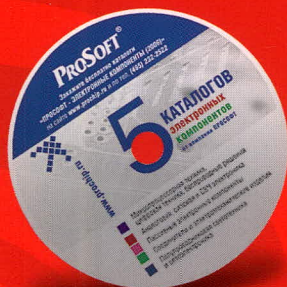


# СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

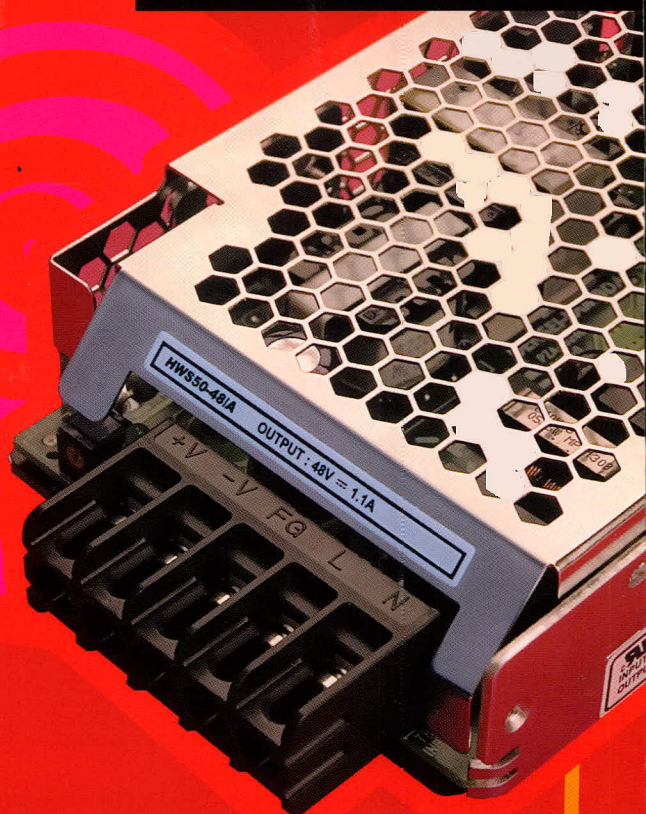
8  
2006

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

Силовая электроника  
и источники питания



Компакт-диск компании  
**PROSOFT**





# 5

## КАТАЛОГОВ электронных компонентов

от компании ПРОСОФТ



- Микропроцессорная техника  
Цифровая техника  
Беспроводные решения
- Аналоговая, силовая и СВЧ электроника
- Пассивные электронные компоненты
- Соединители и электромеханические изделия
- Полупроводниковая светотехника и оптоэлектроника

Закажите бесплатно  
каталоги «ПРОСОФТ -  
ЭЛЕКТРОННЫЕ  
КОМПОНЕНТЫ (2006)»  
на сайте [www.prochip.ru](http://www.prochip.ru)  
и по тел. (495) 232-2522

**PROSOFT**®

**Главный редактор**

Александр Майстренко

**Зам. главного редактора**

Татьяна Крюк

**Научные редакторы**

Роберт Алексанян, Александр Масякин

**Дизайн и верстка**

Татьяна Крюк, Александр Либков,  
Дмитрий Юсим

**Web-мастер**

Дмитрий Романчук

**Служба распространения**

Ирина Самохина (circul@soel.ru)

**Служба рекламы**

Татьяна Кравченко (advert@soel.ru)

**Издательство «СТА-ПРЕСС»**

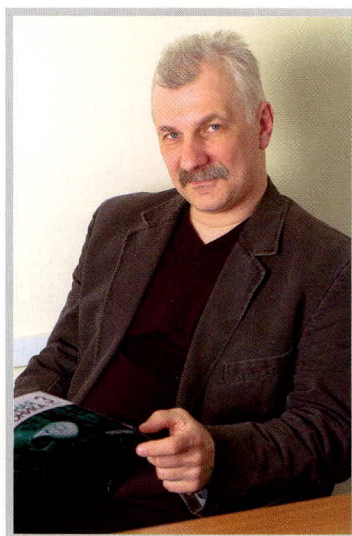
Директор Константин Седов  
Почтовый адрес: 119313, Москва, а/я 26  
Телефон: (495) 232-0087  
Факс: (495) 232-1653  
Сайт: www.soel.ru  
E-mail: info@soel.ru

Тираж 15 000 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:  
Полиграфический комплекс  
«Пушкинская площадь»  
www.pkpp.ru

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, 2006

Для дизайна обложки были использованы материалы  
сайта www.semikron.co



## Уважаемые читатели!

Этот номер журнала посвящён силовой электронике и источникам питания.

Силовая электроника – это одна из наиболее динамично развивающихся отраслей, она обеспечивает до 50% всего оборота изделий электроники на отечественном рынке. Основными потребителями изделий силовой электроники являются топливно-энергетический комплекс, промышленность, транспорт, жилищно-коммунальное хозяйство и многие другие сферы экономики. Без силовой электроники невозможно существование таких стратегически важных и наукоёмких направлений, как атомная, аэрокосмическая и оборонная промышленность.

Непрерывно растущий спрос рынка на компоненты силовой электроники обусловлен, прежде всего, необходимостью в энерго-сберегающих технологиях. Увы, разница между потребностями в электроэнергии и возможностями её производства сокращается. Более двух третей вырабатываемой электроэнергии потребляется в преобразованном виде: на постоянном токе или с изменением частоты, амплитуды и формы напряжения. К сожалению, в настоящее время российская экономика несёт огромные потери электроэнергии, обусловленные отсталыми способами её преобразования в большинстве областей народного хозяйства.

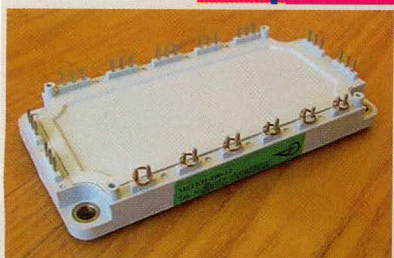
Преобразование электроэнергии невозможно без таких мощных полупроводниковых компонентов, как диоды, тиристоры, MOSFET- и IGBT-транзисторы. Ведущие разработчики силовых компонентов и устройств на их основе стараются добиться не только минимальных потерь мощности и высокой надёжности своих изделий, но и их минимальной стоимости. К примеру, всё более активно используется такое перспективное соединение, как карбид кремния, позволяющее получать высоконадёжные компоненты с непревзойдёнными электрическими параметрами.

Силовая электроника является той областью, где реальную конкуренцию западным фирмам могут составить российские разработчики и производители. Наш журнал не только желает им успеха, но и старается помочь своей деятельностью.

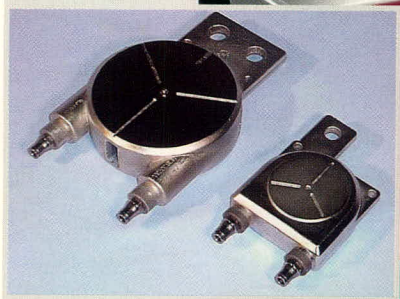
*С наилучшими пожеланиями,  
Александр Майстренко*

# Содержание

8  
2006



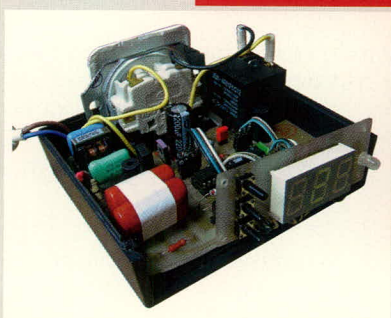
стр. 22



стр. 42

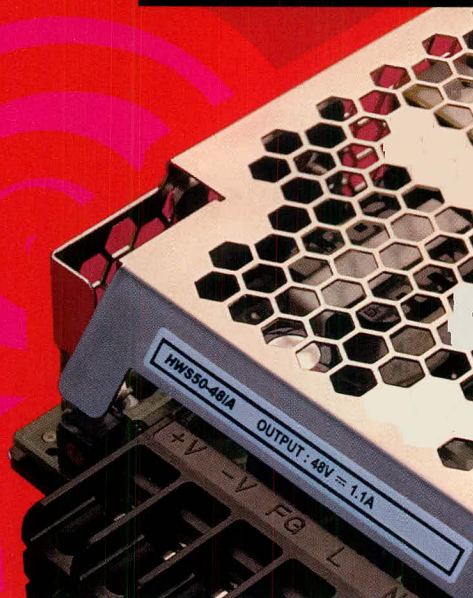


стр. 52



стр. 54

Силовая электроника  
и источники питания



## Рынок

4 Новости российского рынка

## Компоненты

- 10 Сравнительные характеристики герметичных щелочных аккумуляторов для электропитания портативной аппаратуры  
*Алевтина Таганова*
- 14 О замене маломощных высоковольтных диодов фирмы Philips  
*Александр Кратько*
- 22 Современные российские силовые модули  
*Владимир Пастухов*
- 24 Микроконтроллеры семейства LPC2000 (ARM7TDMI-S) от Philips – ещё один шаг к идеальной платформе для встраиваемых приложений (часть 2)  
*Павел Редькин*
- 32 Микроконтроллеры ColdFire от Freescale Semiconductor – новый импульс развития (часть 2)  
*Татьяна Ремизевич*

## Схемные решения

- 36 Поиск «идеальных» решений в силовой электронике: от постановки задачи до реализации проекта  
*Василий Боровиков, Юрий Красников*

## Узлы и модули

- 42 Особенности механического сжатия силовых прижимных полупроводниковых приборов  
*Алексей Чекмарёв*
- 46 Разработка интегрированных силовых модулей и их применение в источниках вторичного электропитания  
*Саркис Эраносян, Владимир Ланцов*
- 52 Обзор новинок компании Mean Well  
*Кирилл Иванов*

## Приборы

- 54 Микроконтроллеры AVR в устройстве защиты аппаратуры от аномального напряжения сети 220 В  
*Роман Булышев*

## Проектирование и моделирование

- 58 Измерение индуктивности рассеяния в трансформаторах импульсных преобразователей с помощью LRC-метра  
*Дмитрий Бердников*
- 62 Моделирование управления по току в импульсных источниках питания  
*Рэй Ридли*

## Программирование

- 68 Практикум программиста USB-устройств. Часть 4. Разработка программатора МК P89LPC9xx (окончание)  
*Дмитрий Чекунов*
- 74 Средства проектирования встраиваемых микропроцессорных систем, реализуемых на основе ПЛИС фирмы Xilinx (часть 2)  
*Валерий Зотов*

## События

- 78 «РАДЭЛ» и «Автоматизация» в Петербурге. Здесь собираются лучшие!

## Компоненты

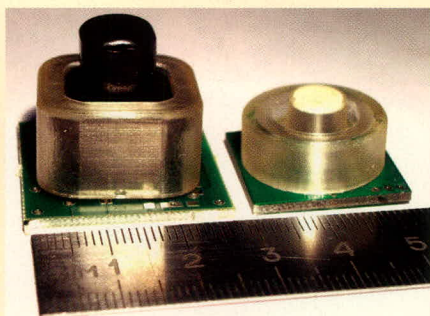
**Матричные сенсоры с алгоритмом определения координат**

Российская компания «Unique Ics» совместно с полупроводниковой фабрикой «1st Silicon» анонсировали микросхемы-фотоприёмники со встроенным алгоритмом определения координат световых объектов, что позволяет использовать их в различных бесконтактных манипуляторах (джойстиках), системах определения угла поворота, наведения и центрирования. Микрочипы имеют аналоговый и цифровой видеовыходы, интерфейс выдачи координат.

Благодаря миниатюрным размерам кристаллов (6 мм<sup>2</sup>) и низкому энергопотреблению оптические модули на их основе могут встраиваться в мобильные телефоны, КПК, технику с батарейным питанием.

Технические параметры:

- напряжение питания: 3,3 В;
- ток потребления: 12 мА;
- тактовая частота: 24 МГц;
- частота кадров: 323 кадра/с;
- разрядность внутреннего АЦП: 10 бит;
- отношение сигнал-шум: 60 дБ;
- формат матрицы: 128 × 128;
- диапазон рабочих температур: -40...+125°C.

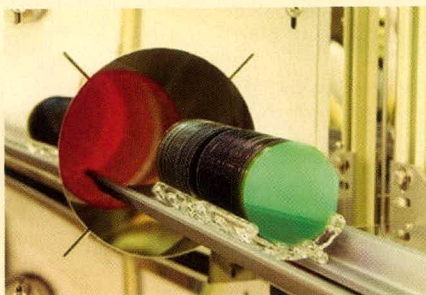


Также стоит отметить программируемость ядра, позволяющую настроить работу чипа под конкретные внешние условия (яркость светового объекта, фоновый шум); возможность определения площади захваченного объекта, совместимость с интерфейсными контроллерами, низкую стоимость.

[www.uniqueics.com](http://www.uniqueics.com)  
Тел. (495) 535-0981

**SiC-диоды Шоттки 600 В, 50 А от компании Cree**

Компания Cree начала серийное производство высоковольтных SiC-диодов Шоттки напряжением 600 В с током 50 А.



На сегодняшний день это одни из самых мощных в промышленности серийно выпускаемых чипов карбид-кремниевых полупроводниковых приборов. Серийное производство чипов больших размеров стало возможным благодаря использованию пластин диаметром 100 мм с минимальным количеством дефектов – менее 5 см<sup>-2</sup>.

Как известно, применение SiC-диодов Шоттки позволяет снизить потери в источниках электропитания до 30...40%, в корректорах коэффициента мощности – до 60%, а также увеличить рабочие частоты преобразователей, уменьшив габариты и массу готовых изделий. Благодаря положительному температурному коэффициенту прямого падения напряжения, диоды можно включать параллельно без дополнительных токовыравнивающих цепей, что позволяет создавать модули высоковольтных диодов Шоттки на токи до нескольких сотен ампер.

Использование новых чипов открывает возможности для создания высоковольтных IGBT-модулей с антипараллельными диодами Шоттки для мощной преобразовательной техники. Российские предприятия – производители силовых полупроводниковых приборов – могут заказать эти чипы в компании ПРОСОФТ, являющейся официальным дистрибьютором Cree.

[www.cree.ru](http://www.cree.ru),  
[www.prochip.ru](http://www.prochip.ru)  
Тел. (495) 232-2522

**Новый понижающий преобразователь MP2360 в миниатюрном корпусе QFN8 от компании MPS**

Компания Monolithic Power Systems дополнила линейку понижающих DC/DC-преобразователей новым продуктом – MP2360 в миниатюрном корпусе QFN8 размерами 2 × 2 мм, предназначенным для поверхностного монтажа. В настоящее время MP2360 обеспечивает рекорд-

ную плотность мощности в единице объема корпуса.

MP2360 – это несинхронный понижающий преобразователь на частоте 1,4 МГц со встроенными MOSFET-транзисторами. Новая микросхема обеспечивает ток нагрузки до 1,8 А при входном напряжении от 4,5 до 24 В с типовым КПД 90%. Выходное напряжение MP2360 регулируется от 0,8 до 15 В.

Понижающий преобразователь MP2360 может быть использован в системах распределённого питания, на входе линейных стабилизаторов для предварительной регулировки напряжения, в зарядных устройствах аккумуляторов, в широкополосном коммуникационном оборудовании и др.

Основные преимущества микросхемы MP2360: сверхминиатюрный корпус, изоляция нагрузки в режиме электронного отключения, низкое напряжение обратной связи – всего 0,8 В.

Микросхема выполнена в промышленном температурном диапазоне эксплуатации -40...+85 С.

Образцы понижающего DC/DC-преобразователя MP2360 будут доступны в IV квартале 2006 г. в компании ПРОСОФТ.

[www.prochip.ru](http://www.prochip.ru)  
Тел. (495) 232-2522

**Новый миниатюрный датчик тока на эффекте Холла от Allegro Microsystems**

Компания Allegro Microsystems анонсировала новый датчик тока на эффекте Холла – ACS706. Компонент выполнен в компактном корпусе SOIC-8 и полностью совместим с предыдущим ACS704, но имеет больший диапазон измерения (до 20 А) и удвоенное пробивное напряжение изоляции (1600 В).

Технические характеристики:

- корпус: SOIC-8;
- измеряемый диапазон: 0...5 А (ACS706ELC-05C) и 0...20 А (ACS706ELC-20A);
- сопротивление измерительной индуктивности: 1,5 мкОм;
- минимальное напряжение изоляции между выводами 1 – 4 и 5 – 8: 1600 В;
- однополярное питание: 5 В;
- полоса пропускания: 50 кГц;
- линейная зависимость выходного напряжения от измеряемого тока;

## Новости российского рынка

- крайне стабильное значение напряжения «виртуального нуля»;
- магнитный гистерезис, близкий к нулю;
- выходное напряжение пропорционально напряжению питания.

[www.prochip.ru](http://www.prochip.ru)  
Тел. (495) 232-2522

### Контроллер управления электродвигателями от Allegro

Корпорация Allegro MicroSystems анонсировала новый контроллер управления электродвигателями. Новое устройство обеспечивает защиту от высоких токов, синхронное детектирование, запатентованные режимы среднего, быстрого и медленного снижения тока, а также DMOP-выходы с низким сопротивлением в открытом состоянии.

A3992 разработан для широтно-импульсной модуляции в биполярных электродвигателях с малой угловой дискретностью и поддерживает силу выходного тока до 1,5 А при рабочем напряжении 50 В. Внутренняя ШИМ-схема может настраиваться через последовательный интерфейс для установления медленного, среднего и быстрого режимов понижения тока.

Желаемое значение силы тока устанавливается при помощи последовательного порта с двумя шестиразрядными цифро-аналоговыми преобразователями. Шесть разрядов позволяют максимально эффективно управлять вращающим моментом.

Схема синхронного детектирования позволяет току нагрузки течь через DMOP-выход во время понижения тока. Эта функция устраняет необходимость использования внешних фиксирующих диодов, что снижает себестоимость, уменьшает рассеиваемую мощность и габариты.

A3992 будет выпускаться в корпусах eTSSOP (суффикс «LP») и DIP (суффикс «B»).

[www.prochip.ru](http://www.prochip.ru)  
Тел. (495) 232-2522

### Усилитель от Linear потребляет всего 1 мкА

Операционные усилители LT6003, LT6004 и LT6005 корпорации Linear Technology создают выходной сигнал с размахом, равным напряжению питания, и потребляют при работе менее 1 мкА.

Усилители семейства LT6003 работают при напряжениях от 1,6 до 16 В и выпускаются в корпусах DFN с габаритами 2 × 2 мм, что делает их пригодными для использования в портативной электронике. Максимальное входное напряжение смещения при температуре 25°C составляет 500 мкВ, а максимальное отклонение 5 мкВ/°C. Согласно пресс-релизу, благодаря перечисленным свойствам, эти устройства являются самыми точными и компактными среди аналогов.

Новые усилители используют уникальную технологию, гарантирующую стабильную работу при малых мощностях во всех режимах, включая пуск.

Усилители выпускаются в корпусах DFN как с выводами, так и без. Усилитель LT6003 может иметь также корпус типа ThinSOT. Сдвоенная модель LT6004 выпускается в корпусах DFN и MSOP с габаритами 3 × 3 мм, а счетверенная LT6005 – в корпусах DFN и TSSOP с габаритами 5 × 3 мм. По диапазону рабочих температур они предназначены для применения в бытовой технике, промышленном оборудовании и транспортных средствах.

[www.prochip.ru](http://www.prochip.ru)  
Тел. (495) 232-2522

### Повышающий преобразователь с отключаемым выходом и встроенной Soft-Start-функцией

Компания Linear Technology представляет LTC3526 – синхронный повышающий преобразователь в токовом режиме с частотой 1 МГц, отключаемым выходом и встроенной Soft-Start-функцией. Чип содержит ключ на 500 мА и способен выдавать при входном напряжении в диапазоне 0,85...4,4 В выходные напряжения до 5 В. При работе от щелочного элемента напряжением 3,3 В чип выдаёт установившийся ток до 100 мА. Архитектура синхронного выпрямителя обеспечивает, по данным производителя, КПД до 94%, а работа в так называемом Burst-режиме снижает ток покоя до 9 мкА.

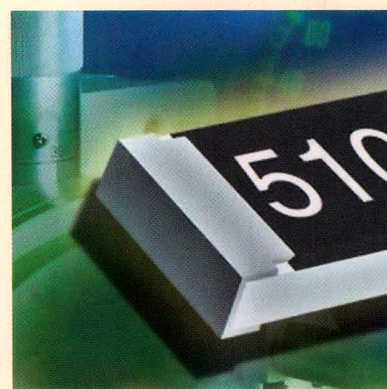
LTC3526 содержит интегрированные переключающие транзисторы с RDS(ON), равным 0,4 Ом (n-канальный) и 0,6 Ом (p-канальный). Чип позволяет полностью отключать выход в режиме Shutdown. Кроме того, он ограничивает пусковой ток и обеспечивает Anti-

ringing-регулирование, защиту от короткого замыкания, Soft-Start-функцию и защиту от перегрева. Для приложений, требующих максимального снижения шумов, имеется версия LTC3526B с незадействованным Burst-режимом. Версия LTC3526B работает при всех выходных токах в непрерывном режиме. Благодаря этому минимизируются шумы коммутации, что при определенных обстоятельствах может мешать работе чувствительных схем. Оба чипа LTC3526EDC и LTC3526BEDC поставляются в 6-контактном корпусе DFN.

[www.prochip.ru](http://www.prochip.ru)  
Тел. (495) 232-2522

### Тонкослойные Flat-Chip-резисторы

Фирма Vishay представляет семейство TNPW e3 тонкослойных Flat-Chip-резисторов семи различных стандартных размеров. Они обеспечивают стабильность в процессе службы с полной нагрузкой  $\pm 0,05\%$  и чувствительность к влажности  $\pm 0,25\%$  после хранения при 85°C и относительной влажности 85% в течение 56 дней. Сопротивления протестированы в течение 1000 ч при полной нагрузке при 200°C и показали после этого отклонение от номинала сопротив-



ления максимум  $\pm 0,25\%$ . Корпуса резисторов имеют типоразмеры от 0402 до 2512. Элементы могут поставляться с допусками вплоть до  $\pm 0,1\%$  и температурными коэффициентами от  $\pm 50$  ppm/K до  $\pm 10$  ppm/K. Стандартный диапазон сопротивлений от 10 Ом до 8,87 МОм. Они соответствуют требованиям RoHS и имеют оцинкованные выводы, благодаря чему могут подвергаться пайке как со свинцом, так и без свинца.

[www.prochip.ru](http://www.prochip.ru)  
Тел. (495) 232-2522

# Новости российского рынка

## Узлы и модули

### Новые низкопрофильные источники электропитания AC/DC для монтажа на DIN-рейку

Новые низкопрофильные (56 мм) источники питания (ИП) серии DSP разработаны фирмой Lambda для установки в невысокие шкафы на DIN-рейки, применяемые обычно в системах автоматизации зданий и системах безопасности. Предлагаемые модули ИП имеют выходные мощности от 7,5 до 100 Вт.

Одноканальные ИП серии DSP доступны с рядом выходных напряжений 5, 12, 15 и 24 В. Допуск на точность установки номинала напряжения составляет  $\pm 1\%$  при изменении нагрузки от холостого хода до полной нагрузки, а пульсации выходного напряжения ниже 50 мВ. Возможна подстройка выходного напряжения в небольшом диапазоне для компенсации падения напряжения на длинных соединительных проводниках. Встроены комплексная защита от перегрузки по току и перенапряжению, а светодиодные индикаторы предоставляют визуальную информацию о текущем состоянии выходного напряжения.

Все модели характеризуются универсальным входом, что позволяет работать им в диапазоне входных напряжений от 90 до 264 В переменного тока (пределы изменения частоты питающей сети от 47 до 63 Гц) и сети постоянного тока с пределами изменения питающей сети от 120 до 370 В. Модули способны работать с полной нагрузкой в диапазоне внешних температур  $-25...+61^\circ\text{C}$  без необходимости принудительного обдува. Возможна также работа при температурах до  $71^\circ\text{C}$  при условии понижения мощности нагрузки.

Источники питания выполнены с применением передовых технологий проектирования на основе высокочастотных преобразователей, которые обеспечивают высокие энергетические показатели с

минимальными гармоническими токами на входе. Новые источники электропитания серии DSP для автоматизации зданий соответствуют требованиям международных стандартов безопасности, включая IEC60950-1, UL508, ГОСТ Р 50377-92. По защите от поражения электрическим током они относятся к оборудованию класса II (применяется двойная изоляция).

[www.prosoft.ru](http://www.prosoft.ru)  
Тел. (495) 234-0636

### DC/DC-преобразователи на основе COTS-компонентов для применения в военном и авиационном оборудовании

Фирма XP Power начала поставки DC/DC-преобразователей серии MTC с выходными мощностями от 4 до 35 Вт, разработанных строго в стандартах военной и авиационной техники. Модули серии MTC выполнены на основе имеющихся в продаже COTS-компонентов с выходными мощностями 5, 15 и 35 Вт. Они обеспечивают значительное снижение себестоимости по сравнению с традиционными источниками питания в военном исполнении. Модули преобразователей соответствуют требованиям стандарта MIL-STD-810F (Military Standard, Environmental Test Methods and Engineering Guidelines) по устойчивости аппаратуры к воздействию температуры, вибрации, ударных нагрузок, соляного (морского) тумана и других внешних факторов, связанных с военными применениями.

Номинальное значение входного напряжения электропитания 28 В, диапазон напряжения питающей сети 15,5...40 В. Модули серии MTC способны функционировать при импульсных напряжениях с амплитудой 10 В длительностью 10 с и до 50 В длительностью 1 с в соответствии с требованиями стандарта MIL-STD 704B-F. Помехоустойчивость соответствует требованиям стандартов MIL-STD 1275A/B и MIL-STD 704A при использовании дополнительного фильтра. Показатели по кондуктивным электромагнитным помехам соответствуют требованиям стандарта MIL-STD 461E с установленным фильтром.

Одноканальные исполнения доступны со значениями выходных напряжений 3,3;



5; 12; 15 и 28 В. Конструкция модулей серии MTC минимизирует применение дополнительных внешних схем. Набор сервисных функций включает вход внешнего включения/выключения, возможность синхронизации от внешнего источника частотного сигнала, установку выходного напряжения резистором или внешним напряжением, сигнал о перегреве для 35-ваттных моделей, защиту от перенапряжения и защиту от перегрузки по току. Этот обширный набор функций уменьшает общую стоимость системных затрат. У других маломощных DC/DC-преобразователей такой набор функций не используется.

Конструкция модулей выполнена в виде штампованного алюминиевого корпуса. Рёбра радиатора отводят тепло конвекцией, а основание платы эффективно отводит тепло кондукцией. Модуль преобразователя снабжён крепёжными отверстиями для его фиксации и монтажа на плату, для улучшения отвода тепла кондукцией и для улучшения показателей устойчивости к воздействию вибрации и ударов.

В основе структуры – однотактный прямоходовой преобразователь с синхронным выпрямлением в выходном каскаде для максимизации КПД. Номинальная частота преобразования 450 кГц обеспечивает оптимальное соотношение КПД, удельной мощности и ЭМС. Силовой преобразователь и функции управления выполнены на отдельных платах для экономии пространства и максимизации удельной мощности. Диапазон рабочих температур  $-40...100^\circ\text{C}$  (основание корпу-



## Новости российского рынка

са), по заказу доступны исполнения с рабочей температурой от  $-55^{\circ}\text{C}$ .

Дополнительный помехоподавляющий фильтр MTF с мощностью 50 Вт выполняет функцию защиты от импульсов напряжения. Он обеспечивает соответствие требованиям промышленных стандартов по ЭМС и устойчивости к воздействию внешних помех.

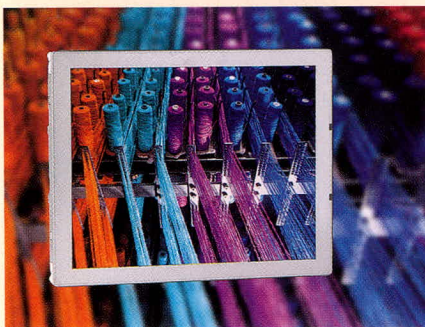
[www.prosoft.ru](http://www.prosoft.ru)

Тел. (495) 234-0636

### 7,5-дюймовый ЖК-дисплей семейства Strong 2 от фирмы Sharp – для ответственных применений!

Компания Sharp Microelectronics Europe расширила семейство ЖК-дисплеев Strong 2 новой прочной среднеформатной 7,5-дюймовой моделью LQ075V3DG01. Эта модель характеризуется высоким качеством изображения, расширенным диапазоном рабочих температур и низким энергопотреблением. Она устойчива к воздействию интенсивной внешней засветки. Модель расширяет серию дисплеев, предназначенных для работы в жестких условиях эксплуатации. Этот дисплей разработан для мобильных применений в промышленном секторе, в портативном измерительном оборудовании или портативной медицинской аппаратуре.

Новая модель ЖК-дисплея семейства Strong 2 обеспечивает превосходную четкость изображения даже при недоста-



точном внешнем освещении – особенно важное преимущество для применения в переносной аппаратуре. ЖК-дисплей также отвечает наивысшим требованиям к аппаратуре, предназначенной для наружных применений, так как характеризуется коэффициентом собственного контраста 600 : 1, яркостью свечения 400 кд/м<sup>2</sup> и количеством воспроизводимых цветов 260 000. Дисплей имеет низкий показатель потребляемой мощности.

ЖК-модули семейства Strong 2 значительно превосходят обычные дисплеи по устойчивости к изменениям температуры и воздействию ударных нагрузок и вибрации. В рабочем режиме и при хранении дисплейные модули способны выдерживать воздействие температур в диапазоне  $-30...+80^{\circ}\text{C}$  благодаря усовершенствованным поляризаторам и цветовым фильтрам. Эта характеристика особенно важна для наружного применения и в промышленности. Новая конструкция корпуса и применение новых материалов обеспечивают амортизацию вибрационных воздействий, что намного повышает надежность дисплея.

Система задней подсветки имеет ресурс с 50 000 часов. При необходимости система задней подсветки может быть легко заменена.

В будущем планируется к выпуску 7,5-дюймовая модель ЖК-дисплея Strong 2 с графическим форматом SVGA и интерфейсом LVDS. Унифицированный корпус обеспечит высокий уровень механической совместимости. Это обеспечит сокращение времени и затрат на модернизацию аппаратуры.

Образцы LQ075V3DG01 доступны по запросу через торговые представительства фирмы Sharp. Начало серийного производства намечено на второй квартал 2007 г.

Технические характеристики LQ075V3DG01:

- размер диагонали: 19 см (7,5 дюйма);
- графический формат: VGA;
- количество полноцветных элементов изображения (пикселей): 640 × 480;
- размер пиксела: 0,237 × 0,237 мм;
- габариты: 184 × 139,8 × 12,7 мм;
- контрастное отношение: 600 : 1;
- количество воспроизводимых цветов: 260 000 (6 бит);
- диапазон рабочих температур (в т.ч. хранения):  $-30...+80^{\circ}\text{C}$ ;
- углы наблюдения по горизонтали/вертикали: 140°/110°;
- ресурс ламп системы задней подсветки: 50 000 ч;
- интерфейс: КМОП (6 бит/RGB).

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

Тел. (495) 234-0636

## Приборы

### Преобразователи напряжения и частоты

Преобразователи напряжения и частоты с выходным напряжением синусоидальной формы разработаны и выпускаются ООО «АКТОР» г. Москва. Преобразователи предназначены для организации рабочих мест по регулировке и настройке изделий авиационной техники, обеспечения питания бытовых приборов на борту воздушных судов и др.



Для организации рабочих мест по регулировке и настройке изделий авиационной техники удобно использовать преобразователи напряжения, разработанные и производимые ООО «АКТОР», г. Москва.

Преобразователь представляет собой компактный электронный прибор весом около 8 кг и размерами 380 × 215 × 125 мм, мощность преобразователей 1 кВт и 3 кВт. Входное напряжение 220/380 В, 1/3 фазы, 50 Гц, выходное напряжение 115/200 В, 400 Гц, 1/3 фазы.

Для питания приборов, предназначенных для сети 220 В, 50 Гц на борту воздушных судов, выпускаются преобразователи напряжения авиационной сети 115 В, 400 Гц в бытовую сеть 220 В, 50 Гц.

Электрические параметры преобразователей удовлетворяют ГОСТ 19705 «Си-

стемы электроснабжения самолетов и вертолетов». В преобразователях предусмотрена возможность регулирования выходного напряжения и частоты. Преобразователи имеют гальваническую развязку входного и выходного напряжения, защиту от перегрузки, короткого замыкания и перегрева. Возможно изготовление преобразователей с любой формой выходного напряжения и частотой от 10 до 2500 Гц.

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

info@aktor.ru

### «ДИАТЕСТ» – прибор для проверки кардиографов

ЗАО «Руднев-Шилев» приступило к серийному производству функционального генератора «ДИАТЕСТ». Он предназначен для формирования прецизионных

## Новости российского рынка



калибровочных сигналов для первичной и периодической поверки одноканальных и многоканальных электрокардиографов отечественного и зарубежного производства.

«ДИАТЕСТ» является электронным устройством, формирующим весь набор сигналов в соответствии с методикой Р50.2.009-2001 «Электрокардиографы, электрокардиоскопы и электрокардиоанализаторы. Методика поверки». Это сигналы прямоугольной и синусоидальной формы в диапазоне инфранизких и низких частот, постоянного напряжения, а также набор сигналов: ЭКГ, ЧСС1, ЧСС2, ЧСС3, ЧСС4 и ряд дополнительных сигналов. Прибор также обеспечивает три режима работы: режим формирования калибровочных сигналов для поверки электрокардиографов с визуализацией формы генерируемого сигнала, режим формирования калибровочных сигналов для поверки электрокардиографов с описанием пунктов поверки по методике Р50.2.009-2001 и дополнительный режим.

