижению порядка описывающих дифференциальных уравнений (исключение некоторых реактивных элементов, введение идеальных источников известной формы, замена цепей, разделение решения на «быстрые» и «медленные» составляющие и прочее) до первого, второго или, что реже, до третьего [30, 31]. Определяющими моментами при этом являются только интуиция разработчика и то, насколько ему понятен на данном этапе анализа (синте-

Результаты расчёта основных параметров инверторов

Наименование	Ток I_{Vmax}	Ток I_{Veff}	Напряжение U_{Vmax}	Напряжение U_{II}	Коэффициент K_p
Параллельный инвертор тока	2	2,0	2,26	1,6	0,1108
Новый одноключевой инвертор	11	3,5	2,30	0,9	0,0866
Схема Кошцева (первый вариант)	9	2,9	3,00	0,6	0,0811
Схема Депенброка (последовательная)	20	7,0	1,00	0,8	0,0250

за) физический смысл исследуемого процесса.

Не претендуя на обобщения, отметим только, что часто применяемые методики, например, основанные на представлении нагрузочного контура активным (эквивалентным) сопротивлением или генератором синусоидального сигнала для исследования рассматриваемых схем, некорректны. При их использовании возможны ошибки не только количественного (что не так существенно для инженерной практики), но и качественного характера. Ошибки качественного характера при анализе вызывают ошибки в понимании «физики» электромагнитных процессов. Например, из довольно часто приводимых в технической литературе осциллограмм тока вентильной ячейки в одноключевом инверторе с закрытым входом (первый вариант) видно, что невозможно их аналитическое описание одной или даже двумя гармониками. При этом нельзя выявить и оценить, в том числе, рассмотренный выше эффект параметрического увеличения времени выключения из-за слияния интервалов при «двойной» проводимости встречно-параллельного диода. А «привязка» электромагнитных процессов к параметрам и собственной частоте демпферного контура может привести к ошибочному выводу о неработоспособности устройства в целом (второй вариант).

Схема инвертора, приведённая на рисунке 6, описывается дифференциальными уравнениями шестого или, при корректном понижении, четвёртого порядка. Единственными (адекватными) методами анализа в этом случае могут быть только физическое или математическое моделирование. А из результатов такого исследования разрабатываются уже методики упрощённого инженерного расчёта.

На рисунке 13 приведены зависимости основных параметров инвертора от коэффициента затухания

нагрузочного контура D_H , полученные при исследовании цифровой математической модели. Для представления результатов анализа здесь в качестве нормирующей величины по U_{Vmax} использовано значение $2U_D$, а по I_{Vmax} – значение максимального тока вентильной I_{Vmax} в режиме работы с $Q_H = \min$.

Некоторые элементы методики инженерного расчёта нового инвертора уже рассмотрены в материалах настоящей статьи. Приведём выражение для выходной мощности P_{II} . Это основной параметр, который необходимо определять на этапе инженерного расчёта или при разработке задания для синтеза (уточнения) параметров и моделирования систем.

Выходная мощность P_{II} автономного несимметричного одноключевого инвертора с закрытым входом представляет собой функцию нескольких величин. Для заданных параметров элементов и напряжения питания U_D выходная мощность P_{II} обратно пропорциональна добротности Q_H нагрузочного контура (т.е. прямо пропорциональна коэффициенту затухания D_H) и зависит от расстройки контура:

$$P_{II} = F(U_D, r_{II}, C_K, L_{II}, \omega_H^{*-1}),$$

где F – знак функции; ω_H^* – собственная круговая частота нагрузочного контура в относительных единицах ($\omega_H^* = 2\pi f_H^*$). Выходная мощность P_{II} инвертора равна:

$$P_{II} = \zeta U_D^2 r_{II} C_K f_{II} L_{II}^{-1} f_H^{-1},$$

где ζ – безразмерный схемный коэффициент ($\zeta \approx 0,68$).

Выходная мощность P_{II} инвертора может быть также рассчитана через коэффициент мощности нагрузки $\cos\phi$ в соответствии с выражением:

$$P_{II} = U_{II} I_{Ieff} \cos\phi,$$

где I_{Ieff} – действующий входной ток нагрузочного контура. Коэффициент

мощности $\cos\phi$ имеет максимальное значение 0,623 при минимальной добротности Q_H нагрузочного контура ($Q_H = 5$). С увеличением добротности Q_H коэффициент мощности нагрузки $\cos\phi$ снижается. При добротности $Q_H = 20$ коэффициент мощности $\cos\phi$ составит приблизительно 0,215. Коэффициент мощности $\cos\phi$ нагрузки для классического параллельного инвертора тока, широко применяемого в электротехнологических установках, обычно не превышает 0,625.

В заключение необходимо дать количественную оценку того, насколько рассматриваемые одноключевые инверторы уступают классическому параллельному инвертору тока по установленной мощности вентилей. Считается, что именно в инверторе тока силовые вентили используются наилучшим образом. Поэтому такое сравнение может представлять интерес.

Введём некоторые обозначения. Нормированный максимальный ток управляемого вентильного инвертора $I_{Vmax} = I_{Vmax} P_{I\max}^{-1}$ [А/кВт] используется для оценки и выбора типа вентильного преобразователя на заданную мощность. Нормированный действующий ток (максимальный) управляемого вентильного инвертора $I_{Veff} = I_{Veff} P_{I\max}^{-1}$ [А/кВт] служит для оценки и выбора типа вентильного преобразователя, а также для расчёта потерь мощности в вентиле. Нормированное максимальное напряжение на вентиле $U_{Vmax} = U_{Vmax} U_D^{-1}$ – безразмерная величина, определяемая аналогично U_{Vmax}^* (коэффициент использования вентилей по максимальному напряжению), – служит для оценки и выбора типа вентильного преобразователя по классу напряжения. Нормированное действующее выходное напряжение $U_{II} = U_{II} U_D^{-1}$ – безразмерная величина, определяемая аналогично U_{II}^* (коэффициент использования напряжения источника питания), – служит для оценки применимости схемы в электротехнологической установке.

Результаты расчётов указанных величин удобно представить в форме сравнительной таблицы, где приведены данные без учёта установленной мощности встречно-параллельных диодов, которые необходимы для всех схем, кроме инвертора тока. Однако это имеет значение, если в инверторе тока используются симметричные приборы. При применении же асимметричных приборов, которые в настоящее время наиболее распространены, потребуется установка диодов последовательно с каждым управляемым вентиляем. Коэффициент использования вентиляей по мощности k_p для инвертора тока при этом снизится. Ещё хуже будет обстоять дело, если применить вентили (модули), в которых диод уже интегрирован в структуру прибора или корпус модуля. В этом случае классический инвертор тока будет однозначно уступать несимметричному одноключевому инвертору.

Следует принять во внимание и квазисинусоидальность формы токов вентиляей в одноключевых инверторах, что обеспечивает более низкие коммутационные потери и позволяет повысить токовую загрузку вентиляей. Важно также, что по установленной мощности реактивных элементов новый инвертор уступает параллельному инвертору тока не более чем на 30%.

Для одноключевых инверторов по первому (схема Кошечева) и второму вариантам установленные мощности вентиляей приблизительно одинаковы, так как они относятся к одному классу схем. Однако новый инвертор имеет преимущества, обусловленные более низкими уровнями напряжений на вентиляях и более высоким выходным напряжением.

Хуже всего используются вентили в схеме Депенброка (последовательная компенсация реактивности индуктора), реализованной компанией Inductotherm. Тем не менее, выпускаемые Inductotherm преобразователи VIP Power-Trak считают самыми массовыми среди аналогичных систем других производителей для индукционного нагрева.

Новые автономные одноключевые инверторы с закрытым входом перспективны, в первую очередь, для использования в одновентильных структурах на мощности до несколь-

ких сотен киловатт. Областью их широкого применения могут являться, в частности, установки средней мощности для открытой и вакуумной индукционной плавки металлов и сплавов, порошковой металлургии и выщивания монокристаллов.

ЛИТЕРАТУРА

1. А.с. 155222, СССР, МКИ H02 M 7/523. Последовательный инвертор. Л.Г. Кошечев. БИ № 12. 1963.
2. Кацнельсон С.М. Тиристорные умножители частоты: Уч. пособие. Уфа: УАИ, 1978.
3. Васильев А.С. Статические преобразователи частоты для индукционного нагрева. Энергия, 1974.
4. Беркович Е.И. и др. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок. Энергоатомиздат, 1983.
5. Шапиро С.В. и др. Тиристорные генераторы ультразвуковой частоты. Энергоатомиздат, 1986.
6. Изюмов Н.М., Линде Д.П. Основы радиотехники. 4-е изд. Радио и связь, 1983.
7. А.с. 1778894, СССР, МКИ H02 M 5/45. Преобразователь переменного тока для питания индуктора. С.В. Дзлиев и др. БИ № 44. 1992.
8. А.с. 1800659, СССР, МКИ H05 B 6/06. Устройство для индукционного нагрева. С.В. Дзлиев и др. БИ № 9. 1993.
9. А.с. 1821945, СССР, МКИ H05 B 6/06. Устройство для индукционного нагрева. Е.М. Силкин и др. БИ № 22. 1993.
10. А.с. 1830641, СССР, МКИ H05 B 6/06. Устройство для индукционного нагрева. С.В. Дзлиев и др. БИ № 28. 1993.
11. А.с. 1830642, СССР, МКИ H05 B 6/06. Способ регулирования выходной мощности устройства индукционного нагрева. С.В. Дзлиев и др. БИ № 28. 1993.
12. Salzman T. Progress in voltage source inverters and current source inverters with modern semiconductor devices. Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. 22nd Annu Meet. Oct. 18-23, 1987, New York. PP. 932-940.
13. Зинин Ю.М. Методика схемотехнического моделирования и реновация резонансных инверторно-индукционных электротехнических комплексов. Вестник УГАТУ. 2005. Т. 6. № 2(13). С. 21-25.
14. Watanabe K. Improvement of the characteristics of an inverter with single switching device by PLL control. Proc. Int. Power Electron. Conf. Apr. 2-6. 1990. Tokyo. Vol. 1. PP. 331-337.
15. Masaaki O. Odor control using the AC barrier-type plasma reactors IEEE Trans. Ind. Appl. 2001. № 5. PP. 1447-1455.
16. Лавлесс Д.Л., Куж Р.Л., Руднев В.И. Характеристики и параметры источников питания для эффективного индукционного нагрева. Силовая электроника. 2007. № 1. С. 94-98.
17. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. Энергоатомиздат, 1986.
18. П. 0071834, РФ, МКИ H02 M 5/45. Преобразователь частоты. Е.М. Силкин. БИ № 8. 2008.
19. Рогинская Л.Э. и др. Электромагнитные процессы и параметрический синтез одновентильных инверторов с обратным диодом для электротермии. Электричество. 2003. № 12. С. 40-45.
20. А.с. 1529368, СССР, МКИ H02 M 1/00. Способ регулирования выходной мощности автономного инвертора. С.В. Дзлиев, Е.М. Силкин, В.С. Тетюшкин. БИ № 46. 1989.
21. Донской А.В. Тиристорный генератор затухающих колебаний для индукционного нагрева. Тиристорные преобразователи частоты для индукционного нагрева металлов: Труды УАИ. Уфа, 1973. Вып. 48. С. 57-63.
22. Беркович Е.И. и др. Одноключевые резонансные инверторы. Тез. докл. XI ВНТК, 25-27 сентября 1991 г. Ленинград. С. 117.
23. Земан С., Оситов А., Сандырев О. Особенности работы высокочастотного трансформатора в схеме последовательного резонансного инвертора. Силовая электроника. 2007. № 1. С. 67-72.
24. А.с. 1447224, СССР, МКИ H02 M 1/00. Способ управления тиристорами тиристорной ячейки, состоящей из N параллельных ветвей. С.В. Дзлиев, Е.М. Силкин, Ю.П. Качан. БИ № 24. 1988.
25. Шапов А.Н., Бондажков В.А. Проектирование и эксплуатация высокочастотных установок. Машиностроение, 1974.
26. Простяков А.А. Индукционные печи и миксеры для плавки чугуна. Энергия, 1977.
27. Воскресенский В.В. Тиристорные преобразователи для питания индукционных установок. Металлургия, 1979.
28. Правила технической эксплуатации электроустановок потребителей. Изд. 5-е. Ростов-на-Дону: Феникс, 2006.
29. Правила устройства электроустановок. Изд. 7-е. СПб: ДЕАН, 2005.
30. Иццоки Я.С. Приближенный метод анализа переходных процессов в сложных линейных цепях. Советское радио. 1969.
31. Смородинов В.В. Тиристорный преобразователь частоты для электротермии. Электричество. 1976. № 4. С. 66-69. ©

Лазерный отжиг – ключ к решению проблем OLED?

Британская компания Powerlase заявила о том, что ей удалось разработать более эффективный с точки зрения затрат метод для производства плоских дисплейных активно-матричных панелей. Кроме того, выпущенные таким способом дисплеи, по её заявлению, отличаются меньшей потребляемой мощностью по сравнению с современными решениями.

Секрет успеха Powerlase заключается в следующем. При выпуске AMOLED-панелей она применила технику лазерного отжига, что позволило увеличить качество изображения и снизить уровень энергопотребления панелей. Для воплощения своей идеи компания задействовала новое лазерное оборудование Starlase 400G.

По мнению источника, достижение Powerlase ещё на шаг приближает эру массовых недорогих дисплеев на базе OLED. Действительно ли это так – покажет время.

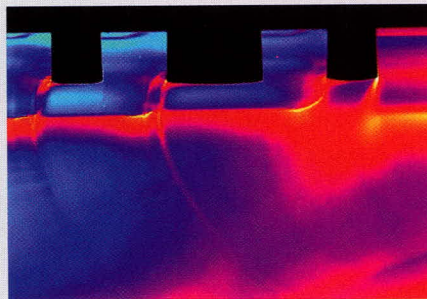
TC Magazine

Микроскопические топливные элементы для микроэлектроники

Аналитики, да и сами исследователи и разработчики уже не один год пророчат скорую смерть традиционным аккумуляторным батареям, которые должны оставить свои позиции на рынке источников питания для электронных устройств под давлением значительно более удобных в использовании топливных элементов. Однако до сих пор существенных подвижек не произошло – крупные производители электроники обещают в течение очень коротких сроков выпустить на рынок устройства, оснащённые топливными элементами, но пока обещания остаются невыполненными. Нам же остаётся только внимательно следить за новыми разработками учёных и инженеров, тем более что сообщения от исследовательских центров и лабораторий поступают с завидной регулярностью. На этот раз отличились сотрудники французского института электроники, микроэлектроники и нанотехнологий (Institute of Electronics, Microelectronics and Nanotechnology (IEMN)), работающие в тесном сотрудничестве с японской компанией Sharp.

Как следует из официального сообщения, команде исследователей, работающей под руководством Стива Арскотта (Steve Arscott), удалось создать миниатюрный топливный элемент с прямым

окислением метанола (micro-sized direct methanol fuel cells – microDMFC). Главными достоинствами нового устройства являются: высочайшая эффективность «сжигания» топлива и удельная мощность, величина которой составляет 385 Вт/л.



В данном случае метанол используется в качестве топлива и анода, тогда как кислород выполняет роль окислителя и катода. Метанол и газ пропускаются через топливную ячейку благодаря наличию микроскопических каналов. Когда обе составляющие реагируют в присутствии электролита, вырабатывается столь необходимый электрический ток. Интересным нововведением исследователей является внедрение дополнительного пористого слоя в микротопливную ячейку, что приводит к повышению эффективности с двадцати до семидесяти пяти процентов при комнатной температуре.

Одной из причин, по которым учёным удалось существенно повысить эффективность топливных элементов, является использование очень небольшого количества топлива – 1,38 микролитров в минуту или 550 нанолитров в минуту, в зависимости от конструкции. В этом случае отсутствует необходимость в использовании таких элементов, как помповый насос. Однако, как показали исследователи, снижение количества используемого топлива требует поддержания постоянной концентрации топлива, проходящей через топливную ячейку в единицу времени, – только в этом случае достигается максимальная эффективность устройства.

Таким образом, важнейшими отличительными особенностями топливных элементов microDMFC являются: высокая эффективность во время работы при комнатной температуре, возможность изготовления топливной ячейки с использованием стандартных технологий изготовления микросхем (например, CMOS), возможность отказа от относительно сложных помповых насосов, применение эффективной протонообменной кремниевой мембраны и диффузионного слоя. К тому же крайне миниатюрные размеры

ячейки позволяют использовать топливные элементы для питания MEMS- и NEMS-устройств.

physorg.com

ЖК-дисплеи со свойствами электронной бумаги

Одним из ключевых достоинств электронной бумаги (e-paper) по сравнению с традиционными дисплеями является возможность отображения даже при отсутствии напряжения питания. Но теперь, благодаря стараниям инженеров Sharp, возможность энергонезависимо показывать картинку получили и жидкокристаллические панели.

По сведениям источника, новые дисплеи Sharp используют холестерические жидкие кристаллы, но разработчики не подтвердили (и не опровергли) эту информацию и вообще неохотно говорили о технических особенностях своих изделий. Также пока нет данных ни о структуре ЖК-ячейки, ни о напряжении питания, ни о потребляемой мощности во время сохранения изображения в память.

Все разработки демонстрировались на проходившей в Японии выставке FPD International 2008. Здесь были представлены монохромные и цветные панели с диагоналями 14,1", 6,1", 2,4" и 1,7". Например, панель с диагональю 14,1 дюйма, поддерживает вывод восьми цветов и характеризуется разрешением 1030 × 606 пикселей.

Sharp считает, что её панели могут найти применение в качестве электронных инвентарных ярлыков, ресторанных меню, досок объявлений. Другими словами, ЖК-технология позиционируется как конкурент электронной бумаге.

Кстати, ЖК-панели Sharp в качестве электронных инвентарных ярлыков уже работают в тестовом режиме в одном из супермаркетов города Осака (Япония). 2,4- и 1,7-дюймовые дисплеи монтируются на основу со встроенным модулем Wi-Fi и схемой управления, что позволяет удалённо изменять картинку с изображением цены.