Десять выходных гнезд генератора соответствуют отводящим электродам элек-

трокардиографа и удобно расположены в торцевой части прибора, обеспечивая свободное и качественное подключение с поверяемым кардиографом.

В основе формирования сигнала генератора «ДИАТЕСТ» лежит прецизионное цифро-аналоговое преобразование кодового образа, находящегося в постоянной памяти микроконтроллера.

Графический индикатор, кнопочная клавиатура, а также несколько режимов работы позволяют легко и просто проводить качественную поверку электрокардиографов как отечественных, так и импортных производителей. Незначительное потребление энергии от внутреннего батарейного источника позволяют автономно эксплуатировать прибор продолжительное время.

Прибор занесён в Госреестр средств измерений Российской Федерации. Сертификат об утверждении типа средств измерений RU.C.35.010A № 23540.

[www.rudshel.ru](http://www.rudshel.ru)  
тел. (495) 787-6368

### Измерители напряжения и мощности СВЧ компании Boonton

Вольтметры представлены двумя сериями: 92EA – с аналоговой индикацией и 9230 – с цифровой индикацией. Усилители и измерители постоянного напряжения



на выходе ВЧ пробника в индикаторных блоках выполнены одинаково и имеют погрешность 0,1%.

Динамический диапазон ВЧ пробника от 200 мкВ до 3 В. Измерительный накопчик обеспечивает подключение к пробнику различных насадок (проходной нагрузки, делителя, измерительного тройника и др.). Измерения можно проводить непосредственно на точечном контакте. Погрешность измерения 1...2% в диапазоне частот от 10 кГц до 100 МГц и 3...4% в диапазоне частот до 1 ГГц.

Измерители мощности серии 4230 компании Boonton используют цифровой индикаторный блок и два типа коаксиальных измерительных преобразователей в диапазоне частот до 40 ГГц: термоэлектрические и диодные. Термоэлектрические преобразователи обеспечивают высокую долговременную стабильность, линейность и измерения мощности TrueRMS, динамический диапазон около 40 дБ. Диодные преобразователи обеспечивают высокую чувствительность (до 100 пВт) и динамический диапазон 90 дБ. Погрешность определения калибровочных коэффициентов составляет 1...6% в зависимости от частоты при КСВН преобразователей 1,15...1,65.

[www.prist.ru](http://www.prist.ru)  
Тел. (495) 777-5591

## Программное обеспечение

### Freescall и Wind River анонсировали совместный аппаратно-программный комплект для разработки автомобильных информационно-развлекательных устройств

Комплект разработчика Freescall Media5200 Development System включает в себя отладочную плату на базе микропроцессора PowerPC MPC5200B и набор программного обеспечения, составляющего от 25% до 60% кода, необходимого для разработки автомобильных телематических и информационно-развлекательных устройств.

В набор программного обеспечения Freescall Media5200 входят оценочные версии: интегрированного пакета Wind River Platform for Automotive Devices на базе операционной системы реального времени Wind River VxWorks, системы разработки графического



интерфейса Ticon Interface Development System, файловой системы для флэш-памяти Datalight FlashFX, отказоустойчивой файловой системы Datalight Reliance.

Для операционной системы реального времени VxWorks и пакета Platform for Automotive Devices доступен также широкий спектр программного обеспечения фирм – партнёров Wind River, поддерживающих технологии, применяемые в автомобильных устройствах: 3D-графика, навигация, встраиваемые СУБД, встраиваемые html-браузеры, JAVA, распознавание речи, Bluetooth, OSGi и IEEE 1394.

[www.vxworks.ru](http://www.vxworks.ru)  
Тел. (495) 148-9677

## Philips Semiconductors будет преобразована в NXP

Бывшее подразделение компании Philips по производству полупроводниковых микросхем сменит своё имя вслед за продажей 80% активов частным компаниям. Новое название, NXP, вопреки всем правилам составления аббревиатур предлагается понимать как Next Experience. Возможно, смена имени поможет «отпочковавшейся» компании выглядеть солиднее – ведь Philips приложила немало усилий, чтобы этот бренд связывался, в первую очередь, с разнообразной, простой в обращении и приятной на вид бытовой электроникой, а не с невзрачными и при этом сложно устроенными чипами.

Предполагается, что NXP будет искать варианты расширения путём приобретения заинтересовавших её компаний, благо, есть средства для проведения таких покупок. Сферой деятельности NXP по-прежнему будет разработка чипов для применения в автомобилях, устройствах идентификации, бытовой и мобильной электронике, в торговом оборудовании. Центральный офис компании останется на родине Philips, в городе Эйндховен, а в штат NXP, в дополнение к 6700 уже имеющимся сотрудникам, войдут 600 исследователей, ранее работавших в Philips.

[www.3dnews.ru](http://www.3dnews.ru)

## Новый производственный комплекс компании Cree

Компания Cree в Северной Каролине ввела в эксплуатацию новый инженерно-производственный комплекс площадью 21 370 м<sup>2</sup>. Это предприятие будет выпускать современные электронные приборы на базе карбид-кремниевых (SiC) и нитрид-галлиевых материалов (GaN).

На открытии комплекса президент компании Chuck Swoboda сказал: «Новое поколение компонентов, которое разрабатывается и производится здесь, является важным элементом в стратегии развития нашего бизнеса. Более того, данный производственный комплекс берёт на себя долгосрочные обязательства компании Cree по обеспечению эффективными энергосберегающими технологиями, актуальными в условиях нехватки энергоресурсов».

Использование изделий, выполненных по SiC- и GaN-технологиям, повышает эффективность традиционных источников питания, двигателей и беспроводных систем связи, позволяя разрабатывать более энергосберегающие устройства. Компания

Cree непрерывно работает над усовершенствованием характеристик SiC- и GaN-приборов, чтобы сохранять лидирующие позиции на рынке инновационных технологий в области силовой и СВЧ-электроники.

На новой производственной линии компания Cree будет производить высокоэффективные карбид-кремниевые компоненты для силовой электроники, карбид-кремниевые СВЧ полупроводниковые приборы для специального применения и нитрид-галлиевые гибридные интегральные микросхемы для военного и гражданского применения.

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

## Спорные чипы корпорации Toshiba

Японская корпорация Toshiba уладила патентный скандал с компанией Lexar Media, принадлежащей Micron Technology. Судебное разбирательство началось ещё в 2002 г. Lexar Media подала иск против Toshiba, обвинив последнюю в нарушении патентов в области производства чипов флэш-памяти NAND-flash. Компания требовала от Международной торговой комиссии запрещения ввоза на территорию США цифровых фотоаппаратов и мобильных телефонов Toshiba, в которых используется данная технология. Такое решение погубило бы японскую компанию, занимающую вторую строчку в рейтинге крупнейших мировых производителей памяти. Комиссия решила, что Toshiba должна выплатить \$288 млн. в пользу Micron Technology, таким образом выкупив спорные патенты. При этом Lexar Media должна передать Toshiba лицензию на все собственные патенты, касающиеся технологий флэш-памяти. В марте прошлого года суд приговорил Toshiba к выплате штрафа в размере \$465 млн. за нарушение патентного законодательства. Однако теперь суд отменил свое решение, и санкции с японской компании были сняты.

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

## Массовый выпуск плоских телевизоров с SED-панелями начнётся в 2008 г.

Canon и Toshiba объявили, что намерены в начале 2008 г. развернуть массовый выпуск сверхтонких телевизоров, использующих дисплейные панели нового типа, которые потребляют меньше энергии, чем жидкокристаллические и плазменные аналоги.

Кадзунори Фукума, возглавляющий совместное предприятие Canon и Toshiba, со-

общил, что производство панелей SED должно начаться на исходе 2007 г., а на полномасштабный режим оно выйдет в 2008 г.

В марте Canon и Toshiba приняли решение отложить старт SED-продуктов более чем на год (на IV-й квартал 2007 г.) с целью улучшить их конкурентоспособность перед лицом быстрого падения цен и повышения спроса на крупноформатные ЖК-телевизоры.

Компании-партнёры сообщили, что они совместно вложили 200 млрд. иен (1,7 млрд. долл.) в разработку новых плоских панелей и налаживание их выпуска на заводе в префектуре Хьюго на западе Японии.

[www.itc.ua](http://www.itc.ua)

## Немецкое подразделение BenQ Mobile обанкротилось

Тайваньская компания BenQ приняла решение прекратить финансирование своей дочерней фирмы BenQ Mobile, расположенной в Германии. В связи с этим немецкое подразделение BenQ Mobile, по всей видимости, будет вынуждено подать в суд заявление о банкротстве.

Фирма BenQ Mobile была создана около года назад на базе мобильного подразделения компании Siemens. Несмотря на большие финансовые вливания, немецкое подразделение BenQ Mobile так и не смогло выйти на уровень прибыльности, а общий долг компании на текущий момент составляет порядка 600 млн. евро. Во втором квартале нынешнего года доля BenQ на рынке мобильных телефонов равнялась 3,2%, тогда как год назад данный показатель составлял 4,8%. При этом основные конкуренты в лице Nokia и Motorola за тот же период, напротив, улучшили показатели деятельности.

В итоге руководство BenQ было вынуждено признать убыточность немецкого подразделения и прекратить его финансовую поддержку. Процедура банкротства, как ожидается, затронет представительства BenQ Mobile в Мюнхене, Камп-Линтфорте и Бохольте. В общей сложности без работы могут остаться порядка 3000 человек.

Вместе с тем представители BenQ подчеркнули, что компания не намерена полностью отказываться от бизнеса мобильных телефонов. BenQ продолжит разрабатывать и продавать устройства под маркой BenQ-Siemens под руководством азиатского представительства, – сообщает Info World.

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

# Сравнительные характеристики герметичных щелочных аккумуляторов для электропитания портативной аппаратуры

Алевтина Таганова (г. Санкт-Петербург)

В статье сравниваются характеристики герметичных цилиндрических Ni-Cd- и Ni-MH-аккумуляторов типоразмера AA различных фирм-производителей. Показано, какие из этих характеристик необходимо учитывать при проектировании батарей, предназначенных для жёстких условий эксплуатации.

В последние десятилетия производство разнообразной портативной аппаратуры неуклонно растёт, причём растёт значительными темпами. Это, в свою очередь, порождает спрос на герметичные химические источники тока (ХИТ) для электропитания портативной аппаратуры. И хотя быстрый прогресс в разработке и производстве литий-ионных источников тока привёл к некоторой деформации общей структуры рынка малогабаритных ХИТ, доля щелочных никель-кадмиевых (Ni-Cd) и никель-металлгидридных (Ni-MH) аккумуляторов на рынке не уменьшается. Никель-кадмиевые аккумуляторы выпускаются уже несколько десятков лет, никель-металлгидридные – меньшее время, но в последнее десятилетие характеристики аккумуляторов Ni-MH были значительно улучшены. Из-за более высоких удельных энергетических характеристик и отсутствия экологических проблем при использовании, во всём мире наблюдается тенденция к расширению производства Ni-MH аккумуля-

торов. Однако, никель-кадмиевые аккумуляторы благодаря своим несомненным достоинствам (относительно более низкая стоимость, отработанность технических решений, большой диапазон рабочих температур и возможность обеспечения больших токов разряда) до сих пор сохраняют свои позиции и, вероятно, будут сохранять их в ближайшем будущем.

Аккумуляторы Ni-Cd и Ni-MH имеют одинаковое рабочее напряжение 1,2 В, но удельные энергетические и эксплуатационные характеристики у них заметно различаются (см. табл. 1).

Для портативной аппаратуры наибольший интерес представляют цилиндрические источники тока. В современных цилиндрических аккумуляторах два тонких электрода в виде ленты и сепаратор между ними свёрнуты в компактный пакет. Аккумуляторы имеют разрядное напряжение, мало меняющееся при разряде номинальным током 0,2 С (5-часовой разряд). Они обеспечивают хорошие

разрядные характеристики и при значительно больших плотностях тока. Наблюдаемые при больших токах потери разрядной ёмкости зависят как от внутреннего сопротивления аккумуляторов, так и от технологии их изготовления.

В стремлении увеличить ёмкость аккумуляторов при сохранении их габаритов производители могут:

- изменить состав активной массы электродов, чтобы обеспечить более высокую эффективность их работы;
- увеличить активную массу положительного электрода, определяющего ёмкость аккумулятора, за счёт уменьшения массы отрицательного электрода (в этом случае уменьшается соотношение ёмкостей электродов C-/C+, что может привести к увеличению давления газов при перезаряде аккумулятора);
- улучшить структурные характеристики сепаратора для ускорения транспорта кислорода, выделяющегося при перезаряде оксидно-никелевого электрода от положительного потенциала к отрицательному;
- увеличить общий объём пакета электродов за счёт уменьшения объёма свободного пространства, но это может сказаться на величине предельного внутреннего давления и т.д.

Поэтому характеристики постоянно модернизируемых аналогичных аккумуляторов у разных производителей несколько различаются, а информация, которую потребитель может получить из каталогов продукции, весьма ограничена. Номинальная ёмкость аккумулятора является основной его характеристикой, но не единственно важной. В каталогах иногда приводят разрядные кривые при различных режимах разряда и температурах, но эти

Таблица 1. Типичные характеристики герметичных щелочных аккумуляторов

Характеристики	Аккумуляторы	
	Никель-кадмиевые	Никель-металлгидридные
Удельная энергия: весовая, А ч/кг объёмная, А ч/дм <sup>3</sup>	30...60 100...170	40...80 150...240
Диапазон рабочих температур, °С	-20...+60	-10...+40
Максимальный постоянный ток, доли С	3 С, 5 С (некоторые до 10 С)	2 С, 3 С
Саморазряд в течение 1 месяца, % ёмкости	15...35	20...40

кривые обычно представляют собой усреднённые характеристики для всей серии аккумуляторов, в которой источник тока выбранного типоразмера может быть не самым лучшим.

Отечественные производители и официальные дистрибьюторы зарубежных компаний могут предоставить и некоторую дополнительную информацию об аккумуляторах конкретного типа (например, информацию об уменьшении ёмкости при предельных режимах и условиях разряда), но и она даётся в разном виде и объёме, в то время как максимальные токи для продукции ряда компаний могут различаться.

В настоящее время всё чаще возникает задача проектирования батарей из герметичных щелочных аккумуляторов. Такие батареи должны быть работоспособны при больших токах. В этом случае выбор источников тока зависит не только от номинальной ёмкости, но и от мощностных характеристик, определяющих уровень рабочего напряжения и потери ёмкости при разных режимах разряда.

Напряжение источника тока под нагрузкой определяется по формуле:

$$U = \text{НРЦ} - I(R_{\Omega} + R_{\text{пол}}),$$

где НРЦ – напряжение при разорванной цепи;  $I$  – ток, протекающий через источник тока;  $R_{\Omega}$  – омическое сопротивление, определяемое сопротивлением токоотводов, активных масс электродов и электролита;  $R_{\text{пол}}$  – поляризационное сопротивление, определяемое характером и скоростями электрохимических реакций.

Сопротивление  $R_{\Omega}$  зависит от габаритов источника тока и особенностей технологии изготовления. Типичные величины  $R_{\Omega}$  (или импеданса на частоте 1000 Гц при другой методике измерения этого параметра) аналогичных аккумуляторов большинства производителей мало различаются. Но разброс этого параметра у продукции характеризует стабильность и степень автоматизированности производства: операций упаковки пакета электродов и сборки аккумулятора, точности дозирования электролита. А некоторое разнообразие рецептов активных масс электродов и особенностей

технологии влияет на величину поляризационного сопротивления  $R_{\text{пол}}$  и на соотношение составляющих внутреннего сопротивления  $R_{\Omega}/R_{\text{пол}}$ .

Ниже приводятся характеристики широко используемых цилиндрических аккумуляторов типоразмера AA ( $\varnothing 14,5$  мм,  $h = 50,5$  мм), выпускаемых наиболее известными зарубежными и российскими компаниями. В таблице 2 представлены данные для никель-кадмиевых аккумуляторов ёмкостью порядка 1 А ч, а в таблице 3 – для никель-металлгидридных, ёмкостью не менее 1,5 А ч.

Представлены некоторые данные производителей и результаты тестирования при входном контроле вы-

борок из 8 – 12 свежих. Исследовались разрядные характеристики после стандартного заряда опытных образцов током  $0,1C_n$  и быстрого заряда током  $1C_n$  при регламентированном контроле окончания процесса по снижению напряжения ( $-\Delta U$ ).

Потери напряжения при больших токах разряда отражены в характеристике напряжения полуразряженных аккумуляторов. Величины внутреннего сопротивления  $R_{\Omega}$  и  $R_{\text{пол}}$  даны, чтобы показать дополнительную возможность отбора аккумуляторов с наиболее близкими параметрами при комплектации батарей, предназначенных для жёстких режимов эксплуатации.

**Таблица 2. Характеристики герметичных никель-кадмиевых аккумуляторов типоразмера AA различных производителей**

Характеристики аккумуляторов	VSE AA 940 Saft	P-100AA Panasonic	KR-1100AAU Sanyo	GP 100AAS GP		
<b>Данные производителей</b>						
Номинальная ёмкость, мА ч	940	1000	1100	1000		
Максимальный ток разряда, А	2,9	3	8,8	3		
Ёмкость при $-20^{\circ}\text{C}$ , мА ч	760			700		
<b>Реальные характеристики выборок свежей продукции</b>						
Ёмкость при токе 0,2С, мА ч	940...1000	1010...1045	1100...1135	1150...1200		
Ёмкость при токе 3С, мА ч	До 1 В	710...830	700...845	990...1025	690...735	
	До 0,8 В	740...870	740...855	1010...1065	720...770	
Ёмкость при токе 3С, % от $C_n$	До 1 В	75...88	70...84	90...93	69...73	
	До 0,8 В	79...92	74...86	92...97	72...77	
Ёмкость при токе 5С*, мА ч	До 1 В	560...680	535...660	960...1020	435...480	
	До 0,8 В	590...720	555...685	990...1050	535...635	
Ёмкость при токе 5С, % от $C_n$	До 1 В	60...72	53...66	87...92	43...48	
	До 0,8 В	63...76	55...68	90...95	53...63	
Ёмкость зарядная (мА ч) при токе 1С, $t_{\text{зар}} = 70$ мин и $-\Delta U = 5$ мВ	980...1050	1000...1160	1055...1100	1000...1160		
Напряжение заряда максимальное, В	1,475...1,487	1,615...1,655	1,580...1,610	1,495...1,520		
Ёмкость разрядная (мА ч) после быстрого заряда при токе разряда 0,2С	945...990	995...1045	1025...1080	980...1115		
Сопротивление аккумуляторов**, МОм	Заряженные	$R_{\Omega}$	17...19	17...20	11...13	17...22
		$R_{\text{пол}}$	29...32	29...32	25...27	29...36
	Разряжены на 50%	$R_{\Omega}$	17...20	19...24	12...13	18...22
		$R_{\text{пол}}$	31...35	34...43	35...38	30...36
	Разряжены на 90%	$R_{\Omega}$	17...24	22...36	13...15	26...40
		$R_{\text{пол}}$	38...50	52...75	36...38	40...45
Напряжение после разряда током 3 С на 500 мА ч, В	Разброс	1,145...1,165	1,160...1,175	1,180...1,195	1,106...1,140	
	Среднее	1,16	1,17	1,188	1,124	
Напряжение после разряда током 5 С на 500 мА ч, В	Разброс	1,060...1,100	1,072...1,095	1,130...1,150	0,860...1,095	
	Среднее	1,085	1,085	1,138	0,96	

\* Ёмкость компаниями Saft, Panasonic, GP не регламентируется.

\*\* Сопротивление измерялось по методике постоянного тока при параметрах токов  $I_1 = 35$  мА и  $I_2 = 350$  мА, меньших, чем требует ГОСТ РФ.

При сравнении характеристик аналогичных Ni-Cd аккумуляторов можно отметить следующее:

- при токе разряда 0,2С фактическая ёмкость аккумуляторов всех

производителей имеет небольшой разброс (3...6,5%), но продукция под торговой маркой GP нуждается в обязательном входном контроле, так как в случайной вы-

борке из 8 свежих аккумуляторов у одного из них ёмкость оказалась значительно ниже нормы (менее 900 мА ч);

**Таблица 3. Характеристики герметичных никель-металлгидридных аккумуляторов типоразмера AA разных производителей**

Характеристики аккумуляторов		VH AA 1700 Saft	HR-AAUL Sanyo	GP 160AAS GP	HR 15/51-1.5 АК «Ригель»	
<b>Данные производителей</b>						
Номинальная ёмкость, мА ч		1700	1450	1600	1500	
Диапазон рабочих температур, °С		-10...+40	0...+50		-30...+50*	
<b>Реальные характеристики выборок свежей продукции</b>						
Ёмкость при токе 0,2С, мА ч		1715...1745	1460...1520	1345...1775	1510...1565	
Ёмкость при токе 1С, мА ч	До 1 В	1435...1585	1460...1485	1175...1700	1400...1455	
	До 0,9 В	1570...1605	-	-	-	
Ёмкость при токе 1С, % Сн	До 1 В	84...93	≥100	73...100	93...97	
	До 0,9 В	92...94	-	-	-	
Ёмкость при токе 2С, мА ч	До 1 В	1300...1440	1200...1365	1120...1545	1300...1365	
	До 0,9 В	1430...1545	1405...1425	1140...1600	1360...1430	
	До 0,8 В	1500...1575	-	-	-	
Ёмкость при токе 2С, % Сн	До 1 В	76...85	83...94	70...96	87...91	
	До 0,9 В	84...91	97...98	71...100	90...95	
	До 0,8 В	88...93	-	-	-	
Ёмкость при токе 3 С, мА ч	До 1 В	1000...1110*	1230...1260	1115...1435	1130...1200	
	До 0,9 В	1325...1455		-	1300...1350	
	До 0,8 В	1450...1540	1430...1450	1150...1650	1350...1400	
Ёмкость при токе 3С, % Сн	До 1 В	59...65	85...87	70...90	75...80	
	До 0,9 В	78...85	-	-	87...90	
	До 0,8 В	85...90	99...100	72...100	90...93	
Ёмкость зарядная (мА ч) при токе 1 С, контроль: $t_{зар} = 70$ мин и $-\Delta U = 5$ мВ**		1565...1665	1540...1570	1490...1840	1610...1730	
Напряжение зарядное максимальное, В		1,560...1,580		1,525...1,552		
Ёмкость разрядная (мА ч) после быстрого заряда при токе 0,2С		1405...1500	1440...1465	1345...1755	1415...1470	
Потери ёмкости относительно Сн, %		83...88	100	84...100	94...98	
Сопротивление аккумуляторов*** МОм	Заряженные	$R_{\Omega}$	25...30	21...28	16...20	16...20
		$R_{пол}$	23...25	24...25	22...27	21...25
	Разряжены на 50%	$R_{\Omega}$	20...23	21...24	17...20	15...18
		$R_{пол}$	16...18	17...18	17...20	15...17
	Разряжены на 90%	$R_{\Omega}$	20...22	21...23	17...21	17...19
		$R_{пол}$	19...24	16...17	25...40	21...24
Напряжение после разряда током 1С на 800 мА ч, В	Разброс	1,147...1,172	1,172...1,185	1,185...1,210	1,180...1,197	
	Среднее	1,163	1,18	1,193	1,19	
Напряжение после разряда током 2С на 800 мА ч, В	Разброс	1,065...1,095	1,030...1,090	1,123...1,150	1,123...1,137	
	Среднее	1,085	1,06	1,132	1,13	
Напряжение после разряда током 3С на 800 мА ч, В	Разброс	0,995...1,030	0,925...1,025	1,080...1,115	1,067...1,075	
	Среднее	1,017	0,975	1,095	1,07	

\* При температуре -20°С обеспечивается при токе 0,2С – не менее 0,85Сн, при токе 1С – не менее 0,45Сн; при температуре -30°С обеспечивается 0,7Сн при токе 0,2С.

\*\* Рекомендуется последующий дозаряд током 0,025С в течение 8 ч.

\*\*\* Сопротивление измерялось по методике постоянного тока при параметрах токов  $I_1 = 35$  мА и  $I_2 = 350$  мА, меньших, чем требует ГОСТ РФ.

- при токе разряда 3С потери ёмкости максимальны у аккумуляторов GP (около 30%). Разброс по ёмкости в выборках составляет 9, 17 и 20% для продукции GP, Saft и Panasonic соответственно;

- все аккумуляторы могут быть разряжены и большим током (порядка 5 А). В этом случае разрядное напряжение сильно понижается и потери ёмкости при разряде до 0,8 В относительно Сн составляют до 35% у аккумуляторов Saft, до 45% у аккумуляторов Panasonic и GP. Разброс по ёмкости также увеличивается;

- внутреннее сопротивление аккумуляторов Sanyo значительно ниже, чем у аналогичной продукции других компаний, поэтому они обеспечивают разряд без значительных потерь при токе до 8С (на 5...10% при токе 5 С);

- внутреннее сопротивление (и  $R_{\Omega}$ , и  $R_{пол}$ ) аккумуляторов увеличивается в процессе разряда. У продукции компаний Sanyo и Saft оно увеличивается мало, у аккумуляторов других компаний – значительно;

- батареи с повышенным рабочим напряжением при больших токах нагрузки могут быть собраны при сортировке аккумуляторов по параметру внутреннего сопротивления;

- возможность быстрого заряда аккумуляторов после разряда определяется особенностями реализации замкнутого кислородного цикла и характеризуется величиной максимального зарядного напряжения и потерями ёмкости относительно номинальной. Все аккумуляторы обеспечивают заряд током 1С и имеют коэффициент использования  $C_{раз}/C_{раз} \approx 1$ , но у аккумуляторов компании Panasonic наблюдается очень высокое зарядное напряжение. В этом случае при постоянных быстрых зарядах может значительно уменьшиться ресурс аккумуляторов.

При сравнении характеристик Ni-MH-аккумуляторов можно отметить следующее:

- разброс фактической ёмкости в выборках аккумуляторов трёх компа-

ний не превышал 3...4%, но аккумуляторы компании GP имели очень большой разброс по ёмкости. К тому же три из восьми аккумуляторов этой фирмы имели ёмкость ниже нормы;

- допустимые плотности тока разряда никель-металлгидридных аккумуляторов ниже, чем у никель-кадмиевых;
- внутреннее сопротивление никель-металлгидридных аккумуляторов больше, чем у никель-кадмиевых, и в процессе разряда изменяется иначе. В интервале разряженности от 0 до 50...60% это сопротивление заметно снижается, а во второй половине разряда – растёт;
- рабочее напряжение у никель-металлгидридных аккумуляторов ниже, чем при таких же относительных токах у никель-кадмиевых. При токе 3С у полуразряженных аккумуляторов оно близко к 1 В;
- потери ёмкости при токе разряда 3С не очень велики, однако это справедливо только при разряде до

более низкого предельного напряжения;

- эффективность быстрого заряда током 1С для никель-металлгидридных аккумуляторов всех компаний, кроме Saft, близка к эффективности процесса заряда никель-кадмиевых аккумуляторов.

Таким образом, выбирая герметичные щелочные аккумуляторы для портативной аппаратуры, необходимо учитывать не только величину их номинальной ёмкости и стоимость. Следует внимательно относиться к особенностям режимов эксплуатации.

При проектировании батарей для больших нагрузок необходимо учитывать снижение рабочего напряжения в процессе разряда. Дополнительным резервом для обеспечения требуемого уровня напряжения является сортировка аккумуляторов по внутреннему сопротивлению, которое может значительно различаться в партии выбранной продукции. Также нужно понимать, что чем хуже отработана у производителя технология, чем ниже уровень автоматизации

производства, тем больше разброс этого параметра.

При проектировании батарей для интенсивного использования при быстром восполнении истраченной энергии следует иметь в виду, что у аккумуляторов различных компаний быстрый заряд током порядка 1С проходит с разной эффективностью, а высокое предельное зарядное напряжение свидетельствует о повышенном выделении кислорода в конце процесса, большим давлением в аккумуляторе и большем его разогреве. Высокий уровень кислородного содержания в поровом пространстве положительного электрода является одной из главных причин быстрого истощения ресурса аккумуляторов.

Дополнительным резервом для увеличения ресурса при таком режиме эксплуатации может являться комплектация батарей из аккумуляторов выбранного производителя после анализа их зарядных кривых и исключения аккумуляторов с более ранним и/или увеличенным напряжением в конце заряда. ©

IOR

www.platan.ru  
ПЛАТАН

6.0A

## МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ РЕЛЕ 20В

с вдвое меньшим сопротивлением RDD-ON

Однополюсные твердотельные 20 В реле PVN012A имеют нормально-разомкнутые контакты, HEXFET MOSFET выходной ключ, управляемый уникальным интегрированным фотогальваническим генератором. Выходной ключ обрабатывает уровень излучения GaAlAs светодиода, который оптически изолирован от фотогальванического генератора.

Реле PVN012A во многом превосходят рабочие характеристики лучших электромеханических реле.

Наименование	Тип корпуса	Сопротивление AC/DC в откр. сост.	Сопротивление DC в откр. сост.	Рабочее напряжение	Ток нагрузки AC/DC	Ток нагрузки DC	Время вкл./выкл.	Изоляция вход-выход, rms
PVN012APbF	DIP-6	0.050 Ом	0.015 Ом	±20 В	4 А	6 А	3000/500 мкс	4,000 В
PVN012ASPbF	DIP-6, SMT	0.050 Ом	0.015 Ом	±20 В	4 А	6 А	3000/500 мкс	4,000 В
PVN012AS-TPbF	DIP-6, SMT, T&R	0.050 Ом	0.015 Ом	±20 В	4 А	6 А	3000/500 мкс	4,000 В

В сравнении с предыдущей линейкой микросхем, семейство микроэлектронных реле PVN012A имеет **в два раза меньшее сопротивление** в открытом состоянии (RDD-ON). При этом ток нагрузки AC/DC увеличен на **37,5%**, а максимально допустимый импульсный ток превышает существующие ограничения для аналогичной продукции.

- Требуют меньшего пространства платы
- Обеспечивают высокую изоляцию вход-выход, стабильность сопротивления на всем сроке службы
- Отличаются надежностью твердотельной конструкции и повышенной входной чувствительностью

### ПРИМЕНЕНИЕ:

компьютерная техника  
периферийные устройства  
источники питания  
распределители мощности  
аудиоприложения  
инструментальное оборудование



Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2  
Тел./факс: (495) 97-000-99

Почта: 121351, Москва, а/я 100  
E-mail: platan@aha.ru

# О замене маломощных высоковольтных диодов фирмы Philips

Александр Кратько (г. Минск)

Автор даёт краткое описание параметров, специфичных для высоковольтных диодов, и приводит критерии их взаимозаменяемости. Статья снабжена перечнем современных маломощных высоковольтных диодов. Приведены основные параметры и указаны производители диодов.

## ВВЕДЕНИЕ

По причине снижения спроса на традиционные электронно-лучевые кинескопы и связанную с ними продукцию фирма Philips в конце 2004 г. приняла решение о закрытии завода полупроводников в городе Stadskanaal. В связи с этим в непростой ситуации оказались многие разработчики и производители высоковольтной электронной техники, использовавшие диоды фирмы Philips, которая является мировым лидером в данной области. Так как стало очевидным, что на замену снимаемым с производства изделиям фирма Philips предлагать ничего не собирается, возникли вопросы как об адекватной замене уже используемых в производстве компонентов, так и о перспективной продукции для последующих разработок. К сожалению, следует отметить, что практически все выпускающиеся на данный момент высоковольтные маломощные диоды уступают снятым с производства аналогам фирмы Philips по тем или иным показателям, поэтому перед разработчиками

стоит сложная задача поиска замены по совокупности параметров. В данной статье приведены основные из существующих на рынке альтернативных решений и рассмотрены некоторые аспекты замены.

## ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ, ПО КОТОРЫМ ОЦЕНИВАЕТСЯ ВЗАИМОЗАМЕЯЕМОСТЬ ДИОДОВ

Как известно, основными параметрами любых диодов являются максимально допустимый прямой ток и максимально допустимое обратное напряжение. Для высоковольтных диодов является весьма критичным обратный ток. В то же время прямое падение напряжения часто оказывается несущественным (кроме тех случаев, когда ток через диод течёт постоянно).

Так как основной областью применения высоковольтных диодов являются импульсные источники электропитания, для них также важны такие динамические параметры, как время и заряд обратного восстановления, а также ёмкость перехода. Ра-

зумеется, при замене в уже выпускающемся устройстве следует учитывать габаритные и конструктивные показатели.

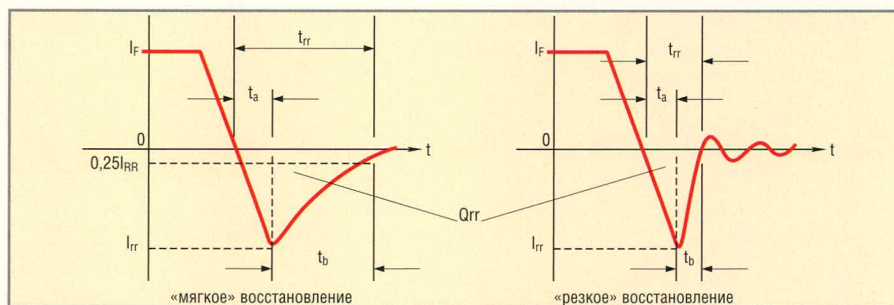
К сожалению, технологии производства полупроводниковых изделий таковы, что многие из параметров являются взаимоисключающими, т.е. диоды с малым временем восстановления имеют повышенные обратные токи, малая ёмкость перехода плохо совмещается с высоким допустимым прямым током, и т.д. Все эти нюансы следует учитывать разработчику при выборе компонентов с оптимальным набором параметров, т.к. выигрыш в одном из них (например, статические утечки) может быть полностью нейтрализован проигрышем в других (динамические потери).

Если основные параметры вопросов не вызывают, то специфические характеристики (в особенности – их правильная интерпретация) нередко вызывают у инженеров затруднения. Путаницу вносят и сами производители, используя рекламные фразы Ultrafast, Hyperfast и т.д. Подробное рассмотрение электрических параметров диодов выходит за рамки данной статьи. Ниже приведены лишь краткие пояснения некоторых характеристик.

При изучении документации также следует обращать внимание, что зачастую параметры в таблицах даются в выгодном для производителя режиме. Например, прямое падение напряжения указывается при максимальной рабочей температуре, т.е. когда оно минимально. Характеристики же в реальных условиях работы приводятся либо в ненормируемом справочном порядке (на графиках), либо могут вообще отсутствовать.

## Время обратного восстановления, заряд обратного восстановления и ток обратного восстановления

Определение данных характеристик показано на рисунке. Следует особо отметить, что многие производители указывают лишь время обратного восстановления  $t_{rr}$ , в то время как более важным параметром (в особенности для высоковольтных диодов) является интегральная характеристика – заряд обратного восстановления  $Q_{rr}$ . Иногда имеет значение и максимальный ток обратного восстановления  $I_{rr}$ . Весьма важной также является сама характеристика восстановления – «мяг-



Процесс «мягкого» (а) и «резкого» (б) обратного восстановления

$I_F$  – прямой ток,  $I_{rr}$  – пиковый обратный ток (ток обратного восстановления),  $Q_{rr}$  – заряд (ток) обратного восстановления,  $t_{rr}$  – время обратного восстановления,  $t_a$  – время нарастания обратного тока,  $t_b$  – время спада обратного тока

## Параметры современных высоковольтных маломощных диодов

Наименование	Производитель	Постоянное обратное напряжение $V_{RM}$ , кВ	Средний прямой ток $I_{F(AV)}$ , мА	Среднее прямое напряжение* $V_F$ (при токе $I_F$ , мА), В	Средний обратный ток $I_R$ при напряжении $V_{RM}$ , мкА	Время обратного восстановления, $t_{rr}$ , нс	Примечания		
На напряжение от 1000 до 1500 В									
BY428	Philips	1,4	4000	1,6 (4000)	150 (150°C)	250	Демпферный		
BY584		1,5	85	8,5 (100)	3 (125°C)	200	«Мягкое» восстановление		
BYW97		1,2 с индексом «U», 1,4 с индексом «V»	3300	1,25 (5000)	1 (25°C) 150 (165°C)	500	Управляемая лавина**, «быстрое мягкое» восстановление***		
BYD33			1260	1,1 (1000)	100 (165°C)				
BYD43			1200	1,2 (1000)	1 (25°C), 50 (125°C), 100 (165°C)			250	«Быстрое мягкое» восстановление***
FFM1200W 1F12	Rectron	1,2	500	1,8 (500)	5 (25°C), 100 (55°C)	300	Два исполнения, в т.ч. для поверхностного монтажа		
FFM1400W 1F14		1,4							
FFM1500W 1F15		1,5							
R1200		1,2							
R1500		1,5							
1N3644		Semtech						1,5	600
F15	350		5 (100)	0,25 (25°C), 10 (100°C)	250				
S15F	500			1 (25°C), 25(100°C)	300				
На напряжение от 1500 до 2000 В									
BYD43	Philips	1,6 с индексом «16», 1,8 с индексом «18», 2 с индексом «20»	680	2,05 (1000)	5 (25°C), 50 (125°C)	300	«Быстрое мягкое» восстановление***		
BYD47			800				Управляемая лавина**, «быстрое мягкое» восстановление***		
BY614			2	50	6 (50)	3 (120°C)	300	«Мягкое» восстановление	
BY505				85	8,5 (100)				
BYV98				1000	2,2 (2000)				5 (25°C), 50 (125°C)
1N6836	VMI	2	1000	6 (1000)	1 (25°C), 25 (100°C)	30	Два исполнения, в т.ч. для поверхностного монтажа		
1N6836LL			1500						
1N6521			500	3 (500)	0,5 (25°C), 20 (100°C)	70			
1N6529			250	3 (25)	0,1 (25°C), 10 (100°C)				
X20FF3			420	7,5 (420)	1 (25°C), 20 (100°C)	30			
Z20FF3			1000	6 (750)	1 (25°C), 25(100°C)				
D40FF18			1,8	50	12 (100)	0,25 (25°C), 10 (100°C)		30 с инд. «FF», 70 с инд. «U»	Бескорпусной
D40U18				8 (100)					
MD90FF18				500	4 (500)	1 (25°C), 25 (100°C)			
MD90U18				1000	3,6 (500)				
SPR18U	10	4 (100)		0,01 (25°C), 5 (100°C)	70		Для поверхностного монтажа		
DHM3S20	Hitachi	2	3	10 (5)	2	100			
1N3645	Semtech	2	600	5 (250)	1 (25°C), 20 (100°C)	2500			
SM20			500	5 (100)					
S20F			330	5 (125)	0,25 (25°C), 10 (100°C)	2000			
F20			100	11 (50)	0,25 (25°C), 3 (100°C)	200			
PF20			20	10 (10)	0,02 (25°C)	100			
NV20FP	HVCA	25	15 (10)	0,2 (25°C)					
G2FS		1000	2,4 (1000)	5 (25°C)	Не указано				
BR2		650	2,6 (650)		35				
RSUF2									
FM1800	Rectron	1,8	500	2 (500)	5 (25°C), 100 (55°C)	Не указано	Два исполнения, в т.ч. для поверхностного монтажа		
R1800			200	3 (200)					
FM2000		2							
R1200		1,8	500	1,8 (500)				300	
RL1N1800									
1F18									
KЦ111Б-1	Фотон	2	1	12	0,1	2500			
KЦ103			10	10	10	2000			

Параметры современных высоковольтных маломощных диодов (продолжение)

Наименование	Производитель	Постоянное обратное напряжение $V_{RW}$ , кВ	Средний прямой ток $I_{F(AV)}$ , мА	Среднее прямое напряжение* $V_F$ (при токе $I_F$ , мА), В	Средний обратный ток $I_R$ при напряжении $V_{RW}$ , мкА	Время обратного восстановления, $t_{rr}$ , нс	Примечания			
<b>На напряжение от 2000 до 3000 В</b>										
1N3646	Semtech	2,5	600	5 (250)	1 (25°C), 20 (100°C)	2500				
SM25										
1N3647		3		350	5 (100)	0,25 (25°C), 10 (100°C)		250		
SM30										
F25		3		330	5 (125)	1 (25°C), 25 (100°C)		2000		
F30										
M30										
M30	3	500	5 (100)	1 (25°C), 25 (100°C)	300					
S25F										
КЦ111А-1	Фотон	3	1	12	0,1	2500				
M25UFG	VMI	2,5	100	7 (25)	0,1 (25°C), 10 (100°C)	100 с инд. «UF», 200 с инд. «F», 3000 с инд. «S»				
M25FG				6 (25)						
M25SG			250	7 (25)	1 (25°C), 20 (100°C)					
X25UFG				6 (25)						
X25FG			350	6,2 (500)	1 (25°C), 25 (100°C)			30		
X25SG				5,4 (500)				70		
MD90FF25			500	1500	6,5 (2000)			1 (25°C), 25 (100°C)	200	
MD90U25									100	
Z25F			1000	7,5 (2000)	200			3000		
Z25UFG										
Z25FG			2000	5,5 (2000)	100			200		
Z25S										
Z25SG			1500	3000	200			3000		
K25F										
K25UF			3000	6,5 (3000)	2 (25°C), 100 (100°C)			100		
K25S				7,5 (3000)					200	
1N6531			3	100	3 (25)			0,1 (25°C), 10 (100°C)	70	Три исполнения, в т.ч. для поверхностного монтажа
1N6523	250	3 (500)		0,25 (25°C), 20 (100°C)						
1N6515	1500	3,5 (2000)		1 (25°C), 25 (100°C)						
NV30FP	HVCA	3	20	10 (10)	0,02 (25°C)	100				
G3FS			25	15 (10)	0,2 (25°C)					
RSUF3			650	3,9 (650)	5 (25°C)			35		
SM3F			900	3 (100)	75					
SM3FG										
DD300	Diotec	3	20	40 (10)	5 (25°C)	150				
DHM3T30	Hitachi	3	3	10 (5)	2	100				
FM2500W	Rectron	2,5	150	2 (150)	5 (25°C), 50 (100°C)	Не указано				
R2500				3 (200)						
R3000		3	4 (200)	5 (25°C), 100 (55°C)	500					
R2500F		2,5	5 (200)							
R300F		3								
<b>На напряжение от 3000 до 5000 В</b>										
BY715	Philips	4	20	28(100)	3 (120°C)	100	«Быстрое мягкое» восстановление***			
BY716								5		
BY8104		4		26(100)	60	Управляемая лавина**, «мягкое» восстановление				
BY8404							20 (100)	100	«Мягкое» восстановление	
BYX105		4,5		650	9,3 (1000)	15 (25°C), 50 (165°C)	375	Управляемая лавина**		
BYX106				575	10,4 (1000)					
BYX107				480	12 (1000)				50	
BYX108				340	16,5 (1000)					
BYX134				4	50				7 (10)	30 (175°C)
1N3647	Semtech	3	600	5 (250)	1 (25°C), 25 (100°C)	2500				
SM30				25 (100°C)						
F30			350	5 (100)	0,25 (25°C)	250				
M30			330	5 (125)	10 (100°C)	2000				
SFF30			360	7 (175)	1 (25°C), 25 (100°C)	50				
8PF37			3,75	625	7 (800)	0,25 (25°C), 50 (100°C)		350		
F40A			4	100	8 (50)	1 (25°C), 10 (100°C)		300		
SM40				300	10 (100)	1 (25°C), 20 (100°C)		2500		
F50A			5	100	8 (50)	1 (25°C), 10 (100°C)		300		
M50A				260	6 (50)	0,25 (25°C), 10 (100°C)		5000		
PFF50				360	12,5 (200)	0,1 (25°C), 5 (100°C)		30		
PFM50				92	12,5 (25)	0,03 (25°C), 3 (100°C)		250		
SM50				300	10 (100)	1 (25°C), 20 (100°C)		2500		
DHM3P40			Hitachi	4	3	13 (5)		2	100	Лавина

## Параметры современных высоковольтных малоомощных диодов (продолжение)

Наименование	Производитель	Постоянное обратное напряжение $V_{RW}$ , кВ	Средний прямой ток $I_{F(AV)}$ , мА	Среднее прямое напряжение* $V_F$ (при токе $I_F$ , мА), В	Средний обратный ток $I_R$ при напряжении $V_{RW}$ , мкА	Время обратного восстановления, $t_{rr}$ , нс	Примечания	
<b>На напряжение от 3000 до 5000 В</b>								
M50FF3	VMI	5	40	12,5 (40)	0,1 (25°C), 10 (100°C)	30 с инд. «3» 50 с инд. «5»	Три исполнения, в т.ч. для поверхностного монтажа	
M50FF5								
1N6533			250	3 (25)		70		
1N6533U								
SMF6533			50	6 (25)		100 для «UF», 200 для «F», 3000 для «S»		
M50SG								
M50FG			150	12,5 (150)		1 (25°C), 20 (100°C)		30 с инд. «3» 50 с инд. «5»
M50UFG								
X50FF3			7 (150)	0,5 (25°C), 20 (100°C)		70		
X50FF5								
1N6525			6 (100)	1 (25°C), 20 (100°C)		3000		
X50SG								
X50FG			100	360		12,5 (360)		30 с инд. «3» 50 с инд. «5»
X50UFG								
Z50FF3			500	12 (500)		30		
Z50FF5								
1N6837			600	10 (600)		50		
1N6839								
Z50UF			750	10,5 (2000)		100		
Z50F								
Z50UFG			800	9,5 (2000)		200		
Z50FG								
Z50S			1000	10,5 (2000)		100		
Z50SG								
1N6517	9,5 (2000)	1 (25°C), 25 (100°C)	3000					
K50F								
K50UF	10,5 (2200)	2 (25°C), 100 (100°C)	100					
K50S								
R4000	8,5 (2000)	2200	200					
R5000								
NV40FP	Rectron	4	200	5 (25°C), 50 (100°C)	Не указано			
NV50FP	5							
G4FS	4	25	15 (10)	0,2 (25°C)	100			
G5FS								
HVTD5	5	50	15 (50)	0,5 (25°C), 15 (175°C)	Не указано	Высокотемпературные		
HVTD5L								
HVTDR5	4	25	25 (25)	0,2 (25°C), 16 (175°C) 0,2 (25°C), 15 (175°C)	100 (25°C), 300 (175°C)			
HVTDR4								
SP5L	HVCA	5	270	14 (100)	0,1 (25°C)	75		
SP5LG								
SP5S	4	40	850	4,4 (850)	2 (25°C)	60		
SP5SG								
BR4	5	600	7 (600)	8,8 (600)	5 (25°C)	Не указано		
BR4F								
BR5F	4	1000	6 (1000)	10 (25°C)	150			
HVRW4								
RSUF5	5	550	6,5 (550)	5 (25°C)	35			
HV5000								
HVF5000	5	600	4,5 (600)	0,5 (25°C)	Не указано			
HVUF5000								
КЦ106А	Фотон	4	10	25	10	3500		
КЦ114А								
<b>На напряжение от 5000 до 8000 В</b>								
BY8106	Philips	6	10	36 (100)	3 (120°C)	60	Управляемая лавина**, «мягкое» восстановление	
BY8108								
BY8406						8	5	44,5 (100)
BY8408								
BYX90	6	550	14,5 (2000)	50 (165°C)	350	Управляемая лавина**, «мягкое» восстановление		

Параметры современных высоковольтных маломощных диодов (продолжение)

Наименование	Производитель	Постоянное обратное напряжение $V_{RWM}$ , кВ	Средний прямой ток $I_{F(AV)}$ , мА	Среднее прямое напряжение* $V_f$ (при токе $I_f$ , мА), В	Средний обратный ток $I_R$ при напряжении $V_{RWM}$ , мкА	Время обратного восстановления, $t_{rr}$ , нс	Примечания			
<b>На напряжение от 5000 до 8000 В</b>										
DD600	Diotec	6	20	40 (10)	5 (25°C)	150				
DHM3FJ60	Hitachi	6	1	22 (5)	2	70				
DHM3FJ80				28 (5)						
DHM3G80		8	3	25 (5)						
DHM3UF80			1	23 (5)						
F60A	Semtech	6	100	8 (50)	1 (25°C), 10 (100°C)	300	«Мягкое» восстановление			
M60A			260	6 (50)	0,25 (25°C), 10 (100°C)	5000				
PF75			500	11,2 (550)	5 (25°C), 50 (100°C)	350				
PFM75		7,5	92	12,5 (25)	0,03 (25°C), 3 (100°C)	250				
SM75			300	10 (100)	1 (25°C), 20 (100°C)	2500				
SM75F			290	12 (100)		300				
GF6S	HVCA	6	25	18 (100)	0,2 (25°C)	100				
GF7S		7								
GF8S		8		25 (100)						
HVTD6		6	35	25 (35)	0,5 (25°C),	Не указано				
HVTD7		7			7,5 (175°C)					
HVTD6		6	25	25 (25)	0,2 (25°C), 18 (175°C)	100 (25°C), 300 (175°C)				
HVTD7		7			0,2 (25°C), 20 (175°C)					
CL03-8		8	400	20 (400)	2 (25°C)	100				
RSUF7		7	500	9,1 (500)	5 (25°C)	35				
HV7500		7,5	600	7,2 (600)	0,5 (25°C)	Не указано				
HVF7500			500	12 (500)		150				
HVUF7500			500	8,8 (500)		1 (25°C)		75		
KЦ106Б		Фотон	6	10	25	10		3500		
KЦ114Б				50	22			2500		
KЦ118А	7		2	35	1	300				
KЦ106В	8		10	25	10	3500				
<b>На напряжение от 8000 до 10 000 В</b>										
BY717	Philips	9	4	69 (100)	3 (120°C)	100	«Мягкое» восстановление			
BY718						10	5	54,5 (100)	60	Управляемая лавина**, «Мягкое» восстановление
BY8110									100	«Мягкое» восстановление
BY8410		9	400	17,5 (1000)	15 (25°C), 50 (165°C)	600	Управляемая лавина**, «Мягкое» восстановление			
BYX101						360		350		
BYX102						310		175		
BYX103						225		50		
BYX104										
SM100	Semtech	10	300	10 (100)	1 (25°C), 20 (100°C)	2500				
SM100F			290	12 (100)		300				
DD1000	Diotec	10	20	40 (10)	5 (25°C)	150				
KЦ118Б	Фотон	10	2	35	1	300				
KЦ106Г			10	25	10	3500				
G10FS	HVCA	10	25	25 (25)	0,2 (25°C)	100				
G10FG			10	50 (10)						
G10GE			15	50 (15)						
BR10F			250	14 (250)	5 (25°C)	150				
CL03-10			400	25 (400)	2 (25°C)	100				
BCHV10			100	12 (100)		Не указано				
HV10000			600	9 (600)	0,5 (25°C)		150			
HVF10000			500	15 (500)		1 (25°C)	75			
HVUF10000			500	11 (500)	35					
HVUSF10000			500	14 (500)						
2CL105				9	450	10 (450)	2 (25°C)	Не указано		

## Параметры современных высоковольтных маломощных диодов (продолжение)

Наименование	Производитель	Постоянное обратное напряжение $V_{RW}$ , кВ	Средний прямой ток $I_{F(AV)}$ , мА	Среднее прямое напряжение* $V_F$ (при токе $I_F$ , мА), В	Средний обратный ток $I_R$ при напряжении $V_{RW}$ , мкА	Время обратного восстановления, $t_{rr}$ , нс	Примечания		
На напряжение от 8000 до 10 000 В									
M100FF3	VMI	10	20	25 (20)	0,1 (25°C), 10 (100°C)	30			
M100FF5						50			
1N6535				25		14 (25)		70	
M100FG						13 (25)		200	
M100UFG						14 (25)		100	
M100SG						13 (25)		3000	
X100FF3			80	25(80)	0,1 (25°C), 20 (100°C)	30			
X100FF5				50					
1N6527			100	12 (100)	0,5 (25°C), 20 (100°C)	70			
X100FG			100	13 (100)		1 (25°C), 20 (100°C)	100		
X100UFG				9 (100)	200				
X100SG				13 (100)	3000				
Z100FF3			180	25 (180)		30			
Z100FF5				50					
1N6519			500	13 (500)	1 (25°C), 25 (100°C)	70			
Z100F/Z100FG				13 (600)		200			
Z100UFG				14 (600)		100			
Z100SG				12 (600)		3000			
Z100S			600	14 (600)		100			
Z100UF			400	14 (600)		100			
K100F			1500	14 (1500)	2 (25°C), 100 (100°C)	100			
K100FG				13 (1500)		200			
K100S				12 (1500)		3000			
На напряжение от 10 000 до 18 000 В									
BY719	Philips	12	4	69 (100)	3 (120°C)	100	«Мягкое» восстановление		
BY720		14		92 (100)					
BY721		16	3	88 (50)					
BY722		18		75 (100)					
BY8112		12	5	82,5 (100)				60	Управляемая лавина**, «мягкое» восстановление
BY8114		14		94 (100)					
BY8116		16	5	52 (100)					
BY8412		12		60 (100)					
BY8414		14	3	70 (100)		100	«Мягкое» восстановление		
BY8416		16		77 (100)					
BY8418		18							
X150FF3		VMI	15	50		37,5 (50)	1 (25°C), 20 (100°C)	30	
X150FF5					50				
X150FG	20 (100)				200				
X150UFG	22 (100)				100				
X150SG	20 (100)			3000					
Z150FG	300			20 (300)	1 (25°C), 25 (100°C)	200			
Z150UFG				22 (300)		100			
Z150SG				18 (300)		3000			
M160FF3		16	10	50 (10)		0,1 (25°C), 10 (100°C)	30		
M160FF5	50								
DHM3J120	Hitachi	12	3	42 (5)	2	100			
DHM3C140		14		45 (5)					
DHM3HE120		12		48 (5)		50			
DHM3UG120		1		36 (5)		40			
G12FS/G12FG	HVCA	12	10	35 (10)	0,2 (25°C)	100			
G15FS/G15FG		15							
G12GE		12	15	50 (15)					
G15GE		15							
CL03-12		12	250	35 (250)		2 (25°C)	100		
CL03-15		15	200	38 (200)					
2CL106		12	450	12 (450)			Не указано		
RHV15		15	25	35 (25)		1 (25°C)	100		

Параметры современных высоковольтных маломощных диодов (продолжение)

Наименование	Производитель	Постоянное обратное напряжение $V_{RW}$ , кВ	Средний прямой ток $I_{F(AV)}$ , мА	Среднее прямое напряжение* $V_F$ (при токе $I_F$ , мА), В	Средний обратный ток $I_R$ при напряжении $V_{RW}$ , мкА	Время обратного восстановления, $t_{rr}$ , нс	Примечания
На напряжении от 10 000 до 18 000 В							
BCHV12	HVCA	12	100	13 (100)	2 (25°C)	Не указано	
BCHV15		15		16 (100)			
RTHV12		12		26 (100)			
RTHV15		15					
HV15000			600	14 (600)	0,5 (25°C)	Не указано	
HVF12500		12,5	20 (500)				
HVF15000		15	500	24 (500)	1 (25°C)	150	
HVUF12500		12,5		15 (500)			
HVUF15000		15		17 (500)			
HVFUS12500		12,5		21 (500)			
HVFUS15000		15		28 (500)			
DD1200		Diotec		12			20
DD1400	14						
DD1600	16						
DD1800	18						
KЦ118В	Фотон	12	2	35	1	300	
На напряжении от 18 000 до 25 000 В							
BY723	Philips	20	3	88 (50)	3 (120°C)	100	«Мягкое» восстановление
BY724		24					
BY8420		20		88 (100)			
BY8424		24		98 (100)			
M180UFG	VMI	18	10	35 (10)	0,1 (25°C), 10 (100°C)	100	
X200FG		20	25	28 (50)	1 (25°C), 20 (100°C)	200	
X200UFG				30 (50)		100	
X200SG				26 (50)		3000	
G20FP	HVCA	20	10	55 (10)	0,2 (25°C)	200	
G25FP		25					
G20FG		20		70 (10)			
G25FG		25					
G20PE		20	15				
G25PE		25					
CL03-20		20	120	38 (120)	2 (25°C)		
RHV20		20	25	55 (25)	1 (25°C)	100	
RHV25		25					
BCHV20		20					100
BCHV25	25	32 (100)					
RTHV20	20	44 (100)					
RTHV25	25	52 (100)					
HVF20000	HVCA	20	500	30	1 (25°C)	150	
HVUF20000				22		75	
HVUF25000		25					
HVUSF20000		20		28		35	

■ – снятые с производства.

\* При максимальной температуре кристалла.

\*\* Controlled avalanche.

\*\*\* Fast soft recovery.

кая» (soft recovery) или «резкая» (abrupt recovery).

Динамические потери у диодов с мягкой характеристикой восстановления выше. Это связано с тем, что ток через диод продолжает течь в тот момент, когда к диоду уже приложено высокое обратное напряжение. В то же время «резкая» характеристика восстановления может создавать проблемы «звона» и повышенных по-

мех при переключении, что может потребовать применения гасящих цепочек (снабберов), ухудшающих КПД преобразователей. Оптимальной как с точки зрения динамических потерь, так и с точки зрения помех можно назвать характеристику «быстрое мягкое восстановление» (fast soft recovery).

Таким образом, при выборе характеристики восстановления разработ-

чику следует руководствоваться в первую очередь схемотехническими особенностями применения (топологией преобразователя и т.д.), а при замене компонента в существующей разработке следует применять диоды с той же характеристикой восстановления.

**Обратный ток**

В то время как сама характеристика является понятной, не всегда должное

внимание уделяется условиям измерения, которые в данном случае имеют исключительную важность. Основные факторы, влияющие на обратный ток, – приложенное обратное напряжение, температура и освещённость. К сожалению, освещённость практически никогда не нормируется (в документации фирмы Philips встречается цифра 300 лк, что значительно меньше естественной). В то же время она оказывает существенное влияние на ток утечки. Для нейтрализации влияния этого фактора следует располагать высоковольтные диоды (особенно это касается изделий в корпусах светлого цвета) в светозащищённых местах, а при невозможности этого может потребоваться покрытие непроводящими светозащищающими красками.

Напряжение, при котором измеряется обратный ток, может варьироваться от 0,5 до 1,0 от максимально допустимой величины (в зависимости от производителя). Следует учитывать, что изменение напряжения, при котором проводится измерение, влияет на результат.

Основным фактором, влияющим на обратный ток, является температура. При этом высоковольтные диоды имеют отличительную черту – их ток утечки складывается в основном из двух составляющих – утечка по корпусу и диффузионный ток через р–п-переход. Важным моментом является тот факт, что утечка по корпусу практически не зависит от температуры, тогда как ток через переход зависит от неё очень сильно (в качестве оценки можно считать, что он удваивается на каждые 10 градусов). При температуре в 25°C эти составляющие могут быть одного порядка, при высоких температурах влияние утечки по корпусу

несущественно. В результате два диода, имеющих одинаковые утечки при комнатной температуре, могут существенно отличаться по этому параметру при повышенных температурах. Разработчику следует учитывать эту особенность. К сожалению, производители не всегда указывают обратный ток при разных температурах.

### Контролируемый лавинный пробой

Некоторые диоды имеют в своих технических данных фразу controlled avalanche, soft avalanche или аналогичную. Означает это нормируемую характеристику лавинного пробоя, что на практике свидетельствует о допустимости последовательного соединения таких диодов (для повышения максимального рабочего напряжения) без применения дополнительных выравнивающих элементов. В частности, к ним относятся диоды семейства ВУХ10х, ВУ81хх фирмы Philips и другие. При замене таких компонентов (в случае их последовательного соединения в схеме) следует выбирать также диоды с контролируемым лавинным пробоем либо заменять всю цепочку одним диодом с максимальным рабочим напряжением, равным или превышающим суммарное рабочее напряжение диодов в цепочке.

### ОСНОВНЫЕ ПРОИЗВОДИТЕЛИ МАЛОМОЩНЫХ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ДИОДОВ

В таблице приведены основные параметры современных высоковольтных малоомощных диодов.

#### HV Component Associates (HVCA)

Эта фирма, специализирующаяся именно на высоковольтных диодах,

имеет самый большой выбор продукции (к сожалению, никак не представленной на отечественном рынке), насчитывающий более сотни типов диодов, в том числе диоды на рабочее напряжение до 600 кВ. С каталогом изделий фирмы можно ознакомиться на сайте [1]. На сайте также имеется система поиска аналогов (Cross Reference Search), однако соответствий продукции Philips она не находит.

#### Semtech

Крупный производитель аналоговых электронных компонентов фирма Semtech имеет также линейку малоомощных высоковольтных диодов, в том числе со сверхмалым временем восстановления (30 нс). Расположен каталог на сайте [2].

#### Voltage Multipliers, Inc. (VMI)

Фирма VMI первой отреагировала на проблему замены высоковольтных диодов Philips публикацией таблицы соответствия (cross reference) [3]. Однако следует использовать эту таблицу с большой осторожностью – практически все приведённые аналоги уступают по одному или нескольким параметрам диодам фирмы Philips.

Также ряд изделий выпускается фирмами Diotec, Hitachi, Rectron и др.

### ЛИТЕРАТУРА

1. HVCA & CKE High Voltage Products Catalog ([www.hvca.com/pg\\_catalog/catalog.aspx](http://www.hvca.com/pg_catalog/catalog.aspx)).
2. Semtech Products Catalog ([www.semtech.com/products](http://www.semtech.com/products)).
3. VMI Cross-referenced Discontinued Philips HV Diodes ([www.voltagemultipliers.com/Philips%20Cross-Referenced%20Diodes/Philips%20Cross-Ref.htm](http://www.voltagemultipliers.com/Philips%20Cross-Referenced%20Diodes/Philips%20Cross-Ref.htm)).



**ИЗМЕРИТЕЛЬ СОПРОТИВЛЕНИЯ ПЕТЛИ ФАЗА-НУЛЬ ИФН-200**

- измерение полного, активного и реактивного сопротивления цепи фаза-нуль без отключения источника питания
- измерение напряжения переменного тока
- встроенный омметр
- измерение сопротивления металlosвязи
- вычисление ожидаемого тока короткого замыкания
- вычисление угла сдвига фаз

**ИЗМЕРИТЕЛЬ СОПРОТИВЛЕНИЯ ЗАЗЕМЛЕНИЯ, МЕТАЛЛОСВЯЗИ И УДЕЛЬНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ГРУНТА ИС-10**

- измерение сопротивления заземления трех- или четырехпроводным методом
- измерение сопротивления металlosвязи с разрешением 1 МОм
- измерение переменного тока (опция)
- определение непрерывности защитных проводников
- вычисление удельного сопротивления грунта в Ом\*м
- качественная оценка (без разрыва цепи заземлителей) состояния единичных заземлителей в многоэлементном заземлении путем определения процентного распределения токов между элементами (опция)

**РАДИО-СЕРВИС**  
научно-производственная фирма

- ✓ микропроцессорное управление
- ✓ автоматический выбор диапазонов измерений
- ✓ высокоинформативный ЖК дисплей
- ✓ ударопрочный, пыле- и влагозащищенный корпус. Степень защиты IP42
- ✓ встроенная память

426033, г.Ижевск, а/я 4579  
ул.Пушкинская, 288  
тел.: (3412) 43-91-44  
факс: (3412) 43-92-63  
e-mail: office@radio-service.ru  
[www.radio-service.ru](http://www.radio-service.ru)

в базового комплекта цена 9500 руб

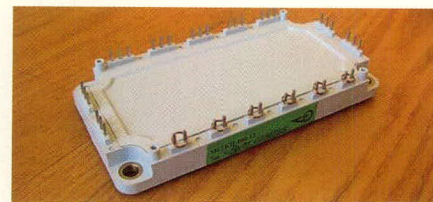
цена 9950 руб

приборы внесены в ГОСРЕЕСТР СИ РФ

# Современные российские силовые модули

Владимир Пастухов (г. Чебоксары)

Российский рынок силовой электроники на 95% заполнен продукцией иностранных производителей. Вместе с тем существуют российские производители компонентов силовой электроники, выпускающие вполне конкурентоспособные изделия. Статья знакомит с продукцией одного из них.



Силовой шестиключевой модуль в корпусе LoPak

В настоящее время на рынке силовой электроники всё большие требования предъявляются к показателям надёжности и безотказности оборудования, более эффективному управлению энергетическими потоками, увеличению полезной мощности изделий. Предпочтение отдаётся быстродействующим, высокоточным, энергосберегающим установкам. Поэтому на рынке полупроводниковых силовых ключей покупаются IGBT и

MOSFET-модули. Об этих модулях говорилось уже достаточно, но ведь именно они по своим массогабаритным показателям, сочетающимся с высоким быстродействием, минимальными статическими и динамическими потерями мощности, высокой устойчивостью к электрическим и механическим нагрузкам, в наибольшей степени отвечают современным требованиям к преобразователям электрической энергии и обеспечивают производителям опти-

мальную стоимость 1 кВт переработанной электроэнергии в структуре издержек их товара.

Если провести небольшой анализ ситуации, то мы увидим, что на российском рынке действует более 50 представительств и дистрибьюторов иностранных компаний. Около десяти из них представляют крупнейших мировых производителей силовых модулей, обладающих известными брендами, и занимают более 95% российского рынка. Для заполнения российского рынка силовой электроники именно российской продукцией видится ряд следующих шагов: проведение разработок и внедрение в производство новых типов силовых модулей, повышение их «интеллектуальности», проведение совместных опытно-конструкторских работ с потенциальными потребителями – разработчиками и производителями силового электронного оборудования, расширение мощностного ряда изделий и, конечно, повышение качества выпускаемой продукции до уровня международных стандартов.