Что касается стоимости, то представитель Sharp отметил, что эти панели будут дороже обычных жидкокристаллических, поскольку в них применяются некоторые новые материалы. Несмотря на это, переоборудование производственных LCD-линий не потребуется. С увеличением объёмов производства разница между себестоимостью новых панелей и традиционных ЖК будет едва заметной.

Tech-On!

Техника нулевых пульсаций тока

Грайр Антонян, Владимир Миняйло (г. Ереван, Армения)

Анализ математической и физической моделей интегрированной магнитной цепи позволяет установить условия реализации эффекта нулевых пульсаций тока на входе или выходе преобразователей постоянного напряжения. Простота установленных количественных соотношений и, как результат, доступность технической реализации эффекта нулевых пульсаций способствует более широкому внедрению этого перспективного технического приёма.

Применение техники нулевых пульсаций в конвертерах постоянного тока, в частности, в схемах активно-го выпрямителя, ключевых регуляторах с нагрузкой, обладающей низким дифференциальным сопротивлением (дуговой разряд), позволяет обходиться без дорогостоящих и громоздких фильтров.

Несмотря на достаточно подробный анализ эффекта нулевых пульсаций [1, 2], наблюдается недооценка возможностей этой техники, обу-

словленная усложнённой и неточной его интерпретацией [3–5], затрудняющей выявление несомненных преимуществ применения интегрированных магнитных цепей в преобразователях постоянного тока.

Описание эффекта нулевых пульсаций на основе общего анализа интегрированной магнитной цепи преследует цель привлечь внимание разработчиков силовой электроники к этому перспективному техническому приёму фильтрации входных и/или выходных токов преобразователей постоянного напряжения.

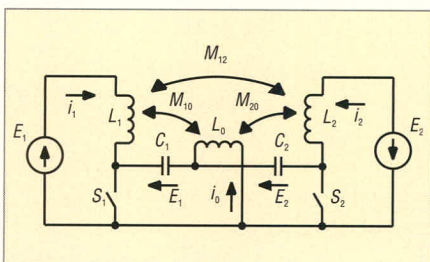


Рис. 1. Функциональная схема идеализированной модели конвертера Кука с интегрированной магнитной цепью

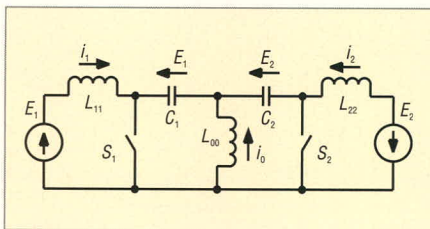


Рис. 2. Схема конвертера с отдельными индуктивностями

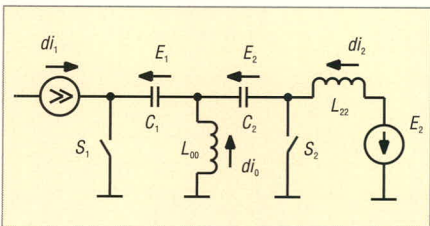


Рис. 3. Эквивалентная схема конвертера с двумя отличными от нуля собственными индуктивностями

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 & -M_{10} & -M_{20} \\ -M_{10} & L_1 & -M_{12} \\ -M_{20} & -M_{12} & L_2 \end{bmatrix} \times \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

$$\text{или } \begin{bmatrix} \vec{v} \end{bmatrix} = [L] \times \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \vec{i} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где v_k – напряжение на индуктивности L_k .

Конвертер Кука характеризуется тем, что $|v_0| = |v_1| = |v_2| = v$ в любой момент времени, т.е. вектор $[\vec{v}]$ – суть одномерный, при этом

$$v = \begin{cases} E_1 & 0 < \varphi \leq D \\ E_2 & D < \varphi \leq 1 - D \end{cases}$$

где φ – текущая фаза.

Так как матрица $[L]$ действительная и симметрическая, при условии $\det[L] \neq 0$ она может быть приведена к диагональной форме:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{00} & 0 & 0 \\ 0 & L_{11} & 0 \\ 0 & 0 & L_{22} \end{bmatrix} \times \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix},$$

где L_{kk} – собственные значения матрицы $[L]$ (собственные индуктивности магнитной цепи). (Вектор $[\vec{v}]$ разлагается на три линейно независимые составляющие по собственным направлениям матрицы $[L]$).

Этому соотношению соответствует схема конвертера с отдельными индуктивностями (см. рис. 2), эквивалентная схеме рис. 1. В данном случае ($\det[L] \neq 0$) конвертер с интегрированной магнитной цепью качественно не отличается от конвертера с отдельными индуктивностями. Схема, показанная на рисунке 1, может характеризоваться качественными особенностями, если ранг матрицы $[L]$, $r < 3$.

Если $r = 2$, то магнитная цепь будет характеризоваться двумя отличными от нуля собственными индуктивностями. Эквивалентная схема конвертера, соответствующая данному случаю, приведена на рисунке 3 при $L_{11} = 0$ (выбор ветви с нулевой собственной индуктивностью носит произвольный характер).

Генератор тока di_1 в цепи нулевой собственной индуктивности отража-

ОБРАТИМЫЙ КОНВЕРТЕР КУКА С ИНТЕГРИРОВАННОЙ МАГНИТНОЙ ЦЕПЬЮ

Функциональная схема идеализированной модели конвертера Кука с интегрированной магнитной цепью приведена на рисунке 1. Коэффициент передачи в стационарном режиме при условии $i_k \geq 0$ ($k = 0; 1; 2$) в произвольный момент времени (режим непрерывного тока):

$$a = \frac{E_2}{E_1} = \frac{D}{1 - D},$$

где D – нормированное время проводящего состояния ключа S1 (ключи S1 и S2 переходят в проводящее состояние поочередно в течение времени D и $1 - D$ соответственно).

В силу симметрии схемы, направление потока энергии неоднозначно, т.е. схема обратима и

$$a_1 = \frac{E_2}{E_1} = \frac{D_1}{1 - D_1}; \quad D_1 = 1 - D.$$

АНАЛИЗ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ

Схема, приведённая на рисунке 1, описывается соотношением:

ет факт линейной зависимости данной компоненты вектора $[\vec{i}']$.

Требование $di_m = 0$ (нулевая пульсация) в цепи с нулевой собственной индуктивностью ($L_{mm} = 0$) удовлетворяется условием:

$$(L_j - L_{jj})(L_k - L_{kk}) - M_{jk}^2 = 0, k \neq m; j \neq m. (2)$$

Значения изменений токов в цепях с ненулевыми собственными индуктивностями определяются уравнениями:

$$\frac{d}{dt} i_{k,j} = \frac{L_m - M_{mk,j}}{\Delta_{kj}} v_{k,j}, k \neq m; j \neq m, (3)$$

где $\Delta_{kj} \neq 0$ – соответствующее алгебраическое дополнение определителя уравнений (1).

Из уравнений (3) следует, что в цепях с ненулевыми собственными индуктивностями одновременно будет иметь место эффект нулевых пульсаций тока при условиях:

$$L_m = M_{mk} = M_{mj}. (4)$$

При этом изменение тока в цепи нулевой собственной индуктивности

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{1}{L_m} v_m$$

будет определяться индуктивностью холостого хода данной цепи.

Если магнитная цепь характеризуется единственной ненулевой собственной индуктивностью $L_{mm} = L_0 + L_1 + L_2$, то преобразование вектора $[\vec{i}']$ сводится к одномерному линейному преобразованию

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{1}{L_{mm}} v_m.$$

Эквивалентная схема конвертера, соответствующая данному случаю, приведена на рисунке 4 для $L_{22} \neq 0$.

Аналогично можно составить схемы замещения при $L_{00} \neq 0$ и $L_{11} \neq 0$. В рассматриваемом случае эффект нулевых пульсаций может иметь место только в одной из ветвей с нулевой собственной индуктивностью. Это объясняется тем, что линейно зависимые компоненты di_k и di_j не могут быть равными нулю одновременно. Все рассмотренные выше условия физически реализуемы, так как элементы матрицы $[L]$ действительны.

В стационарном режиме конвертера эффект нулевых пульсаций не обусловлен характером внешних це-

пей и имеет место при замене любого из источников ($E_1; E_2$) двухполюсником с импедансом любого характера, в том числе активным сопротивлением. Это объясняется тем, что генератор тока развязывает внешнюю цепь от магнитной цепи, а значение тока, в частности, нулевое, задаётся только параметрами магнитной цепи.

ФИЗИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Возможный вариант практической реализации интегрированной магнитной цепи с применением Ш-образного симметричного магнитопровода представлен на рисунке 5. Аналогичную магнитную цепь можно реализовать с помощью двух П-образных или тороидальных магнитопроводов. На рисунке 6 приведена соответствующая электрическая схема.

Для данной магнитной цепи справедливо соотношение:

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{R_\mu} \begin{bmatrix} 2W_0^2 & -W_0W_1 & -W_0W_2 \\ -W_0W_1 & (1+m)W_1^2 & -mW_1W_2 \\ -W_0W_2 & -mW_1W_2 & (1+m)W_2^2 \end{bmatrix} \times \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} (5)$$

где $V_0; V_1; V_2$ – напряжение на обмотках центрального и боковых стержней соответственно,

$$R_\mu = \frac{1}{\mu_0} \left[\frac{2}{S_0} \left(\frac{b}{\mu} + \delta \right) + \frac{1}{S} \left(\frac{l_\mu - b}{\mu} + \delta \right) \right];$$

$$m = \frac{b(b + \mu\delta)}{b_0(l_\mu - b + \mu\delta)},$$

где b – средняя высота магнитопровода, l_μ – средняя длина магнитной линии, μ – относительная магнитная проницаемость, δ – толщина немагнитного зазора, S, S_0 – поперечные сечения боковых и центрального стержней соответственно.

Обычно $S_0 = 2S$; и

$$R_\mu = \frac{2}{\mu_0 S_0} \left(\frac{l_\mu}{\mu} + 2\delta \right);$$

$$m = 0,5 \frac{b + \mu\delta}{l_\mu - b + \mu\delta}. (6)$$

Если магнитная цепь реализована двумя одинаковыми тороидальными магнитопроводами с линейной характеристикой намагничивания (с распределённым зазором) и с обмот-

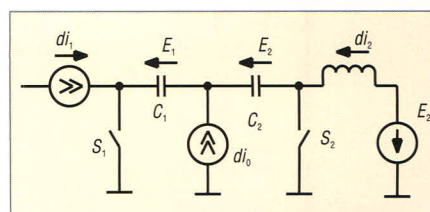


Рис. 4. Эквивалентная схема конвертера с единственной ненулевой собственной индуктивностью

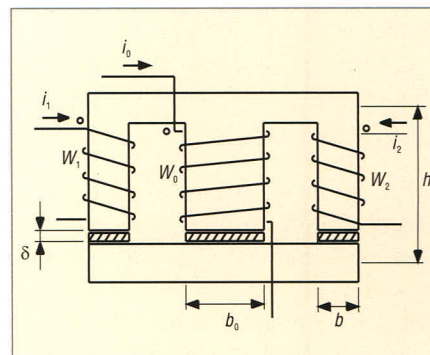


Рис. 5. Вариант реализации интегрированной магнитной цепи с применением Ш-образного симметричного магнитопровода

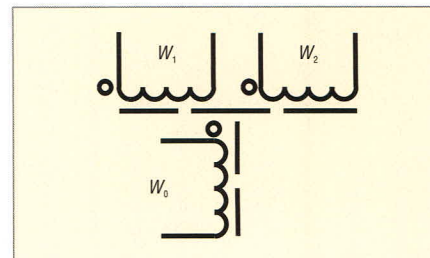


Рис. 6. Электрическая схема магнитной цепи, реализованной с помощью двух П-образных или тороидальных магнитопроводов

ками, равномерно распределёнными по периметру, то

$$R_\mu = \frac{2l_\mu}{\mu_0 S}, m = 0,5.$$

Соотношение (5) справедливо при следующих допущениях:

- активные потери в обмотках и в магнитопроводе равны нулю;
- потоки вне магнитопровода отсутствуют;
- $\delta \ll l_\mu, \delta \ll b$.

Определитель системы уравнений (5) равен нулю ввиду закона Кирхгофа для магнитных потоков

$$\sum \frac{V_i}{W_i} = 0,$$

а все миноры второго порядка отличны от нуля. Таким образом, магнитная цепь, показанная на рисунке 5, характеризуется двумя отличными от нуля собственными индуктивностями и может быть использована для

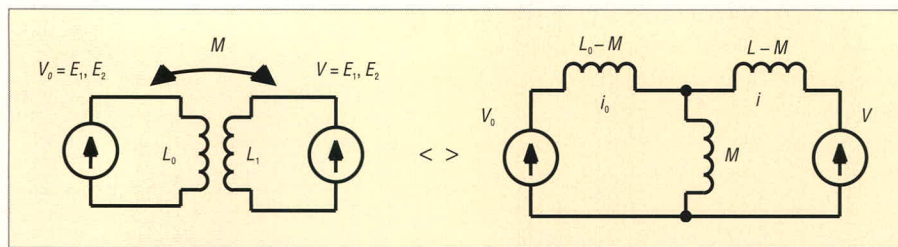


Рис. 7. Эквивалентное преобразование реального трансформатора

получения эффекта нулевых пульсаций.

Допустим, что потоки в боковых стержнях равны

$$\frac{V_1}{W_1} = \frac{V_2}{W_2}$$

(необязательно, но целесообразно с практической точки зрения), тогда естественно полагать (из соображений симметрии) $L_{00} = 0, L_{11} \neq 0, L_{22} \neq 0$, причём $L_{11} = \frac{W_1^2}{R_\mu}, L_{22} = \frac{W_2^2}{R_\mu}$ (см. диагонализация матрицы), тогда:

- требование $di_0 = 0$ в соответствии с (2) удовлетворяется при условии $W_1 = W_2 = 2W_0$,
- требование $di_0 = di_2 = 0$ в соответствии с (4) удовлетворяется также при условии $2W_0 = W_1 = W_2$.

Таким образом, идеализированная физическая модель интегрированной магнитной цепи характеризуется неоднозначностью локализации эффекта нулевых пульсаций, т.к. условия нулевых пульсаций в цепях нулевой или отличных от нуля собственных индуктивностей являются идентичными.

На практике $W = 2(1 + q)W_0$, если $q > 0$, то имеет место эффект нулевых пульсаций в обмотках W_1 и W_2 одновременно. Если $q < 0$, то имеет место эффект нулевых пульсаций в обмотке W_0 .

Это объясняется тем, что нулевая пульсация достигается при балансе (в отсутствие обмена энергией) между э.д.с. самоиндукции обмотки с э.д.с. внешнего источника (E_1, E_2). Для этого

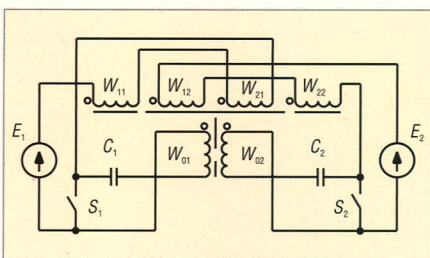


Рис. 8. Обратимый конвертер Кука с нулевыми пульсациями, гальванической развязкой и произвольным коэффициентом трансформации

необходимо скомпенсировать реактивные потери (падение напряжения на индуктивностях рассеяния) путём увеличения э.д.с. самоиндукции той обмотки, в цепи которой необходимо обеспечить нулевую пульсацию тока.

Эквивалентное преобразование реального трансформатора, показанного на рисунке 7, даёт наглядную интерпретацию вышеизложенного. В данном случае обмотка центрального стержня рассмотрена как первичная, а боковые – как вторичные обмотки трансформатора. При $L_0 = M$ $di_0 = 0$, а при $L = M$ $di_0 = 0$.

На практике в схемах конвертеров с двумя индуктивностями последовательное соединение обмоток боковых стержней в некоторых случаях может оказаться удобнее.

При этом $W_1 = W_2 = W = W_0$, а точнее, $W = (1 + q)W_0$.

В отличие от принятого представления, обратимый конвертер Кука с нулевыми пульсациями можно реализовать с гальванической развязкой и с произвольным коэффициентом трансформации, как показано на рисунке 8:

$$\begin{aligned} W_{11} = W_{21} &= 2(1 + q_1)W_{01}; \\ W_{12} = W_{22} &= 2(1 + q_2)W_{02}; \\ n = \frac{W_{02}}{W_{01}}; \quad \frac{E_2}{E_1} &= n \frac{D}{1 - D}. \end{aligned}$$

МЕТОДИКА ПРАКТИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ

Основой для определения числа витков и толщины немагнитного зазора является система уравнений для потоков:

$$\begin{bmatrix} \Phi_0 \\ \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_0 S_0 \\ B_1 S \\ B_2 S \end{bmatrix} = \frac{1}{R_\mu} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 1+m & -m \\ -1 & -m & 1+m \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} W_0 i_0 \\ W_1 i_1 \\ W_2 i_2 \end{bmatrix}$$

С целью равномерного распределения магнитного потока по объёму

магнитопровода, ($\Phi_1 = \Phi_2 = \Phi$) следует соблюдать условие $W_1 = W_2 = W$. При этом $i_1 = i_2 = i$. Поскольку на практике в большинстве случаев $S_0 = 2S$, то $B_1 = B_2 = B_0 = B$. Для облегчения процедуры эмпирического уточнения параметра q рекомендуется намотать количество витков в $1 + |q|$ раза больше расчетного

$$W'_0 = (1 + |q|)W_0 = (1 + |q|) \frac{V \Delta t}{\Delta B S_0},$$

где ΔB – полный размах индукции за время Δt , а значение толщины немагнитного зазора устанавливается равным:

$$\delta = \frac{\mu_0 (Wi)_{\max}}{2 \left(B_p - \frac{\Delta B}{2} \right)} - \frac{l_\mu}{2\mu},$$

где B_p – пиковое значение магнитной индукции, $(Wi)_{\max}$ – максимальное значение ампер-витков цепи с нулевой пульсацией.

Наблюдая за ходом уменьшения пульсации в требуемой цепи при отмотывании витков обмотки, через которую должна протекать переменная составляющая тока, добиваются эффекта нулевой пульсации. После эмпирического уточнения параметра q можно пересчитать толщину немагнитного зазора. Обмотку, через которую предполагается протекание переменной составляющей тока, желательно намотать проводом типа «литцендрат».

Как показывает опыт, при изготовлении магнитных компонентов, реализующих эффект нулевых пульсаций в преобразователях постоянного тока, необходимости индивидуального эмпирического уточнения параметра q не возникает. Для Ш-образных магнитопроводов $|q| = 0,15 \dots 0,25$, а для магнитопроводов П и О $|q| = 0,05 \dots 0,15$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Cuk S. Switching DC-to-DC Converter with Zero Input or Output Current Ripple. IEEE Industry Applications Society. Annual Meet. 1978 (IEEE 780N 1346-61A).
2. Ненахов С. Новый DC/DC-преобразователь с нулевыми пульсациями. Силовая электроника, 2004. № 2.
3. Милешин В. Транзисторная преобразовательная техника. Техносфера, 2005.
4. Modern DC-DC Switch mode converter circuits. Siversn&Blum.
5. Gorianski I. A New Zero-Ripple Technique for switch mode Supplies. <http://moscow-it.hotmail.ru/SMPS/1998>.



Новости мира News of the World Новости мира

Сверхтонкие осветительные LED-модули из Кореи

Южнокорейская компания Seoul Semiconductor заявила о выпуске новых сверхтонких светодиодных элементов освещения серии Z1, отличающихся довольно малой потребляемой мощностью и длительной работой в условиях высоких температур.

Новинки представлены в двух вариантах. Модель NZ10150 («тёплый» белый свет) отличается максимальной яркостью 95 лм и средней яркостью 80 лм. Для WZ10150 («чистый» белый свет) эти показатели составляют соответственно 120 и 105 лм.

Светодиодные модули характеризуются потребляемой мощностью 1,4 Вт, а их толщина составляет всего 1,2 мм. Из особенностей стоит отметить керамический корпус с высокой теплопроводностью.

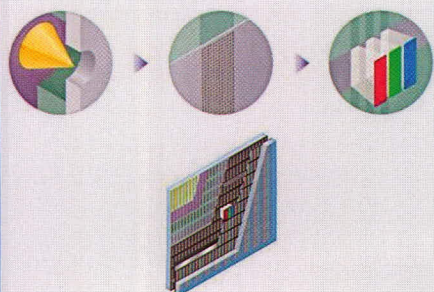
По словам разработчиков, их устройства могут использоваться для наружного освещения, в символьных дисплеях различных приборов, при создании красивых интерьеров, в качестве подсветки в холодильниках. Конечно же, этим сфера их применения не ограничивается.

Tech-On!

Sony показала 240-Гц FED-дисплей в действии

Довольно длительное время мы не получали интересных новостей из мира дисплеев с автоэлектронной эмиссией (FED, field emission display), но это совсем не значит, что производители больше не ведут работы в этом направлении. И ярким подтверждением тому является демонстрация новой совместной разработки компаний Sony и FE Technologies (компания создана в 2006 г. инвестиционным фондом Technology Carve-Out Investment Fund и Sony) – FED-панели, способной обновлять картинку со скоростью 240 кадров в секунду.

В рамках шоу с помощью четырёх параллельно работающих игровых приставок Sony PlayStation3 на 19-дюймовом FED-дисплее отображалось действие игры Gran Turismo 5. При этом частота обновления достигала впечатляющих 240 FPS.



Попутно компания Sony предоставила немного интересной информации о новинке. FED-дисплей использует технологию nano-Spindt, которая представляет собой массив огромного количества электронных эмиттеров конусообразной формы. Каждый пиксель включает 10 тыс. таких наноизлучателей. Электроны попадают на флюоресцентную панель, что вызывает свечение экрана.

Фактически каждая точка экрана представляет собой аналог электронно-лучевой трубки. Благодаря большому количеству эмиттеров, выход из строя даже 10...20% из них не вызовет заметных изменений в яркости свечения пикселя. По заявлению разработчиков, к достоинствам FED-дисплея по сравнению с традиционной LCD-технологией относятся более широкие углы обзора, возможность отображать «настоящий» чёрный цвет, богатый набор всевозможных цветовых оттенков, отображение видео без смазывания границ благодаря высокой частоте обновления. По словам очевидцев, разница между традиционным дисплеем и 240-Гц FED просто шокирующая.

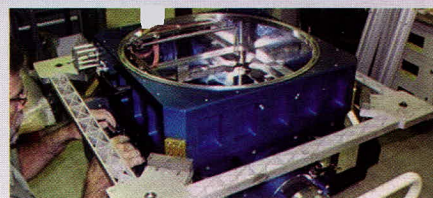
Главными вопросами остаются временные рамки внедрения FED-дисплеев в массовое производство, а также их себестоимость. К сожалению, они пока остаются без ответа.

sonyinsider.com

Pan-STARRS: 1,4-гигапиксельная камера для слежки за НЛО

Три года назад Конгресс США обязал учёных NASA разработать систему, с помощью которой можно было бы находить и идентифицировать любые космические объекты, находящиеся в непосредственной близости от Земли и имеющие размеры более чем 140 м в поперечнике.

Выполнить это задание взялись учёные из Гавайского университета астрономии (University of Hawaii's Institute for Astronomy), и совсем недавно они представили первые результаты своей работы – проект под названием Pan-STARRS (Panoramic Survey Telescope and Rapid Response System). Если говорить коротко, то Pan-STARRS представляет собой огромную цифровую камеру, с помощью которой специалисты будут «сканировать» небо. Это устройство планируется установить в обсерватории на горе Халекала (Haleakala), что на Гавайях. Согласно имеющимся данным, Pan-STARRS позволяет генерировать картинку с разрешением 38000 × 38000 пикселей, что в 200 раз превышает возможности сов-



ременных цифровых камер верхнего ценового диапазона.

newlaunches.com

OLED-панель от Samsung толщиной 0,05 мм

На выставке FPD International 2008, прошедшей в Японии, было представлено множество интереснейших дисплеев. Напомним, свои новые разработки на это мероприятие привезли такие крупные производители, как AU Optronics, Epson, NEC, Chi Mei, Chunghwa Picture Tubes и многие другие. Не могла пропустить такое событие и южнокорейская компания Samsung.



Ультратонкая 4-дюймовая OLED-панель, которая получила имя flapping display (можно перевести как «колыхающийся дисплей») имеет толщину всего 0,05 мм. При этом, как отмечают разработчики, технически возможно сделать саму панель ещё более тонкой, но появляются трудности с уменьшением толщины подложки и периферийных схем. Слой OLED-диодов был сформирован с помощью напыления на стеклянную основу, а управляющая схема спроектирована на базе низкотемпературных поликремниевых тонкоплёночных транзисторов. Также были использованы низкомолекулярные материалы на основе электролюминесцентной органики.

Из технических характеристик дисплея отмечены: разрешение 480 × 272 пикселей, контрастность 100 000 : 1, яркость 200 нит, 100% цветовой охват по шкале NTSC. На стенде Samsung экспонат находился в свисающем положении и красиво развевался под действием воздушного потока от специально установленного вентилятора.

Tech-On!

Разработка электронных силовых ключей на МДП-транзисторах с гальванической развязкой цепей управления

Алексей Горностаев (Красноярский край)

Разработка силовых электронных ключей связана с обеспечением специфических требований. В частности, должны быть решены задачи оптимизации схем гальванической развязки цепей управления, а также уменьшения тепловыделения.

Применение силовых ключей в интерфейсных устройствах радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), реализующей функции управления исполнительными элементами, существенным образом сказывается на её технических и эксплуатационных характеристиках. Рост коммутируемых токов неизбежно увеличивает тепловыделение в силовых ключах и требует реализации эффективного теплоотвода; также возрастают коммутационные помехи, что вынуждает принимать меры по защите слаботочных цепей РЭА, реализующих логические функции управления (в том числе и с

применением микроконтроллеров). Решение этих проблем приводит к дополнительным аппаратным затратам, поэтому важно найти оптимальные технические решения.

Задача обеспечения эффективного теплоотвода может быть решена выбором коммутационного элемента с низким сопротивлением в открытом состоянии, что позволяет уменьшить тепловыделение и затраты на отвод тепла. Этому требованию удовлетворяют мощные МДП-транзисторы специального назначения, которые стали появляться на рынке в настоящее время.

Решение задачи обеспечения эффективной защиты от помех сводится к введению в цепи управления коммутационных элементов специальных согласующих устройств, которые могут быть реализованы различными способами – как с использованием гальванической развязки, так и без нее.

Известные способы согласования без гальванической развязки менее эффективны, поскольку предполагают объединение общей шины питания схем управления с коммутируемой шиной питания нагрузки в эквипотенциальной точке, исключая распространение коммутационных помех по общей шине питания. При необходимости силовой коммутации большого числа нагрузок, соблюдение этого требования становится трудновыполнимым (например, когда из-за конструктивных ограничений силовые ключи не могут быть размещены в одном блоке и эквипотенциальная точка выходит за его пределы).

Применение согласования без гальванической развязки может быть причиной недостаточной помехозащищённости РЭА [1]. В этом случае лучшие результаты даёт либо перенос эквипотенциальной точки непосредственно к выходу источника питания с одновременным применением специализированных ключей, обеспечивающих электрическую развязку от коммутируемой шины питания нагрузки [2], либо использование в цепях управления устройств гальванической развязки (оптоэлектронных или трансформаторных).

Большей эффективностью в обеспечении защиты РЭА от коммутационных помех обладают схемы с

Таблица 1. Сравнительные характеристики некоторых МОП-реле

Наименование параметра	249КП4БТ	7Х10	Прибор ОКР «Эликсир»	RDHA720SF06A1NK	RDHA701FP10A8C
Сопротивление открытого ключа, Ом	15	0,2	0,12	0,03	0,24
Ток управления, мА	3...25	10...25	3...25	10	10
Коммутируемый ток, А	0,1	7,5	1,0	20	1,5
Коммутируемое напряжение, В	60	60	60	60	100

Таблица 2. Сравнительные характеристики микросборки ВКУ8-3 и некоторых МДП-транзисторов

Наименование параметра	ВКУ8-3	2П712Б	2П769В92	2П793А92	IRHNA67260
Сопротивление открытого ключа, Ом	0,4	0,25	0,077	0,085	0,028
Коммутируемый ток, А	1,0	10	25	25	56
Коммутируемое напряжение, В	35	100	100	200	200

гальванической развязкой цепей управления силовым ключом и его выхода. При разработке электронных силовых ключей они нашли широкое применение несмотря на то, что такие устройства сложны в реализации и характеризуются дополнительными энергозатратами в цепях управления.

Разработчику электронных силовых ключей при выборе способа гальванической развязки (оптоэлектронной или трансформаторной) необходимо учитывать область их применения. Устройства оптоэлектронной развязки просты в реализации, однако их применение увеличивает затраты энергии в цепях управления, что нежелательно в РЭА с автономным питанием. Применение устройств трансформаторной гальванической развязки усложняет схему управления, однако потери энергии в такой схеме могут быть сведены к минимуму.

Коммутационные устройства с оптоэлектронной развязкой цепей управления на отечественном рынке представлены достаточно широкой номенклатурой МОП-реле от различных производителей. В их числе: МОП-реле на два канала 249КП4БТ (АЕЯР.431160.317 ТУ) от ОАО «Протон» (г. Орел), 7Х10 от ОАО «Болховский завод полупроводниковых приборов» (г. Болхов), прибор ОКР «Эликсир» – ОАО «СКТБ РТ» (г. Великий Новгород). На зарубежном рынке наибольший интерес представляют МОП-реле на различное число каналов производства фирм США, например, RDNA720SF06A1NK на один канал и RDNA701FP10A8C на восемь каналов от International Rectifier. Сравнительные характеристики перечисленных МОП-реле приведены в таблице 1.

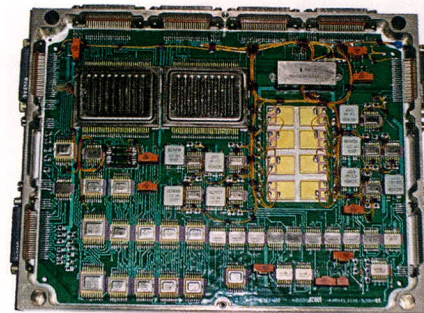
Несмотря на то что МОП-реле очень просты в схемной реализации, их общим недостатком является большой ток управления. При одновременной работе большого количества каналов общий ток потребления по цепям управления может превысить допустимую нагрузку на источник питания. Для снижения тока управления разработчик устройств силовой коммутации вынужден ориентироваться на применение электронных силовых ключей на МДП-транзисторах с трансформаторной развязкой цепей

управления, хотя это значительно усложняет интерфейсные устройства.

По этой причине необходимо выбрать оптимальное схемное решение электронных силовых ключей на заданный диапазон токов коммутации. При небольших токах коммутации не требуется применение мощных МДП-транзисторов, для которых должен быть обеспечен индивидуальный теплоотвод, поэтому силовые ключи могут быть сгруппированы и реализованы в виде функционально законченных микросборок на разное количество каналов коммутации. В настоящее время эта задача решена электронной промышленностью только для токов коммутации до 1 А; для токов коммутации свыше 1 А необходимо осуществлять индивидуальные разработки силовых ключей на основе имеющихся на отечественном и зарубежном рынках мощных МДП-транзисторов специального назначения.

На отечественном рынке для коммутации токов нагрузки до 1 А представлены специализированные микросборки на восемь ключей ВКУ8-3 (КСНЛ.430104.001-01 ТУ) разработки НИИ «Субмикрон» (г. Зеленоград), а для коммутации токов нагрузки свыше 1 А могут быть использованы мощные МДП-транзисторы специального назначения от различных фирм-производителей. Например, р-канальный транзистор 2П712Б (АЕЯР.432140.114 ТУ) в металлокерамическом корпусе (ФГУП «Государственный завод «ПУЛЬСАР», г. Москва), n-канальные транзисторы 2П769В92 (АЕЯР.432140.237 ТУ) и 2П793А92 (АЕЯР.432140.273 ТУ) в корпусе для поверхностного монтажа (ООО «ВЗПП-С», г. Воронеж). Из зарубежных приборов наибольший интерес представляет n-канальный бистродействующий МДП-транзистор типа IRHNA67260 в корпусе для поверхностного монтажа (International Rectifier, США). Сравнительные характеристики перечисленных микросборок и транзисторов приведены в таблице 2.

Из таблицы 2 видно, что МДП-транзистор IRHNA67260 значительно превосходит по основным параметрам отечественные аналоги. На основе этого прибора может быть разработан компактный силовой ключ, пригодный для работы в широком диапазоне коммутируемых токов нагрузок.



Внешний вид опытного образца комбинированного блока коммутации нагрузок 2 А/1 А/27 В

Перечисленные в таблице 2 отечественные элементы (микросборка и МДП-транзисторы) были использованы для силовой коммутации нагрузок до 5 А при напряжениях 27 и 100 В в интерфейсных блоках бортового комплекса управления (БИ БКУ) разработки ОАО «ИСС имени академика М.Ф. Решетнева» (г. Железногорск, Красноярский край).

На рисунке показан опытный образец комбинированного блока коммутации нагрузок 2 А/1 А/27 В (с оригинальными силовыми ключами с трансформаторной развязкой цепей управления и с активным запирающим [3]) на базе мощного МДП-транзистора 2П769В92 и ключами, выполненными на микросборке ВКУ8-3. Для улучшения технических характеристик силовых ключей для БИ БКУ в дальнейшем потребуется разработка микросборок на токи коммутации более 1 А и переход на мощные транзисторы с улучшенными характеристиками. Модернизация блока предполагает выбор наиболее экономичной базовой схемы силового ключа с трансформаторной развязкой цепей управления, которая позволила бы обеспечить снижение тепловыделения и уменьшение габаритов микросборки.

ЛИТЕРАТУРА


1. Горностаев А.И. Реализация восстанавливающих органов в трёхканальных адаптивных избыточных системах. Авиакосмическое приборостроение. 2006. № 12.
2. РД11 342.916-81. Отраслевой стандарт. Микросхемы интегральные. Серия 522. Руководство по применению.
3. Михеев П.В., Соколов М.И., Крутских Е.И., Руденко В.Н. Силовой ключ на МДП-транзисторе. Патент РФ №2263393, МПК: H03К 17/567, 17/691, H02М 7/537. Опубл. 27.10.2005. Бюл. № 30.



САПР TороR. Редактирование в стиле FreeStyle

Сергей Лузин, Геворг Петросян,
Олег Полубасов (Санкт-Петербург)


Очередная статья из цикла «САПР TороR» посвящена специальному режиму редактирования, названному стилем FreeStyle. В этом режиме форма проводников рассчитывается автоматически и определяется положением перемещаемых объектов.

Клик левой кнопкой мыши (ЛКМ) на пиктограмме  приводит к вызову корректора FreeStyle, который может применяться для улучшения топологии разведённой платы, оттрассированной при помощи не только трассировщика TороR, но и любого другого.

В режиме FreeStyle выполняется:

- оптимизация формы проводников;
- перемещение компонентов;
- перемещение переходов и точек ветвления проводников.

Оптимальная форма проводников вычисляется автоматически. Пользователю предоставляется возможность выбора одного из двух способов расчёта формы проводника: без использования и с использованием дуг окружностей. Первый способ предполагает прокладку проводника ломаными линиями. При втором способе проводник огибает препятствия по дугам окружностей с необходимым зазором, а с одной дуги на другую переходит вдоль отрезков прямых. Выбор спо-

соба осуществляется нажатием на кнопку .