Так, ОАО «Контур» с 1998 г., используя накопленный опыт и имеющуюся современную научно-производственную базу, разрабатывает, производит и поставляет более 50 типов силовых IGBT- и MOSFET-модулей на токи 25...400 А и напряжение 60...1700 В и диодно-тиристорных модулей напряжением до 1600 В. Данные модули характеризуются сниженными на 10...15% статическими и динамическими потерями, повышенной рабочей частотой, а также унифицированными корпусами. В номенклатуру выпускаемой продукции входят одно- и двухключевые IGBT-модули на токи от 50 до 400 А, напряжение до 1700 В в двух типах корпусов с

Таблица 1. IGBT-модули

Схема	Обозначение	Транзистор			Диод		Корпус
		$R_{thjc}$ , °C/Вт	$V_{ce(on)}$ , В	$t_d$ (off), нс	$R_{thjc}$ , °C/Вт	$V_F$ , В	
Ключ	МТКИ-200-12	0,08	2,2	800	0,16	2	DU INT-A-PAK
	МТКИ-300-12	0,05	2,2	800	0,12	2	DU INT-A-PAK
	МТКИ-400-12	0,045	2,2	800	0,09	2	DU INT-A-PAK
Полумост	М2ТКИ-50-12	0,3	2,1	500	0,6	2,3	INT-A-PAK
	М2ТКИ-75-12	0,235	2,1	500	0,55	2,3	INT-A-PAK
	М2ТКИ-100-12	0,18	2,1	500	0,36	2,3	INT-A-PAK
	М2ТКИ-150-12	0,12	2,1	700	0,24	2	DU INT-A-PAK
	М2ТКИ-200-12	0,09	2,1	700	0,18	2	DU INT-A-PAK
Верхний чоплер	МТКИД-50-12	0,3	2,1	500	0,6	2,3	INT-A-PAK
	МТКИД-75-12	0,235	2,1	500	0,55	2,3	INT-A-PAK
	МТКИД-100-12	0,18	2,1	500	0,36	2,3	INT-A-PAK
	МТКИД-150-12	0,12	2,1	700	0,24	2	DU INT-A-PAK
	МТКИД-200-12	0,09	2,1	700	0,18	2	DU INT-A-PAK
Нижний чоплер	МДТКИ-50-12	0,3	2,1	500	0,6	2,3	INT-A-PAK
	МДТКИ-75-12	0,235	2,1	500	0,55	2,3	INT-A-PAK
	МДТКИ-100-12	0,18	2,1	500	0,36	2,3	INT-A-PAK
	МДТКИ-150-12	0,12	2,1	700	0,24	2	DU INT-A-PAK
	МДТКИ-200-12	0,09	2,2	700	0,18	2	DU INT-A-PAK
Шесть ключей	М6ТКИ-50-12	0,3	2,1	500	0,6	2	LoPak-3
	М6ТКИ-75-12	0,37	2,1	500	0,74	2	LoPak-3
	М6ТКИ-100-12	0,28	2,1	500	0,56	2	LoPak-3
Ключ переменного тока	М2ТКИ-50-12-1	0,3	2,1	500	0,6	2,3	INT-A-PAK
	М2ТКИ-100-12-1	0,18	2,1	500	0,36	2,3	INT-A-PAK
	М2ТКИ-200-12-1	0,09	2,1	700	0,18	2	DU INT-A-PAK

Таблица 2. MOSFET-модули

Схема	Обозначение	Vds, В	I, А	Корпус
Мост	M4ТКП-60-1	100	60	INT-A-PAK
	M4ТКП-45-8	800	45	INT-A-PAK
	M4ТКП-30-6	600	30	INT-A-PAK
Полумост	M2ТКП-100-1	100	100	INT-A-PAK
	M2ТКП-125-1	100	125	INT-A-PAK
	M2ТКП-240-1	100	240	INT-A-PAK
	M2ТКП-250-1	100	250	DU INT-A-PAK
	M2ТКП-90-8	800	90	DU INT-A-PAK
	M2ТКП-90-6	600	90	INT-A-PAK
	M2ТКП-70-8	800	70	INT-A-PAK
Ключ	МТКП 250-1	100	250	INT-A-PAK
	МТКП-500-1	100	500	DU INT-A-PAK
	МТКП-580-2	200	580	DU INT-A-PAK
Нижний чоппер	МДТКП-500-1	100	500	DU INT-A-PAK
	МДТКП-70-8	800	70	DU INT-A-PAK
	МДТКП-130-8	800	130	DU INT-A-PAK

Таблица 3. Аналоги продукции ОАО «Контур» зарубежных фирм

	Semikron	Еурес	Mitsubishi	ОАО «Контур»
Ключ	SKM200GA123D	BSM200GA120DN2		МТКИ-200-12
	SKM300GA123D	BSM300GA120DN2	CM200HA-24H	МТКИ-300-12
	SKM400GA123D	BSM400GA120DN2	CM300HA-24H	МТКИ-400-12
	SKM400GA173D	BSM400GA170DLC	CM400HA-24H	МТКИ-400-17
Полумост	SKM50GB123D	BSM50GB120DN2		М2ТКИ-50-12
	SKM75GB123D	BSM75GB120DN2	CM50DY-24H	М2ТКИ-75-12
	SKM100GB123D	BSM100GB120DN2	CM75DY-24H	М2ТКИ-100-12
	SKM150GB123D	BSM150GB120DN2	CM100DU-24H	М2ТКИ-150-12
	SKM200GB123D	BSM200GB120DN2	CM150DU-24H	М2ТКИ-200-12
	SKM200GB123D1		CM200DY-24H	М2ТКИ-200-12-01
Верхний чоппер	SKM50GAL123D	BSM50GAR120DN2		МТКИД-50-12
	SKM75GAR123D	BSM75GAR120DN2		МТКИД-75-12
	SKM100GAR123D	BSM100GAR120DN2		МТКИД-100-12
	SKM150GAR123D	BSM150GAR120DN2		МТКИД-150-12
	SKM200GAR123D	BSM200GAR120DN2		МТКИД-200-12
	SKM200GAR173D			МТКИД-200-17
Нижний чоппер	SKM50GAL123D	BSM50GAL120DN2		МДТКИ-50-12
	SKM75GAL123D	BSM75GAL120DN2	CM50E3U-12H	МДТКИ-75-12
	SKM100GAL123D	BSM100GAL120DN2	CM75E3U-24H	МДТКИ-100-12
	SKM150GAL123D	BSM150GAL120DN2	CM100E3U-24H	МДТКИ-150-12
	SKM200GAL123D	BSM200GAL120DN2	CM150E3U-24H	МДТКИ-200-12
Шестиключевой SPT IGBT-модуль		BSM100GD120DN2		М6ТКИ-100-12

основанием, двухключевые MOSFET-модули на токи до 125 А в одном типе корпуса с основанием, диодные и тиристорные модули на токи до 200 А.

В таблицах 1 и 2 представлены параметры некоторых модулей производства ОАО «Контур». Указанные ключевые полупроводниковые приборы являются основным компонентом

энергосберегающих преобразователей электрической энергии и определяют их основные параметры. Конструктивно ключи выполняются по классической схеме, в виде модуля, состоящего из корпуса, в котором расположены керамические платы с двусторонней металлизацией меди. На платах устанавливаются кристаллы

транзисторных ключей и другие конструктивные элементы. Коммутация кристаллов между собой и с силовыми и управляющими выводами обеспечивается топологией верхнего металлизированного слоя платы и алюминиевыми проводниками в процессе пайки и сварки. Данная конструкция обеспечивает необходимый отвод тепла от кристалла при электрической изоляции от основания (см. рисунок).

В таблице 3 приведены аналоги продукции предприятия ведущих зарубежных фирм.



## Отечественные силовые модули и твердотельные реле

**поставка  
в течение двух недель**

**контрактная сборка**

**разработка и изготовление  
изделий по индивидуальным  
требованиям заказчика**



**ОАО Контур  
г. Чебоксары, Ядринское  
шоссе, 3  
тел./факс: (8352) 41-8688  
E-mail: kontur\_nse@chhts.ru**

# Микроконтроллеры семейства LPC2000 (ARM7TDMI-S) от Philips – ещё один шаг к идеальной платформе для встраиваемых приложений

(часть 2)

Павел Редькин (г. Ульяновск)

Во второй части автор продолжает знакомить с 16/32-разрядными встраиваемыми микроконтроллерами семейства LPC2000 фирмы Philips Semiconductors. Показана организация системной памяти, конфигурация выводов и контроллер внешней памяти. Приведено описание аппаратных узлов и регистров блока управления системой.

## ОРГАНИЗАЦИЯ СИСТЕМНОЙ ПАМЯТИ LPC2000

При рассмотрении системной памяти МК производитель оперирует понятиями «карта памяти» и «переотображение памяти». Под картой памяти здесь понимается блочная диаграмма, графически изображающая адресное пространство некоторой адресуемой памяти. Под переотобра-

жением памяти понимается заложенная производителем в МК LPC2000 возможность автоматической аппаратной перекодировки адресов памяти в командах процессора при осуществлении доступа к определённым её областям. В результате такой перекодировки попытки программы осуществить доступ к некоторой области памяти приводят в результате к аналогичному физическому доступу к другой области памяти, на которую переотображена требуемая область.

## Массив системной памяти

Встроенная память устройств семейства LPC2000 состоит из нескольких различных областей.

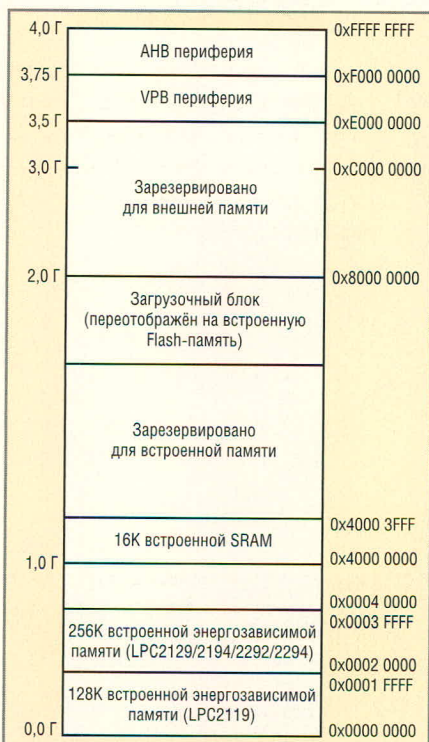


Рис. 4. Карта системной памяти моделей LPC2119/2129/2194/2292/2294

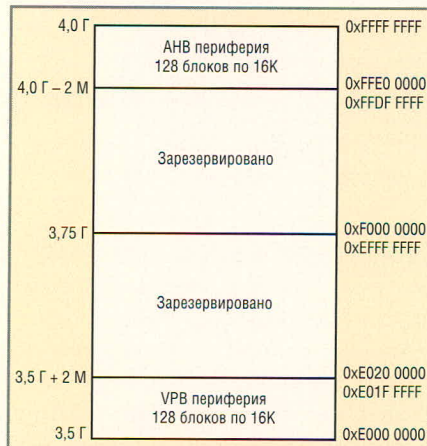


Рис. 5. Карта периферийной памяти моделей LPC2119/2129/2194/2292/2294

На рис. 4 показана полная карта всей системной памяти МК LPC2119/2129/2194/2292/2294, доступной пользовательской программе после сброса. На рис. 5 показана карта периферийной памяти МК LPC2119/2129/2194/2292/2294. К периферийной памяти относятся АНВ и VPB периферийные области, размером каждая по 2М, разделённые на 128 областей периферийных устройств. Таким образом, каждому периферийному устройству отведена область памяти размером 16К. Карты периферийной памяти областей АНВ и VPB приведены соответственно на рис. 6 и 7.

## Концепция карты памяти и операционных режимов

Суть концепции построения памяти МК семейства LPC2000 состоит

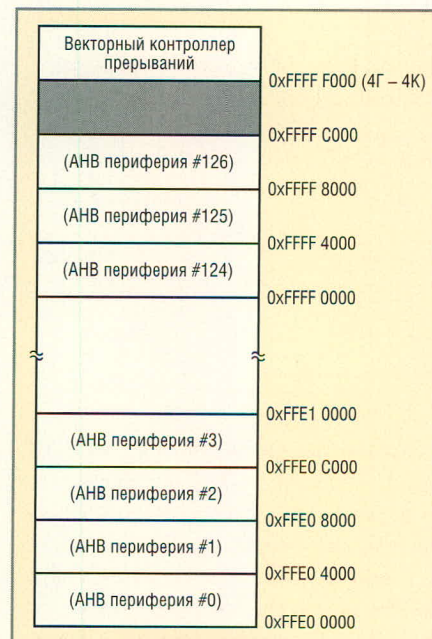


Рис. 6. Карта периферийной памяти АНВ моделей LPC2119/2129/2194/2292/2294

в том, что каждая область памяти МК имеет свое «естественное», раз и навсегда заданное местоположение в карте памяти. Оно всегда неизменно и представляет собой адресный интервал, для которого пишется код, постоянно находящийся в этой области. Объём каждой такой области памяти всегда постоянен. Местоположение области векторов исключений процессора ARM7 (адреса от 0x0000 0000 до 0x0000 001C, как показано в табл. 6) может быть программно переотображено на небольшую часть загрузочного блока или на большую часть пространства SRAM. Эта возможность позволяет создать возможную альтернативу использования прерываний в различных операционных режимах МК, описанных в табл. 7. Местоположение самого загрузочного блока также может быть переотображено. Переотображение векторной области прерываний осуществляется с помощью механизма управления памятью устройств LPC2000, который будет описан ниже. Переотображение загрузочного блока из встроенной Flash-памяти в область старших адресов внешней памяти осуществляется способом, указанным в табл. 7 («Режим внешнего пользователя»).

**Переотображение памяти**

Как уже было сказано, для обеспечения совместимости с будущими устройствами весь загрузочный блок может быть переотображён на

**Таблица 6. Местоположения векторов исключений МК семейства LPC2000**

Адрес	Исключение
0x0000 0000	Сброс (запуск)
0x0000 0004	Неопределённая (неправильная) команда
0x0000 0008	Программное прерывание
0x0000 000C	Аварийное прекращение работы выбора с упреждением (ошибка выборки команды из памяти)
0x0000 0010	Аварийное прекращение выборки данных (ошибка доступа к данным в памяти)
0x0000 0014	Зарезервировано*
0x0000 0018	IRQ
0x0000 001C	FIQ

\* В документации ARM этот адрес идентифицируется как зарезервированный. В устройствах семейства LPC2000 этот адрес используется встроенным загрузчиком как ключ (сигнатура) «правильной» пользовательской программы.

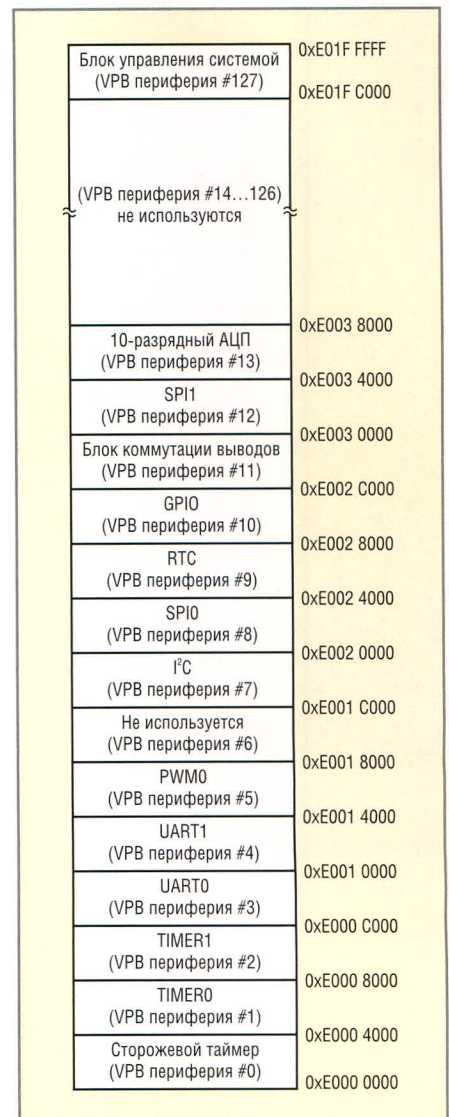
верхнюю область адресного пространства встроенной памяти. Таким образом, при использовании встроенных и внешних модулей памяти различного размера разработчику никогда не потребуется изменения местоположения загрузочного блока (что потребовало бы изменения непосредственно кода загрузчика) или изменения способа отображения векторов прерываний загрузочного блока. Области памяти, не относящиеся к размещению векторов прерываний, остаются на прежних местах. На рис. 8 показана карта механизма управления встроенной памятью в режимах, перечисленных выше. Часть памяти, которая может переотображаться, чтобы обеспечить обработку прерываний в различных режимах, включает в себя область векторов прерываний (32 байта) и дополнительные 32 байта, т.е. имеет размер 64 байта. Переотображение позволяет обращаться к физическим адресам с 0x0000 0000 по 0x0000 003F путём программного доступа к другим (переотображённым) адресам. Таким образом, типовая пользовательская программа во Flash-памяти может разместить полный обработчик FIQ по адресу 0x0000 001C без возникновения потребности учитывать границы памяти. Вектор, содержащийся в загрузочном блоке внешней памяти или в SRAM, должен содержать команды передачи управления к фактическим программам обработки прерывания или к другим командам, которые обеспечивают переход к программам обработки прерываний.

Необходимо отметить, что области переотображённой памяти, вклю-

**Таблица 7. Режимы управления памятью МК семейства LPC2000**

Режим	Способ активации	Использование
Режим загрузчика	Аппаратная активация после любого сброса	Загрузчик всегда выполняется после любого сброса. Векторы прерывания загрузочного блока переотображены на начало памяти, чтобы разрешить обработку исключений и использовать прерывания в ходе процесса начальной загрузки
Режим программы пользователя	Программная активация загрузочным кодом	Активируется загрузчиком, когда сигнатура «правильной» пользовательской программы распознана в памяти и поэтому операция загрузки не вызывается. Векторы прерывания не переотображены и находятся в начале Flash-памяти
Режим пользовательской оперативной памяти	Программная активация пользовательской программой	Следует активировать пользовательской программой. Векторы прерывания переотображены на начало статической оперативной памяти SRAM
Режим внешнего пользователя	На выводах BOOT1:0 нет уровней «1» при сбросе	Активируется загрузчиком, когда один или оба вывода BOOT находятся на низком уровне в момент снятия внешнего низкого уровня с вывода RESET. Векторы прерывания переотображены на начало карты внешней памяти*

\* Этот режим доступен только для устройств с контроллером внешней памяти, например для LPC2292/2294.



**Рис. 7. Карта периферийной памяти VPB моделей LPC2119/2129/2194/2292/2294**

чая загрузочный блок и векторы прерывания, продолжают находиться и в их первоначальном (оригинальном) местоположении кроме их дополнительного (виртуального) нахождения по переотображённым адресам.

### Конфигурация выводов LPC2000

Топологическая схема корпуса устройств LPC2119/2129/2194 с указанием номеров и функций выводов приведена на рис. 9. Описание выводов устройств LPC2119/2129/2194 с указанием их альтернативных функций приведено в табл. 8. Аналогичная информация для других устройств LPC2000 доступна на сайте [www.LPC2000.com](http://www.LPC2000.com).

### КОНТРОЛЛЕР ВНЕШНЕЙ ПАМЯТИ (EMC)

Модуль контроллера внешней памяти EMC реализован только для МК LPC2000 в 144-выводном корпусе, например LPC2292/2294. Модуль EMC имеет следующие основные особенности:

- поддерживает статические устройства с отобразённой памятью, RAM, ROM, Flash-память, burst-ROM и некоторые внешние устройства ввода-вывода;
- обеспечивает асинхронные операции чтения в постраничном режиме в не синхронизированных подсистемах памяти;
- обеспечивает независимое конфигурирование до четырёх банков памяти, каждый размером до 16М;
- обеспечивает программируемую внешнюю ширину данных: 8, 16 или 32 разряда.

Диапазоны адресов, способы и схемы подключения к МК устройств внешней памяти, критерии выбора таких устройств, специальные регистры EMC, а также типичные шинные последовательности сигналов интерфейса EMC подробно рассмотрены в книге [1].

### Блок управления системой

Блок управления системой МК семейства LPC2000 включает в себя несколько аппаратных узлов и регистров управления множеством не зависимых друг от друга функций, связанных с определёнными периферийными устройствами. Эти функции (узлы) следующие:

- стабилизированный кварцевым резонатором генератор;
- входы внешних прерываний;
- узел управления памятью;
- узел ФАПЧ (PLL);
- узел управления потребляемой мощностью;

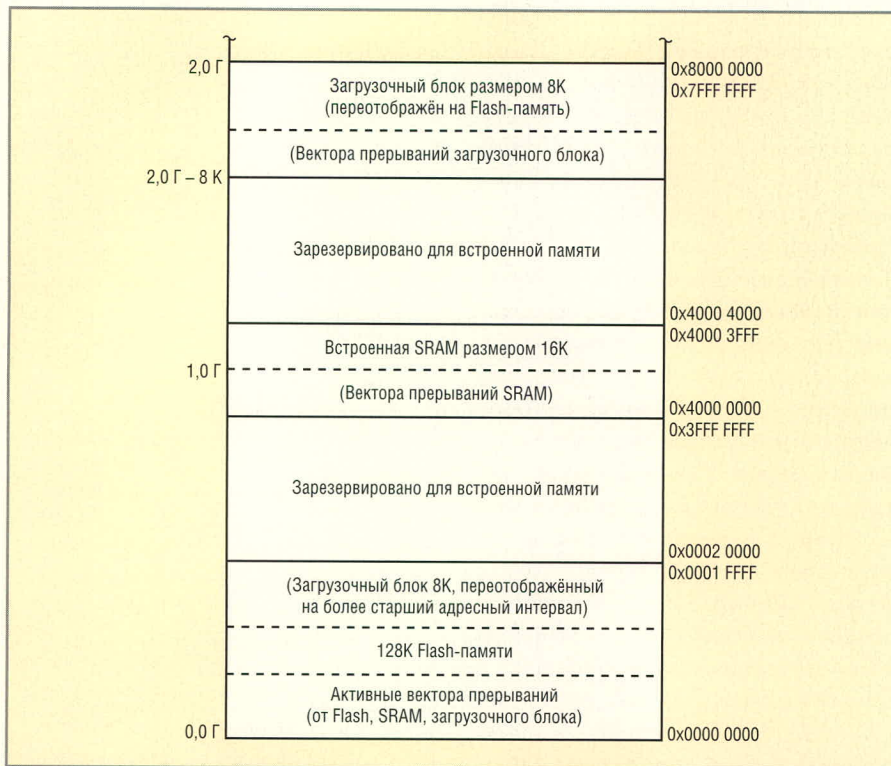


Рис. 8. Карта механизма управления встроенной памятью для МК LPC2000 с 128К и Flash 16К SRAM

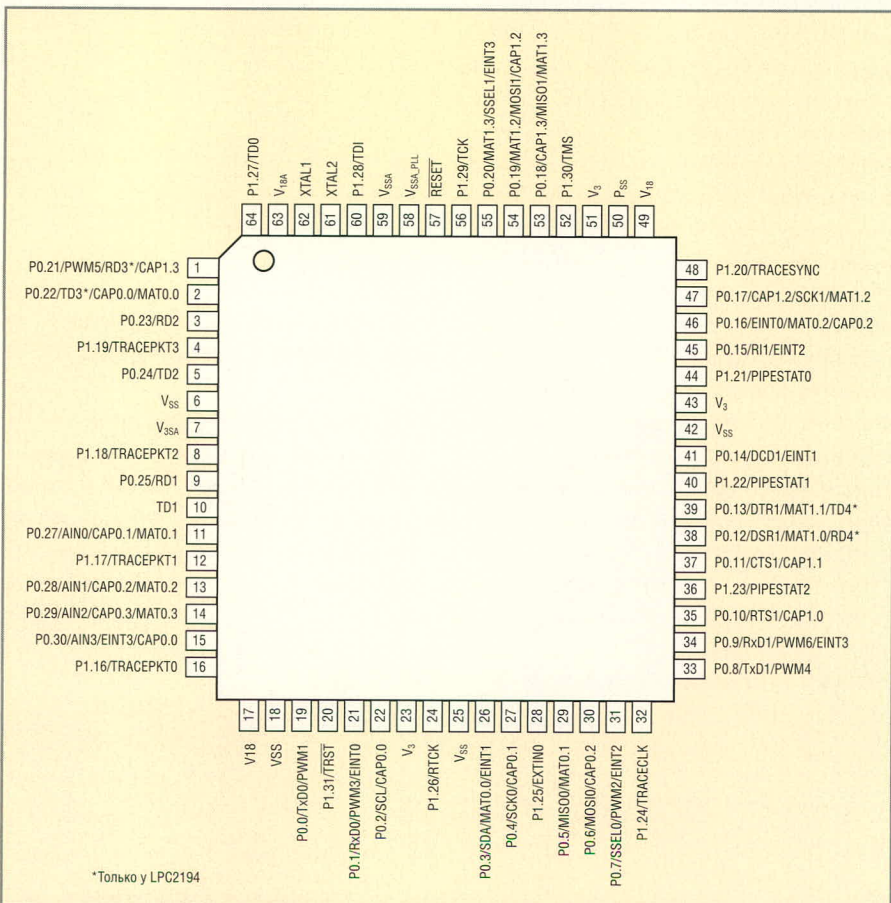


Рис. 9. Топологическая схема корпуса моделей LPC2119/2129/2194

МК LPC2000 генерируют исключение аварийного прекращения работы цикла шины, если производится доступ к зарезервированным или несуществующим областям адресов, указанным в картах памяти как «зарезер-

вированная встроенная память». Кроме того, исключение аварийного прекращения работы выбора с упреждением будет сгенерировано для любого вызова команды, который отображает-ся на адрес АНВ или VPB периферии.

Таблица 8. Описание выводов устройств LPC2119/2129/2194

Номер вывода <sup>1</sup>	Обозначение	Тип	Описание
1	Порт 0	I/O	32-разрядный двунаправленный порт ввода-вывода с индивидуальным заданием направления для каждого бита. Функция каждой линии порта 0 выбирается через блок коммутации выводов. Выводы 26 и 31 порта 0 недоступны <sup>2</sup>
	P0.21	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	PWM5	O	Выход широтно-импульсного модулятора 5
	RD3 (CAN3)	I	Вход приёмника (доступен только в LPC2194)
2	CAP1.3	I	Вход захвата TIMER1, канал 3
	P0.22	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	TD3 (CAN3)	O	Выход передатчика (доступен только в LPC2194)
3	CAP0.0	I	Вход захвата TIMER0, канал 0
	MAT0.0	O	Выход совпадения TIMER0, канал 0
5	P0.23	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	RD2 (CAN2)	I	Вход приёмника
9	P0.24	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	TD2 (CAN2)	O	Выход передатчика
11	P0.25	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	RD1 (CAN1)	I	Вход приёмника
	P0.27	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	AIN0	I	АЦП, вход 0 (аналоговый вход, всегда подключен к этому выводу)
13	CAP0.1	I	Вход захвата TIMER0, канал 1
	MAT0.1	O	Выход совпадения TIMER0, канал 1
	P0.28	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	AIN1	I	АЦП вход 1 (аналоговый вход, всегда подключен к этому выводу)
14	CAP0.2	I	Вход захвата TIMER0, канал 2
	MAT0.2	O	Выход совпадения TIMER0, канал 2
	P0.29	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	AIN2	I	АЦП вход 2 (аналоговый вход, всегда подключен к этому выводу)
15	CAP0.3	I	Вход захвата TIMER0, канал 3
	MAT0.3	O	Выход совпадения TIMER0, канал 3
	P0.30	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	AIN3	I	АЦП вход 3 (аналоговый вход, всегда подключен к этому выводу)
19	EINT3	I	Вход внешнего прерывания 3
	CAP0.0	I	Вход захвата TIMER0, канал 0
	P0.0	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
21	TxD0	O	Выход передатчика UART0
	PWM1	O	Выход широтно-импульсного модулятора 1
	P0.1	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	RxD0	I	Вход приёмника UART0
22	PWM3	O	Выход широтно-импульсного модулятора 3
	EINT0	I	Вход внешнего прерывания 0
	P0.2	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
26	SCL	I/O	Вход-выход синхронизации I <sup>2</sup> C. Выход с открытым коллектором (в режиме I <sup>2</sup> C)
	CAP0.0	I	Вход захвата TIMER0, канал 0
	P0.3	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
27	SDA	I/O	Вход-выход данных I <sup>2</sup> C. Выход с открытым коллектором (в режиме I <sup>2</sup> C)
	MAT0.0	O	Выход совпадения TIMER0, канал 0
	EINT1	I	Вход внешнего прерывания 1
29	P0.4	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	SCK0	I/O	Вывод последовательной синхронизации SPI0. Выход синхронизации SPI ведущего или вход ведомого
	CAP0.1	I	Вход захвата TIMER0, канал 1
33	P0.5	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	MISO0	I/O	Вход ведущего-выход ведомого SPI0. Выход данных SPI ведущего или выход данных SPI ведомого
	MAT0.1	O	Выход совпадения TIMER0, канал 1

Номер вывода <sup>1</sup>	Обозначение	Тип	Описание
30	P0.6	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	MOSI0	I/O	Выход ведущего – вход ведомого SPI0. Выход данных SPI ведущего или вход данных SPI ведомого
	CAP0.2	I	Вход захвата TIMER0, канал 2
31	P0.7	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	SSEL0	I	Выбор ведомого SPI0. Выбирает интерфейс SPI в качестве ведомого
	PWM2	O	Выход широтно-импульсного модулятора 2
33	EINT2	I	Вход внешнего прерывания 2
	P0.8	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	TxD1	O	Выход передатчика UART1
34	PWM4	O	Выход широтно-импульсного модулятора 4
	P0.9	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	RxD1	I	Вход приёмника UART1
35	PWM6	O	Выход широтно-импульсного модулятора 6
	EINT3	I	Вход внешнего прерывания 3
	P0.10	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
37	RTS1	O	Выход запроса посылки UART1
	CAP1.0	I	Вход захвата TIMER1, канал 0
	P0.11	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
38	CTS1	I	Вход сброса посылки UART1
	CAP1.1	I	Вход захвата TIMER1, канал 1
	P0.12	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
39	DSR1	I	Вход готовности данных UART1
	MAT1.0	O	Выход совпадения TIMER1, канал 0
	RD4 (CAN4)	I	Вход приёмника (доступен только в LPC2194)
41	P0.13	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	DTR1	O	Выход готовности данных терминала UART1
	MAT1.1	O	Выход совпадения TIMER1, канал 1
45	TD4 (CAN4)	O	Выход передатчика (доступен только в LPC2194)
	P0.14	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	DCD1	I	Вход обнаружения несущей частоты данных UART1
46	EINT1	I	Вход внешнего прерывания 1 <sup>3</sup>
	P0.15	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	RI1	I	Вход индикатора вызова UART1
47	EINT2	I	Вход внешнего прерывания 2
	P0.16	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	EINT0	I	Вход внешнего прерывания 0
53	MAT0.2	O	Выход совпадения TIMER0, канал 2
	CAP0.2	I	Вход захвата TIMER0, канал 2
	P0.17	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
54	CAP1.2	I	Вход захвата TIMER1, канал 2
	SCK1	I/O	Вывод последовательной синхронизации SPI1. Выход синхронизации SPI ведущего или вход ведомого
	MAT1.2	O	Выход совпадения TIMER1, канал 2
55	P0.18	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	CAP1.3	I	Вход захвата TIMER1, канал 3
	MISO1	I/O	Вход ведущего – выход ведомого SPI1. Выход данных SPI ведущего или выход данных SPI ведомого
29	MAT1.3	O	Выход совпадения TIMER1, канал 3
	P0.19	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	MAT1.2	O	Выход совпадения TIMER1, канал 2
30	MOSI1	I/O	Выход ведущего – вход ведомого SPI0. Выход данных SPI ведущего или вход данных SPI ведомого
	CAP1.2	I	Вход захвата TIMER1, канал 2
	P0.20	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
31	MAT1.3	O	Выход совпадения TIMER1, канал 3
	SSEL1	I	Выбор ведомого SPI1. Выбирает интерфейс SPI в качестве ведомого
	EINT3	I	Вход внешнего прерывания 3

Таблица 8. Описание выводов устройств LPC2119/2129/2194 (продолжение)

Номер вывода <sup>1</sup>	Обозначение	Тип	Описание
–	Порт 1	I/O	32-разрядный двунаправленный порт ввода-вывода с индивидуальным заданием направления для каждого бита. Функция каждой линии порта 1 выбирается через блок коммутации выводов. Только выводы 16 – 31 порта 1 доступны <sup>4</sup>
4	P1.19	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	TRACERPKT3	O	Трассировка пакетов, бит 3
8	P1.18	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	TRACERPKT2	O	Трассировка пакетов, бит 2
12	P1.17	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	TRACERPKT1	O	Трассировка пакетов, бит 1
16	P1.16	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	TRACERPKT0	O	Трассировка пакетов, бит 0
20	P1.31	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	TRST	I	Тестирование сброса для интерфейса JTAG
24	P1.26	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	RTCK	I/O	Выход возврата тестирования синхронизации. Дополнительный сигнал, который добавляется к JTAG-порту. Помогает синхронизации отладчика, когда частота процессора изменяется <sup>5</sup>
28	P1.25	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	EXTINO	I	Внешний триггерный вход
32	P1.24	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	TRACECLK	O	Тактирование трассировки
36	P1.23	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	PIPESTAT2	O	Состояние конвейера, бит 2
40	P1.22	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	PIPESTAT1	O	Состояние конвейера, бит 1
44	P1.21	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	PIPESTAT0	O	Состояние конвейера, бит 0
48	P1.20	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	TRACESYNC	O	Синхронизация трассировки <sup>6</sup>
52	P1.30	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	TMS	I	Тестирование выбора режима для интерфейса JTAG

Номер вывода <sup>1</sup>	Обозначение	Тип	Описание
56	P1.29	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	TCK	I	Тестирование синхронизации для интерфейса JTAG
60	P1.28	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	TDI	I	Тестирование входных данных для интерфейса JTAG
64	P1.27	I/O	Линия ввода/вывода общего назначения (GPIO)
	TDO	O	Тестирование выходных данных для интерфейса JTAG
6, 18, 25, 42, 50	VSS	I	Заземление – напряжение 0 В
7	V3A	I	Аналоговое напряжение питания 3,3 В для портов ввода-вывода. Это напряжение номинально должно быть тем же, что и V <sub>3</sub> , но должно быть изолировано от последнего, чтобы минимизировать шумы и ошибки АЦП. Напряжение на этом выводе используется в качестве опорного напряжения для АЦП
10	TD1 (CAN1)	O	Выход передатчика. Этот вывод толерантен к внешнему напряжению 5 В и имеет встроенный подтягивающий к «плюсу» питания резистор
17, 49	V18	I	Напряжение питания 1,8 В для внутренних схем устройства, в т.ч. вычислительного ядра
23, 43, 51	V3	I	Напряжение питания 3,3 В для портов ввода-вывода
57	RESET	I	Вход внешнего сброса – низкий внешний уровень на этом выводе сбрасывает устройство, устанавливая на портах ввода-вывода и периферийных устройствах заданные по умолчанию состояния и вызывая выполнение программы процессором с адреса 0. Это TTL-вход с гистерезисом, толерантный к внешнему напряжению 5 В
58	VSSA_PLL	I	Аналоговое заземление ФАПЧ напряжение 0 В. Это напряжение номинально должно быть тем же, что и V <sub>SS</sub> , но должно быть изолировано от последнего, чтобы минимизировать шумы и ошибки АЦП
59	VSSA	I	Аналоговое заземление – напряжение 0 В. Это напряжение номинально должно быть тем же, что и V <sub>SS</sub> , но должно быть изолировано от последнего, чтобы минимизировать шумы и ошибки АЦП
61	XTAL2	O	Выход усилителя генератора
62	XTAL1	I	Вход схемы генератора и внутренних цепей генератора синхросигнала
63	V18A	I	Аналоговое напряжение питания 1,8 В для внутренних схем устройства, в т.ч. вычислительного ядра. Это напряжение номинально должно быть тем же, что и V <sub>18</sub> , но должно быть изолировано от последнего, чтобы минимизировать шумы и ошибки АЦП

<sup>1</sup> Корпус LQFP-64.