Следует отметить, что не все САПР правильно понимают дуги. Так, программный пакет P-CAD до версии 2004 г. допускает только дуги, угловая величина которых кратна $0,1^\circ$, а пакеты ORCAD и SPECCTRA – 90° . Соответственно, при чтении экспортированного файла в ORCAD и SPECCTRA вместо дуги окажутся два прямых сегмента или проводник вообще будет отсутствовать. Пакет P-CAD 2002 из-за низкой точности представления дуг нередко вместо дуги рисует окружность. Программы анализа целостности сигналов, например HyperLynx, также не умеют работать с дугами. Поэтому при экспорте результатов в такие САПР дуги рекомендуется отключить.

Система TороR позволяет перемещать элементы на уже разведённой плате, сохраняя при этом целостность разводки и соблюдая заданные зазоры.

Перемещение компонентов, переходных отверстий и ветвлений проводников применяется для уменьшения длины проводников, обеспечения заданных зазоров (ликвидации узких мест), а также для уменьшения площади платы, занятой компонентами. Перемещение может осуществляться вручную или автоматически. При перемещении оптимальное положение проводников мгновенно пересчитывается.

В автоматическом режиме можно задать направление «дрейфа» компонентов с помощью «розы ветров» (см. рис. 1) кликом ЛКМ в круглом поле, соответствующем выбранному направлению.

При перемещении компонентов доступны следующие параметры:

- Создавать/удалять ветвления;
- Дрейф – разрешить дрейф;
- Автоматическая остановка – постепенно уменьшать шаг.

Последний параметр позволяет с каждой итерацией уменьшать амплитуду колебания элементов около точки равновесия. Процедура автоматически останавливается, когда шаг перемещения становится меньше шага сетки.

Для ручного перемещения требуется задать вариант выполнения режима (см. рис. 2):

- Без подталкивания – возможно перемещение объектов без соблюдения заданных зазоров. При этом никакие другие объекты не будут подталкиваться;
- С подталкиванием переходов – будут подталкиваться переходные отверстия и точки ветвления провод-

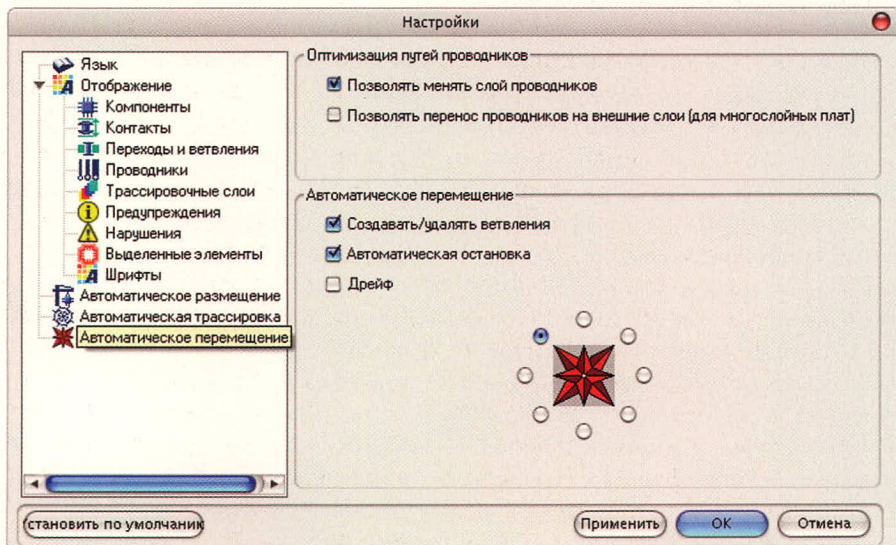


Рис. 1. Панель «Автоматическое перемещение»

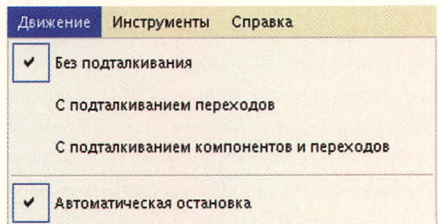


Рис. 2. Выбор режима перемещения компонентов

ТОРО

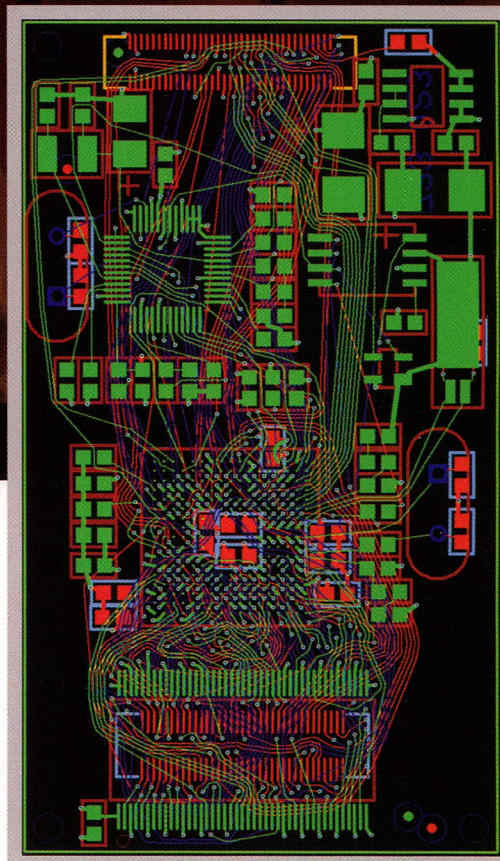
Инструмент для создания шедевра!



Торор — трассировщик печатных плат

- Высокопроизводительный, не имеющий аналогов топологический трассировщик
- Великолепное качество трассировки
- Сокращение сроков разработки электронных устройств

Отсутствие преимущественных направлений трассировки в слоях, что существенно снижает уровень параллельности трасс и уменьшает уровень перекрестных электромагнитных помех



ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР Торор НА ТЕРРИТОРИИ РОССИИ, СТРАН СНГ И БАЛТИИ

PROSOFT[®]

г. Санкт-Петербург: Телефон: +7(812) 448-0444 • Факс: +7(812) 448-0339
E-mail: topor@freestyleteam.ru • Web: www.freestyleteam.com

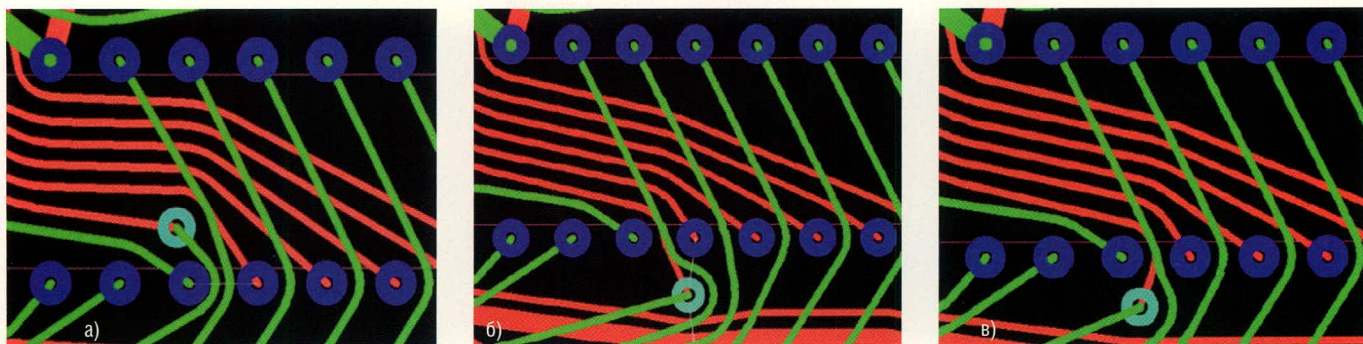


Рис. 3. «Протаскивание» перехода между контактами компонента:

а) между контактами на слое проходит два проводника вместо одного; б) устранение нарушения путём протаскивания перехода; в) вариант после автоматического перемещения переходов.

ников с соблюдением заданных зазоров;

- С подталкиванием компонентов и переходов – будут подталкиваться компоненты, переходные отверс-

тия и точки ветвления проводников с соблюдением заданных зазоров. При ручном перемещении компонентов, переходов и ветвлений в режиме «Без подталкивания» разрешается

перемещение с нарушениями заданных зазоров. Например, можно «протаскивать» межслойный переход между контактами микросхемы (см. рис. 3).

Перемещение переходных отверстий и точек ветвления выполняется автоматически, переходы и ветвления перемещаются в вычисленные оптимальные положения. Если включен пункт «Автоматическая остановка», после достижения оптимума программа останавливается.

Для перемещения компонентов лучше использовать комбинированную стратегию, заключающуюся в сочетании автоматических и ручных этапов. Для уменьшения площади платы, занимаемой элементами, можно включить «дрейф» (Инструменты > Настройки > Автоматическое перемещение) в нужную сторону. Компоненты, которые не должны автоматически перемещаться, необходимо зафиксировать.

Запуск автоматического перемещения осуществляется нажатием кнопки и выбором соответствующего пункта меню (см. рис. 4).

АВТОМАТИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ПУТЕЙ ПРОВОДНИКОВ ВО ВРЕМЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО ПЕРЕМЕЩЕНИЯ КОМПОНЕНТОВ

В процессе автоматической подвижки компонентов и межслойных переходов автоматически изменяется геометрия проводников без изменения топологического пути. При этом некоторые проводники оказываются проложенными не оптимально. Для исправления подобных ситуаций разработана процедура автоматической оптимизации путей проводников во время автоматического перемещения компонентов (*refine*).

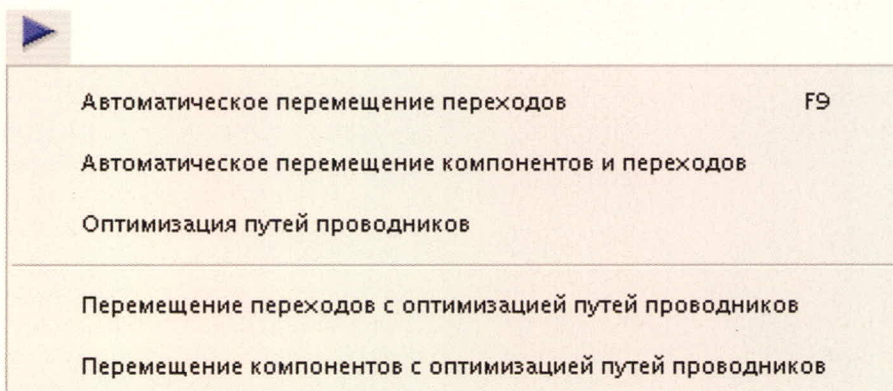


Рис. 4. Меню автоматического перемещения

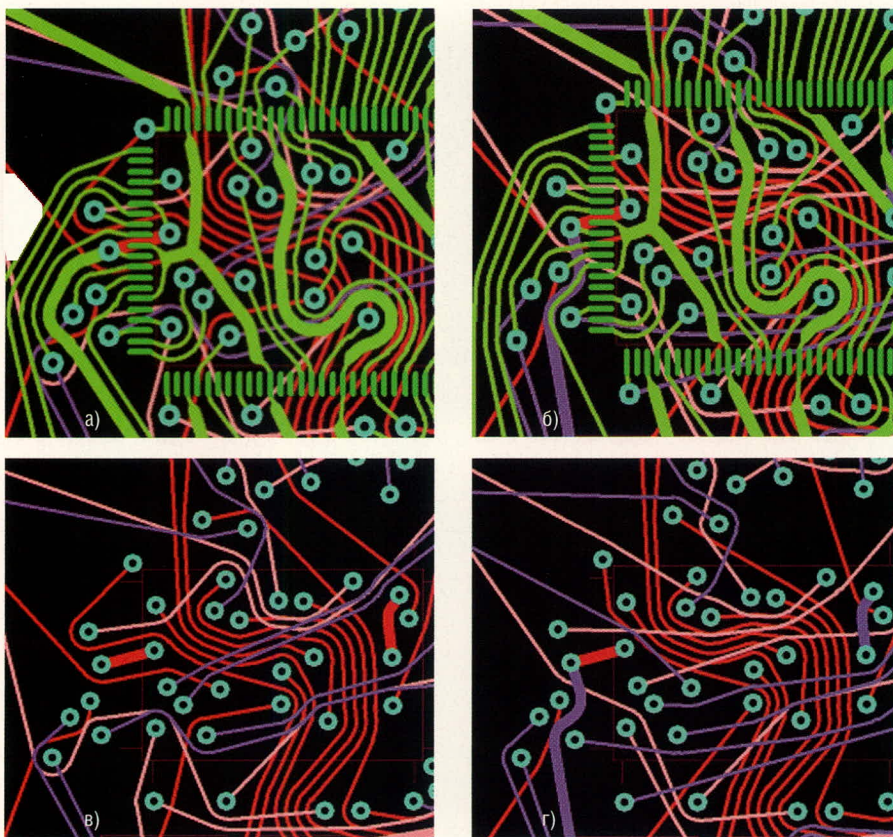


Рис. 5. Фрагмент платы до (а и в) и после (б и г) оптимизации путей проводников

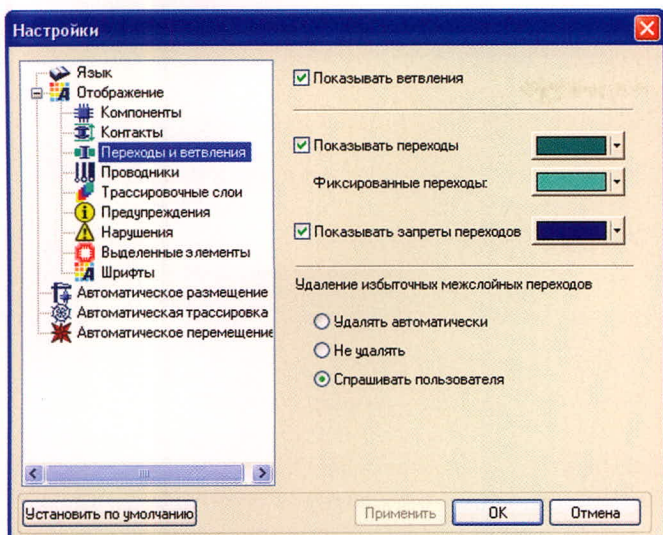


Рис. 6. Панель настроек «Переходы и ветвления»

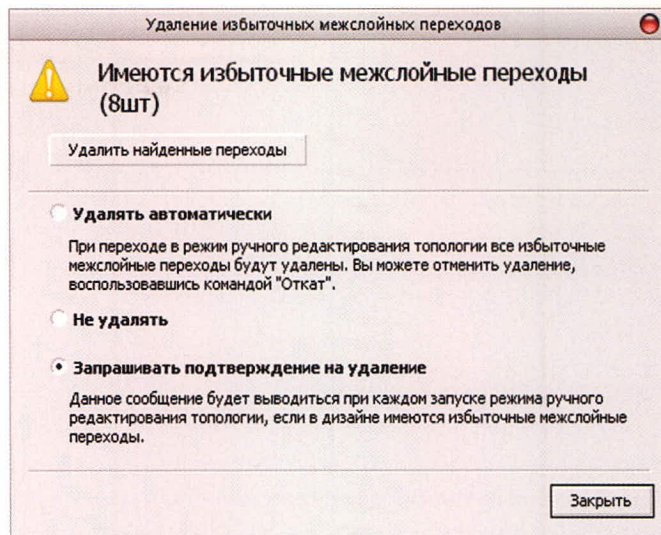


Рис. 7. Панель «Удаление избыточных межслойных переходов»

На рисунке 5а приведён фрагмент платы до применения процедуры *refine*, на рисунке 5б – после. Соответственно рисунки 5в и 5г – те же фрагменты, но без проводников и контактов на верхнем слое. Видно, что после оптимизации путей длины некоторых проводников уменьшились.

Процедура *refine* может изменить не только путь проводника, но и его слой (если проводник соединяет сквозные контактные площадки и/или межслойные переходы). В ряде случаев это приводит к уменьшению числа переходных отверстий. Использование процедуры *refine* особенно эффек-

тивно при проектировании многослойных печатных плат.

При переходе в режим «Ручного редактирования» возможно автоматическое удаление избыточных межслойных переходов, появляющихся после применения процедуры *refine*. Для этого следует выставить соответствующий флаг в настройках (см. рис. 6):

- Удалить автоматически;
- Не удалять;
- Спрашивать пользователя.

Если выбрана настройка «Спрашивать пользователя», то при наличии избыточных межслойных переходов появляется панель (см. рис. 7), с по-

мощью которой можно осуществить однократное удаление найденных избыточных переходов либо изменить настройки.

Редактирование в стиле FreeStyle – мощный инструмент, позволяющий существенно сократить время «доводки» платы за счёт автоматизации перемещения элементов и расчёта формы проводников, особенно в условиях дефицита свободного пространства. Наибольший эффект достигается при чередовании работы в редакторе FreeStyle и в ручном редакторе, который будет рассмотрен в следующей публикации. ©

Новости мира News of the World Новости мира

Гибкие плазменные панели появятся в 2009 г.

Одним из самых посещаемых мест на выставке FPD International 2008 стал экспозиционный стенд компании Shinoda Plasma. Такое внимание объяснить просто – где вы ещё сможете увидеть 125-дюймовый гибкий плазменный дисплей, к тому же ещё и имеющий толщину всего один миллиметр и массу менее 4 кг!?

Самое главное то, что это уже не просто прототип или концептуальная модель, а полноценно функционирующее устройство. Напомним: впервые удивительная разработка демонстрировалась в виде прототипа ещё весной текущего года. А в прошлом году Shinoda Plasma демонстрировала 43-дюймовую плазменную панель толщиной 1 мм.

Конструктивно 125-дюймовый дисплей состоит из трёх панелей, каждая из которых имеет габариты 1 × 1 м и разрешение 320 × 360 пикселей. Общее разрешение дисплея составляет 960 × 320 пикселей – совсем мало по нынешним меркам, но он

и не предназначен для работы в составе домашнего кинотеатра. Среди основных сфер применения новинки отмечаются презентационные мероприятия, а также работа в качестве информационной панели в общественных местах.

Дисплей потребляет в среднем около 600 Вт электроэнергии, что примерно в два раза меньше по сравнению с современными плазменными панелями подобных габаритов. Вес новинки составляет 3,6 кг. О самой технологии, которая позволила добиться столь малых толщины и веса, сообщается мало. Как отмечают источники, по принципу работы дисплей ничем не отличается от традиционных плазменных панелей, но использует тонкие стеклянные трубки с толщиной стенок всего 0,1 мм вместо больших листов негибкого стекла. Это обеспечивает не только малую толщину дисплея, но и гибкость.

Интересно отметить, что представители Shinoda Plasma очень сильно беспокоились за свою разработку и не подпускали слиш-

ком близко к дисплею посетителей. Кроме того, журналистам вообще было запрещено снимать экспозиционный стенд, но это не помешало им сделать фотографию дисплея и индикатора потребляемой мощности в реальном времени.

Ознакомительные образцы тонких панелей 1 × 1 м уже рассылаются партнёрам компании. Массовое производство, согласно информации интернет-сайта TechOn!, стартует в период до 31 марта 2009 г. А вот PC World называет другие временные рамки – апрель-май следующего года. В любом случае ждать осталось недолго.

Напоследок отметим, что Shinoda Plasma была основана бывшим сотрудником Fujitsu Тсуэтай Синода (отец плазменной технологии) и отделилась от неё после решения Fujitsu уйти с рынка плазменных панелей. Тем не менее, обе компании продолжают тесное партнёрство, в частности, Fujitsu обеспечивает Shinoda Plasma своими каналами сбыта.

Tech-On!, PC World

Altium Designer Summer 08 – Разработка правил проектирования для печатной платы

(продолжение)

Алексей Сабунин (Москва)

В продолжении статьи описывается процедура создания правила и разобраны примеры создания сложных правил с помощью запросов (Query).

Порядок создания правил

Прежде чем открыть окно Design Rules и приступить к описанию правил проектирования, убедитесь,

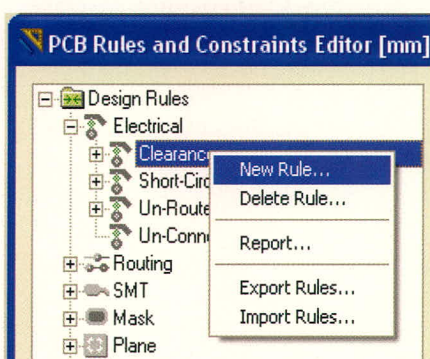


Рис. 2. Создание нового правила

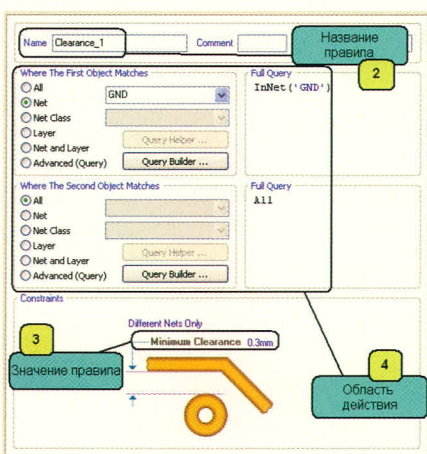


Рис. 3. Описание нового правила (2, 3 и 4 шаги)

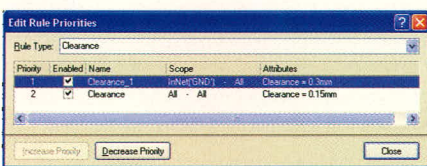


Рис. 4. Приоритеты выполнения правил

что работа ведётся в метрической системе координат, в противном случае значения правил будут отображаться в милсах (1 mil = 0,254 мм). Для включения метрической системы координат используется строка *Units* диалогового окна *Design > Board Options*. Далее опишем порядок создания нового правила по шагам.

Шаг 1 – создадим новое правило. Для этого в соответствующей категории нажимаем правую кнопку мыши и выбираем команду *New Rule* (см. рис. 2). В списке правил появилось новое правило, которое по умолчанию названо *Clearance_1*.

Шаг 2 – присвоим правилу уникальное название. Перейдём к редактированию правила, выбрав его из списка. Название правила вводится в поле *Name* (см. рис. 3), причём все правила должны иметь уникальные названия, иначе программа не сохранит созданные правила.

Шаг 3 – указание области действия правила. Для выбранного нами правила (*Clearance*) необходимо указать, между какими цепями будет действовать указанное правило. Область действия может быть указана вручную или с помощью языка запросов *Query Helper* и составителя запросов *Query Builder*. При ручном выборе области действия правила могут быть выбраны следующие варианты:

- All – все проводники платы;
- Net – одна выбранная цепь;
- Net Class – класс цепей;
- Layer – все цепи, расположенные на данном слое;
- Net and layer – определённая цепь на данном слое.

В нашем случае зададим правило, указывающее зазор между цепью GND, которая будет выполнена полигоном на внешних и одном из внутренних слоёв платы. Название правила пока остаётся без изменения, а в области действия следует указать цепь GND. Случаи, когда область действия задаётся с помощью языка запросов (Query), будут рассмотрены ниже.

Шаг 4 – установка значения правила. Для этого используется нижняя часть окна *PCB Rules* (см. рис. 3), причём для большинства правил имеется иллюстрация, поясняющая сущность правила. В нашем случае необходимо написать значение зазора между цепью GND и остальными проводниками платы.

Шаг 5 – установка приоритетов правил. Области действия различных правил могут пересекаться между собой. Например, цепь земли, которую мы описали ранее, входит в наше правило, но также она участвует в базовом правиле, которое задаёт зазоры на все электрические примитивы на плате. Какое правило будет использовать программа Altium Designer?

При создании правил в программе P-CAD приоритеты были заданы по умолчанию и правила выполнялись от меньшего объекта к большому, т.е. сначала выполнялось правило на цепь (Net), затем на класс цепей (Net Class) и в последнюю очередь на всю плату.

В программе Altium Designer для установки приоритетов используется специальное диалоговое окно *Edit Rule Priorities* (см. рис. 4), которое вызывается кнопкой *Priorities* в левом нижнем углу окна *PCB Rules*. Правила выполняются в том порядке, в котором они перечислены в списке окна *Edit Rule Priorities*, причём если цепь GND уже указана в пер-

вом по порядку правиле, то она автоматически исключается из всех последующих правил данной группы. Заканчивается процедура создания правил нажатием кнопки Apply в окне создания правил.

Теперь рассмотрим процесс формирования более сложных правил. Когда необходимо в области действия правила указать несколько однотипных объектов, не связанных между собой, можно использовать составитель запросов Query Builder, для чего используется одноименная кнопка (см. рис. 3).

При выборе Query Builder появляется окно Builder Query From Board (см. рис. 5), в котором работа ведётся следующим образом: в списке Condition Type/Operation выбираем тип объекта Belong to Net, а в списке Condition Value – значение параметра (в данном случае, название цепи) CFG_DIN. Аналогично добавляем вторую цепь CFG_INIT. В результате в область действия будут попадать две выбранные цепи. Конструктор запросов предлагает выбрать из списка критерии, по которым будут выбираться объекты применения данного правила. Здесь можно указать определённые цепи или классы на заданных слоях, принадлежность к компонентам или посадочным местам и т.д.

Более тонкая настройка правил проектирования выполняется с помощью окна Query Helper. Давайте рассмотрим использование этой возможности на конкретных примерах.

Примеры создания сложных правил с помощью языка запросов Query Helper

Пример 1. Шаг выводов микросхемы U1 – 0,2 мм, а минимальный зазор между объектами печатного монтажа 0,25 мм, т.е. программа выдаёт ошибку по зазорам между выводами этого компонента и не позволяет прокладывать проводники от выводов данной микросхемы. Задача: указать в правилах, что для контактных площадок компонента U1 разрешён зазор 1,7 мм.

Для решения этой задачи создадим новое правило в группе Clearance. Укажем название данного правила Clearance_FPGA_Pins. Рекомендуется оставлять заголовок правила (в нашем случае Clearance_) и далее в названии кратко описать область его

действия. В этом случае правило становится понятным любому разработчику.

Далее, для указания области действия правила выбираем параметр Advanced (Query), после чего становится активной кнопка Query Helper, которую и следует выбрать. В появившемся окне (см. рис. 6) указаны критерии запроса и операции, которые к ним можно применить. Например, выберем группу Membership Checks и в ней команду InComponent. Эта команда позволяет указать принадлежность каких-либо объектов указанному компоненту. Чтобы узнать синтаксис использования данной команды, следует после выбора команды в списке нажать клавишу F1, которая показывает контекстную справку; в данном случае будет отображён синтаксис описания данной команды:

Examples

```
InComponent('U1')
InComponent('U1') = True
Returns any component that has a Name property of 'U1', along with all of the child objects of each such component.
InComponent('U1','U2','J1')
InComponent('U1','U2','J1') = True
Returns any component that has a Name property of 'U1' or 'U2' or 'J1', along with all of the child objects of each such component.
InComponent('U*')
InComponent('U*') = True
Returns any component that has a Name property whose associated string starts with 'U', along with all of the child objects of each such component.
```

Справка содержит несколько примеров описания данной команды: например, как задать один компонент, три компонента и все компоненты, относящиеся к одному типу. Нас интересует первый вариант. Полный запрос должен выглядеть, как показано на рисунке 6, и по его результатам будут определены все контактные площадки (IsPad), относящиеся к компоненту U1. После составления запроса его необходимо проверить нажатием кнопки Check Syntax. Следует отметить, что проверяется только форма запроса, а не логическая правильность.

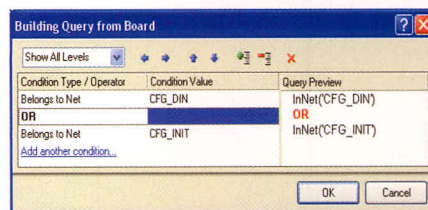


Рис. 5. Конструктор запросов (Query Builder)

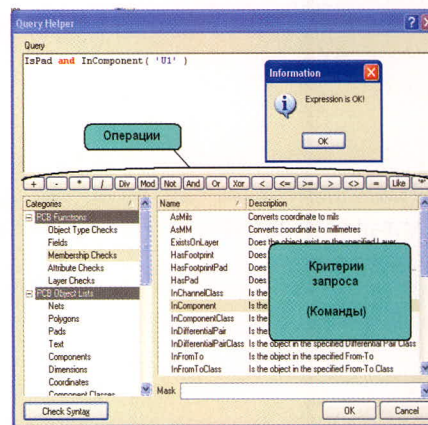


Рис. 6. Создание сложного запроса

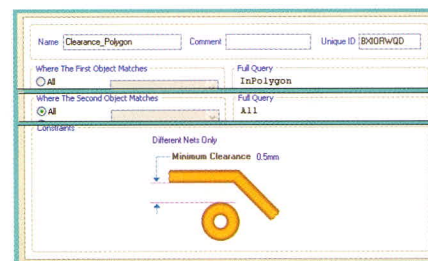


Рис. 7. Правило зазоров для полигона

Пример 2. Общие зазоры на плате в нашем примере составляют 0,25 мм, а для полигонов земли и питания должен быть выдержан зазор 0,5 мм. Создаём новое правило под названием Clearance_Polygon и задаём ему область действия, как показано на рисунке 7. Теперь все полигоны будут отделены на 0,5 мм от остальных объектов на металлизированном слое.

Пример 3. Если на плате имеются корпуса BGA, то под ними невозможно использовать переходные отверстия, заданные по умолчанию для всех цепей. Чаще всего это касается цепей питания, для которых могли быть указаны специфические переходные отверстия, обычно большего диаметра, чем остальные. Таким образом, необходимо указать программе, что под корпусом BGA можно устанавливать только определённые переходные отверстия.

В нашем случае создадим правило, которое задаёт тип переходных

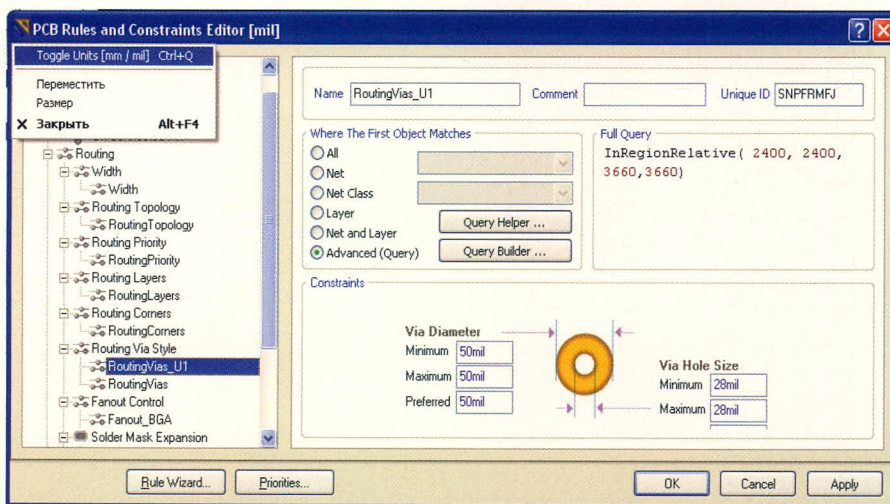


Рис. 8. Правило зазоров для переходных отверстий в заданной области платы

отверстий под корпусом микросхемы U1. Небольшое уточнение: данное правило будет привязано не к корпусу микросхемы, а к участку платы, на котором установлена данная микросхема, т.е. компонент, для которого создаётся данное правило, должен быть установлен заранее.

Итак, создадим новое правило *RoutingVias_U1*, и для выбора области действия выберем параметр *Query Helper*. Далее в появившемся окне (см. рис. 6) выбираем команду *InRegion* из группы *Membership Check*. Чтобы узнать, как описывается данная команда с точки зрения синтаксиса запросов, нажимаем клавишу F1; в появившемся окне будет отображена следующая информация:

InRegion Membership Check
Description
 Returns objects that reside within the region specified by the Query.
Note: The parent objects of group objects (Components, Coordinates, Dimensions, Nets, and Polygons) are not also returned.
 All coordinates are referenced to the absolute origin (and not to the user origin or component insertion point), and at present, all coordinates always use units of mils. (1 mil = 0.001 inch)
Note: This is an alias for *InRegionAbsolute* (Membership Check).
Syntax
InRegion(X1 : Distance_String ,

Y1 : Distance_String , X2 : Distance_String , Y2 : Distance_String) : Boolean
 Each instance of *Distance_String* is a numerical string that specifies a coordinate in the PCB (Library) file. The left and right boundaries of the region are specified by the X1 and X2 parameters, while the lower and upper boundaries of the region are specified by the Y1 and Y2 parameters.
Example
InRegion(12700,4700,13300,5000)
InRegion(12700,4700,13300,5000) = True
 Returns objects residing within the rectangular region bounded by X = 12700 and X = 13300, and by Y = 4700 and Y = 5000; those coordinates are referenced to the absolute origin.

Видно, что требуется задать левую нижнюю и правую верхнюю координаты области платы, причём их значения задаются только в милсах относительно точки привязки. Убедившись, что выбрана дюймовая система координат и начало отсчёта расположено в левом нижнем углу платы, определяем координаты области под компонентом. В нашем случае запрос выглядит, как показано на рисунке 8. После описания области действия необходимо задать значение правила, которое хотелось бы указывать и просматривать в миллиметрах. Можно, не закрывая окна с правилами, переключить единицы измерений на миллиметры, нажав пиктограмму в левом верхнем углу окна (см.

рис. 8) или комбинацию клавиш CTRL+Q.

Количество правил, которые можно задать с помощью языка запросов, ограничивается только фантазией оператора. Примеры правил можно посмотреть в файлах плат, находящихся в архиве дополнительных материалов к статье на интернет-странице журнала СЭ (www.soel.ru).

Мы рассмотрели способы задания правил проектирования посредством команды *Design > Rules*, но в программе Altium Designer есть альтернативный способ задания правил – помощник *Rule Wizard*, который запускается посредством *Design > Rule Wizard*. В появившемся окне нажимаем *Next*, и программа предлагает выбрать тип правила из списка. Выбираем правило *Clearance*, в поле *Name* вписываем название *Clearance_GND* и нажимаем *Next*. Далее программа предлагает выбрать область действия правила (см. выше); выбираем *1Net* и нажимаем *Next*. В следующем окне предлагается указать конкретную цепь, – выбираем *GND*.

Следующий этап – установка приоритета действия правила, после чего программа спрашивает о необходимости занесения правила в список включенных правил и предлагает завершение, – нажимаем *Finish*. После чего открывается окно *PCB Rules*, в котором необходимо ввести числовое значение для данного правила.

Таким образом, мы рассмотрели два варианта установки правил проектирования. Первый вариант применим для создания полного списка правил для всего проекта; второй вариант позволяет задать правила поэтапно, что исключает ошибку. Создание правил с помощью мастера подробно не описывается, т.к. выполняется существенно проще «ручного» варианта и обычно не вызывает трудностей у начинающих пользователей.

Более подробно ознакомиться с правилами проектирования можно в файле справки *TR0116 Design Rules Reference.pdf*, а с особенностями языка запросов – в файле *TR0110 Query Language Reference.pdf*. В следующей статье будут рассмотрены инструменты размещения компонентов и трассировки проводников на печатной плате.

Новости мира News of the World Новости мира

Создан высокоэффективный двигатель на основе аморфного металла

Hitachi представила прототип двигателя, который использует сердечник, изготовленный из аморфного металла. Этот высокоэффективный мотор не использует магниты из редкоземельных металлов, таких как неодим или диспрозий. Эффективность составила 86% для прототипа 150-Вт двигателя, часто применяемого в кондиционерах. Эффективность существующих образцов с редкоземельными магнитами производства Hitachi достигает 81%, по данным компании.



Такие моторы, как ожидается, будут широко представлены в различных областях, включая промышленное оборудование, потребительскую электронику и автомобили. В настоящий момент на двигатели приходится около половины всей потребляемой энергии, поэтому повышение их эффективности является важной задачей при решении вопроса экономии энергии. Для достижения высоких характеристик используют редкоземельные металлы. В частности, широкое применение нашли Nd-Fe-B-магниты. Для сохранения характеристик при высокой температуре в состав основных на неодиме магнитов вводят диспрозий.