<sup>2</sup> Все выводы порта 0, исключая те, которые могут использоваться как входы АЦП (P0.27, P0.28, P0.29 и P0.30), толерантны к внешнему напряжению 5 В. Если АЦП не используется, то выводы, связанные с АЦП, могут также использоваться как цифровые выводы I/O, толерантные к 5 В.

<sup>3</sup> Низкий уровень на выводе P0.14 при низком уровне на выводе RESET приводит к передаче управления встроенному загрузчику после завершения сброса.

<sup>4</sup> Все выводы порта 1 толерантны к внешнему напряжению 5 В и имеют встроенные подтягивающие к «плюсу» питания резисторы. Резисторы устанавливают высокий входной уровень на выводе, когда соответствующий вывод используется как вход.

<sup>5</sup> Низкий внешний уровень на выводе P1.26 при низком уровне на выводе RESET. Разрешает работу выводов P1.31:26 в качестве порта отладки после завершения сброса.

<sup>6</sup> Низкий внешний уровень на выводе P1.20, в то время как на выводе RESET также присутствует низкий уровень. Разрешает работу выводов P1.25:16 в качестве линий трассировки пакетов после завершения сброса.

- узел сброса;
  - VPВ-делитель;
  - таймер «пробуждения» из «спящего» режима.
- Каждая функция имеет свои собственные обслуживающие регистры.

**Стабилизированный кварцем генератор**

В пределах частотного диапазона 1...50 МГц в МК LPC2000 может использоваться внешний тактовый сигнал (амплитудой не менее 200 мВ).

Его следует подавать на вход XTAL1. Встроенная схема генератора МК поддерживает работу с внешними кварцевыми резонаторами только в частотном диапазоне 1...30 МГц. Если в устройстве используется встроенная система ФАПЧ или встроенный загрузчик, то входная частота тактового сигнала ограничена диапазоном 10...25 МГц.

Генератор выдает частоту, которая далее будет обозначаться как F<sub>OSC</sub>, а частота тактирования процессора ARM далее будет обозначаться как cclk (CCLK). Частоты F<sub>OSC</sub> и cclk совпадают в том случае, если встроенная система ФАПЧ не используется.

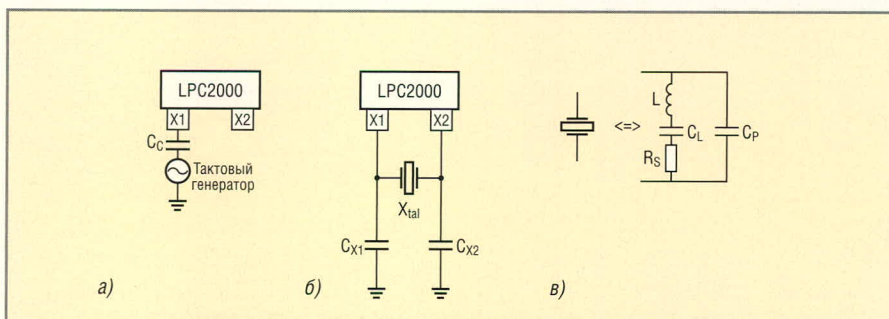


Рис. 10. Режимы работы встроенного генератора LPC2000

Встроенный генератор в МК LPC2000 может работать в одном из двух режимов: ведомом (рис. 10а) и режиме автоколебаний (рис. 10б). Внешние компоненты, используемые в режиме автоколебаний, показаны на рис. 10б и 10в и в табл. 9. Необходимое для генерации сопротивление обратной связи уже встроено в устройство, а ёмкости  $C_{X1}$  и  $C_{X2}$  должны быть подключены как показано на рисунке для обеспечения генерации на основной частоте подключенного кварцевого резонатора (основная частота резонатора определяется значениями  $L$ ,  $C_L$  и  $R_S$  эквивалентной схемы резонатора, см. рис. 10в). Ёмкость  $C_P$ , показанная на эквивалентной схеме, у используемого резонатора не должна превышать 7 пФ.

#### Входы внешних прерываний

МК семейства LPC2000 имеют четыре входа внешних прерываний (EINT0 – EINT3) аналогично выбираемым функциям выводов. Входы внешних прерываний могут использоваться произвольно, чтобы «пробудить» процессор из режима пониженного энергопотребления Power Down.

Таблица 9. Рекомендованные значения  $C_{X1}$ ,  $C_{X2}$  в режиме автоколебаний, параметры кварцевого резонатора и других внешних компонентов

Основная частота генератора $F_0$ , МГц	Эквивалентная ёмкость резонатора $C_L$ , пФ	Максимальное эквивалентное сопротивление резонатора $R_S$ , Ом	Внешние ёмкости $C_{X1}$ , $C_{X2}$ , пФ
1...5	10	NA*	NA
	20	NA	NA
	30	<300	58, 58
5...10	10	<300	18, 18
	20	<300	38, 38
	30	<300	58, 58
10...15	10	<300	18, 18
	20	<220	38, 38
	30	<140	58, 58
15...20	10	<220	18, 18
	20	<140	38, 38
	30	<80	58, 58
20...25	10	<160	18, 18
	20	<90	38, 38
	30	<50	58, 58
25...30	10	<130	18, 18
	20	<50	38, 38
	30	NA	NA

\*NA – здесь и далее означает «не используется» (Not Applicable).

С функцией обработки внешних прерываний связаны нижеследующие регистры.

Регистр флагов внешних прерываний (EXTINT – 0xE01FC140). Битовая структура регистра EXTINT



# ПРИБОРОСТРОЕНИЕ ЭЛЕКТРОНИКА. ЭЛЕКТРОТЕХНИКА - 2006

V межрегиональная специализированная выставка

## 14 - 16 НОЯБРЯ 2006

#### Основные разделы выставки:

- Передовые технологии, оборудование, материалы
- Датчики, системы идентификации, первичные преобразователи, электроприводы
- Контрольно-измерительные и диагностические приборы
- Электронные устройства, компоненты, элементная база
- Метрология, весоизмерительное оборудование
- Электротехническое оборудование общепромышленного применения
- Силовая электроника и микроэлектроника
- Специализированная литература

#### Место проведения:

КОСК «Россия» г. Екатеринбург ул. Высоцкого, 14  
Тел/факс: (343) 347-45-05, 347-18-32  
e-mail: [vystavka@kosk.ru](mailto:vystavka@kosk.ru)  
<http://www.kosk.ru>

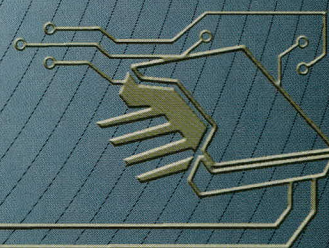


Таблица 10. Регистр флагов внешних прерываний (EXTINT – 0xE01FC140)

Номер бита	Имя бита	Функция бита	Значение после сброса
0	EINT0	В режиме, когда внешние прерывания вызываются уровнем, этот бит устанавливается, если функция EINT0 выбрана для вывода устройства и на этот вывод подан его активный внешний уровень. В режиме, когда внешнее прерывание вызывается перепадом, этот бит устанавливается, если функция EINT0 выбрана для вывода устройства и на этот вывод подан его активный внешний перепад. Можно выбрать до двух выводов, чтобы реализовать функцию EINT0 (P0.1 и P0.16). Этот бит может быть сброшен путем записи в него лог. 1, кроме того случая, когда внешние прерывания вызываются уровнем и на вывод подан этот внешний активный уровень	0
1	EINT1	Аналогично описанию бита EINT0, но относится к функции EINT1 и выводам P0.3 и P0.14	0
2	EINT2	Аналогично описанию бита EINT0, но относится к функции EINT2 и выводам P0.7 и P0.15	0
3	EINT3	Аналогично описанию бита EINT0, но относится к функции EINT3 и выводам P0.9, P0.20 и P0.30	0
7:4	Зарезервированы	Данные биты зарезервированы. Пользовательское программное обеспечение не должно производить запись в зарезервированные биты. Чтение зарезервированного бита возвращает неопределённое значение	NA

Таблица 11. Регистр «пробуждения» от внешних прерываний (EXTWAKE – 0xE01FC144)

Номер бита	Имя бита	Функция бита	Значение после сброса
0	EXTWAKE0	Когда этот бит установлен, заданный активный уровень или перепад на входе /EINT0 «пробудит» процессор из режима Power Down	0
1	EXTWAKE1	Аналогично описанию бита EXTWAKE0, но относится к входу /EINT1	0
2	EXTWAKE2	Аналогично описанию бита EXTWAKE0, но относится к входу /EINT2	0
3	EXTWAKE3	Аналогично описанию бита EXTWAKE0, но относится к входу /EINT3	0
7:4	Зарезервированы	Данные биты зарезервированы. Пользовательское программное обеспечение не должно производить запись в зарезервированные биты. Чтение зарезервированного бита возвращает неопределённое значение	NA

Таблица 12. Регистр режима внешних прерываний (EXTMODE – 0xE01FC148)

Номер бита	Имя бита	Функция бита	Значение после сброса
0	EXTMODE0	Когда этот бит сброшен, прерывание EINT0 вызывается уровнем. Когда этот бит установлен, прерывание EINT0 вызывается перепадом	0
1	EXTMODE1	Аналогично описанию бита EXTMODE0, но относится к прерыванию EINT1	0
2	EXTMODE2	Аналогично описанию бита EXTMODE0, но относится к прерыванию EINT2	0
3	EXTMODE3	Аналогично описанию бита EXTMODE0, но относится к прерыванию EINT3	0
7:4	Зарезервированы	Данные биты зарезервированы. Пользовательское программное обеспечение не должно производить запись в зарезервированные биты. Чтение зарезервированного бита возвращает неопределённое значение	NA

Таблица 13. Регистр полярности внешних прерываний (EXTPOLAR – 0xE01FC14C)

Номер бита	Имя бита	Функция бита	Значение после сброса
0	EXTPOLAR0	Когда этот бит сброшен, прерывание EINT0 вызывается низким уровнем внешнего сигнала или отрицательным перепадом (в зависимости от значения бита EXTMODE0)	0
		Когда этот бит установлен, прерывание EINT0 вызывается высоким уровнем внешнего сигнала или положительным перепадом (в зависимости от значения бита EXTMODE0)	
1	EXTPOLAR1	Когда этот бит сброшен, прерывание EINT1 вызывается низким уровнем внешнего сигнала или отрицательным перепадом (в зависимости от значения бита EXTMODE1)	0
		Когда этот бит установлен, прерывание EINT1 вызывается высоким уровнем внешнего сигнала или положительным перепадом (в зависимости от значения бита EXTMODE1)	
2	EXTPOLAR2	Когда этот бит сброшен, прерывание EINT2 вызывается низким уровнем внешнего сигнала или отрицательным перепадом (в зависимости от значения бита EXTMODE2)	0
		Когда этот бит установлен, прерывание EINT2 вызывается высоким уровнем внешнего сигнала или положительным перепадом (в зависимости от значения бита EXTMODE2)	
3	EXTPOLAR3	Когда этот бит сброшен, прерывание EINT3 вызывается низким уровнем внешнего сигнала или отрицательным перепадом (в зависимости от значения бита EXTMODE3)	0
		Когда этот бит установлен, прерывание EINT3 вызывается высоким уровнем внешнего сигнала или положительным перепадом (в зависимости от значения бита EXTMODE3)	
7:4	Зарезервированы	Данные биты зарезервированы. Пользовательское программное обеспечение не должно производить запись в зарезервированные биты. Чтение зарезервированного бита возвращает неопределённое значение	NA

приведена в табл. 10. Когда выбрана функция обработки внешнего прерывания с вывода устройства, то внешний уровень или перепад напряжения на этом выводе вызовет установку флага соответствующего прерывания в регистре EXTINT. Установка флага в свою очередь вызовет соответствующий запрос на прерывание контроллера векторов прерываний (VIC), который вызовет переход на его обработку, если внешние прерывания разрешены.

Регистр «пробуждения» от внешних прерываний (EXTWAKE – 0xE01FC144). Битовая структура регистра EXTWAKE приведена в табл. 11. Биты регистра EXTWAKE разрешают внешним прерываниям «пробуждать» процессор, если он находится в режиме Power Down. Чтобы «пробуждение» состоялось, соответствующая функция EINTn должна быть задана для вывода МК (разрешение данного прерывания в VIC не обязательно).

Регистр режима внешних прерываний (EXTMODE – 0xE01FC148). Битовая структура регистра EXTMODE приведена в табл. 12.

Регистр полярности внешних прерываний (EXTPOLAR – 0xE01FC14C). Битовая структура регистра EXTPOLAR приведена в табл. 13.

**Управление памятью**

Управление памятью заключается в изменении отображения области векторов прерываний, которая, как кажется пользователю, всегда начинается с адреса 0x00000000. Это позволяет коду, находящемуся в различных областях памяти, управлять прерываниями.

Доступный для чтения и записи регистр управления памятью (MEMMAP – 0xE01FC040) определяет, читаются ли вектора прерывания ARM из загрузочного блока во Flash-памяти, пользовательской Flash-памяти или оперативной памяти. Битовая структура регистра MEMMAP приведена в табл. 14.

Механизм управления памятью просто выбирает один из трёх доступных источников данных (состоящих из 64 байтов каждый), необходимых для обработки исключения ARM. Например, всякий раз, когда сгенерирован запрос программного прерывания, ядро ARM бу-

Таблица 14. Биты регистра MEMMAP (MEMMAP – 0xE01FC040)

Номер бита	Имя бита	Функция бита	Значение после сброса*
1:0	MAP1:0	00 – режим загрузчика. Векторы прерывания перетображены в загрузочный блок	0
		01 – режим пользовательской Flash-памяти. Векторы прерывания не перетображены и постоянно находятся во Flash-памяти	
		10 – режим пользовательской оперативной памяти. Векторы прерывания перетображены в статическую оперативную память SRAM	
		11 – режим пользовательской внешней памяти. Векторы прерывания перетображены во внешнюю память	
		Этот режим доступен только для устройств с контроллером внешней памяти, например, L2292/2294, и не должен задаваться, когда используются другие МК семейства LPC2000**	
7:2	Зарезервированы	Данные биты зарезервированы. Пользовательское программное обеспечение не должно производить запись в зарезервированные биты. Чтение зарезервированного бита возвращает неопределённое значение	NA

\*Значение битов MAP после аппаратного сброса равно 00. Это значение даёт возможность пользователю видеть результаты выполнения кода загрузчика, который всегда выполняется при сбросе.

\*\*Некорректное задание значений этих битов может привести к неправильным операциям устройства

дет выбирать 32-разрядные данные, «расположенные» по адресу 0x00000008. Однако когда биты MEMMAP[1:0] = 10 (режим пользовательской оперативной памяти), чтение/выборка по адресу 0x00000008 возвратит данные, реально храня-

щиеся по адресу 0x40000008. Если биты MEMMAP[1:0] = 01 (режим пользовательской Flash-памяти), то чтение/выборка по адресу 0x00000008 возвратит данные, реально хранящиеся во встроенной Flash-памяти по адресу 0x00000008.

В случае если биты MEMMAP[1:0] = = 00 (режим загрузчика), чтение/выборка по адресу 0x00000008 возвратит данные, хранящиеся по адресу 0x7FFFE008 (загрузочный блок, перетображенный во встроенную Flash-память).

*Продолжение следует*

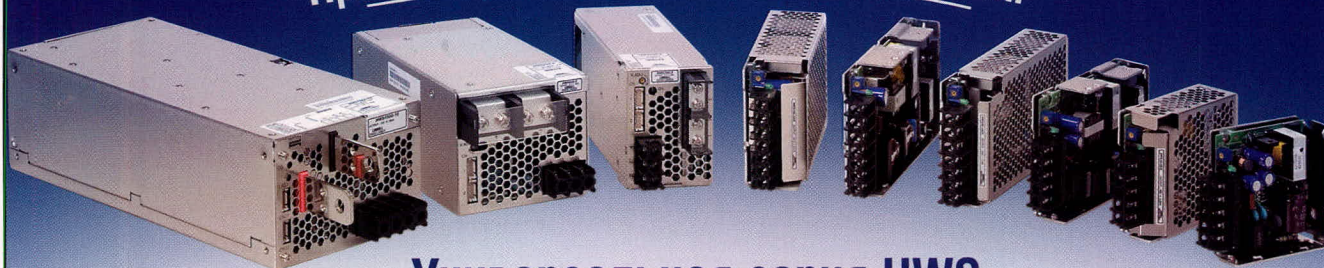
## ЛИТЕРАТУРА

1. Редькин П.П. Микроконтроллеры ARM7. Семейство LPC2000 компании Philips: полное руководство пользователя. М.: Додэка-XXI. 2006 (готовится к выпуску).
2. LPC2119/2129/2194/2292/2294 USER MANUAL. Feb. 2004. Philips Semiconductors ([www.LPC2000.com](http://www.LPC2000.com)).
3. ARM 7TDMI Data Sheet. Document Number: ARM DDI 0029E. August 1995. Copyright Advanced RISC Machines Ltd (ARM) 1995 ([www.arm.com](http://www.arm.com)).
4. ARM7TDMI-S Technical Reference Manual (Rev 4) Copyright © ARM Limited. ARM DDI 0234A ([www.arm.com](http://www.arm.com)).
5. ARM Instruction Set. Quick Reference Card ([www.arm.com](http://www.arm.com)).
6. Thumb Instruction Set. Quick Reference Card ([www.arm.com](http://www.arm.com)).



**NEMIC LAMBDA**   
Leading Power

Практически для любых применений!



## Универсальная серия HWS AC/DC-преобразователей

- Универсальный вход 85-265 В (47-63 Гц) или 120-370 В постоянного напряжения
- Выходные мощности от 15 до 1500 Вт
- Выходные напряжения от 3,3 до 48 В
- Высокие энергетические показатели качества
- Монтаж на шасси и DIN-рейку
- Диапазон рабочих температур от -40 до +71 °С (опция)
- Устойчивость к вибрационным и ударным воздействиям: MIL-STD-810F
- Исполнение для применения в медицинском оборудовании
- Широкий набор сервисных функций
- Гарантийный срок 5 лет

**PROSOFT**®

Телефон: (495) 234-0636 • Факс: 234-0640  
E-mail: [info@prosoft.ru](mailto:info@prosoft.ru) • Web: [www.prosoft.ru](http://www.prosoft.ru)

# Микроконтроллеры ColdFire от Freescale Semiconductor – НОВЫЙ импульс развития

(часть 2)

Татьяна Ремизевич (Москва)

Одно из интересных направлений развития компании Freescale Semiconductor – внедрение 32-разрядного процессорного ядра ColdFire в низкостоимостные микроконтроллеры (МК), которые должны заменить 8-разрядные МК верхней гаммы семейства HCS908. Данная статья посвящена новой версии процессорного ядра ColdFire V1, на основе которого планируется выпуск недорогих однокристальных 32-разрядных МК.

В июле 2006 г. компания Freescale Semiconductor анонсировала новую упрощённую версию 32-разрядного RISC-процессорного ядра на основе архитектуры ColdFire. Это ядро должно стать основой новой серии высокопроизводительных дешёвых однокристальных МК для приложений, в которых сейчас используются 8-разрядные МК семейства HCS08 с объёмом памяти от 32 до 60 Кб и числом выводов корпуса от 80 до 100. Объявлено, что для ускорения инсталляции в новые разработки будущие модели МК с процессорным ядром ColdFire V1 будут оснащены периферийными модулями семейства

HCS08, которые хорошо освоены разработчиками. Таким образом, компания Freescale Semiconductor стремится так «одомашнить» это ядро, чтобы огромная армия разработчиков на 8-разрядных МК могла с лёгкостью на него перейти, устранив тем самым некоторый психологический барьер между 8- и 32-разрядными МК.

По мнению автора, столь интересное решение не должно остаться незамеченным разработчиками микропроцессорных систем. И пока заявленных образцов дешёвых 32-разрядных МК ещё нет (они появятся только в 2007 г.), интересно с теоретической точки зрения разобраться в сути предлагаемых решений.

## ПРОЦЕССОРНОЕ ЯДРО COLD FIRE V2/2M

Новое упрощённое процессорное ядро ColdFire V1 является модификацией самой распространённой в настоящий момент версии V2M из коллекции 32-разрядных RISC-процессорных ядер с переменной длиной команды, именуемых ColdFire, технические характеристики которых были приведены в первой части статьи. Поэтому уделим некоторое внимание архитектуре и основным характеристикам ядра ColdFire V2/2M.

Все МК семейства ColdFire могут работать в двух режимах: режиме пользователя и режиме супервизора. В режиме супервизора разрешается выполнение любых команд процессора

и доступ ко всем его регистрам. В режиме пользователя запрещается выполнение ряда команд и ограничивается доступ к некоторым регистрам. Таким образом, в режиме пользователя вступают в силу ограничения по изменению состояния процессора, которые могут помешать выполнению других пользовательских программ посредством нарушения установленного супервизором режима работы.

Программно-логическая модель ядра ColdFire V2 достаточно проста [1]. Модель пользователя содержит восемь 32-разрядных регистров данных D0...D7, восемь 32-разрядных регистров адреса A0...A7, один из которых (A7) используется как указатель стека SP, программный счётчик PC и регистр состояния CCR (рис. 1). Регистр состояния 8-разрядный и содержит в себе типовые общепринятые признаки: C – перенос, V – переполнение, Z – нулевого результата, N – знака. Обратите внимание: в основном процессоре ColdFire отсутствует явно выраженный аккумулятор, поскольку все регистры данных могут выполнять функции аккумулятора.

Число доступных регистров в режиме супервизора на 7 больше. Это регистр состояния SR, который содержит биты управления прерыванием и биты выбора режима работы процессора (пользователя или супервизора), регистр базового адреса таблицы векторов исключений (сброса и прерываний), регистр управления кэш-памятью SACR, регистры ACRn для управления обращением к памяти, а также регистры задания базового адреса и режима работы ОЗУ.

Усовершенствованная версия процессорного ядра ColdFire V2M дополнена модулем умножителя с накоплением (MAC) и аппаратным делителем. Подсистема для выполнения опера-

Регистр данных 0 (D0)		
Регистр данных 1 (D1)		
Регистр данных 2 (D2)		
Регистр данных 3 (D3)		
Регистр данных 4 (D4)		
Регистр данных 5 (D5)		
Регистр данных 6 (D6)		
Регистр данных 7 (D7)		
Регистр адреса 0 (A0)		
Регистр адреса 1 (A1)		
Регистр адреса 2 (A2)		
Регистр адреса 3 (A3)		
Регистр адреса 4 (A4)		
Регистр адреса 5 (A5)		
Регистр адреса 6 (A6)		
Указатель стека (SP, A7)		
Счётчик адреса (PC)		
Регистр состояния (CCR)		

Рис. 1. Программно-логическая модель процессорного ядра Cold Fire V2

ций цифровой обработки сигналов MAC содержит ещё три регистра: 32-разрядный аккумулятор ACC, 16-разрядный регистр масок MASK и регистр состояния MACSR.

Число возможных способов адресации процессора ColdFire V2M равно всего 12. Это не очень много для процессоров такого класса. Кроме традиционных для МК способов адресации – регистрового (как для регистров данных Dn, так и для регистров адреса An), прямого (с использованием короткого 16-разрядного и длинного 32-разрядного адреса), косвенного непосредственного (по содержимому одного из регистров адреса An) и относительного – используются дополнительные способы адресации:

- косвенный со смещением (адрес операнда образуется посредством сложения содержимого одного из регистров An с заданным в команде 16-разрядным смещением);
- косвенный с постинкрементированием (адрес операнда определяется содержимым одного из регистров An, которое после выборки операнда складывается с константой  $k = 1, 2$  или  $4$ ; константа  $k$  определяется числом байтов в адресуемом операнде);
- косвенный с преддекрементированием (адрес операнда определяется содержимым указанного в команде регистра An, из которого перед выборкой операнда вычитается заданная в команде константа  $k = 1, 2$  или  $4$ );
- косвенно-индексный со смещением (адрес операнда находится в ячейке памяти с адресом, который вычисляется путём сложения содержимого одного из регистров An с содержимым индексного регистра Xn и указанной в команде 8-разрядной константой; в качестве индексного может использоваться любой из регистров An или Dn);
- относительный с индексированием (адрес следующей команды программы находится в ячейке памяти с адресом, который вычисляется путём сложения содержимого регистра PC с содержимым индексного регистра Xn и указанной в команде 16-разрядной константой).

Если сравнить этот набор способов адресации с 16-разрядными МК от Freescale Semiconductor, то ока-

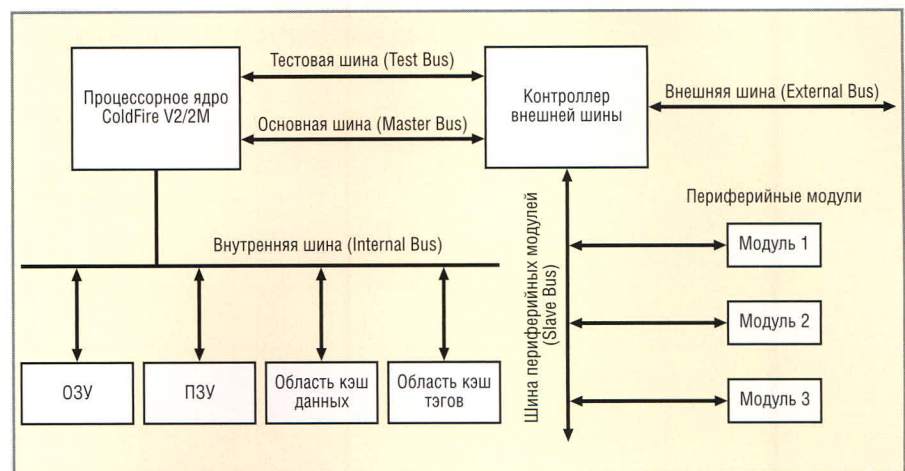


Рис. 2. Структура процессорного ядра Cold Fire V2

жется, что он даже несколько меньше последних. Таковы были требования экономичной RISC-архитектуры.

Система команд процессорного ядра ColdFire V2M состоит из 64 основных операций (без учёта применения для одной команды различных способов адресации) и 17 операций модуля MAC. Девять операций могут использоваться только в режиме супервизора. В отличие от CISC-процессорных ядер компании Freescale Semiconductor, рассматриваемое RISC-ядро использует всего одну команду типа MOV. Восемь её модификаций (MOVE, MOVA, MOVEC...), для которых возможно применение различных способов адресации, позволяют выполнить любые загрузки и пересылки операндов.

Группа арифметических команд помимо обязательных операций сложения, вычитания, сравнения 32-разрядных операндов содержит две команды умножения 16-разрядных и 32-разрядных операндов со знаком и без него. Модуль MAC и аппаратный делитель дополняют множество арифметических операций командой умножения с накоплением и шестью типами команд деления: целочисленное деление в формате (32:16) со знаком и без него, деление (32:32) целочисленное без знака, целочисленное со знаком, дробное со знаком и без него.

Реализуется полная группа логических команд: сдвиг вправо и влево, инверсия операнда, логическое И, ИЛИ, исключаящее ИЛИ, операция изменения знака двоичного числа NEG. Команд битового процессора всего три: тестирование битов с одновре-

менной инверсией их значений, тестирование битов с установкой в лог. 1 или в лог. 0. Выбор битов, подлежащих тестированию, определяется маской, указываемой непосредственно в коде команды или в каком-либо регистре.

Имеются команды ветвления, безусловного перехода, вызова подпрограмм и обслуживания прерываний.

Все перечисленные команды по сути своей не имеют существенных различий с более привычными 8-разрядными МК, за исключением того, что работают они преимущественно с 32- или с 16-разрядными словами. В чём же тогда столь существенное отличие в архитектуре от ранее рассмотренных МК, в том числе и от МК компании Freescale Semiconductor?

Главное отличие заключается в механизме обращения к памяти. На рис. 2 показана структурная схема построения микропроцессорной системы (в частном случае, однокристалльного МК) на базе процессорного ядра ColdFire V2/2M. Следует отметить, что обращение к встроенным областям постоянной ROM-памяти и оперативной RAM-памяти, а также к области кэш-памяти ведётся с использованием внутренней магистрали. Причём доступ к перечисленным блокам памяти осуществляется за один цикл с автоматической системой приоритетов. А вот обращение к внешней памяти и периферийным модулям ведётся с помощью многоразрядных магистралей Master BUS и Slave BUS, которые в целом более медленные. Использование кэш-памяти, двухступенчатого конвейера команд и специального механизма предсказания

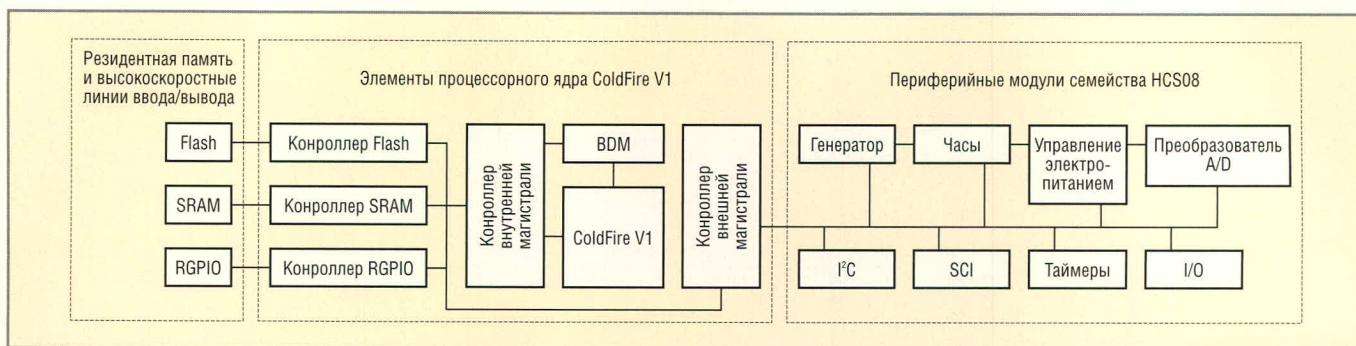


Рис. 3. Структура МК с процессорным ядром Cold Fire V1

направления ветвлений позволяют достичь производительности процессорного ядра ColdFire V2M в 159 MIPS (Dhrystone 2.1) при частоте тактирования 166 МГц.

### НОВОЕ ЯДРО COLDFIRE V1

Достаточно быстро познакомившись с базовым ядром ColdFire V2/2M, обратимся теперь к ядру V1. Какие упрощения по отношению к ядру V2/2M были сделаны при адаптации его к применениям в приложениях для 8-разрядных МК?

Обратимся сначала к структуре МК на основе ядра V1 (рис. 3). Можно видеть, что принцип разделения магистралей на внутреннюю (для обращения к резидентной памяти и высокоскоростным линиям ввода/вывода) и внешнюю (для обращения к периферийным модулям) остался неизменным. Контроллеры встроенной оперативной памяти RAM и высокоскоростных линий

ввода/вывода RGPIO (Rapid GPIO) обеспечивают выполнение операции чтения/записи за один такт системной шины. Включенный в состав процессорного ядра контроллер Flash-памяти программ обеспечивает выборку кода одной команды за два такта системной шины. Важно отметить, что состояние линий высокоскоростного ввода/вывода можно изменять при помощи команд битового процессора, что позволяет формировать на этих выходах чрезвычайно короткие импульсы.

Внутренняя шина адреса – 24-разрядная. Предельные значения конфигурации резидентной памяти, которые позволяет линейно адресовать внутренняя магистраль адреса, представлены в табл. 1. Естественно предположить, что в недорогих МК не весь объем предоставляемого адресного пространства будет занят резидентной памятью. Поэтому неизбеж-

но образование в карте памяти «пустых» областей, при обращении к которым модуль системной интеграции МК ColdFire V1 будет генерировать внутренний сброс по несуществующему адресу. Также внутренний сброс генерируется при выборке из памяти несуществующего кода команды.

Чрезвычайно важно, что введение новых команд позволяет ядру V1 вести обмен данными между всеми типами резидентной памяти в 8-разрядном или 16-разрядном форматах (табл. 2). Программно-логические модели всех периферийных модулей семейства HCS908 включают регистры специальных функций именно таких форматов, поэтому введение дополнительных команд делает обращение к периферии удобным и естественным.