Однако, несмотря на то что потенциал для увеличения эффективности за счёт применения редкоземельных магнитов сохраняется, рост цен на них становится серьёзной проблемой. «Цены сейчас стали более стабильными после резкого роста в прошлом, но они слишком высоки», — заявляют в Hitachi. Цена одного килограмма неодима и диспрозия выросла втрое до \$30 и вдесятеро до \$155 соответственно в период с сентября 2004 по сентябрь 2008 г. Цены остаются на высоком уровне из-за того, что 90% всех редкоземельных металлов добывается в Китае. При этом цена имеет тенденцию к росту, поскольку Китай превращается из страны-производителя в страну-потребителя.

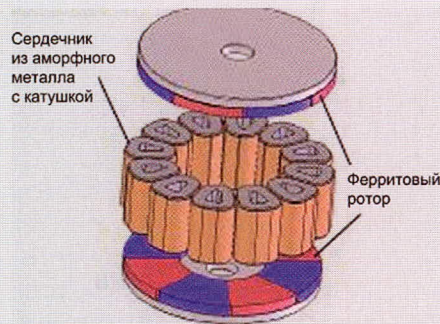
Стальные сердечники с катушками при пропускании по ним электрического тока вращают ротор с постоянными магнитами и генерируют момент на валу двигателя.

В существующих системах используются сердечники, набираемые из листов магнитной стали, а основанные на неодиме магниты применяют в роторе. На этот раз эффективность двигателя была повышена за счёт малых потерь в аморфном металле и новой структуры мотора.

В прототипе мотора сердечник был выполнен из аморфного металла, что позволило использовать ротор с ферритовыми магнитами. Дело в том, что магнитная проницаемость аморфного металла в 10 раз выше, чем у листов электротехнической стали, а потери энергии не превышают десятой доли потерь шихтованной конструкции из стали. При повышении магнитной проницаемости сердечников высокое значение магнитной индукции может быть достигнуто применением слабых магнитов.

Серьёзной проблемой аморфных металлов является сложность в обработке резанием. Листы магнитной стали для сердечников изготавливаются толщиной 0,35...0,50 мм, в то время как толщина аморфного металла составляет 25 мкм.

С другой стороны, Hitachi внесла изменения в структуру и технологию производства сердечников, воспользовавшись опытом производства трансформаторов с аморфными металлами в шихтованных сердечниках. Структура всего двигателя была оптимизирована при помощи трёхмерного магнитного анализа.

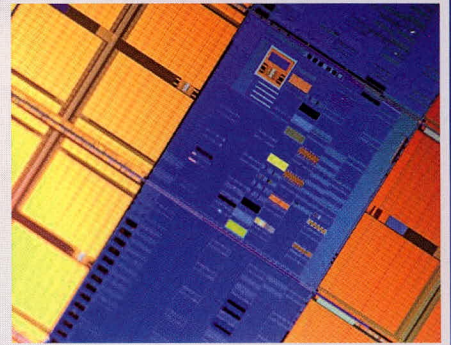


Ближайшая цель разработчика заключается в коммерциализации технологии в течение ближайших трёх лет для использования в промышленном оборудовании. В будущем планируется повысить надёжность и снизить затраты на производство. Также необходимо расширить диапазон мощностей для большего распространения технологии.

techon.nikkeibp.co.jp

Intel раскроет подробности своих 32-нм микросхем

На конференции IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM), по традиции, одним из главных докладчиков станет компания



Intel, представители которой планируют раскрыть детали своего 32-нм технологического процесса для изготовления высокопроизводительных микропроцессоров. Согласно предварительной информации, разработчикам компании удалось создать тестовую интегральную микросхему статической SRAM-памяти ёмкостью 291 Мбит, причём площадь ячейки составляет 0,171 кв. мкм. При этом устройство содержит примерно 2 млрд. транзисторов. Микросхема функционирует на частоте 3,8 ГГц при рабочем напряжении 1,1 В.

Для изготовления интегральных микросхем по 32-нм технологическому процессу разработчики рассчитывают использовать иммерсионную литографию, причём соответствующее оборудование будет приобретаться у японской компании Nikon. Помимо этого используются такие технологии, как технология изготовления затворов с использованием металлических материалов и high-k-материалов, формирование многослойных диэлектрических структур и пр.

Среди остальных докладов есть не менее интересные темы, например, технология изготовления CMOS-микросхем с интегрированными RF-элементами с применением транзисторов на основе фосфида индия, разработанная сотрудниками исследовательской лаборатории HRL Laboratories. Главное преимущество такого подхода — повышение скоростных показателей микросхем по сравнению с традиционными кремниевыми устройствами. Однако их существенным недостатком является сложность в изготовлении и высокая стоимость по сравнению с кремниевыми аналогами.

Интересным обещает быть и доклад сотрудников Университета Тохоку (Tohoku University), в котором будет затронута тема применения элементов на основе магнитного туннельного перехода для создания блоков хранения информации в микропроцессорах с 3D-структурой высокой плотности.

eetimes.com

Практический курс сквозного проектирования цифровых устройств на основе ПЛИС фирмы Xilinx

(часть 19)

Валерий Зотов (Москва)

В девятнадцатой части курса приводится описание параметров процесса формирования конфигурационной последовательности для проектов цифровых устройств, разрабатываемых на базе ПЛИС с архитектурой FPGA.


СОДЕРЖАНИЕ ЭТАПА КОНФИГУРИРОВАНИЯ ПЛИС С АРХИТЕКТУРОЙ FPGA В САПР СЕРИИ XILINX ISE

Положительные результаты этапа реализации и полного временного моделирования позволяют перейти к завершающему этапу процесса проектирования цифровых устройств на базе ПЛИС с архитектурой FPGA. Рассматриваемый этап включает в себя следующие фазы:

- создание файла конфигурационной последовательности для разрабатываемого проекта;
- загрузку конфигурационного битового потока в кристалл для аппаратной верификации проекта;
- генерацию файла «прошивки» с целью последующего программирования конфигурационной памяти (ПЗУ или ППЗУ);
- программирование конфигурационного ПЗУ/ППЗУ с помощью средств, входящих в состав пакета САПР серии Xilinx ISE.

Создание конфигурационной последовательности для проекта, разрабатываемого на базе ПЛИС семейств FPGA

Процесс создания конфигурационной последовательности для проектов, разрабатываемых на основе ПЛИС с архитектурой FPGA, выполняется в автоматическом режиме. Все необходимые директивы конфигурирования и последующей активизации логических ресурсов кристалла задаются с помощью параметров рассматриваемого процесса перед его выполнением. Вызов диалоговой панели, которая ис-

пользуется для установки соответствующих параметров, осуществляется одним из привычных способов. В окне процессов *Processes Window* управляющей оболочки Навигатора проекта (*Project Navigator*) щелчком ЛКМ следует выделить строку *Generate Programming File*, после чего нажать кнопку , расположенную на оперативной панели управления или воспользоваться командой *Properties* контекстно-зависимого всплывающего меню, которое выводится при щелчке ПКМ.

Диалоговая панель параметров процесса генерации файла конфигурационной последовательности содержит четыре или пять страниц, в зависимости от семейства ПЛИС, выбранного для реализации разрабатываемого устройства: *General Options*, *Configuration Options*, *Startup Options*, *Readback Options*, *Encryption options* или *Suspend/Wake Options*. На каждой из этих страниц представлена соответствующая группа (категория) параметров, скомпонованных в форме таблицы, структура которой была подробно рассмотрена при изучении предыдущих этапов проектирования. Чтобы открыть требуемую страницу, следует воспользоваться интерактивным списком *Category*, который отображается в левой части этой диалоговой панели.

ОПИСАНИЕ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ УПРАВЛЕНИЯ ПРОЦЕССОМ ГЕНЕРАЦИИ КОНФИГУРАЦИОННОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ДЛЯ ПЛИС С АРХИТЕКТУРОЙ FPGA

Основные параметры процесса генерации файла конфигурацион-

ной последовательности для проектов, разрабатываемых на базе ПЛИС с архитектурой FPGA, представлены на странице *General Options*.

Значение параметра *Run Design Rules Checker (DRC)* разрешает или запрещает запуск средств контроля базы данных проекта *Design Rules Checker* перед формированием файла конфигурационной последовательности. По умолчанию для этого параметра установлено значение «включено», разрешающее выполнение проверки результирующего файла NCD, созданного на этапе реализации. Дополнительный контроль, осуществляемый средствами *Design Rules Checker* перед генерацией файла конфигурации, позволяет избежать возможных проблем в процессе функционирования проектируемого устройства. Информация о результатах проверки помещается в общий отчет о выполнении этапа (файл *.bgn*) и отдельный отчет, формируемый средствами контроля (файл *.drc*).

Параметр *Create Bit File* используется для управления процессом создания двоичного файла последовательного битового потока (bitstream). Этот файл, имеющий расширение *.bit*, далее может использоваться непосредственно для загрузки в кристалл или применяться в качестве исходного модуля для формирования файла «прошивки» ПЗУ, предназначенного для хранения информации о конфигурации разработанного проекта. Значение «включено», установленное по умолчанию для данного параметра, разрешает создание двоичного файла конфигурационной последовательности.

Значение параметра *Create Binary Configuration File* разрешает или запрещает формирование двоичного

файла, содержащего конфигурационные данные. Этот файл, имеющий расширение *bin*, отличается от файла последовательного битового потока (*bit*) отсутствием заголовка. Значение «выключено», используемое по умолчанию, запрещает создание двоичного файла конфигурационных данных (*bin*).

С помощью параметра *Create ASCII Configuration File* предоставляется возможность создания файла конфигурации проекта в формате *RBT* (*rawbit*). Этот файл имеет текстовый формат (ASCII), в котором конфигурационная последовательность представлена с помощью символов «0» и «1». По умолчанию используется значение «выключено», при котором файл *RBT* не создаётся.

Параметр *Create IEEE 1532 Configuration File* управляет процессом генерации файла (*.isc*), содержащего конфигурационные данные в стандартном формате IEEE 1532. По умолчанию установлено значение «выключено», запрещающее создание файла конфигурационных данных в формате IEEE 1532.

Параметр *Enable BitStream Compression* позволяет включить режим сжатия в процессе генерации конфигурационного битового потока. Следует обратить внимание на то, что активизация этого режима не гарантирует сокращения размера конфигурационной последовательности. Значение «выключено», установленное по умолчанию для данного параметра, запрещает компрессию конфигурационных данных.

Значение параметра *Enable Debugging of Serial Mode BitStream* разрешает или запрещает последующую отладку создаваемой конфигурационной последовательности. Включение отладочной информации приводит к увеличению размера файла конфигурации. Этот параметр следует применять только при использовании ведущего (*master serial*) или подчинённого последовательного (*slave serial*) режима конфигурации ПЛИС. По умолчанию используется значение «выключено», запрещающее включение отладочных кодов в состав конфигурационных данных.

Параметры *Global Clock Delay 0 (Binary String)* – *Global Clock Delay 3 (Binary String)* предоставляют возможность определения дополни-

тельной задержки в соответствующих цепях глобальных тактовых сигналов ПЛИС семейств Spartan-II, Spartan-III, Virtex, QPRO Virtex Rad-Hard, QPRO Virtex Hi-Rel, Virtex-E, QPRO Virtex-E Military. По умолчанию для этих параметров используется значение 11111.

Параметр *Enable Cyclic Redundancy Checking (CRC)* позволяет реализовать контроль конфигурационного битового потока при помощи избыточного циклического кода. По умолчанию используется значение «включено», разрешающее циклический контроль в процессе загрузки конфигурационных данных. При этом для каждого кадра конфигурационной последовательности вычисляется и помещается в конце четырёхбитовое уникальное значение. Этот параметр применяется только при генерации конфигурационного битового потока для проектов, реализуемых на базе кристаллов семейств Spartan-3, Spartan-3 XA, Spartan-3E, Spartan-3E XA, Spartan-3A, Spartan-3AN, Spartan-3A DSP, Virtex-II, QPRO Virtex-II Rad Tolerant, QPRO Virtex-II Military, Virtex-II Pro, Virtex-4 FX, Virtex-4 LX, Virtex-4 SX, QPRO Virtex-4 Rad Tolerant, QPRO Virtex-4 Hi-Rel, Virtex-5 LX, Virtex-5 LXT, Virtex-5 SXT, Virtex-5 FXT.

С помощью параметра *Retry Configuration if CRC Error Occurs* осуществляется управление процессом конфигурирования кристаллов семейства Spartan-3A в случае обнаружения ошибки CRC. Если для данного параметра выбирается значение «включено», то при обнаружении ошибки в процессе загрузки конфигурационной последовательности в кристалл осуществляется сброс ПЛИС (перевод в незапрограммированное состояние). По умолчанию для данного параметра установлено значение «выключено», запрещающее повторное выполнение процесса конфигурирования кристалла при обнаружении ошибки CRC.

С помощью параметра *Other Bitgen Command Line Options* пользователь может задать дополнительные параметры командной строки для средств генерации файла конфигурационной последовательности разрабатываемого устройства. Все необходимые параметры команд-

ной строки указываются с помощью клавиатуры после активизации поля редактирования значения данного параметра.

ОПИСАНИЕ ПАРАМЕТРОВ, ИСПОЛЪЗУЕМЫХ В ПРОЦЕССЕ КОНФИГУРИРОВАНИЯ КРИСТАЛЛОВ С АРХИТЕКТУРОЙ FPGA

Параметры, используемые в процессе конфигурирования кристаллов с архитектурой FPGA, сосредоточены на странице *Configuration Options*.

Значение параметра *Configuration Rate* определяет тактовую частоту процесса загрузки конфигурационной последовательности в кристаллы FPGA семейств Spartan-II, Spartan-III, Spartan-3, Spartan-3 XA, Spartan-3E, Spartan-3E XA, Spartan-3A, Spartan-3AN, Spartan-3A DSP, Virtex, QPRO Virtex Rad-Hard, QPRO Virtex Hi-Rel, Virtex-E, QPRO Virtex-E Military, Virtex-II, QPRO Virtex-II Rad Tolerant, QPRO Virtex-II Military, Virtex-II Pro, Virtex-4 FX, Virtex-4 LX, Virtex-4 SX, QPRO Virtex-4 Rad Tolerant, QPRO Virtex-4 Hi-Rel, Virtex-5 LX, Virtex-5 LXT, Virtex-5 SXT, Virtex-5 FXT.

Микросхемы этих семейств используют внутренний генератор для формирования сигнала синхронизации CCLK, задающего ведущий (*master*) режим процесса конфигурирования. Возможные значения частоты этого сигнала представлены в виде выпадающего списка, выводимого нажатием кнопки, расположенной в правой части поля выбора значения параметра *Configuration Rate*. Содержимое этого списка зависит от семейства ПЛИС, используемого для реализации устройства. По умолчанию для ПЛИС семейств Spartan-3 и Spartan-3 XA частота тактового сигнала процесса загрузки конфигурационной последовательности в кристалл полагается равной 6 МГц, для ПЛИС семейств Spartan-3E и Spartan-3E XA – 1 МГц. При использовании кристаллов семейств Spartan-3A, Spartan-3AN и Spartan-3A DSP это значение составляет 25 МГц. Для ПЛИС других семейств с архитектурой FPGA параметр *Configuration Rate* по умолчанию равен 4 МГц. При выборе значения частоты тактового сигнала, управ-

ляющего процессом загрузки конфигурационной последовательности в ПЛИС, которое отличается от установленного по умолчанию, следует убедиться, что используемые ПЗУ/ППЗУ и кристаллы FPGA допускают данную частоту синхронизации.

С помощью параметра *Configuration CLK (Configuration Pins)* осуществляется управление подключением внутреннего «подтягивающего» резистора к выводу CCLK. Выпадающий список содержит два возможных значения: *Pull Up* и *Float*. Значение *Pull Up*, установленное по умолчанию, предписывает подключение внутреннего высокоомного резистора к выводу CCLK. При выборе значения *Float* внутренний резистор, сопряжённый с выводом CCLK, не активизируется. Параметр *Configuration CLK (Configuration Pins)* недоступен при использовании ПЛИС семейств Spartan-3E, Spartan-3E XA, Spartan-3A, Spartan-3AN и Spartan-3A DSP.

Параметры *Configuration Pin M0*, *Configuration Pin M1*, *Configuration Pin M2* позволяют подключить внутренние высокоомные резисторы (50...100 кОм) к соответствующим выводам ПЛИС M0, M1, M2, которые используются для выбора режима конфигурирования кристалла. Внутренние резисторы определяют режим конфигурирования по умолчанию, когда отсутствуют внешние подключения к указанным контактам кристалла. В выпадающем списке возможных значений представлено три элемента: *Pull Up*, *Pull Down*, *Float*. По умолчанию установлено значение *Pull Up*, при котором к соответствующему выводу ПЛИС подключается внутренний резистор, соединённый с шиной питания. При выборе значения *Pull Down* производится подключение внутреннего резистора, соединённого с общей шиной. Значение *Float* запрещает подключение внутренних резисторов к соответствующему контакту, предназначенному для выбора режима конфигурирования ПЛИС. Если для реализации разрабатываемого устройства выбираются кристаллы семейств Spartan-3E, Spartan-3E XA, Spartan-3A, Spartan-3AN и Spartan-3A DSP, то параметры *Configuration Pin M0*, *Configuration Pin M1*,

Configuration Pin M2 не используются.

Параметр *Configuration Pin Program* управляет подключением внутреннего подтягивающего резистора к выводу *Program*. Выпадающий список возможных значений этого параметра содержит те же варианты, что и для параметра *Configuration CLK (Configuration Pins)*. По умолчанию для параметра *Configuration Pin Program* предлагается значение *Pull Up*, которое соответствует подключению к выводу *Program* внутреннего резистора, соединённого с шиной питания.