Подобно своему предшественнику V2M, процессорное ядро ColdFire V1 обладает двухуровневым конвейером команд. Первый уровень конвейера выполняет функцию выборки и запоминания кода следующей к исполнению команды. Второй уровень конвейера хранит код операции текущей команды, декодирует его, осуществляет выборку из памяти операндов и управляет исполнением команды. Двухуровневый конвейер команд был оптимизирован для работы с 8- и 16-разрядными операндами. В результате большинство пересылок и преобразований с этими форматами данных выполняется за два периода внутренней системной шины. Такая оптимизация процессорного ядра V1 позволила достичь производительности 0,85 MIPS (Dhrystone 2.1) при частоте тактирования 50 МГц. Вычислительная производительность может быть увеличена до 1,05 MIPS (Dhrystone 2.1) при той же частоте тактирования, если программа бу-

Таблица 1. Карта памяти процессорного ядра ColdFire V1

Диапазон адресов	Тип адресуемой памяти	Максимальный объем, Кб
0x00_0000 – 0x7F_FFFF	Резидентная FLASH	8000
0x80_0000 – 0xBF_FFFF	Резидентная RAM	4000
0xC0_0000 – 0xDF_FFFF	Модули ядра, подключаемые к внутренней магистрали*	2000
0xE0_0000 – 0xFF_7FFF	Резерв	32 – 2000
0xFF_8000 – 0xFF_FFFF	Периферийные модули	32

\* Например, порты RGPIO.

Таблица 2. Форматы доступа к различным типам памяти

Область адресного пространства	Тип памяти	Режим чтения			Режим записи		
		Byte	Word	Long	Byte	Word	Long
0x00_0000 – 0x7F_FFFF	FLASH	+	+	+	-	-	+
0x80_0000 – 0xBF_FFFF	RAM	+	+	+	+	+	+
0xC0_0000 – 0xDF_FFFF	RGPIO	+	+	+	+	+	+
0xFF_8000 – 0xFF_FFFF	Периферийные модули	+	+	-	+	+	-

дет исполняться из резидентного ОЗУ.

Периферийный контроллер в составе процессорного ядра ColdFire V1 выполняет две функции: преобразует формат шины от внутреннего к внешнему формату, характерному для периферии МК HCS08, и снижает частоту обмена с периферией. Понижение возможно в любое целое число раз, но предполагается, что в следующих МК удастся достичь довольно высокого быстродействия периферийных модулей и кратность частот на шинах составит всего 2.

При разработке процессорного ядра ColdFire V1 активно обсуждалась необходимость уменьшения числа регистров в составе центрального процессора, но было решено не сокращать число регистров, предоставляемых программисту в режиме пользователя. Такое решение позволит в будущем обеспечить программную совместимость этого упрощённого ядра с более производительными его версиями, а также не будет сопровождаться затратами по разработке нового компилятора.

Поэтому программно-логическая модель процессорного ядра ColdFire V1 в режиме пользователя в точности соответствует рассмотренной ранее модели ColdFire V2 (рис. 1). А вот в режиме супервизора число доступных регистров сократили. Это связано с тем, что упрощённая версия ядра не требует столь гибких режимов работы с памятью, которые ранее реализовывались с помощью регистров, доступных в режиме супервизора.

Модуль умножителя с накоплением (MAC) и аппаратный делитель в базовой версии процессорного ядра ColdFire V1 отсутствуют, однако предусмотрена возможность их последующего подключения.


Система команд процессорного ядра ColdFire V1 пополнилась 16 новыми инструкциями, среди которых инструкции загрузки и сравнения 8- и 16-разрядных операндов, новые инструкции для работы с битовыми полями, две новые команды передачи управления.

Подвергся изменению и модуль внутрисхемной отладки BDM. С целью полной совместимости по

выводам будущих МК с существующими представителями семейства HCS908 интерфейс сопряжения с компьютером верхнего уровня стал трёхпроводным, т.е. тем, который используется в 8-разрядных МК HCS908.

Вот таким предстало новое процессорное ядро для недорогих встраиваемых систем [2]. Предполагается, что новые 32-разрядные однокристалльные МК будут реализовываться по цене от \$4 до \$7, что позволит рассматривать их в качестве замены существующим 8-разрядным МК верхней гаммы. Уже готов пакет средств разработки CodeWarrior Development Studio, в котором объединены компиляторы Си для HCS908 и ColdFire V1. Остаётся ждать реальных образцов микроконтроллеров.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Шагурин И.И. Современные микроконтроллеры и микропроцессоры Motorola: Справочник. М: Горячая линия – Телеком, 2004.
2. Version1 ColdFire® White Paper. Document Number: V1CFWP Rev. 0, 07/2006. 

## Магнитодиэлектрики MICROMETALS

### Снижение габаритов и потерь энергии



Высокоэффективные магнитодиэлектрические сердечники Micrometals для силовой электроники и ВЧ-техники

**Micrometals наносит на свои изделия запатентованную цветовую маркировку в качестве защиты от подделок. Оригинальная продукция Micrometals в компании ПРОСОФТ**

#### ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ДОСТОИНСТВА

Большая номенклатура типоразмеров – от 3,4 мм до 165 мм  
Токоизолирующее полимерное покрытие до 3 слоёв  
Тороидальные, Ш- и U-образные, трубчатые, низкопрофильные сердечники, стержни, шайбы, бусины и др.  
Силовые магнитопроводы до 5 МГц  
ВЧ-сердечники для частот от 0,01 до 500 МГц  
Рабочая температура до 2000°C  
Высокая стабильность параметров

#### Применение сердечников MICROMETALS позволяет:

Снизить стоимость индуктивных компонентов в 3...5 раз  
Снизить потери на 30...50% по сравнению с ферритами  
Оптимально распределить потери между сердечником и обмоткой  
Повысить надёжность аппаратуры  
Оптимизировать конструкцию и уменьшить габариты индуктивных компонентов

**PROSOFT®**

**ПРОСОФТ – АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА**

Телефон: (495) 232-2522 • E-mail: info@prochip.ru • Web: www.prochip.ru

# Поиск «идеальных» решений в силовой электронике: от постановки задачи до реализации проекта

Василий Боровиков, Юрий Красников (г. Новосибирск)

На примере импульсных регуляторов напряжения в статье показана эффективность применения новых снабберных цепей. Впервые предложен способ восстановления диода путём ограничения силы, а не скорости нарастания обратного тока. Также впервые предложен импульсный повышающий регулятор напряжения с непрерывным выходным током. Отмечены преимущества предложенных решений по сравнению с известными, найдены основные соотношения, указаны области применения.

При проектировании различных устройств разработчик, как правило, вынужден искать компромиссные решения, одновременно удовлетворяющие нескольким противоречивым требованиям. Так, например, в силовой электронике приходится выбирать между аналоговым и импульсным регулированием, быстродействием и точностью, уровнем пульсаций напряжения и ёмкостью выходного фильтра, применением простых схемных решений и высокими техническими характеристиками, такими как КПД, надёжность, диапазон регулирования и т.д.

После сравнительного анализа возможных принципиальных решений и выбора наилучшего из них общая задача, как правило, разбивается на отдельные узловые проблемы, от качественного решения которых напрямую зависит конечный результат.

Поэтому необходимо стремиться каждую узловую задачу решать максимально эффективно, т.е. стремиться найти её «идеальное» решение. Большую помощь в этом может оказать теория решения изобретательских задач (ТРИЗ) [1, 2].

В качестве примера рассмотрим, как решаются узловые задачи в импульсных регуляторах напряжения (ИРН) понижающего, повышающего и инвертирующего типов. Искомые решения должны быть приемлемы для ИРН большой мощности – от единиц киловатт до единиц мегаватт, работающих при повышенном входном напряжении – от сотен вольт до единиц киловольт. Конечно, при современном состоянии рынка силовых полупроводниковых приборов в принципе возможно бесснабберное построение силовой части мощных высоковольтных ИРН. Однако ре-

зультатом такого решения являются низкий КПД, высокий уровень электромагнитных помех и низкая надёжность, что ведёт к вынужденному уменьшению рабочей частоты ИРН. Так, в электроприводе асинхронных двигателей локомотивов частота работы ключей не превышает 1кГц. Применение снабберных цепей (от шведского слова snubber – ограничивающий рост) может привести к существенному увеличению КПД и надёжности ИРН даже при более высокой частоте коммутации силовых ключей, а также снизить уровень генерируемых помех.

В понижающем ИРН можно выделить две основные проблемы:

- проблема больших динамических потерь в силовом ключе при его выключении;
- проблема ограничения обратного тока восстановления диода при срабатывании силового ключа.

Ниже приводятся схемные решения снабберных цепей, найденные авторами статьи.

## «ИДЕАЛЬНЫЙ» СНАББЕР НАПЯЖЕНИЯ

Для уменьшения динамических потерь при размыкании ключа в ИРН чаще всего используется простейший RCD-снаббер (см. рис. 1а), включаемый параллельно силовому ключу. Ёмкость конденсатора С1 выбирается в зависимости от желаемой скорости нарастания напряжения на ключе, исходя из формулы:  $dU/dt = I/C1$ .

Сопrotивление разрядного резистора R2 выбирается исходя из необходимого времени разряда конденсатора:  $\tau = R2C1$ . Оно должно быть сравнимо с минимальным временем замкнутого состояния ключа Q1. В резисторе R1 выделяется мощность потерь:  $W = C1V1^2f/2$ , где  $f$  – частота переключения ключа Q1.

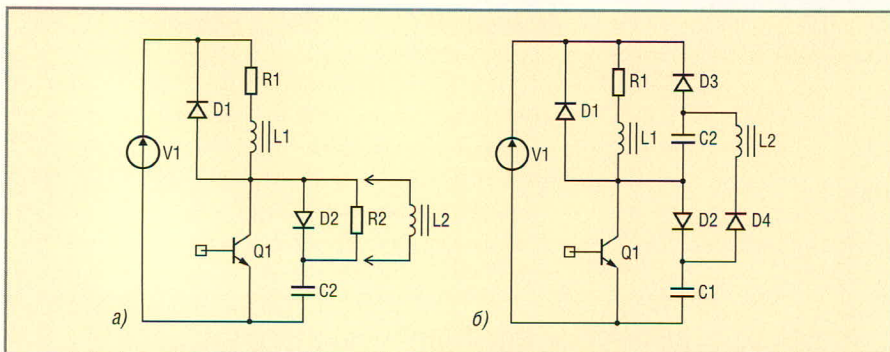


Рис. 1. Понижающий ИРН с RCD-снаббером (а) и с предлагаемым «идеальным» снаббером напряжения (б)

Для улучшения характеристик данного снаббера идеально было бы заменить резистор R2 на дроссель L2. Но такая схема неработоспособна из-за накопления энергии разрядного тока в дросселе L2.

Если принять во внимание, что конденсатор C1 может быть подключен к другой шине питания, и заметить, что в данном случае конденсатор C1 будет не заряжаться, а разряжаться при размыкании силового ключа Q1, то для перехода к схеме, показанной на рис. 1б, нужно сделать всего один шаг – связать эти два конденсатора последовательной цепью из диода и дросселя [3].

В результате при размыкании ключа Q1 (см. рис. 1б) конденсаторы C1, C2 соединятся параллельно через источник питания V1 и замкнут дроссель L1 (ключ Q1 размыкается без тока). Когда на конденсаторе C1 напряжение достигнет величины V1, а конденсатор C2 разрядится до нуля, ток дросселя L1 потечет через обратный диод D1.

При замыкании ключа Q1 образует замкнутая цепь C1, D4, L2, C2, Q, и при равных значениях емкостей конденсаторов C1, C2 заряд конденсатора C1 перетечет на конденсатор C2, после чего диод D4 закроется, препятствуя обратной перезарядке. В итоге конденсатор C1 оказывается полностью разряженным, а конденсатор C2 – заряженным до напряжения источника питания V1. Это идеальное состояние перед размыканием ключа Q1.

Отметим, что при одинаковом времени перезарядки ток перезарядки конденсаторов C1 и C2 в четыре раза меньше тока перезарядки снабберного конденсатора, казалось бы, «идеальной» схемы, где резистор R2 заменен на дроссель L1 (см. рис. 1а). И наоборот, при одинаковом токе перезарядки время перезарядки конденсаторов C1, C2 в 4 раза меньше.

Так как предлагаемый снаббер напряжения имеет максимально возможный КПД, малое время перезарядки снабберных конденсаторов и/или малую амплитуду тока перезарядки и не имеет дополнительных по сравнению со стандартными снабберами ограничений, то его можно считать «идеальным» снаббером напряжения.

### «ИДЕАЛЬНЫЙ» СНАББЕР ОБРАТНОГО ТОКА ДИОДА

Для восстановления блокирующих свойств диода необходимо из зоны

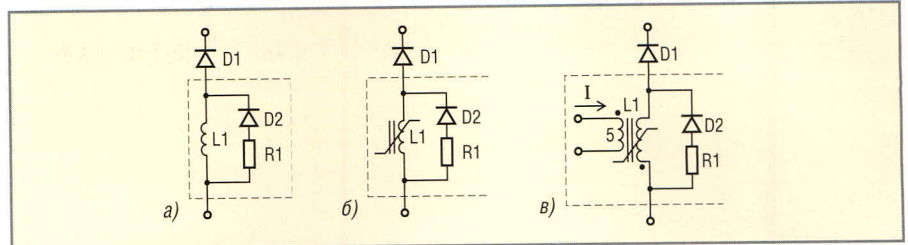


Рис. 2 Снабберы тока:

а) с линейным дросселем; б) с дросселем насыщения; в) с ограничением обратного тока

p–n-перехода убрать заряд, накопленный во время протекания прямого тока. Это можно сделать, пропустив через диод обратный ток, организовав рекомбинационные процессы внутри p–n-перехода, или с помощью того и другого.

Одна из основных проблем в ИРН понижающего, повышающего и инвертирующего типов, да и во всей силовой электронике – это проблема восстановления проводящего обратного диода после того, как к нему быстро прикладывается обратное напряжение. От того, как эта проблема решена, зависят КПД и надёжность регулятора напряжения в целом.

Наиболее простое решение – восстановление диода без снабберных цепей. Недостатки данного решения – большие динамические потери в ключе и диоде при замыкании ключа, высокий уровень электромагнитных помех.

Простейший LRD-снаббер (см. рис. 2а), включаемый между силовым ключом и обратным диодом, наиболее часто используется на практике. Он ограничивает скорость нарастания обратного тока диода, а восстановление запирающих свойств диода начинается при максимальном обратном токе. В результате, если обратный диод имеет «жесткую» характеристику восстановления (snappy-recovery diode), то накопленная в дросселе L1 энергия приводит к мощному высокочастотному колебательному процессу, обусловленному паразитными емкостями и ёмкостью p–n-перехода обратного диода. Это является сильным источником электромагнитных помех. При использовании обратного диода с «мягкой» характеристикой восстановления (soft-recovery diode) колебательный процесс оказывается частично подавленным из-за ограниченной скорости уменьшения силы тока в дросселе L1 и демпфирования колебательного контура омическим соп-

противлением диода во время нарастания обратного напряжения.

Из-за больших потерь в резисторе R1, которые не исчезают даже при замене обратного диода на идеальный диод, данный снаббер тока нельзя считать совершенным.

Если вместо линейного дросселя использовать дроссель с насыщающимся сердечником (далее – насыщающийся дроссель) (см. рис. 2б), обратный диод восстанавливается практически без обратного тока, т.к. индуктивность насыщающегося дросселя может быть на 3...5 порядков больше индуктивности линейного дросселя, показанного на рис. 2а. В результате время восстановления обратного диода оказывается в несколько раз больше времени рекомбинации неосновных носителей в катоде диода и может составлять несколько микросекунд. Несомненным достоинством данного снаббера тока является возможность использования обратных диодов с «жестким» характером восстановления запирающих свойств, т.к. из-за малости обратного тока и огромной индуктивности насыщающегося дросселя проблем с помехами не возникает.

Однако очень большое время восстановления, в течение которого сердечник насыщающегося дросселя должен находиться в ненасыщенном состоянии, приводит к большим габаритам сердечника и большим потерям энергии на перемагничивание, а также к потерям в резисторе R1 при обратном перемагничивании сердечника насыщающегося дросселя во время прохождения прямого тока через обратный диод (см. рис. 2б). Большое время обратного перемагничивания сердечника ограничивает минимальное время разомкнутого состояния силового ключа и тем самым сужает диапазон регулирования выходного напряжения. В результате данный снаббер тока также далек от совершенства.

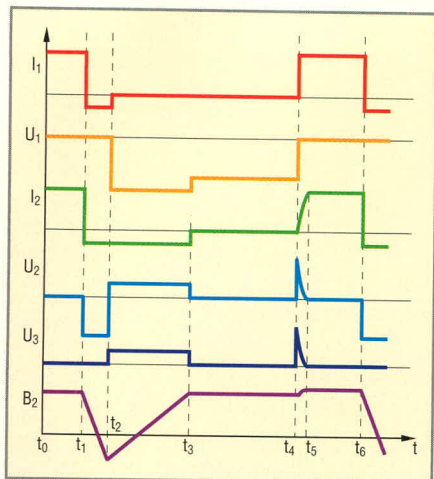


Рис. 3. Кривые токов, напряжений и магнитной индукции элементов схемы, приведённой на рис. 2в.

Как всегда, истина где-то посередине.

Сформулируем требования к «идеальному» снабберу тока:

- обратный ток диода должен быть постоянным по величине и легко регулируемым;
- снаббер тока не должен ограничивать диапазон регулирования;
- снаббер тока должен нормально работать как с «мягкими» диодами, так и с диодами, имеющими «жесткий» характер восстановления.

Показанный на рис. 2в снаббер тока практически полностью отвечает данным требованиям.

На сердечник дросселя насыщения L1 наматывается дополнительная обмотка 5, по которой течёт постоян-

ный ток подмагничивания  $I$ , причём число витков дополнительной обмотки 5, направление и силу тока  $I$  выбирают таким образом, чтобы сердечник дросселя насыщения L1 был насыщен для прямого тока через диод 1 [4].

Ограничение обратного тока при восстановлении диода D1 происходит следующим образом.

Пусть в начальный момент  $t_0$  (см. рис. 3) через диод D1 течёт прямой ток, сердечник дросселя насыщения L1 находится в насыщенном состоянии, ток через резистор R1 и диод D2 равен нулю.

В момент времени  $t_1$  к последовательной цепи, состоящей из диода D1 и дросселя насыщения L1, прикладывается обратное по отношению к диоду D1 напряжение, сердечник дросселя насыщения L1 выходит из насыщения и дроссель насыщения L1 начинает работать как трансформатор. При этом к обмотке дросселя насыщения L1 приложено напряжение, изменяющее индукцию в сердечнике дросселя насыщения L1. По обмотке течёт ток, равный току подмагничивания  $I$ , делённому на отношение числа витков обмотки дросселя насыщения L1 к числу витков дополнительной обмотки 5. Этот ток является восстанавливающим для диода D1, поэтому, изменяя ток подмагничивания  $I$  и число витков дополнительной обмотки 5, можно регулировать темп

выноса неосновных носителей заряда из базовой области диода D1, т.е. изменять время восстановления диода D1. В течение этого времени сердечник дросселя насыщения L1 не должен войти в насыщение во избежание резкого увеличения обратного тока диода D1.

В момент времени  $t_2$  диод D1 восстанавливается. Ток, наведённый в обмотке дросселя насыщения L1, протекает через резистор R1 и диод D2. К диоду D1 прикладывается сумма обратного напряжения и напряжения на резисторе R1. Приложенное к обмотке дросселя насыщения L1 напряжение имеет противоположный обратному напряжению знак, поэтому сердечник дросселя насыщения L1 начинает менять направление вектора намагниченности. В момент времени  $t_3$  сердечник дросселя насыщения L1 насыщается, ток в обмотке дросселя насыщения L1, резисторе R1 и диоде D2 становится равным нулю, а к диоду D1 прикладывается напряжение, равное обратному напряжению.

В момент времени  $t_4$  к диоду D1 прикладывается прямое напряжение и через него начинает протекать прямой ток. Так как дроссель насыщения L1, сердечник которого находится в насыщенном состоянии, имеет некоторую индуктивность, в момент времени  $t_4$  ток потечёт через резистор R1 и диод D2. В период времени  $t_4...t_5$  будет происходить перераспределение тока через резистор R1 и обмотку дросселя насыщения L1. К моменту времени  $t_5$  весь ток потечёт через обмотку дросселя насыщения L1.

Для уменьшения напряжения на резисторе R1 в момент времени  $t_4$  в качестве резистора R1 можно использовать элемент с нелинейной ВАХ – стабилитрон, варистор, супрессор.

По сравнению с прототипом, показанным на рис. 2б, потери в резисторе R1 уменьшены в несколько десятков раз, а габариты сердечника насыщающегося дросселя – в несколько раз [5].

На рис. 4 приведён пример использования предлагаемого снаббера тока в импульсных понижающем и повышающем регуляторах напряжения, где в качестве тока подмагничивания используется ток основного дросселя.

На рис. 5 приведены осциллограммы тока и напряжения, иллюстрирующие процесс восстановления дио-

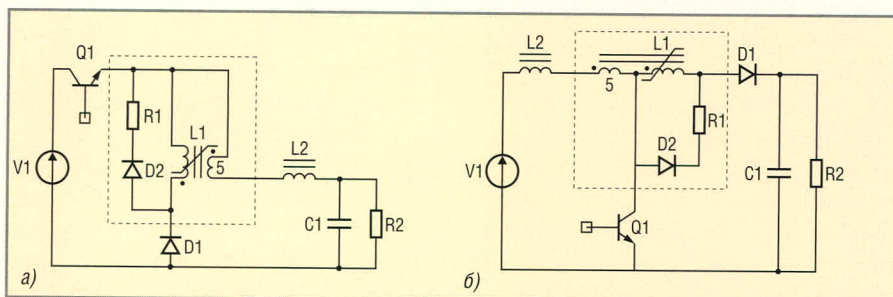


Рис. 4. Варианты применения предлагаемого снаббера тока в понижающем ИРН (а) и в повышающем ИРН (б)

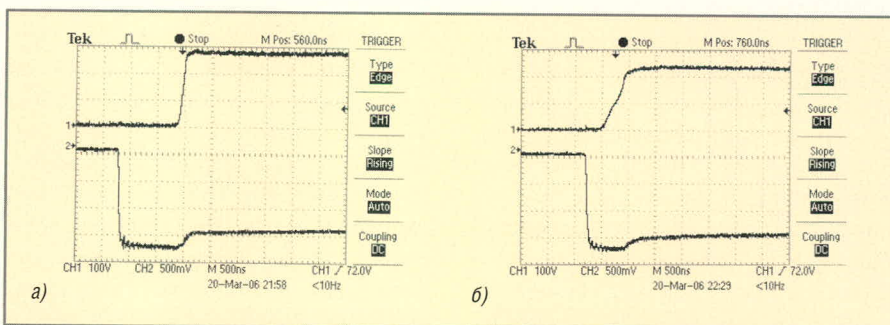
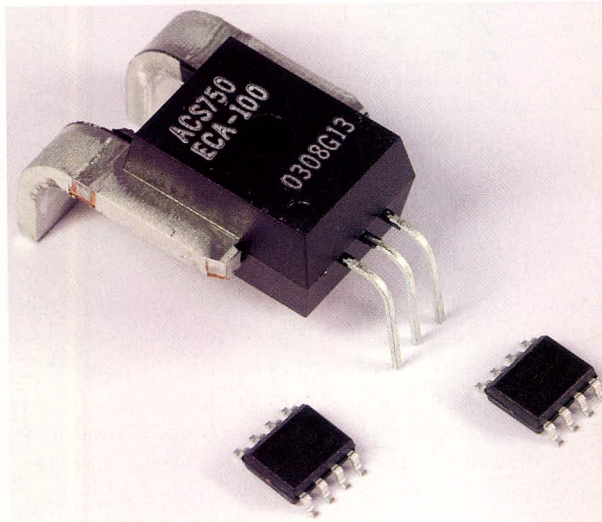


Рис. 5. Осциллограммы напряжения (канал 1, 100 В/дел.) и тока (канал 2, 4 А/дел.) при восстановлении диодов КД2997Б (а) и ВУР301 (б) в понижающем ИРН

# Датчики тока на эффекте Холла



## Параметры датчиков тока Allegro

Наименование	Диапазон измеряемых токов (А)	Чувствительность (мВ/А)	Полоса рабочих частот (КГц)	Корпус
ACS704-005	±5	133	50	
ACS704-015	±15	100		
ACS752-050	±50	40		
ACS752-100	±100	20	35	
ACS754-050	±50	40		
ACS754-100	±100	20		
ACS754-130	±130	14,2		
ACS754-150	±150	13,3		
ACS754-200	±200	10		

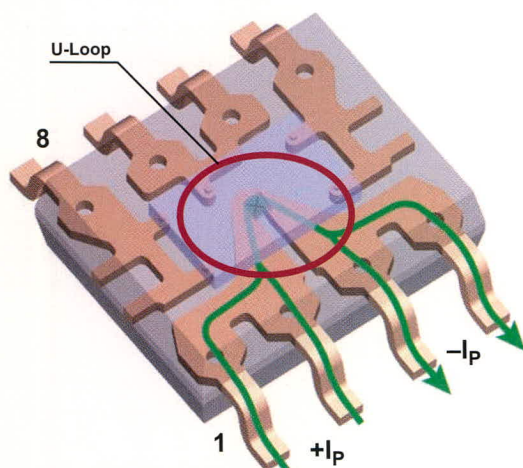


Схема протекания тока в датчике ACS704 и конструкция токовой шины

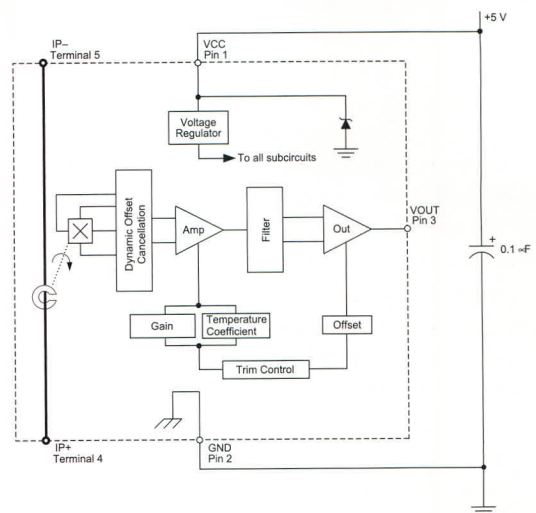
## ОСНОВНЫЕ ДОСТОИНСТВА

- Диапазон измеряемых токов ±5... ±200А
- Сверхнизкое сопротивление токовой шины
- Хорошая линейность
- Полоса частот до 50 кГц
- Промышленный диапазон температур -40... +85 °С
- Напряжение изоляции до 3КВ

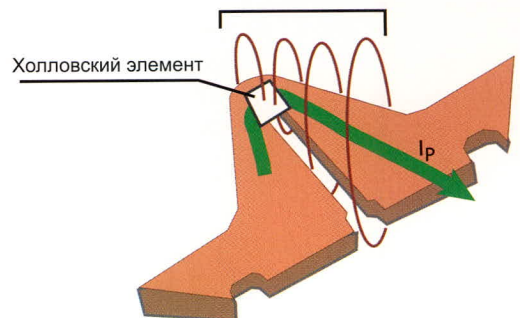
## Области применения

- Источники вторичного электропитания
- Корректоры коэффициента мощности
- Автоэлектроника
- Системы промышленной автоматике
- Бытовая электроника

## Конструкция датчиков тока Allegro



Магнитный поток, порождаемый протекающим в шине током



Конструкция токовой шины и элемент Холла в датчике ACS704

дов с различным характером восстановления в ИРН понижающего типа.

Видно, что обратный ток диодов практически постоянен, его сила составляет около 20% от силы прямого тока, а время восстановления диодов в несколько раз превышает паспортные значения. Диод с «жестким» восстановлением КД2997Б имеет существенно меньшие динамические потери, чем диод с «мягким» восстановлением ВУР301, на котором обратное напряжение начинает нарастать, когда ещё не весь накопленный заряд выведен из структуры р-п-перехода. Заметим, что прямое падение напряжения у диодов с «мягким» восстановлением (которые подвергались электронному и/или протонному облучению, создающему рекомбинационные центры и уменьшающему подвижность носителей) также существенно выше, чем у диффузионных диодов с «жестким» восстановлением. Таким образом, использование предлагаемого снаббера тока в ИРН делает возможным применение дешёвых силовых высоковольтных диодов российского производства с «жестким» восстановлением там, где обычно использовались импортные быстрые (fast) и сверхбыстрые (superfast) диоды с «мягким» восстановлением. При этом КПД ИРН увеличивается.

Применение предлагаемого снаббера особенно эффективно при использовании в устройствах, работающих при высоком напряжении ДС-линии (железнодорожный и городской транспорт, энергетика), т.к. высоковольтные ключи и диоды имеют низкое быстродействие и требуют применения снабберов. Представляет также большой интерес использование предлагаемого снаббера тока в регулируемых трехфазных тиристорных выпрямителях для уменьшения тока межфазного замыкания при восстановлении тиристоров.

### «ИДЕАЛЬНЫЙ» ПОВЫШАЮЩИЙ ИМПУЛЬСНЫЙ РЕГУЛЯТОР НАПЯЖЕНИЯ

В отличие от понижающих ИРН, повышающие ИРН (boost converters, далее – бустерные регуляторы напряжения) редко используются для преобразования больших мощностей. Это связано, в первую очередь, с плохим согласованием бустерного регулятора напряжения с нагрузкой. В нагрузку поступает импульсный ток

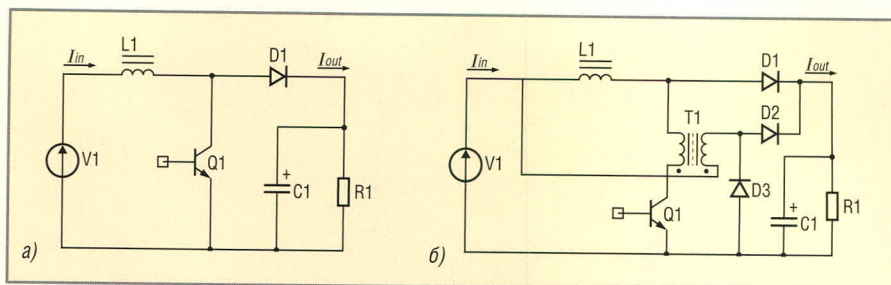


Рис. 6. Классический бустерный регулятор напряжения (а) и бустерный регулятор напряжения с непрерывным выходным током (б)

со 100-% модуляцией, что требует применения фильтрующего конденсатора С1 большой ёмкости, установленного параллельно нагрузке R1 (см. рис. 6а). Для радикального улучшения бустерного регулятора необходимо обеспечить непрерывную подзарядку фильтрующего конденсатора.

На рис. 6б приведена принципиальная схема предлагаемого импульсного повышающего регулятора напряжения с непрерывным выходным током [6]. В этом регуляторе ёмкость конденсатора С1 может быть уменьшена более чем на порядок без увеличения пульсаций напряжения на нагрузке R1.

Работает предлагаемый бустерный регулятор напряжения следующим образом. При замыкании ключа Q1 ток дросселя L1 протекает по цепи: первичная обмотка трансформатора T1, ключ Q1, источник напряжения V1. При этом во вторичной обмотке трансформатора T1 возникает ток, протекающий по цепи: диод D2, нагрузка R1, источник напряжения V1. Входной ток  $I_{in}$  в результате равен сумме тока дросселя L1 и тока во вторичной обмотке трансформатора T1. Ток в дросселе L1 начинает нарастать.

При размыкании ключа Q1 ток во вторичной обмотке трансформатора T1 уменьшается до нуля, диод D2 запирается, ток дросселя L1 протекает через диод D1, нагрузку R1 и источник напряжения V1. Далее, отпирается диод D3, и в вторичной обмотке трансформатора T1 прикладывается входное напряжение E, обеспечивающее обратное перемагничивание сердечника трансформатора T1. К ключу прикладывается сумма напряжения на первичной обмотке трансформатора T1 и напряжения на нагрузке R1. Ток дросселя L1 начинает уменьшаться.

Таким образом, в нагрузку R1 ток поступает как при разомкнутом, так и при замкнутом ключе Q1.

При одинаковом числе витков первичной и вторичной обмоток транс-

форматора T1 (практически очень важный случай) выходной ток  $I_{out}$  регулятора напряжения непрерывен и равен току в дросселе L1. В результате предлагаемый бустерный регулятор напряжения по выходу согласован с нагрузкой так же хорошо, как импульсный понижающий регулятор напряжения, а по входу имеет 50-% модуляцию входного тока.

При этом регулировочная характеристика предлагаемого бустерного регулятора напряжения в режиме непрерывного выходного тока вычисляется по формуле:

$$U_{R1} = (1 + \gamma)E, \quad (1)$$

где  $U_{R1}$  – напряжение на резисторе R1,  $\gamma$  – относительное время замкнутого состояния ключа Q1.

Режим непрерывного выходного тока нарушается, когда сердечник трансформатора T1 не успевает перемагнититься за время разомкнутого состояния ключа Q1. Это случится при некотором  $\gamma_0$ , когда

$$(U_{R1} - E)\gamma_0 T = E(1 - \gamma_0)T, \quad (2)$$

где T – период работы ключа Q1.

Учитывая, что  $U_{R1} = (1 + \gamma_0)E$ , получим уравнение для определения  $\gamma_0$ :

$$\gamma_0^2 + \gamma_0 - 1 = 0 \Rightarrow \gamma_0 = \frac{\sqrt{5} - 1}{2} = 0,618. \quad (3)$$

При  $\gamma > \gamma_0$  сердечник трансформатора T1 начинает входить в насыщение в конце интервала времени замкнутого состояния ключа Q1. В результате ток в нагрузку не поступает и наступает режим прерывистого выходного тока. В этом режиме регулировочная характеристика приобретает вид:

$$U_{R1} = \frac{\gamma E}{1 - \gamma}. \quad (4)$$

Чтобы оценить выигрыш в уменьшении пульсаций на нагрузке, полу-

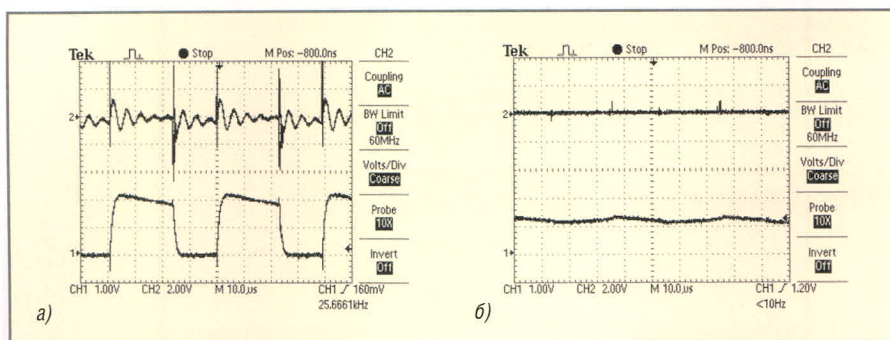


Рис. 7. Выходной ток (20 А/дел., нижний луч) и пульсации напряжения на нагрузке (2 В/дел., верхний луч) в классическом бустерном регуляторе (а) и в бустерном регуляторе с непрерывным выходным током (б)

чаемый в предлагаемом бустерном регуляторе напряжения по сравнению с классическим бустерным регулятором, возьмём отношение соответствующих коэффициентов пульсаций напряжения:

$$\frac{k_{\text{непр}}}{k_{\text{класс}}} = \frac{(1-\gamma)T}{8(1+\gamma)L1/R1}, \quad (5)$$

где  $k_{\text{непр}}$  – коэффициент подавления пульсаций предлагаемого бустерного регулятора,  $k_{\text{класс}}$  – коэффициент подавления пульсаций классического бустерного регулятора.

Например, при  $T/(L1/R1) = 1$ ,  $\gamma = 0,5$  пульсации выходного напряжения уменьшатся в 24 раза, при этом в предлагаемом бустерном регуляторе выходное напряжение  $U_{R1} = 1,5E$  и относительные пульсации тока в дроселе  $\Delta I/I = 1/6$ .

На рис. 7 представлены осциллограммы выходного тока, измеренного датчиком тока LEM типа CLN-50 с  $\tau = 3$  мкс, и пульсации выходного напряжения бустерных регуляторов напряжения, выполненных по схемам на рис. 6 и работающих при одинаковых условиях:  $E = 50$  В,  $U_{R1} = 72$  В,  $R1 = 3$  Ом,  $L1 = 100$  мкГн,  $C1 = 10\,000$  мкФ. Видно, что пульсации выходного тока и выходного напряжения в предлага-

емом бустерном регуляторе уменьшены более чем на порядок.

Подчеркнём основные особенности предлагаемого бустерного регулятора напряжения (см. рис. 6б) в режиме непрерывного выходного тока при  $U_{R1} < 1,618E$ :

- выходной ток  $I_{\text{Out}}$  равен току в дроселе  $L1$ , поэтому выходная характеристика регулятора соответствует характеристике генератора тока и возможно получение малых пульсаций в нагрузке  $R1$  даже при отсутствии фильтрующего конденсатора  $C1$ ;
- при замыкании ключа  $Q1$  индуктивность рассеяния трансформатора  $T1$  ограничивает обратный ток диода  $D1$ , в результате в ключе  $Q1$  и диоде  $D1$  динамические потери в этот момент отсутствуют;
- ток в элементах схемы  $L1$ ,  $Q1$ ,  $D1$  в  $U_{R1}/E$  раз меньше, чем в классическом бустерном регуляторе напряжения;
- пульсации выходного напряжения на один-два порядка меньше, чем в классическом бустерном регуляторе напряжения;
- отсутствие в схеме конденсаторов с большой токовой нагрузкой расширяет область применения дан-

ного регулятора напряжения до мегаваттных мощностей;

- к недостаткам можно отнести увеличенное напряжение на разомкнутом ключе  $Q1$  (по сравнению с классическим бустерным регулятором напряжения на величину входного напряжения  $E$ ).

Рассмотренные технические решения – снаббер тока и повышающий импульсный регулятор напряжения с непрерывным выходным током – защищены патентами РФ.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Альмиуллер Г.С., Шатира Р.В. О психологии изобретательского творчества. Вопросы психологии. 1956. № 6.
2. Альмиуллер Г.С. Алгоритм изобретения. 2-е изд. М.: Московский рабочий, 1973.
3. Боровиков В.М., Красников Ю.И. Импульсный регулятор напряжения. Патент SU 1820985. Оpubл. 07.06.93. Бюл. № 21.
4. Боровиков В.М., Красников Ю.И. Способ ограничения обратного тока при восстановлении диода. Патент RU 2256283. Оpubл. 10.07.2005. Бюл. № 19. International application WO 2005/074114 A1. Published on 11.08.2005.
5. Krasnikov Yu. New solutions to the old problems of buck and boost converters. CD-ROM Proc. of the 11th European Conf. on Power Electronics and Applications EPE'2005. Paper № 0404. Dresden, Germany: September 2005.
6. Боровиков В.М., Красников Ю.И. Импульсный регулятор напряжения повышающего типа. Патент RU 2241299. Оpubл. 27.11.2004. Бюл. № 33. International application WO 2006/019328 A1. Published on 23.02.2006.
7. Красников Ю.И. Разработка и производство модульных универсальных преобразователей напряжения большой (до 10кВт) мощности и источников питания на их основе. Hi-tech Высокие технологии. 2006. № 2.



## Новости мира News of the World Новости мира

### Nokia предложила альтернативу Bluetooth

Лидер рынка мобильной телефонии компания Nokia представила итог пятилетнего проекта по разработке новой коммуникационной технологии ближнего радиуса действия. Её новое решение под названием Wibree, как утверждает Боб Иануччи (Bob Iannucci), глава исследовательского центра Nokia, функционирует в частотном диапазоне 2,4 ГГц, экономит в 10 раз больше энер-

гии по сравнению с Bluetooth и может использоваться независимо от Bluetooth в миниатюрных устройствах (мобильных телефонах, наручных часах и т.п.) для установления беспроводного соединения на небольших (до 10 м) расстояниях.

«Наша цель – в максимально короткие сроки создать совместимый промышленный стандарт и как можно быстрее внедрить его в изделия», – подчеркнул Иануччи.

Nokia рассчитывает, что первая версия стандарта увидит свет в течение второго квартала 2007 г., после чего появится соответствующее этому стандарту оборудование. Ожидается, что устройства, уже поддерживающие Bluetooth, получат комбинированный чип Bluetooth-Wibree, а абсолютно новые модели будут использовать только технологию Wibree.

www.itc.ua

# Особенности механического сжатия силовых прижимных полупроводниковых приборов

Алексей Чекмарёв (Москва)

Прижимные силовые полупроводниковые приборы являются мощными компонентами управления потоками электрической энергии.

Для того чтобы полностью использовать их потенциал, важно правильно выбрать механическую конструкцию всей сборки, включая прижимные полупроводники, охладители, шины и другие компоненты. В этой статье представлены некоторые важные аспекты, касающиеся механической конструкции и работы всей сборки, в которой использованы прижимные силовые полупроводники.

Даны рекомендации по механическому сжатию прижимных силовых полупроводниковых приборов.

## РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПАРАМЕТРАМ СОПРЯЖЕНИЯ

Токовые и теплопроводящие поверхности должны быть разработаны таким образом, чтобы обеспечить хорошие проводящие характеристики в течение всего жизненного цикла оборудования. Это достигается путём создания достаточного количества стабильных соединений металл-металл, называемых в теории контакта а-точками, которые могут эффективно проводить ток от полупроводника через охладитель к силовой шине. Эти а-точки должны выполнять свои функции в тяжёлых эксплуатационных условиях, таких как цикличность нагрузки, воздействие окружающей среды посредством вибрации и химического загрязнения. Для этого особое внимание должно быть уделено правильному выбору материалов для прижимной сборки; они должны

иметь надлежащее покрытие и степень обработки поверхностей. Эти требования выполняются путём контроля следующих параметров: шероховатость, плоскопараллельность и сила сжатия.

*Шероховатость* – это характеристика микроструктуры поверхности. Согласно ISO 4287, она выражается через Ra. Так, например, для всех прижимных полупроводниковых приборов компании АВВ шероховатость Ra не превышает 0,8 мкм.

*Плоскопараллельность* – это мера параллельности контактных поверхностей. Для приборов компании АВВ плоскопараллельность не превышает 10 и 15 мкм для приборов с диаметром контактной поверхности до и более 50 мм соответственно.

*Сила сжатия ( $F_m$ )* – это рекомендованное усилие для обеспечения оптимальных характеристик прибора. При снижении этой силы ниже допустимого значения тепловое сопротивление и падение напряжения в прямом направлении будут увеличиваться, а номинал импульсного тока – уменьшаться. Слишком большая сила сжатия может снизить устойчивость к цикличности нагрузки вследствие большой деформации кремниевой структуры (возможен даже её излом).

В этой статье внимание акцентируется на сопряжении между прижимным полупроводником и охладителем.

## КОНСТРУКЦИЯ ОХЛАДИТЕЛЕЙ

При использовании водяных охладителей необходимо обеспечить, насколько это возможно, высокую однородность контактной поверхности прибора. Единичный водяной канал через центр охладителя может оказаться недостаточным для обеспечения теплообмена при работе оборудования с большой нагрузкой, что приведёт к перегреву края прибора. Предпочтительнее использовать водяные каналы, которые создают турбулентность. Использование прямого пути охлаждения допустимо, в основном, для легконагруженного оборудования. Ряд компаний поставляют компактные водяные охладители для оборудования, работающего с большими нагрузками (рис. 1). Охладители должны иметь адекватную механическую прочность, чтобы выдерживать усилие до 135 кН без деформации, которая может привести к неравномерному распределению давления. Для литых или пресованных охладителей практически всегда требуется надлежащая механическая обработка для получения необходимого качества поверхности.

## ОБРАБОТКА ПОВЕРХНОСТЕЙ

Состояние поверхностей критично для оптимальной проводимости тепла и тока между прибором и охладителем. Целесообразно, чтобы поверхности охладителя имели такие же значения шероховатости и плоскопараллельности, как и у прижимного прибора. Рекомендуется использовать охладители с покрытием необходимого качества из никеля или серебра. Для сфер применения с сильными внешними воздействиями на компоненты химическое нанесение никеля или серебра предпочтительнее электролитического. Не рекомендуется использовать медные или алюминиевые поверхности без защитного покрытия по причине возникновения коррозии, которая быст-

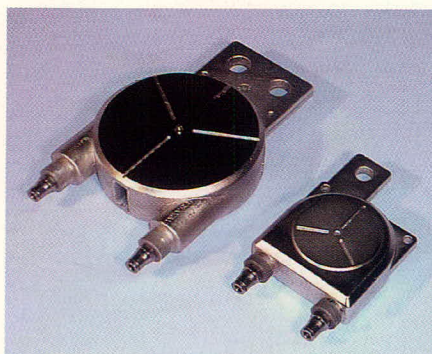


Рис. 1. Водяные охладители для прижимных полупроводниковых приборов

ро разрушает контактную поверхность. Никель и серебро также корродируют, однако окись серебра по сравнению с окисью алюминия не оказывает разрушающего воздействия на контактную поверхность. В случае никелевого покрытия толщина никеля на охладителе и приборе должна быть одинакова.

Перед тем как прибор устанавливается между охладителями, на контактные поверхности можно нанести тонкий слой легкой смазки или специального силиконового геля. Эти материалы должны быть тщательно подобраны для их долгосрочной химической стабильности по целому ряду параметров: антикоррозийным свойствам, диапазону рабочих температур, электрических характеристик и простоте использования. Одним из лучших материалов является силиконовая смазка SF1154 (GE).

Рекомендации по охладителю справедливы для всех других поверхностей прижимной конструкции, используемых в контакте с полупроводником (например, силовой шины, соединённой с неохлаждаемой стороной прижимного полупроводника в сборке с односторонним охлаждением).

### МЕХАНИЧЕСКАЯ КОНСТРУКЦИЯ И СБОРКА ПРИЖИМНОЙ СИСТЕМЫ

Механическая конструкция и сборка прижимной системы являются наиболее критичными характеристиками для надёжности прижимных силовых полупроводников. Неравномерное распределение давления из-за неудовлетворительной механической конструкции или сборки обычно приводит к повреждениям прибора. В этом разделе рассматриваются некоторые важные аспекты разработки надёжных прижимных полупроводниковых сборок.

Система сжатия должна гарантировать равномерное распределение усилия сжатия по всей контактной поверхности прибора. Неравное усилие приводит к деформации корпуса и внутренним напряжениям между различными слоями внутри прибора. Конструкция для обеспечения однородности давления не всегда проста, и сложность её не должна быть недооценена. Простое решение, например, сжатие прибора между двумя

прямоугольными пластинами болтовым соединением углов, покажет низкую надёжность в эксплуатации. Для проверки равномерности распределения давления используют специальную плёнку Fuji Prescale или другую аналогичную. Измеряемое давление для большинства приборов находится в диапазоне 1...5 кН/см<sup>2</sup>. У больших приборов (GTO и IGCT – запираемые тиристоры) диапазон контролируемого давления ниже: 0,25...1 кН/см<sup>2</sup>. Примеры распределения давления, измеренные с помощью плёнки Fuji Prescale в приборе IGCT, приведены на рис. 2. Вариант (а) характеризуется лучшим распределением давления по сравнению с вариантом (б), где видны области прибора, имеющие слабое или хорошее давление.

В идеале сила сжатия должна прикладываться в одной точке над центром прибора. Центр приложения силы должен находиться внутри 2-мм расстояния от центра прибора на минимальном расстоянии от его поверхности. Это расстояние равно половине диаметра его контактной поверхности (а), как показано на рис. 3. При этом достигается равномерность распределения давления с 90° конусным усилием. Сферическая чаша между устройством монтажного сжатия и распределителем давления над охладителем может действовать как одиночная точка приложения усилия. Она обеспечивает симметричную передачу усилия на прибор и позволяет минимизировать влияние непараллельности охладителя и полупроводника. Например, непараллельность анодной и катодной контактных поверхностей для приборов с диаметром контактной поверхности до 50 мм составляет менее 100 мкм, а для приборов с диаметром более 50 мм – до 150 мкм.

Вследствие ограничений свободного места иногда нет возможности выдерживать рекомендованное расстояние (половина диаметра контактной поверхности). В таких случаях приемлемые результаты могут быть получены за счёт использования более жёстких материалов (например, стали).

Компоненты и устройства сжатия должны быть в достаточной степени согласованы по температурному коэффициенту расширения, чтобы без повреждений выдерживать напряже-

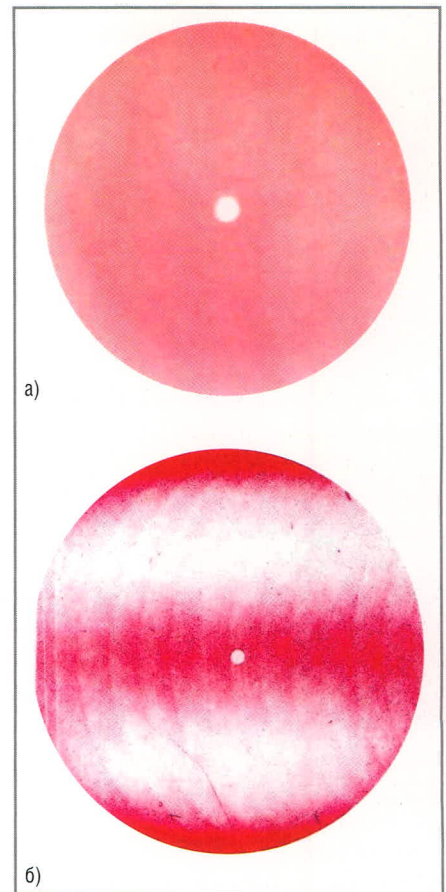


Рис. 2. Хорошее (а) и плохое (б) распределение давления

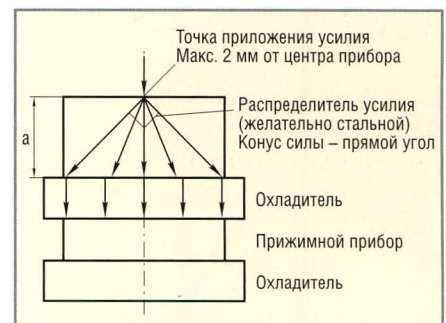


Рис. 3. Рекомендуемое приложение сжимающего усилия

ния, возникающие вследствие температурных изменений в процессе эксплуатации. Конструкция также должна допускать температурные расширения и сжатия без особых изменений усилия и его распределения по поверхности прижимного полупроводника.

В длинных сборках с более чем двумя приборами и охладителями достичь высокой механической стабильности при использовании двух распорок и стандартного устройства сжатия затруднительно. В таких случаях следует использовать четырёхраспорочную конструкцию (рис. 4). Прижимные силовые полупроводники, соединённые параллельно, долж-

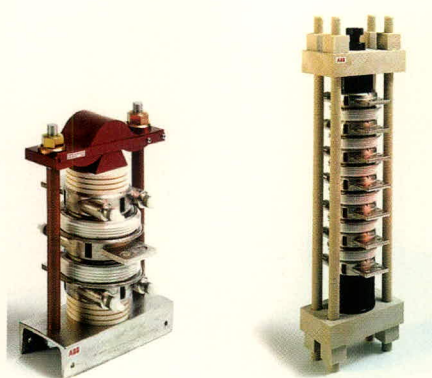


Рис. 4. 2- и 4-распорочные конструкции для длинных сборок

ны быть прижаты раздельно, как показано на рис. 5. Вследствие наличия погрешностей по высоте и параллельности в большинстве случаев возникают механические усилия, способные значительно уменьшить жизненный цикл прибора с двумя или более жёсткими охладителями или силовыми шинами.

Если устройство сжатия или болты имеют потенциал земли, то должны быть использованы соответствующие материалы и надлежащие изоляционные расстояния. В качестве материала болтов может быть использован изоляционный материал Vetresit (эпоксидная смола со стекловолокном), упрощающий или делающий более компактной полупроводниковую сборку по сравнению со стальными болтами, которые требуют решения проблемы их изоляции.

Приборы, собираемые в одну сборку, должны иметь одинаковые монтажные

усилия во избежание механических перенапряжений или слишком малого давления для отдельных приборов. В целях упрощения конструкции охладителей и достижения равномерного распределения усилия сжатия на все полупроводники желательно использовать приборы с одинаковыми диаметрами контактных поверхностей. Если используются приборы с разным диаметром контактной поверхности, то существует большая вероятность пережатия у прибора меньшего диаметра либо край прибора большего диаметра будет недожат. Пример удачной конструкции сборки показан на рис. 6а. Конструкция неудачна, когда используются только тонкие распределители усилий и недостаточно эффективный охладитель с различными диаметрами контактных поверхностей (рис. 6б). Такую конструкцию без дополнительной доработки охладителей и распределителей усилия использовать не рекомендуется.

Силовые шины или их соединения со сборкой должны иметь гибкую часть во избежание появления механических напряжений на стороне сборки. Механические напряжения могут возникнуть как из-за механических погрешностей, так и вследствие теплового расширения и сжатия во время изменений электрической нагрузки. Для сборок с IGBT интегрированный драйвер необходимо закрепить так, чтобы он выдержал вибрационные нагрузки, прикладываемые во время транспортировки и

эксплуатации. Следует учитывать, что драйвер и металлический корпус во-круг драйвера у больших приборов имеют потенциал катода и должны быть изолированы от опоры сборки.

Управляющие кабели для тиристорных фазового управления и GTO должны прокладываться так, чтобы избежать контакта с потенциалом анода и минимизировать электромагнитное излучение (ЭМИ). Для снижения чувствительности к ЭМИ рекомендуется использовать витые или коаксиальные кабели. Кабели должны быть как можно короче и по возможности располагаться под углом 90° к основному направлению протекания тока.

Для систем с водяным охлаждением применение слишком жёстких труб, используемых между различными охладителями, может оказаться проблемным. Причиной этому являются механические усилия, вызванные тепловым расширением и сжатием. Поскольку вода обладает электрической проводимостью, расстояние между охладителями с различными потенциалами должно быть достаточно большим. Должна использоваться деионизированная вода с низким уровнем проводимости. Трубы должны быть из нержавеющей стали или тефлона (нельзя использовать медные или алюминиевые).

Для оборудования, используемого в неблагоприятных условиях окружающей среды, должны быть предприняты специальные меры для исключения возможности повреждения прижимных силовых полупроводников от вибрационных нагрузок, изменений температуры и т.д. Специальные меры, касающиеся защиты от вибрации, должны быть соблюдены для приборов в преобразователях подвижного состава.

### ПРИМЕР КОНСТРУКЦИИ СБОРКИ

Пример сборки GTO показан на рис. 7. Ниже перечисляются составные части сборки и поясняются их функции:

- перемещение листовой пружины (1)  $\Delta x$  должно быть больше, чем тепловое расширение частей сборки для обеспечения постоянства силы  $F_m$  во времени и температурных изменениях;
- сферическая чашка (2) гарантирует, что сила  $F_m$  симметрично пере-

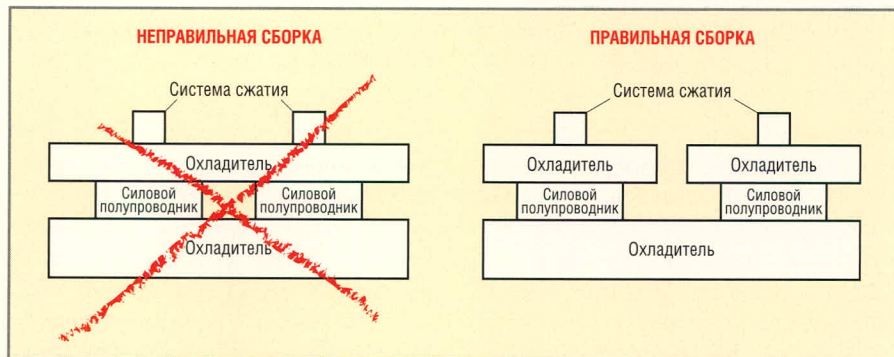


Рис. 5. Конструкция с раздельным сжатием приборов

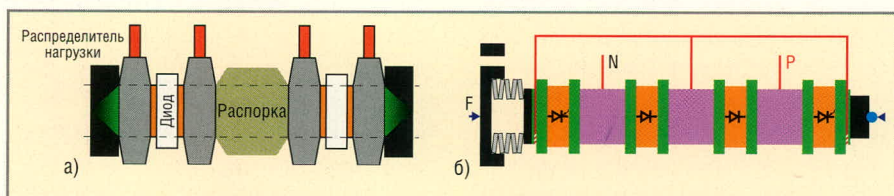


Рис. 6. Удачно скомпонованная сборка с эффективными распределителями нагрузки и одинаковыми диаметрами приборов (а) и неудачная конструкция сборки с неэффективными распределителями нагрузки и различными диаметрами приборов (б)

даётся прижимным полупроводникам и позволяет частям внутри сборки адаптироваться к неизбежно присутствующей непараллельности;

- массивная стальная плита (3) для равномерной передачи давления охладителю;
- высококачественный охладитель (4);
- прижимной полупроводник (5), поверхности которого перед установкой очищены и покрыты тонким слоем силиконовой смазки;
- массивный хомут (6), гарантирующий равномерное распределение давления на охладитель;
- силовые шины (7), соединённые с охладителем посредством гибких соединений (8) во избежание появления неконтролируемых «внешних» усилий, нарушающих равномерность распределения давления внутри сборки.

Перед установкой частей сборки в систему сжатия все поверхности должны быть очищены этанолом или подобными веществами. Рекомендуется смазать их тонким слоем кремниевой пасты для улучшения теплового контакта и предотвраще-

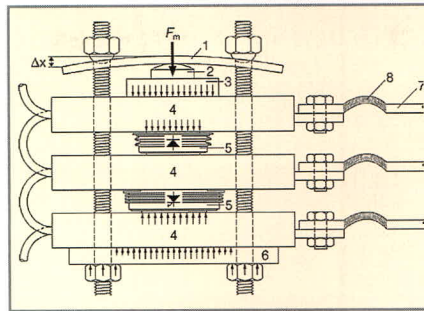


Рис. 7. Пример сборки, показывающей основные правила надлежащей системы сжатия прижимных силовых полупроводниковых приборов

ния коррозии в том случае, если сборка эксплуатируется в агрессивной среде. Следует отметить, что кремниевая паста или контактная смазка не смогут компенсировать низкое качество поверхности охладителя.

Если предъявляются серьезные требования к вибрационным воздействиям, то драйвер IGCT не может быть оптимально зафиксирован только одним закреплением GCT. Закрепление обеспечивается с помощью двух пар отверстий: одна пара располагается между корпусом

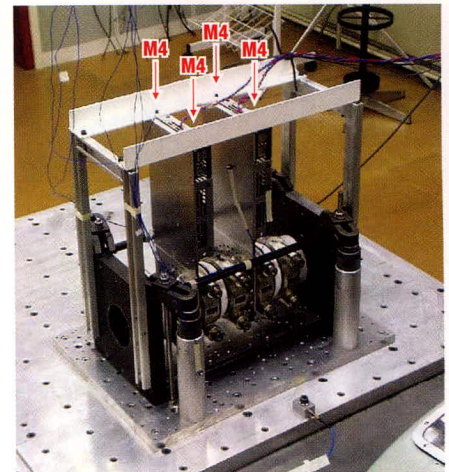


Рис. 8. Сборка для вибрационных испытаний IGCT

GCT и корпусом драйвера, которая также может быть использована для закрепления охладителя, а другая – на заднем крае корпуса. Для примера на рис. 8 показана простая конструкция сборки для вибрационных испытаний, где использована только одна пара отверстий, расположенных на заднем крае корпуса.

В статье использована техническая информация компании ABB Switzerland Ltd. Semiconductors.

## Полупроводники НА ОСНОВЕ КАРБИДА КРЕМНИЯ

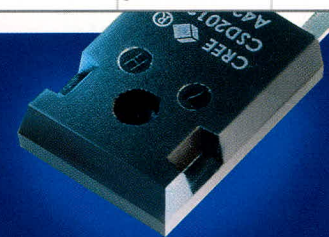
### Практическое применение

#### Характеристики высоковольтных диодов Шоттки фирмы Cree

Наименование	CSD04060A CSD04060D CSD04060E	CSD06060A CSD06060D CSD06060G	CSD10060A CSD10060D CSD10060E	CSD20060D	CSD05120A	CSD10120A CSD10120D	CSD20120D
$U_{\text{макс}}$ , В	600	600	600	600	1200	1200	1200
$I_{\text{пост}}$ , А	4	6	10	20	5	10	20
Типы корпусов	T0252, T0220-2, T0220-3	T0263, T0220-2, T0220-3	T0263, T0220-2, T0220-3	T0247-3	T0220-2	T0220-2, T0247-3	T0247-3

#### ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ:

- Активные корректоры коэффициента мощности — снижение динамических потерь в ключевом транзисторе и диоде до 60%
- Антипараллельные диоды MOSFET- и IGBT-транзисторов и модулей для жёсткого переключения — снижение динамических потерь на 20...30%
- Мощные высоковольтные выпрямители для частот до единиц мегагерц



ПРОСОФТ - официальный дистрибьютор компании CREE в России и странах СНГ

**PROSOFT**®

ПРОСОФТ — АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА

Телефон: (495) 232-2522 • E-mail: info@prochip.ru • Web: www.cree.ru

# Разработка интегрированных силовых модулей и их применение в источниках вторичного электропитания

Саркис Эраносян, Владимир Ланцов (Санкт-Петербург)

В статье рассмотрены проблемы разработки современных интегрированных силовых модулей для импульсных источников вторичного электропитания (ИВЭП). Предложены перспективные схемные реализации типовых (базовых) интегрированных силовых модулей повышенной степени интеграции («супермодулей» – SIPM) для синтеза мощных ИВЭП. Показано, что вначале целесообразно сосредоточить усилия на разработке SIPM для ряда ИВЭП мощностью 200, 400 и 800 Вт.

На основании анализа силовых модулей, применяемых в современных источниках питания [1], показано, что степень интеграции существующих IPM (IPS) узлов недостаточна для нового поколения ИВЭП. С этой целью конкретизирован ряд мощностей сетевых ИВЭП, предназначенных для наглядной демонстрации конструктивно-технологических преимуществ нового поколения приборов SIPM. Первые (базовые) модели целесообразно разрабатывать на три фиксированных диапазона выходной мощности: 200, 400 и 800 Вт. В этих ИВЭП (AC/DC) оптимально применить три типа схем, распространённых в настоящее время:

- ИВЭП с обратноходовым преобразователем (flyback или offline DC/DC);
- ИВЭП с однотактным прямоходовым преобразователем (forward DC/DC) с двумя одновременно коммутируемыми транзисторами;
- ИВЭП на основе сдвоенного преобразователя по схеме (б), в котором ключи работают со сдвигом по фазе на  $180^\circ$  и имеют общий LC-фильтр.

С целью оптимизации номенклатуры введём ограничение количества SIPM в синтезируемых ИВЭП, то есть – не более четырёх типов.

Рассмотрим один из вариантов синтеза AC/DC-преобразователя на

выходную мощность 400 Вт и покажем примеры схем унифицированных модулей SIPM.

*Первый модуль* охватывает узлы сетевого блока, включенные после входного предохранителя (F), терморезистора ( $R_T$ ) и варистора ( $R_V$ ) и до выходного напряжения повышающего стабилизатора в системе коррекции коэффициента мощности – ККМ (PFC). Обозначим этот модуль как SIPM-in (входной супермодуль); его схема представлена на рис. 1.

Как видно из рисунка, переменное напряжение сети  $U_c$  поступает на входной помехоподавляющий фильтр (A1) CLC-типа. Входной выпрямительный мост соединён с узлом A2, в котором выпрямленное напряжение  $U_o$  на конденсаторе C1 преобразуется в постоянное, стабилизированное напряжение  $U_{DC}$  (обычно 350...400 В).

Узел A2 – это активный ККМ, выполненный по известной схеме [2], который содержит:

- микросхему ККМ (DA1), в качестве которой на схеме представлена мик-

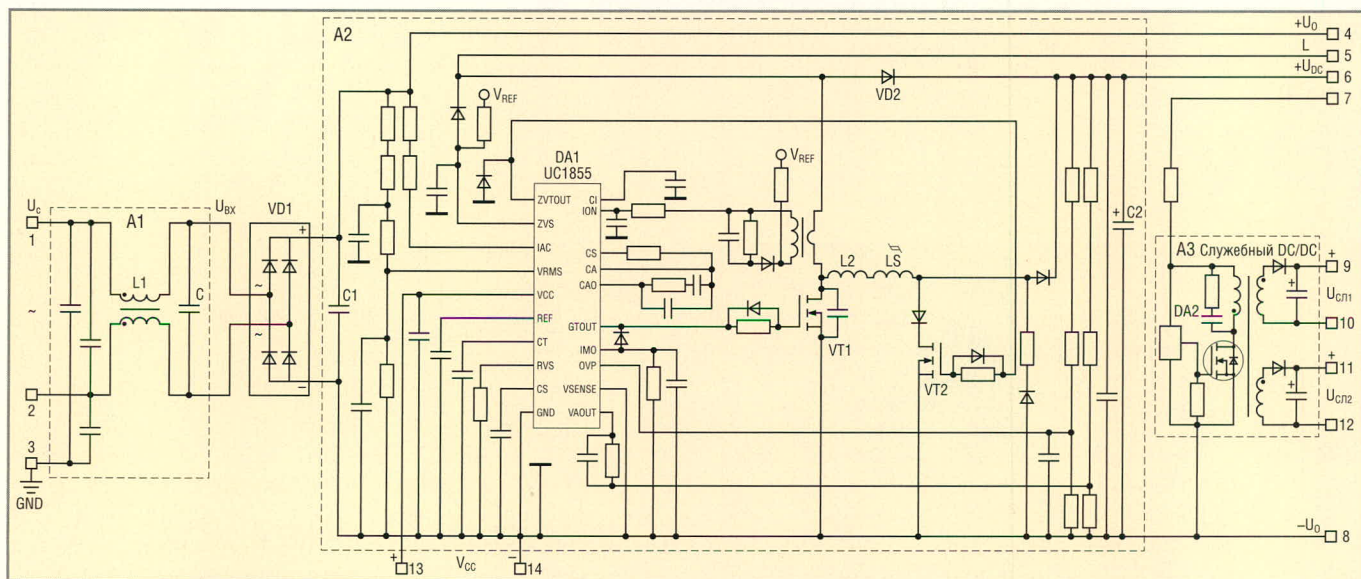


Рис. 1. Схема входного модуля 1 (SIPM-in)



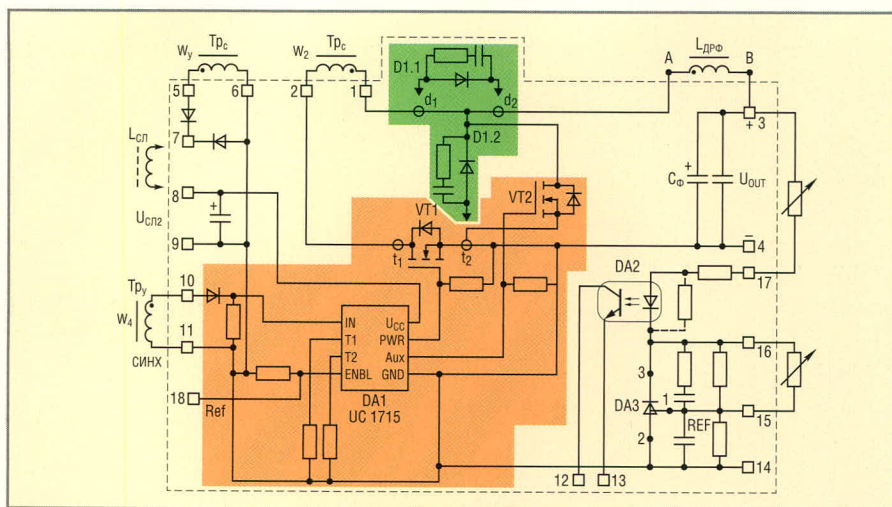


Рис. 3. Схема выходного модуля 3 (SIPM-out/LV)

ции выделены на рисунке 3 оранжевым цветом. В качестве выпрямительного узла применяется система с силовыми полевыми транзисторами, работающими по схеме синхронного выпрямителя. Обозначим этот вариант модуля как SIPM-out/LV. Вторая модификация предназначена для высоковольтных (High Voltage – HV) выпрямителей при выходном напряжении ИВЭП более 10 В. Элементы этой модификации выделены на рисунке 3 зелёным цветом. В этом варианте применяются дискретные диоды или сборки высоковольтных диодов, например, с быстрым восстановлением (Fast Recovery Diodes) или диодах Шоттки. Обозначим этот вариант модуля как SIPM-out/HV.