Значение параметра *Configuration Pin Done* определяет вид резистора, соединённого с шиной питания, который необходим на выходе *Done*, формирующем сигнал завершения процесса конфигурирования. В выпадающем списке представлены два возможных значения этого параметра: *Pull Up* и *Float*. Значение *Pull Up*, установленное по умолчанию, следует использовать в том случае, если не планируется подключение внешнего резистора к выводу *Done*. При этом аналогичную функцию выполняет соответствующий внутренний резистор, соединённый с шиной питания. При выборе значения *Float*, запрещающего подключение внутреннего резистора к шине питания, необходимо предусмотреть установку аналогичного внешнего резистора, присоединяемого к выводу *Done*.

С помощью параметров *Configuration Pin Init*, *Configuration Pin CS*, *Configuration Pin Din*, *Configuration Pin Busy* и *Configuration Pin RdWr* осуществляется управление подключением внутренних резисторов к соответствующим выводам *Init*, *CS*, *Din*, *Busy* и *RdWr* в ПЛИС семейств Virtex-4 FX, Virtex-4 LX, Virtex-4 SX, QPRO Virtex-4 Rad Tolerant, QPRO Virtex-4 Hi-Rel, Virtex-5 LX, Virtex-5 LXT, Virtex-5 SXT, Virtex-5 FXT. Выпадающие списки возможных значений этих параметров, за исключением *Configuration Pin Init*, содержат три варианта: *Pull Up*, *Float* и *Pull Down*. Для параметра *Configuration Pin Init* доступны только два первых варианта значений. По умолчанию для всех перечисленных параметров предлагается значение *Pull Up*, при котором к соответствующему выводу

ПЛИС подключается внутренний резистор, соединённый с шиной питания.

Параметр *Configuration Pin PowerDown* используется для управления подключением внутреннего резистора, соединённого с шиной питания, к выводу PWRDWN_B в кристаллах семейств Virtex-II, QPRO Virtex-II Rad Tolerant, QPRO Virtex-II Military, Virtex-II Pro. В выпадающем списке представлено два возможных значения: *Pull Up* и *Float*. По умолчанию установлено значение *Pull Up*, предписывающее подключение внутреннего высокоомного резистора к выводу PWRDWN_B. При выборе значения *Float* внутренний резистор, сопряжённый с выводом PWRDWN_B, не активизируется.

С помощью параметров *JTAG Pin TCK*, *JTAG Pin TDI*, *JTAG Pin TDO*, *JTAG Pin TMS* выбирается тип внутреннего резистора, подключаемого к соответствующим выводам порта JTAG-интерфейса ПЛИС. Выпадающий список содержит три возможных значения этого параметра: *Pull Up*, *Pull Down*, *Float*. По умолчанию для всех перечисленных параметров, кроме *JTAG Pin TDO*, установлено значение *Pull Up*, при котором к соответствующему выводу ПЛИС подключается внутренний резистор, соединённый с шиной питания. При выборе значения *Pull Down* производится подключение внутреннего резистора, соединённого с общей шиной. Значение *Float* запрещает подключение внутренних резисторов к соответствующему контакту порта JTAG-интерфейса ПЛИС.

Значение параметра *Unused IOBPin* определяет тип внутреннего резистора, подключаемого к пользовательским выводам ПЛИС, которые не задействованы в проектируемом устройстве. В выпадающем списке возможных значений представлены те же варианты, что и для параметров *JTAG Pin TCK*, *JTAG Pin TDI*, *JTAG Pin TDO*, *JTAG Pin TMS*. При использовании значения *Pull Down*, принятого по умолчанию, производится подключение внутреннего резистора, соединённого с общей шиной, ко всем не задействованным в разрабатываемом устройстве пользовательским выводам кристалла.

Параметр *UserID Code (8 Digit Hexadecimal)* предназначен для ввода пользовательского идентификационного кода USERCODE, который заносится в одноимённый регистр ПЛИС и может быть впоследствии считан по окончании конфигурирования кристалла. С помощью этого кода разработчик может определить, какой проект (или версия проекта) загружен в каждый кристалл FPGA. Код задаётся в виде последовательности из восьми шестнадцатеричных символов. По умолчанию в качестве пользовательского идентификационного номера используется значение 0xFFFFFFF.

Значение параметра *Resets DCM If SHUTDOWN & AGHIGH performed* разрешает или запрещает сброс блоков управления сигналами синхронизации DCM (Digital Clock Manager) при выполнении команд SHUTDOWN и AGHIGH в ПЛИС семейств Spartan-3, Spartan-3E, Spartan-3E XA, Virtex-II, QPRO Virtex-II Rad Tolerant, QPRO Virtex-II Military, Virtex-II Pro. По умолчанию для этого параметра используется зна-

чение «выключено», запрещающее сброс цифровых модулей управления сигналами синхронизации DCM.

С помощью параметра *Disable Bandgap Generator for DCMs to save Power* предоставляется возможность блокировки генератора Bandgap в цифровых модулях управления сигналами синхронизации DCM ПЛИС семейств Virtex-II, QPRO Virtex-II Rad Tolerant, QPRO Virtex-II Military, Virtex-II Pro с целью снижения уровня потребляемой мощности. По умолчанию для данного параметра предлагается значение «выключено», запрещающее блокировку указанного генератора.

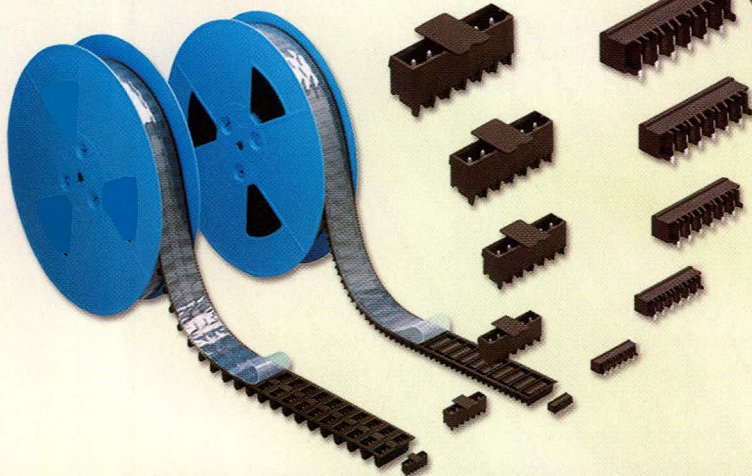
Параметр *DCI Update Mode* позволяет выбрать режим функционирования схемы цифрового управления импедансом DCI (Digitally Controlled Impedance) в устройствах, разрабатываемых на базе кристаллов семейств Spartan-3, Spartan-3 XA, Spartan-3E, Spartan-3E XA, Spartan-3A, Spartan-3AN, Spartan-3A DSP, Virtex-II, QPRO Virtex-II Rad Tolerant, QPRO Virtex-II Military, Virtex-II Pro, Virtex-4 FX, Virtex-4 LX, Virtex-4 SX, QPRO Virtex-4 Rad Tolerant, QPRO Virtex-4

Hi-Rel, Virtex-5 LX, Virtex-5 LXT, Virtex-5 SXT, Virtex-5 FXT. Выпадающий список возможных значений этого параметра содержит три варианта: *Continuous*, *As Required* и *Quiet (Off)*. Значение *Continuous* соответствует режиму непрерывной подстройки импеданса. При выборе варианта *As Required* коррекция импеданса выполняется только в тех случаях, когда это необходимо. Если для параметра *DCI Update Mode* указано значение *Quiet (Off)*, то после начальной подстройки импеданса, соответствующего выбранному стандарту ввода/вывода, последующая корректировка не производится. По умолчанию для рассматриваемого параметра установлено значение *As Required*, за исключением проектов, реализуемых на основе ПЛИС семейств Virtex-II, QPRO Virtex-II Rad Tolerant, QPRO Virtex-II Military. При использовании кристаллов указанных семейств в качестве значения по умолчанию предлагается *Quiet (Off)*.

Следующие параметры доступны только в проектах, выполняемых на базе ПЛИС семейств Virtex-5 LX, Virtex-5 LXT, Virtex-5 SXT, Virtex-5

Клеммы и соединители для печатных плат

WAGO[®]
INNOVATIVE CONNECTIONS



К монтажу
ГОТОВЫ!

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР КОМПАНИИ WAGO В РОССИИ И СТРАНАХ СНГ

PROSOFT[®]

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

FXT. Значение параметра *Retain configuration status register values after reconfiguration* определяет возможность сохранения содержимого регистра состояния конфигурации после завершения процесса реконфигурирования кристалла. По умолчанию данный параметр принимает значение «включено», при котором регистр состояния сохраняет значение из предыдущей конфигурации после выполнения реконфигурирования ПЛИС.

С помощью параметра *Fallback Reconfiguration* определяется возможность использования резервной конфигурационной последовательности в тех случаях, когда загрузка выбранного конфигурационного битового потока в ПЛИС не была успешной. Данный параметр часто применяется в проектах, использующих мультизагрузочный режим конфигурирования кристалла. Выпадающий список возможных значений параметра *Fallback Reconfiguration* содержит два варианта: *Enable* и *Disable*. Значение *Enable*, предлагаемое по умолчанию, разрешает загрузку резервной конфигурационной последовательности. Выбор *Disable* блокирует возможность использования резервной конфигурационной последовательности при аварийном завершении загрузки выбранного конфигурационного битового потока в ПЛИС.

Параметр *SelectMAP Abort Sequence* разрешает или запрещает использование последовательности сигналов, формируемых при выполнении операции *SelectMAP Abort*. По умолчанию данный параметр принимает значение *Enable*, которое предоставляет возможность использования указанной последовательности сигналов. При выборе значения *Disable* последовательность игнорируется.

Значение параметра *BPI Reads Per Page* определяет число считываемых за одно обращение слов данных из параллельной флэш-памяти при использовании страничного режима конфигурирования *BPI (Byte Peripheral Interface) Page Mode*. В выпадающем списке возможных значений этого параметра представлены значения 1, 4 и 8. По умолчанию для параметра *BPI Reads Per Page* установлено значение 1.

Параметр *Cycles for First BPI Page Read* задаёт число периодов тактового сигнала, которое выделяется для чтения первого слова конфигурационных данных из параллельной флэш-памяти в режиме *BPI Page Mode*. Этот параметр доступен, если *BPI Reads Per Page* отличается от 1. Выпадающий список параметра *Cycles for First BPI Page Read* включает четыре возможных значения: 1, 2, 3 и 4; по умолчанию предлагается 1.

Параметр *Power Down Device if Over Safe Temperature* используется для управления отключением питания ПЛИС при выходе значения температуры за пределы допустимого диапазона. По умолчанию для данного параметра предлагается значение «выключено», блокирующее отключение питания в случае превышения допустимого значения температуры кристалла.

ОПИСАНИЕ ПАРАМЕТРОВ, УПРАВЛЯЮЩИХ ФАЗОЙ АКТИВИЗАЦИИ ЛОГИЧЕСКИХ РЕСУРСОВ ПОСЛЕ КОНФИГУРИРОВАНИЯ КРИСТАЛЛОВ С АРХИТЕКТУРОЙ FPGA

Параметры, предназначенные для управления фазой активизации логических ресурсов после конфигурирования кристаллов с архитектурой FPGA, расположены на странице *Startup Options*.

Значение параметра *Start-Up Clock* определяет источник сигнала синхронизации, используемого в процессе фазы активизации логических ресурсов ПЛИС с архитектурой FPGA. Выпадающий список содержит три возможных значения этого параметра: *CCLK*, *User Clock*, *JTAG Clock*. Значение *CCLK*, установленное по умолчанию, назначает в качестве сигнала синхронизации процесса активизации логических ресурсов тактовый сигнал *CCLK*, вырабатываемый внутри кристалла. При выборе варианта *User Clock* тактовым является сигнал, определяемый разработчиком и подключаемый к выводу CLK примитива STARTUP. Значение *JTAG Clock* следует выбирать при загрузке конфигурационной последовательности в режиме периферийного сканирования через порт JTAG-интерфейса.

Параметр *Enable Internal Done Pipe* используется при конфигури-

ровании кристалла в составе последовательной цепочки ПЛИС. При выборе значения «включено» кристалл переводится в состояние *DONE* после перехода сигнала на выводе CFG_DONE (*DONE*) в состояние лог. 1 с задержкой по первому фронту тактового сигнала. По умолчанию для данного параметра установлено значение «выключено», при котором указанная задержка отсутствует.

С помощью параметра *Done (Output Events)* указывается число тактов сигнала синхронизации в процессе активизации логических ресурсов, на которое задерживается формирование сигнала высокого логического уровня на выводе *DONE*. Возможные значения этого параметра представлены в виде выпадающего списка, который включает 1, 2, 3, 4, 5 и 6. По умолчанию используется значение 4, т.е. сигнал на выводе *DONE* переводится в активное состояние с задержкой, равной четырём периодам частоты синхронизации.

Значение параметра *Enable Outputs (Output Events)* определяет задержку формирования разрешающего значения глобального сигнала управления «третьим» состоянием GTS на определённое число тактов синхросигнала. Этот глобальный управляющий сигнал переключает выводы кристалла из высокоимпедансного («третьего») состояния в штатный режим работы. В выпадающем списке возможных значений представлены следующие варианты: 1, 2, 3, 4, 5, 6, *Done* и *Keep*. При выборе значения *Done* сигнал управления «третьим» состоянием принимает разрешающее значение после переключения сигнала *DoneIn* в лог. 1. По умолчанию используется значение 5, соответствующее задержке на такт по отношению к моменту перехода сигнала *Done* в состояние высокого логического уровня.

С помощью параметра *Release Set/Reset (Output Events)* указывается номер такта в процессе активизации логических ресурсов, на котором осуществляется перевод в штатный режим глобальных цепей сигналов сброса и установки (GSR) триггеров и защёлки в кристаллах семейств Spartan-II, Spartan-IIE, Virtex, QPRO Virtex Rad-Hard, QPRO Virtex Hi-Rel, Virtex-E, QPRO Virtex-

E Military. Выпадающий список возможных значений этого параметра включает в себя восемь вариантов: 1, 2, 3, 4, 5, 6, Done и Keep. Если выбирается значение Done, то цепи сигнала сброса и установки (GSR) триггеров и защёлки переводятся в активное состояние после того, как сигнал DoneIn устанавливается в состояние высокого логического уровня. Значение Keep должно указываться только при использовании режима частичной реконфигурации ПЛИС. По умолчанию для параметра Release Set/Reset (Output Events) установлено значение 6.

Параметр Release Write Enable (Output Events) позволяет определить задержку активизации глобального сигнала разрешения записи GWE в регистры и элементы ОЗУ (распределённые и блочные) по отношению к моменту переключения сигнала Done в лог. 1. Выпадающий список содержит следующие возможные значения этого параметра: 1, 2, 3, 4, 5, 6, Done и Keep. При выборе значения Done сигнал разрешения записи переводится в активное состояние после того, как сигнал DoneIn переключается в лог. 1. Вариант Keep используется для сохранения текущего состояния сигнала GWE. Значение 6, принятое по умолчанию, соответствует задержке активизации цепей сигнала GWE на два периода тактовой частоты по отношению к моменту переключения сигнала Done в лог. 1.

С помощью параметра Release DLL (Output Events) задаётся номер такта в процессе активизации логических ресурсов, на котором включается пауза, до момента, когда осуществляется нормальный захват следящей системы схемы автоподстройки задержки DLL. В выпадающем списке представлены следующие возможные значения этого параметра: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, NoWait. Численное значение указывает номер такта сигнала синхронизации, на котором включается пауза ожидания захвата DLL. По умолчанию применяется значение NoWait, соответствующее режиму, при котором пауза ожидания нормального захвата следящей системы DLL не используется.

Параметр Match Cycle позволяет указать момент приостановки цикла активизации логических ресурсов до

захвата схемой цифрового управления импедансом DCI (Digitally Controlled Impedance) контролируемых сигналов (цепей), указанных в файлах ограничений или модулях исходного описания проектов. Эта настройка относится только к ПЛИС семейств Spartan-3, Virtex-II, QPRO Virtex-II Rad Tolerant, QPRO Virtex-II Military, Virtex-II Pro, Virtex-4 FX, Virtex-4 LX, Virtex-4 SX, QPRO Virtex-4 Rad Tolerant, QPRO Virtex-4 Hi-Rel, Virtex-5 LX, Virtex-5 LXT, Virtex-5 SXT, Virtex-5 FXT. Выпадающий список содержит девять возможных значений этого параметра: Auto, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, NoWait. Число указывает номер такта сигнала синхронизации, на котором включается пауза ожидания захвата DCI. Значение NoWait соответствует режиму, при котором отсутствует пауза ожидания захвата схемы цифрового управления импедансом DCI. По умолчанию для параметра Match Cycle предлагается значение Auto, при котором сигнал на выходе Done не переключается в состояние лог. 1 до момента завершения первой фазы захвата DCI.

Значение параметра Drive Done Pin High определяет возможность непосредственного управления установкой сигнала Done в состояние высокого логического уровня. Данная настройка является альтернативой использованию подтягивающего резистора Pull Up, который устанавливается с помощью параметра Configuration Pin Done, представленного на странице Configuration Options. По умолчанию для параметра Drive Done Pin High указано значение «выключено», блокирующее управление установкой сигнала Done в лог. 1.

ОПИСАНИЕ ПАРАМЕТРОВ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В ПРОЦЕССЕ ОБРАТНОГО СЧИТЫВАНИЯ КОНФИГУРАЦИОННЫХ ДАННЫХ ИЗ КРИСТАЛЛОВ С АРХИТЕКТУРОЙ FPGA

Параметры, используемые в процессе обратного считывания конфигурационных данных из кристаллов с архитектурой FPGA, представлены на странице Readback Options.

Параметр Security предназначен для установки защиты конфигурационных данных разрабатываемо-

го устройства, загруженных в кристалл FPGA. В выпадающем списке возможных значений этого параметра представлены три варианта: Enable Readback and Reconfiguration, Disable Readback, Disable Readback and Reconfiguration. Значение Enable Readback and Reconfiguration, предлагаемое по умолчанию, разрешает обратное считывание загруженной конфигурационной последовательности и реконфигурирование кристалла. Выбор варианта Disable Readback запрещает чтение конфигурационных данных из кристалла FPGA. Значение Disable Readback and Reconfiguration устанавливает защиту от считывания конфигурационной последовательности и реконфигурирования кристалла.

Параметр Create Readback Data Files используется для управления созданием файлов данных, необходимых в процессе выполнения обратного считывания конфигурационной последовательности. При разрешающем значении этого параметра создаются четыре файла. Файлы с расширениями RBA и RBB содержат команды обратного считывания конфигурационных данных из кристалла в формате ASCII и двоичном формате соответственно. В файл с расширением RBD записываются считываемые данные в формате ASCII. Файл с расширением MSD содержит информацию о маске в формате ASCII, которая используется в процессе верификации конфигурационных данных. По умолчанию для параметра Create Readback Data Files используется значение «выключено», при котором указанные выше файлы обратного считывания не создаются. При выборе значения «включено» становятся доступными следующие три параметра управления процессом обратного считывания:

- с помощью параметра Allow SelectMAP Pins to Persist блокируется применение выводов ПЛИС, используемых для конфигурирования кристалла в режиме SelectMAP, в качестве пользовательских входов/выходов после завершения процесса активизации кристалла. Эти контакты применяются в процессе обратного считывания и частичного реконфигурирования ПЛИС. По

умолчанию установлено значение «выключено», разрешающее использование указанных выводов кристалла в качестве пользовательских входов/выходов;

- параметр *Create Logic Allocation File* управляет созданием файла размещения логики. Этот текстовый файл в формате ASCII, имеющий расширение *.ll*, позволяет идентифицировать в конфигурационном битовом потоке соответствующие ресурсы кристалла (триггеры, защелки, входы и выходы), используемые в проекте. По умолчанию для данного параметра установлено значение «выключено», запрещающее создание файла размещения логики;
- значение параметра *Create Mask File* разрешает или запрещает создание файла маскирования. Этот файл, имеющий расширение *.msk*, используется при верификации в процессе обратного считывания конфигурационной последовательности для сопоставления позиций соответствующих разрядов данных в конфигурационном битовом потоке. Значение «выключено», установленное по умолчанию, запрещает создание файла маски.

ОПИСАНИЕ ПАРАМЕТРОВ, ПРЕНАЗНАЧЕННЫХ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ПРОЦЕССАМИ ШИФРОВАНИЯ И ДЕШИФРОВАНИЯ СОЗДАВАЕМОЙ КОНФИГУРАЦИОННОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ В КРИСТАЛЛАХ С АРХИТЕКТУРОЙ FPGA

На странице *Encryption options* представлены параметры, предназначенные для управления процессами шифрования и дешифрования создаваемой конфигурационной последовательности для разрабатываемого устройства. Эти параметры относятся только к проектам, реализуемым на базе ПЛИС семейств Virtex-II, QPRO Virtex-II Rad Tolerant, QPRO Virtex-II Military, Virtex-II Pro, Virtex-4 FX, Virtex-4 LX, Virtex-4 SX, QPRO Virtex-4 Rad Tolerant, QPRO Virtex-4 Hi-Rel, Virtex-5 LX, Virtex-5 LXT, Virtex-5 SXT, Virtex-5 FXT, и используются для защиты от копирования конфигурационных данных, загруженных в кристалл. Операции шифрования и дешифрования вы-

полняются в соответствии со стандартами Data Encryption Standard (DES), Triple DES и AES (Advanced Encryption Standard).

Параметр *Encrypt Bitstream* разрешает или запрещает шифрование конфигурационного битового потока. Значение «выключено», используемое по умолчанию, запрещает шифрование конфигурационных данных.

Значения параметров *Key 0 (Hex String) – Key 5 (Hex String)* определяют содержимое ключей, используемых в процессах шифрования и дешифрования конфигурационного битового потока разрабатываемого проекта. Каждый ключ представляет собой последовательность, состоящую из 56 бит данных, задаваемую обычно в шестнадцатеричном формате, например *Key 0: 0x575ca291ff804e*. Кроме того, значение ключа может быть задано в виде текстовой строки (пароля), которая преобразуется программой генерации конфигурационной последовательности в некоторую 56-битную строку. По умолчанию, значения ключей не определены (поле редактирования пусто). При этом средства формирования файла конфигурационной последовательности автоматически выбирают эти значения на основании внутренних алгоритмов.

С помощью параметра *Input Encryption Key File* можно указать название и расположение на диске файла, в котором хранятся данные, определяющие ключи шифрования и дешифрования для конфигурационной последовательности разрабатываемого устройства. Для таких файлов обычно используется расширение *.nky*. Название каталога, включая полный путь доступа, можно ввести с помощью клавиатуры непосредственно в поле редактирования значения этого параметра, которое активизируется щелчком ЛКМ в этом поле. Кроме того, выбрать требуемый каталог можно, используя стандартную панель открытия файла, которая выводится при нажатии кнопки с пиктограммой в виде многоточия («...»), расположенной в правой части поля редактирования.

Параметры *Location of Key 0 in Sequence – Location of Key 5 in Sequence* позволяют установить последовательность использования ключей в случае применения стандарта шифрования

Triple DES. В отличие от методов DES, алгоритмы Triple DES требуют последовательного применения трёх ключей для шифрования и дешифрования. Значение параметра *Location of Key N in Sequence* указывает позицию соответствующего N-го ключа в такой последовательности. Выпадающий список возможных значений этих параметров содержит следующие варианты: *Single Key (S)* – одиночный ключ, *First (F)* – первый, *Middle (M)* – второй (средний), *Last (L)* – последний, *None* – неопределённый. По умолчанию для данных параметров установлено None. Данный параметр недоступен при создании конфигурационной последовательности проектов, реализуемых на базе ПЛИС семейств Virtex-4 FX, Virtex-4 LX, Virtex-4 SX, QPRO Virtex-4 Rad Tolerant, QPRO Virtex-4 Hi-Rel, Virtex-5 LX, Virtex-5 LXT, Virtex-5 SXT, Virtex-5 FXT.

Значение параметра *Starting Key* указывает номер ключа, с которого начинается процесс шифрования или дешифрования конфигурационной последовательности. В выпадающем списке представлены следующие возможные значения этого параметра: *None, 0* и *3*. По умолчанию номер стартового ключа не задан (*None*). Параметр *Starting Key* не используется в проектах, реализуемых на основе ПЛИС семейств Virtex-4 FX, Virtex-4 LX, Virtex-4 SX, QPRO Virtex-4 Rad Tolerant, QPRO Virtex-4 Hi-Rel, Virtex-5 LX, Virtex-5 LXT, Virtex-5 SXT, Virtex-5 FXT.

Параметр *Starting CBC Value (Hex)* предоставляет возможность определения начального блока шифрования CBC (Cipher Block Chaining). Ввод значения этого параметра осуществляется с помощью клавиатуры после активизации соответствующего поля редактирования. По умолчанию значение параметра *Starting CBC Value (Hex)* не определено и назначается средствами генерации файла конфигурационной последовательности автоматически. Данный параметр недоступен при создании конфигурационных битовых потоков для проектов, реализуемых на базе ПЛИС семейств Virtex-4 FX, Virtex-4 LX, Virtex-4 SX, QPRO Virtex-4 Rad Tolerant, QPRO Virtex-4 Hi-Rel, Virtex-5 LX, Virtex-5 LXT, Virtex-5 SXT, Virtex-5 FXT.



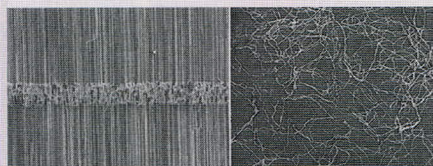
Продолжение следует

Новости мира News of the World Новости мира

Процессор с нанотрубками будет иметь техпроцесс 2 нм

Две независимые группы исследователей опубликовали работы, демонстрирующие прорыв в создании, классификации и организации углеродных нанотрубок для дальнейшего использования их в электронике. Нанотрубки потенциально могут заменить два компонента современных микросхем: проводники и полупроводники, поэтому они пользуются большим вниманием у учёных. Интерес к ним продолжает расти, поскольку текущая технология изготовления чипов начинает упираться в физические ограничения.

Проблема в том, что создание нанотрубок до недавнего времени было непредсказуемым предприятием. Учёные брали все необходимые элементы, выращивали партию трубок и уже затем узнавали, что у них получилось в итоге. У исследователей не было эффективного способа вырастить нанотрубки исключительно с металлическими свойствами или исключительно со свойствами полупроводника. Всё это сделало использование нанотрубок в промышленном масштабе совершенно бессмысленным.



Каждая нанотрубка представляет собой своеобразный лист из связанных между собой атомов углерода, который свёрнут в цилиндр. Каждый такой цилиндр – это одна тонкая молекула, всего один или два нанометра в диаметре. При этом молекулы могут вырасти в длину до нескольких десятков миллиметров, что превышает их ширину в 30 млн. раз. Если представить, что человеческий волос является нанотрубкой, то его длина бы составила 2,4 км. Более того, эти углеродные молекулы показывают большую прочность, поскольку между элементами установлена атомная связь, и необычные электрические свойства: в зависимости от направления скручивания нанотрубки становятся либо проводниками, либо полупроводниками.

Для того чтобы использовать компоненты из нанотрубок в полномасштабном производстве, необходимо встроить их в существующие кремниевые

микросхемы. К сожалению, результат роста нанотрубок на кремниевых подложках непредсказуем. Исследователи решили эту проблему, выращивая нанотрубки на кристаллическом кварце, а затем перенося их на кремний.

Даже если нанотрубки вырастают достаточно прямыми, встаёт проблема направленного создания трубок со свойствами или проводника, или полупроводника. По данным исследователей из Стенфорда и Мельбурна, подбором подложки можно добиться нужного результата. На пластине из аминосалила вырастают почти только полупроводники, а на подложке из ароматических соединений появляются трубки с металлическими свойствами. Этот способ получения нужных нанотрубок более эффективен, чем предыдущие, когда приходилось сортировать нанотрубки с нужными свойствами с помощью электрических или магнитных полей, что неприменимо для промышленного масштаба.

Нанотрубки могут как раз подоспеть к моменту. Существующие технологии подбираются к физическим ограничениям. Самая современная на данный момент технология микросхем располагает элементы на расстоянии 45 нм, технология следующего поколения, известия о которой уже появляются, будет иметь 32 нм. Меньшее расстояние позволяет упаковывать больше компонентов и делает процессоры более производительными. Но эта тенденция упирается в две проблемы – ток утечки и источник света.

Расстояния уменьшаются, поэтому ток утечки и выделение тепла растут пропорционально и становятся всё большей проблемой. С другой стороны, нанотрубки потенциально способны обеспечить технологический процесс с расстояниями в 1...2 нм, что будет очень эффективно. Кроме того, фотолитография, используемая для формирования микросхемы, ограничивается физическим барьером. Компоненты стали так малы, что длина волны света слишком велика, чтобы использовать его.

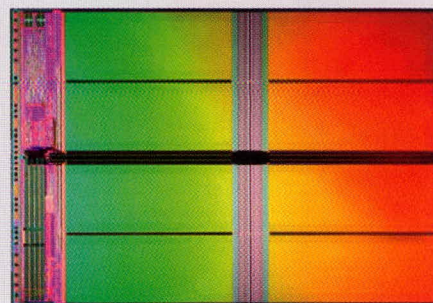
Хотя многие индустриальные исследователи приветствовали известия о разработке более простой технологии выращивания нанотрубок, для появления их в микросхемах требуется некоторое время. Однако использованием в микросхемах применение нанотрубок не ограничивается, Intel проводит исследования на предмет использования основанных на нано-

трубках проводников в межсхемных соединениях и как части системы охлаждения кристалла.

wired.com

Intel и Micron начали выпуск 32-нм флэш-памяти

Компании Intel Corporation и Micron Technologies в официальном порядке сообщили о старте серийного изготовления интегральных микросхем флэш-памяти по 34-нм технологическому процессу. Устройства базируются на многоуровневой архитектуре ячейки NAND-памяти (MLC), причем ёмкость микросхем составляет 32 Гбит. Разработка указанной продукции велась сотрудниками обеих компаний.



Новинки изготавливаются из 300-мм кремниевых пластин, причём площадь микросхемы составляет всего лишь 172 кв. мм, что позволяет использовать их в таких аппаратах, как мобильные телефоны, компактные фотокамеры, музыкальные плееры. Не стоит забывать и о таком классе устройств, как твердотельные накопители, где применение новейших микросхем обещает повышение их вместительности, а переход на более совершенный техпроцесс – снижение цены единицы дискового пространства SSD-накопителей.

В следующем году совместное предприятие Intel и Micron, компания IM Flash Technologies, планирует начать поставки образцов MLC-решений невысокой ёмкости и SLC-микросхем, изготовленных также с применением 34-нм техпроцесса.

Согласно официальному заявлению обеих компаний, разработка 34-нм NAND-микросхем проходит с опережением составленного графика. При этом одна из фабрик, расположенная в Израиле, уже к концу текущего года будет наполовину переведена на выпуск 34-нм продукции – доля соответствующей продукции завода уже к концу текущего года составит около 50% от общего числа изготавливаемых микрочипов.

wired.com

Электромеханические компоненты ведущих мировых производителей

Контакт в любых условиях!

B BULGIN

HARTING People | Power | Partnership

Switchcraft

MENTOR
INNOVATIONS FOR THE FUTURE

Grayhill

OMRON



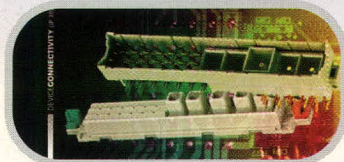
Силовые соединители для жёстких условий эксплуатации



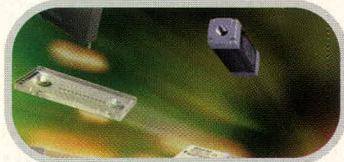
Вандалозащищённые кнопочные переключатели и светодиодные индикаторы



Компоненты для промышленных сетей Ethernet



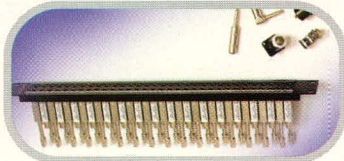
Сигнальные соединители и соединители для специальных приложений



Твердотельные реле



Приборные и регулировочные ручки



Соединители и коммутационные панели для профессионального аудио- и видеоприложений

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР НА ТЕРРИТОРИИ РОССИИ И СТРАН СНГ

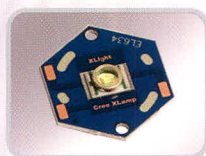
PROSOFT[®]

Телефон: (495) 232-25-22 • E-mail: info@prochip.ru • Web: www.prochip.ru

СВЕТОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПОНЕНТЫ XLight®

КАЧЕСТВО И НАДЕЖНОСТЬ

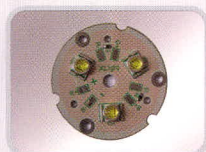
СВЕТОДИОДНЫЕ КЛАСТЕРЫ



Серия XLD-AC1x01-000-01



Серия XLD-AC1x01-000-11



Серия XLD-AC1x03-000-01



Серия XLD-AL1x09-000-01

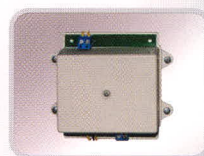


Серия XLD-AL3x03-000-01

Основные характеристики:

- Различные цвета свечения, а также RGB-кластеры
- Возможность использования кластеров в составе светодиодных матриц
- Температура эксплуатации от -40 до +85°C
- Температура хранения от -60 до +125°C
- Номинальный прямой ток 350 мА
- Предусмотрено использование вторичной оптики

СВЕТОДИОДНЫЕ ДРАЙВЕРЫ



XLD-PS-003



XLD-PS-230035AF-10W



XLD-PS-230035AFS-10W



XLD-PS-230035C-10W



XLD-D48-001

Основные характеристики:

- Точность стабилизации рабочего тока $\pm 5\%$
- Высокий КПД (80–90%)
- Широкий температурный диапазон эксплуатации: -20...+60°C, -40...+85°C
- Коррекция коэффициента мощности (модели XLD-PS-230035AF/S-10W)

ЗАКАЖИТЕ НОВЫЙ ПЕЧАТНЫЙ КАТАЛОГ ПРОДУКЦИИ XLIGHT®
«Полупроводниковое освещение. Решения на основе мощных светодиодов»
на сайте www.xlight.ru

ЭКСКЛЮЗИВНЫЙ ПОСТАВЩИК ПРОДУКЦИИ XLIGHT В РОССИИ И СТРАНАХ СНГ

ЭЛЕКТРОНИКА
КОМПОНЕНТЫ • ОБОРУДОВАНИЕ • ТЕХНОЛОГИИ

ChipEXPO - 2009

ОКТАБРЬ 21-23
7-Я МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА
РОССИЯ • МОСКВА • ЭКСПОЦЕНТР

**ВЕДУЩАЯ РОССИЙСКАЯ
ВЫСТАВКА ПРИГЛАШАЕТ!**

СОВМЕСТНЫЙ ПРОЕКТ С «ПРОИЗВОДСТВО ЭЛЕКТРОНИКИ В РОССИИ»

Реклама

ПРИ ПОДДЕРЖКЕ:



Министерство промышленности
и торговли Российской Федерации
Департамент науки и промышленной
политики города Москвы
Московская торгово-промышленная палата
Российская Инженерная Академия

ИНФОРМАЦИОННАЯ
ПОДДЕРЖКА

**КОМПОНЕНТЫ
И ТЕХНОЛОГИИ**
Компоненты и Технологии

ЖУРНАЛ
**CHIP
NEWS**
ИНЖЕНЕРНАЯ
МИКРОЭЛЕКТРОНИКА

ЭЛЕКТРОНИКА
ЭЛЕКТРОНИКА

ИЗДАТЕЛЬСКИЙ ДОМ
ЭЛЕКТРОНИКА

www.chipexpo.ru