Как более сложный вариант, рассмотрим работу модуля SIPM-out/LV, т.е. вариант модуля с синхронным выпрямителем.

Как видно из рисунка 3, напряжение от вторичной обмотки  $W_2$  силового трансформатора  $Tr_c$  поступает на вход модуля (выводы 1 и 2). Далее это напряжение выпрямляется с помощью двух вентилях. В качестве вентиля, детектирующего прямой импульс ШИМ-сигнала, использован VT1, который включён между выводами 2 и 4. Функцию «нулевого» вентиля выполняет VT2, который включён между выводами 1 и 4 модуля. В варианте синхронного выпрямителя выводы 1,  $d_1$ ,  $d_2$  эквипотенциальны и соединяются с выводом А дросселя фильтра  $L_{др.ф}$  (расположен вне модуля 3). Второй вывод дросселя (В) соединён с выходным выводом 3 модуля, а между выводами 3 и 4 включён узел конденсаторов выход-

ного фильтра  $C_{ф}$ . Транзисторы синхронного выпрямителя VT1 и VT2 управляются с выходов микросхемы DA1, в качестве которой может быть использована микросхема типа UC1715 – UC3715 [3]. На выходе этой микросхемы формируются два сигнала управления – PWR и AUX, которые поступают на затворы транзисторов VT1 и VT2 соответственно. Необходимо отметить, что в вариантах модуля SIPM-out/LV, предназначенных для мощных ИВЭП с низковольтным (2...5 В) выходным напряжением, каждый из транзисторов VT1 и VT2 может представлять собой параллельное соединение нескольких транзисторов. По существу число параллельных транзисторов определяет КПД синхронного выпрямителя.

На вход IN микросхемы DA1 через диод поступает импульс синхронизации с обмотки  $W_4$   $Tr_y$  через выводы модуля 10 и 11. Этот импульс положительной полярности повторяет по длительности импульс ШИМ-сигнала.

Алгоритм управления транзисторами синхронного выпрямителя задаётся временными задержками, которые формируются с помощью резисторов на входах T1 и T2 микросхемы DA1. В результате на её выходах PWR и AUX формируются импульсы следующего вида: импульс PWR сдвинут относительно входного ШИМ-сигнала, а положительный фронт импульса AUX формируется только после окончания импульса PWR ( $\Delta t_2$ ). Спад импульса AUX формируется до переднего фронта импульса PWR ( $\Delta t_1$ ), и таким образом задаётся оптимальная форма управле-

ния транзисторами VT1 и VT2 для реализации функции синхронного выпрямителя.

Питание микросхемы DA1 (вывод  $U_{CC}$ ) осуществляется от вспомогательного источника питания  $U_{сл2}$ , получаемого с выходов 11 и 12 модуля SIPM-in (подаётся на выводы 8 и 9 модуля SIPM-out/LV). В номинальном режиме работы силового преобразователя модуля SIPM-DC/AC напряжение с обмотки  $W_y$  трансформатора  $Tr_c$  поступает на входы 5 и 6 модуля SIPM-out/LV и через выпрямительный диод – на вывод 7. Сглаживающий дроссель фильтра  $L_{сл}$  (в схему модуля не входит) включается между выводами 7 и 8. Таким образом, при работе преобразователя обеспечивается «самопитание» микросхемы DA1, а при необходимости – и других узлов выходного модуля ИВЭП.

Элементы цепи усилителя обратной связи подключены к выходным клеммам модуля 3 и 4. Как видно на рис. 3, эти элементы включены между выводами 17 и 14, причём в качестве регулируемого источника опорного напряжения применяется микросхема DA3 типа 142EN19 (аналог микросхемы TL431). Транзисторный оптрон DA2 обеспечивает гальваническую развязку цепи обратной связи от выходного напряжения ИВЭП. При этом цепь коллектор–эмиттер фототранзистора DA2 соединена с выводами 12 и 13 модуля SIPM-out/LV.

Выходное напряжение  $U_{out}$  регулируется потенциометром (находится вне модуля), который включён между выводами 3 и 17. Установка величины опорного напряжения осуществляется другим потенциометром (находится вне модуля), который включён между выводами 16 и 15. Так функционируют основные элементы выходного модуля с синхронным выпрямителем.

Коротко расскажем и о работе модуля 3 для варианта ИВЭП, рассчитанного на выходные напряжения больше 10 В, то есть для модуля SIPM-out/HV, элементы которого изображены на рис. 3 зелёным цветом. Как следует из рисунка, выводы  $d_1$  и  $d_2$  размыкаются и между ними включается выпрямительный диод D1.1. В то же время выводы  $t_1$  и  $t_2$  (сток–исток транзистора VT1) замыкаются, а «нулевой» диод D1.2 включается

между выводами  $d_2$  и  $t_2$ . Диоды работают в типовом режиме силового выпрямителя однофазного прямоходового преобразователя. Детектированное напряжение с вывода  $d_2$  и вывода 4, который в этом варианте по существу объединяется с выводом 2, поступает на дроссель фильтра  $L_{др.ф}$  (находится вне модуля) и конденсатор  $C_{ф}$ . Элементы цепи обратной связи подключены и работают так же, как в описанном выше варианте модуля SIPM-out/LV. Разумеется, в случае применения для модуля SIPM-out/HV диодного выпрямителя, в схеме отсутствуют элементы VT1, VT2 и DA1.

Таким образом, описаны три типовых модуля для различных источников электропитания. Теперь можно перейти к синтезу сетевого блока с использованием типовых модулей.

На рисунке 4 изображена в обобщённом виде схема ИВЭП мощностью 400 Вт, синтезированного с использованием описанных выше модулей SIPM.

В схеме переменное сетевое напряжение  $220 \text{ В} \pm 20\%$  поступает на входные клеммы ИВЭП 1 (L) и 2 (N). Входное напряжение (вывод 1) через предохранитель F1, терморезистор R1 (с отрицательным ТКС) поступает на вывод 1 узла A1, в качестве которого используется типовой модуль SIPM-in. Варистор  $R_u$  предназначен для защиты элементов A1 от импульсных перенапряжений в сети. Сетевое напряжение через фильтр радиопомех (модуль 1 – см. рис. 1) поступает на мостовой выпрямитель, на выходе которого установлен демпферный конденсатор. Детектированное напряжение  $U_o$  с вывода 4 модуля 1 через первичную обмотку  $W_1$  накопительного дросселя L1 поступает на вывод 5 этого модуля. Дроссель L1 является одним из основных силовых элементов повышающего стабилизатора напряжения в модуле 1. Стабилизатор одновременно обеспечивает как коррекцию коэффициента мощности ( $K_m$  или  $\cos\phi$ ), потребляемой из сети, так и стабилизацию (с помощью ШИМ) напряжения  $U_{DC}$  на выводах 6 и 8 модуля 1. При этом обеспечивается практически синусоидальная форма тока, потребляемого из сети. Параллельно выводам 6 и 8 модуля 1 включён накопительный конденсатор C4, не только

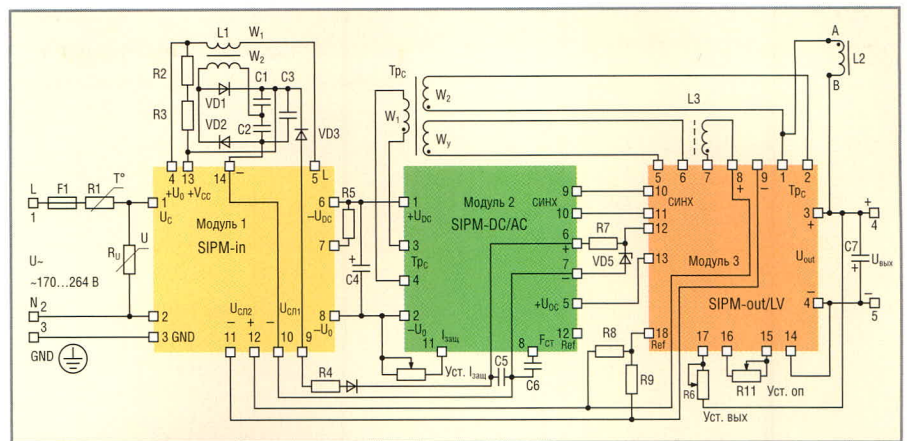


Рис. 4. Схема синтезированного ИВЭП 400 Вт на основе типовых модулей SIPM

обеспечивающий фильтрацию выходного напряжения, но и поддерживающий выходное напряжение ИВЭП при пропадании входного сетевого напряжения.

Микросхема корректора мощности узла A1 первоначально (при запуске ИВЭП) питается от напряжения  $U_o$  через резисторы R2 и R3. Затем питание осуществляется от напряжения вторичной обмотки  $W_2$  дросселя L1 через диоды VD1, VD2 и конденсаторы C1, C2 и C3, последний из которых соединён с выводами 13 и 14 ( $V_{CC}$ ) модуля 1.

В номинальном режиме работы ИВЭП питание микросхемы осуществляется от вспомогательного служебного источника напряжения  $U_{сл1}$  через развязывающий диод VD3. Служебные источники напряжений модуля 1 ( $U_{сл1}$  и  $U_{сл2}$ ), выводы которых 9, 10 и 11, 12 соответственно, питаются от выходного напряжения  $U_{DC}$  модуля 1 через резистор R5 этого модуля.

Стабилизированное напряжение  $U_{DC}$  (например, 400 В) подаётся на входы 1 и 2 унифицированного модуля 2 – SIPM-DC/AC (см. рис. 2). Напряжение  $U_{DC}$  поступает на силовой однофазный преобразователь с управлением от ШИМ-контроллера, рабочая частота которого устанавливается конденсатором C6 (вывод 8 –  $F_{CT}$ ). Нагрузкой преобразователя является силовой трансформатор  $Tr_c$ , первичная обмотка  $W_1$  которого включена между выводами 3 и 4. Микросхема ШИМ-контроллера модуля 2 питается от служебного источника  $U_{сл1}$  (выводы 9 и 10) модуля 1 через резистор R4, диод VD4 и конденсатор C5, соединённый с выводами 6 и 7 модуля 2. Установка порога срабатывания схемы защиты по току силовых

транзисторов преобразователя модуля SIPM-DC/AC выполняется потенциометром R6 (между выводами 2 и 11 модуля 2).

Переменное высокочастотное напряжение с обмотки  $W_2$  силового трансформатора  $Tr_c$  подаётся на выводы 1 и 2 модуля 3 – SIPM-out/LV, так как выходное напряжение синтезируемого ИВЭП равно 5 В. Высокочастотное переменное напряжение детектируется MOSFET, работающими в режиме синхронного выпрямителя. Далее оно поступает на фильтр L2, C7 (L2 расположена между выводами 1 и 3 модуля 3, конденсатор C7 подключен к клеммам 4 и 5 ИВЭП).

Напряжение синхронизации для микросхемы управления транзисторами синхронного выпрямителя подаётся с выводов 9 и 10 модуля 2 на выводы 10 и 11 модуля 3. Напряжение питания этой микросхемы формируется на выводах 8 и 9 модуля 3 от вспомогательного служебного напряжения  $U_{сл2}$  (контакты 11 и 12 модуля 1). В номинальном режиме работы ИВЭП напряжение обмотки  $W_y$  силового трансформатора  $Tr_c$  поступает на выводы 5 и 6 модуля 3 и далее через дроссель фильтра L3 на входы 8 и 9 (питание микросхемы DA1 модуля 3). Указанным способом обеспечивается «самопитание» этой микросхемы при работе силового преобразователя.

Стабилизация выходного напряжения  $U_{вых}$  осуществляется с помощью сигнала обратной связи  $U_{OC}$  (выводы 12 и 13 модуля 3). При этом выходной фототранзистор оптопары DA2 модуля 3 питается от параметрического стабилизатора R7, VD5, подключённого к выводам 6 и 7 модуля 2, а вывод 13 модуля 3 соединён с выводом 5 ( $U_{OC}$ ) модуля 2. Выходное номинальное на-

пряжение ИВЭП устанавливается потенциометром R10 (выводы 3 и 17 модуля 3), причём опорное напряжение усилителя обратной связи определяется потенциометром R11 (выводы 15 и 16 модуля 3). Делитель напряжения на резисторах R8, R9 задаёт безопасный уровень питания микросхемы управления синхронным выпрямителем в модуле 3.

Итак, рассмотрены структуры и схемные решения унифицированных SIPM, предназначенных для реального синтеза блоков питания мощностью 400 Вт. В принципе, для синтеза достаточно всего четыре типа супермодулей. Два из них имеют

типовую схему для всех значений мощностей: 200, 400 и 800 Вт. Выходной модуль имеет две модификации: одна – для блоков с выходным напряжением до 10 В, другая – более 10 В.

Рассмотрим некоторые технические характеристики разработанных супермодулей и синтезированного блока питания в целом с точки зрения их соответствия современным требованиям по электрическим, конструктивным и технологическим параметрам.

Технические характеристики трёх супермодулей и синтезированного ИВЭП, полученные расчётным путём, сведены в таблицы 1 – 4.

Величины, приведённые в таблицах, получены при следующих условиях:

- входное переменное напряжение 220 В (170... 264 В) с частотой 50 Гц;
- выходное стабилизированное напряжение 5 В, пульсация 100 мВ (размах);
- частота работы повышающего стабилизатора напряжения в модуле 1...250 кГц;
- частота работы однотактного преобразователя напряжения в модуле 2...200 кГц.

Синтезированный ИВЭП, который разработан на основе типовых модулей, имеет КПД порядка 85%.

Таблица 1. Основные параметры узлов и элементов модуля 1 – SIPM-in

Параметры	A1	A2						A3	
		VD1	C1	VT1	VT2	VD2	Другие потери ZVT	C2 + C	U <sub>сл1</sub> , U <sub>сл2</sub>
Тип, назначение (корпус)	Фильтр радиопомех	IRF100JBGL	K73-50	IRFP460 (TO247AC)	IRF840 (TO-220AB)	20ETF06S (D2-Pak/SMD-220)	Дроссели, диоды	C2, ЕНР (Hitano, Тайвань) С, К73-50	Собственное производство
Основные электрические параметры	Состав: К73-49, дроссель режекторный	Мост выпрямительный 600 В, 10 А	2 × 1,5 мкФ × 500 В	U <sub>DS</sub> = 500 В, I <sub>D</sub> = 20 А, R <sub>DSON</sub> = 0,27 Ом	U <sub>DS</sub> = 500 В, I <sub>D</sub> = 10 А, R <sub>DSON</sub> = 0,8 Ом	U = 600 В, I <sub>25</sub> = 20А, t <sub>RR</sub> = 60 нс	–	220 мкФ × 450 В, 2 × 1,5 мкФ × 500 В	Служебный ИВЭП, например, на TOPSwitch-GX (TOP242) P <sub>Σ(сл1, сл2)</sub> = 2,5 Вт [6]
Размеры, мм (объём, дм³)	40 × 35 × 12, К17,5 × 8,2 × 10 – 1000НМ (0,017)	28,5 × 22,5 × 10 (0,0064)	2 × ∅18 × 44 (0,023)	24 × 16 × 5,3 (0,002)	19,5 × 10,6 × 4,7 (0,0009)	10,5 × 12,5 × 4,7 (0,0006)	–	∅30 × 40, 18 × 44 (0,023)	40 × 35 × 12 (0,017)
Мощность потерь ΔP, Вт	1	2	–	2,2	2,2	1,6	1,8	–	1
Потери в остальных элементах – 0,5 Вт в целом, Σ	Суммарный объём модуля 1, исходя из габаритов 175 × 50 × 20 мм, V <sub>M1</sub> = 0,18 дм³; суммарные потери мощности в модуле 1, P <sub>M1</sub> = 12,3 Вт								

Таблица 2. Основные параметры узлов и элементов модуля 2 – SIPM-DC/AC

Параметры	A1	A2		VT1, VT2	VD1, VD2	
	D1	D2	Тр <sub>y</sub>			
Тип, назначение(корпус)	UC3841(SOIC-18)	UC3707 (SOIC-16)	Трансформатор управления		IRFP460 (LC) (TO-247AC)	8EWF06S (D-Pak)
Основные электрические параметры	V <sub>CC</sub> = 32 В, I <sub>CC</sub> = 15 мА	V <sub>CC</sub> = 20 В	Собственное производство		U <sub>DS</sub> = 500 В, I <sub>D</sub> = 20 А, R <sub>DSON</sub> = 0,27 Ом	U <sub>R</sub> = 600 В, I <sub>F</sub> = 8 А, t <sub>RR</sub> = 60 нс
Размеры, мм (объём, дм³)	10 × 11,5 × 2,5 (0,0003)	10 × 10,3 × 2,5 (0,00026)	16 × 10 × 9 – 2000НМ, ∅22 × 15 (0,0057)		2 × [24 × 16 × 5,3] (0,004)	2 × [10,5 × 7 × 2,4] (0,00036)
Мощность потерь ΔP, Вт	0,48	0,9	0,1		10,6 <sub>Σ</sub>	1,5
В целом, Σ	Потери в остальных элементах – 1,0 Вт					
	Суммарный объём модуля 2 при габаритах 60 × 50 × 20 мм, V <sub>M2</sub> = 0,06 дм³; суммарные потери мощности в модуле 2, P <sub>M2</sub> = 14,62 Вт					

Таблица 3. Основные параметры узлов и элементов модуля 3 – SIPM-out/LV

Параметры	DA1	VT1, VT2	DA2	DA3	Сф, С
Тип, назначение (корпус)	UC1715 (SOIC-8)	2 × IRF3205 (TO-220AB), параллельно	PC8171, оптрон, (SMD)	TL431 (TO-226AA) или EH19	K53-25, K50-37
Основные электрические параметры	V <sub>CC</sub> = 20 В, I = 20 мА	U <sub>DS</sub> = 55 В, I <sub>D</sub> = 98 А, R <sub>DSON</sub> = 0,008 Ом	–	2,8...36 В, 1...100 мА	100 мкФ × 10 В, 47 мкФ × 10 В
Размеры, мм (объём, дм³)	6 × 5 × 1,5 (0,0045)	Кристалл ≈ □14 мм		–	16 × 17 × 1,6, ∅4,5 × 9 (0,00044), (0,00014)
Мощность потерь ΔP, Вт	0,4	30,0 <sub>Σ</sub> (15 + 15)		0,4 <sub>Σ</sub>	–
	Потери в остальных элементах – 0,5 Вт				
В целом, Σ	Суммарный объём модуля 3 при габаритах 60 × 50 × 20 мм, V <sub>M3</sub> = 0,06 дм³; суммарные потери мощности в модуле 3, P <sub>M3</sub> = 31,3 Вт				

Таблица 4. Основные параметры узлов и элементов сетевого ИВЭП 400 Вт (5 В; 80 А)

Параметры	R1, Ru	Модуль 1	L1	C4	Модуль 2	Трс	Модуль 3	L2	C7
Назначение	R1 – терморезистор, R <sub>u</sub> – варистор	Входной (сетевой) модуль	Дроссель накопительный	Конденсатор буферный	Преобразователь DC/AC	Трансформатор силовой	Выходной модуль	Дроссель выходного фильтра	Выходной конденсатор ВЧ-фильтра
Тип узла, элемента	TP-15 (4 тип), BP-9	SIPM-in	Собственное производство	ENP (Hitano, Тайвань)	SIPM-DC/AC	Собственное производство	SIPM-out/LV	Собственное производство	K50-37, K53-25
Основные электрические параметры	10 Ом, 2,5 Вт, ~275 В <sub>зф</sub>	Вход: ~170...220 В <sub>зф</sub> , 3 А, выход: ~375...400 В	L1-1, L1-2 – соединены последовательно L1-1 = L1-2 = 250 мкГн, U~ = 194,0 В (магнитная индукция ΔB = 0,12 Тл)	220 мкФ × 450 В (4 шт. параллельно)	Вход = 400 В, выход ≈ 450 Вт	Магнитная индукция ΔB = 0,06 Тл		L2 = 9,5 мкГн, L2-1, L2-2 – соединены параллельно (L2-1 = L2-2 = 19 мкГн)	47 мкФ × 10 В, 100 мкФ × 10 В
Габариты, мм (объем, дм <sup>3</sup> )	20 × 20 × 8, Ø18 × 5 (0,0032), (0,0013)	175 × 50 × 20 (0,175)	2 × Ø30 × 12 [МП-250, K24 × 13 × 7] (0,017 <sub>Σ</sub> )	4 × Ø30 × 40 (0,113 <sub>Σ</sub> )	50 × 60 × 20 (0,06)	48 × 26 × 56, ПК26 × 13, 2500НМС1 (0,07)	60 × 50 × 20 (0,06)	2 × Ø30 × 14 [МП-250, K24 × 15 × 7] (0,02 <sub>Σ</sub> )	Ø4,5 × 9, 16 × 17 × 1,6 (0,00014), (0,00044)
Мощность потерь ΔP, Вт	1,7	12,3	2,8 <sub>Σ</sub>	–	13,7 <sub>Σ</sub>	6,6 <sub>Σ</sub>	31,3 <sub>Σ</sub>	4,16 <sub>Σ</sub>	–
Потери мощности в целом, Σ	Суммарный объем ИВЭП, исходя из габаритов 185 × 70 × 60 мм, V <sub>ивэп</sub> = 0,78 дм <sup>3</sup> ; суммарные потери мощности в ИВЭП, P <sub>п</sub> = 72,5 Вт								

Расчётные параметры узлов и элементов получены при использовании [3 – 8].

Модуль 1 имеет общую печатную кросс-плату размером 175 × 50 мм. В центральной части платы есть окно, в котором расположено металлическое основание с установленными на нём транзисторами VT1 и VT2. Элементы «обрамления» микросхемы DA1 (резисторы, конденсаторы и полупроводниковые элементы) монтируются на керамической плате по толстоплёночной технологии с применением элементов для монтажа на поверхность. Размер платы – 35 × 50 мм. Резисторы мощностью более 0,5 Вт, а также крупногабаритные конденсаторы и другие элементы модуля устанавливаются на кросс-плату.

Модуль 2 целесообразно конструировать в виде единого узла, в котором имеется металлическое основание. На это основание через изолирующие теплопроводящие элементы монтируются кристаллы силовых транзисторов VT1, VT2 и диодов VD1, VD2. Монтаж этих силовых элементов выполняется по технологии, описанной в статьях [9, 10]. Элементы «обрамления» микросхем DA1, DA2 и узла A1 монтируются на керамической плате по толстоплёночной технологии с применением элементов для монтажа на поверхность. Размер платы – 45 × 50 мм.

Модуль 3 выполняется аналогично конструкции модуля 2. На металлическое основание через изолирующие теплопроводные прокладки устанавливаются параллельно соединённые VT1 и VT2. Монтаж этих

силовых элементов также описан [9, 10]. Элементы «обрамления» микросхем DA1 – DA3 вместе с дискретными элементами схемы обратной связи монтируются на керамической плате по толстоплёночной технологии с применением элементов для монтажа на поверхность. Размер платы – 45 × 50 мм.

Конструкция всего блока питания может быть выполнена в виде печатной кросс-платы размером 185 × 70 мм. С одной стороны этой платы устанавливается модуль 1 (SIPM-in), а с другой – модули 2 и 3. На этой же кросс-плате монтируются дроссель L1 (два дросселя L1-1 и L1-2), силовой трансформатор Трс, дроссель фильтра L2 (два дросселя L2-1 и L2-2), четыре буферных конденсатора C4, а также все остальные дискретные элементы ИВЭП согласно схеме блока (см. рис. 4). Данные основных силовых элементов синтезированного сетевого блока питания:

- накопительный дроссель L1: последовательно два дросселя (L1-1 = L1-2 = 250 мкГн), сердечник типа МП250 K24 × 13 × 7; число витков – 34, провод диаметром 0,74 мм, сопротивление обмотки 0,04 Ом;
- силовой трансформатор Трс: сердечник – феррит 2500НМС1 ПК26 × 13; число витков W1 = 114, провод ЛЭШО 0,1 × 19 (сопротивление обмотки 0,78 Ом); число витков W2 = 4, провод – медная лента 0,3 × 19,5 мм (сопротивление обмотки 0,00083 Ом);
- дроссель выходного фильтра L2: параллельно два дросселя (L2-1 = L2-2 = 19 мкГн), сердечник типа МП250 K24 × 15 × 7; число витков –

10, провод – медная лента 1,5 × 4 мм (сопротивление обмотки 0,0012 Ом).

В результате принятой компоновки габариты синтезированного ИВЭП – 185 × 70 × 60 мм, а его объём – примерно 0,8 дм<sup>3</sup>. При этом удельная мощность блока питания составит P<sub>v</sub> = 510 Вт/дм<sup>3</sup>.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Эраносян С.А., Ланцов В.В. Электрическое питание. 2005. № 3. С. 45–48.
2. Васильев А., Худяков В., Хабужов В. Анализ современных методов и технических средств коррекции коэффициента мощности у импульсных устройств. Силовая Электроника. 2004. № 2. С. 72–78.
3. Integrated circuits Unitrode. Product & Applications Handbook 1995-96.
4. Виленкин А.Г. Импульсные транзисторные стабилизаторы напряжения. М.: Энергия, 1970.
5. Полищук А. Высоковольтные диоды Шоттки из карбида кремния в источниках электропитания с преобразованием частоты. Компоненты и технологии. 2004. № 5. С. 6–9.
6. Куневич А.В. Ферриты (каталог). М., 1991.
7. Эраносян С.А. Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразователями. Л., Энергоатомиздат, 1991.
8. Моусли Я. Power Integrations, Europe. Источники питания для цифрового телевидения. Пер.: Краснополянский Л.Ю. Электрическое питание. 2002. № 2. С. 35–36.
9. Волошин С. Наперегонки с «Мерседесом». Силовая электроника. 2004. № 2. С. 4–6.
10. Колтаков А. Модули SEMITOR как альтернатива дискретным корпусам. Силовая электроника. 2004. № 2. С. 4–6. ©

# Обзор новинок компании Mean Well

Кирилл Иванов (Санкт-Петербург)

Компания Mean Well (Тайвань) является одним из ведущих мировых производителей импульсных AC/DC-источников питания, а также DC/DC- и DC/AC-преобразователей напряжения широкого спектра применения. За последние 5 лет продукция компании стала одной из самых востребованных в России за счёт широкого выбора вариантов конструктивного исполнения и выходных параметров; низкой стоимости и соответствия современным требованиям к техническим характеристикам и надёжности источников питания.

Большие инвестиции в разработку новых топологий позволяют компании Mean Well выпускать всё больше серий источников с использованием новейших технологий. С 2001 г. компания Mean Well начала поставки источников питания на российский рынок. В статье представлен обзор новинок, появившихся на рынке летом 2006 г. [1].

*NFM* (5...20 Вт с креплением на плату) и *PM* (5...20 Вт модульного типа) – новые серии медицинских источников питания. Эти серии отличаются уровнем изоляции класса II для моделей мощностью 5...15 Вт и малым током утечки (менее 200 мкА) при входном напряжении 264 В для 20-ваттных моделей. Новые источники соответствуют классу В стандарта электромагнитной совместимости. Потребляемая мощность без нагрузки менее 0,5 Вт для моделей мощностью 5...15 Вт и менее 0,75 Вт для 20-ваттных моделей. Источники питания данных серий могут использоваться в медицинском или промышленном оборудова-

нии, где требуется малый ток утечки и низкий профиль источников питания.

Новая серия *NFM* заменяет модели серии *OFM*. КПД новых источников повысился на 4...9%. Данные источники соответствуют стандарту электромагнитной совместимости EN55022 класса В и имеют медицинские сертификаты. Серия *PM* является закрытым исполнением серии *NFM*. Пластиковый корпус и теплопроводящий клей обеспечивает серии *PM* полную изоляцию при таком же диапазоне рабочих температур, как и у серии *NFM*.

Основные технические характеристики:

- универсальный диапазон входного напряжения;
- миниатюрные размеры;
- защиты: от короткого замыкания, перегрузки, превышения напряжения;
- соответствие требованиям UL60601-1 и TUV EN60601-1 (стандарты медицинской безопасности);
- конвекционное охлаждение;
- сертификация: UL/CUL/TUV/CE/CB;
- выходные напряжения: 3,3, 5, 12, 15, 24 В.

*CLG-100* и *PLN-100* (рис. 1) – новые серии 100-ваттных импульсных источников питания закрытого исполнения – отличаются большим диапазоном рабочих температур и полностью закрытым металлическим корпусом. Данные источники питания обладают активной функцией коррекции коэффициента мощности ( $PF > 0,98$ ) и предназначены для обеспечения электрического питания светодиодов. Источники соответствуют требованиям стандарта UL 1310, класс 2, т.е. риск для персонала, выполняющего установочные работы, существенно снижен. Благодаря вы-

сокой степени защиты корпуса (IP67 для *CLG-100* и IP64 для *PLN-100*) электронные компоненты источников питания полностью защищены от пыли и влаги, что делает источник удобным для использования не только в помещении, но и на улице. Серия *CLG-100* полностью защищена от воздействия влаги и может работать в воде на глубине до 1 м. Благодаря современной технологии ZVS (переключение при нулевом напряжении) КПД источников данных серий выше 87%, и их диапазон рабочих температур составляет  $-30...+70^{\circ}\text{C}$  при конвекционном охлаждении.

Разработка и выбор компонентов источников данной серии, как всех остальных источников питания Mean Well, основан на строгой процедуре контроля надёжности и производительности. Источники данной серии, как и большинство источников компании Mean Well, соответствуют директиве RoHS.

Основные технические характеристики:

- универсальный диапазон входных напряжений 90...264 В;
- возможность регулировки выходного напряжения (0...15%) и выходного тока (3...25%);
- защиты: от короткого замыкания, перегрузки, превышения напряжения, перегрева;
- конвекционное охлаждение (отсутствие вентилятора повышает надёжность источника);
- широкая номенклатура выходных напряжений (12, 15, 20, 24, 27, 36, 48 В);
- компактное исполнение корпуса:  $222 \times 68 \times 39$  мм для *CLG-100* и  $200 \times 70,5 \times 35$  мм для *PLN-100*;
- сертификат UL/CUL/CE.

*PB-300* и *PB-360* (рис. 2) – две новые модели AC/DC зарядных устройств, предназначенных для зарядки кислотных-свинцовых аккумуляторов. Эти модели увеличивают максимальную мощность линейки зарядных устройств данной серии до 360 Вт. Источники *PB-300* и *PB-360* отличаются оптимальной трёхэтапной зарядкой аккумулятора и автоматической регулировкой зарядного



Рис. 1. Импульсные источники питания MeanWell CLG-100 и PLN-100



Рис. 2. Импульсные источники питания MeanWell PB-300 и PB-360

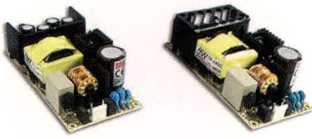


Рис. 3. Импульсные источники питания MeanWell RPD-60L

тока в зависимости от температуры окружающей среды. Благодаря этому удалось повысить скорость и эффективность зарядки, а также увеличить ресурс батареи. По желанию заказчика зарядные устройства PB-300 и PB-360 могут комплектоваться пассивной функцией коррекции коэффициента мощности, что соответствует требованиям EN61000-3-2 по гармонике.

Зарядные устройства PB-300 и PB-360 оборудованы стандартной трёхполюсной входной розеткой IEC320-C14 и выключателем. Низкий профиль (48,5 мм) позволяет существенно облегчить установку зарядного устройства в местах, где есть ограничения по габаритам. Благодаря защитам от переплюсовки, короткого замыкания, перегрузки, превышения напряжения и перегрева, зарядные устройства PB-300 и 360 идеально подходят везде, где используются свинцово-кислотные аккумуляторы в качестве источника электропитания или источника бесперебойного питания.

Основные технические характеристики:

- оптимальная трёхэтапная зарядка для свинцово-кислотных аккумуляторов;
- входной диапазон выбирается переключателем;
- пассивная функция коррекции мощности (опция);
- конвекционное охлаждение для PB-300, принудительное охлаждение для PB-360;
- индикатор режима зарядки;
- трёхполюсная входная розетка (IEC 320-C14);
- 100-% тестирование на принудительный отказ;
- размеры 253 × 135 × 48,5 мм.

RPS/D/T-60 (рис. 3) – новая серия малогабаритных импульсных источников питания открытого исполнения. Данные источники могут применяться везде, где требуются миниатюрные размеры. Источники питания RPS/D/T-60 удовлетворяют медицинским и промышленным

стандартам и обеспечивают полную мощность на выходе 50...60 Вт при конвекционном охлаждении. Дополнительным плюсом данных серий является возможность 110-% пиковой нагрузки. Благодаря низкому току утечки (200 мкА при напряжении питания 264 В), источники питания RPS/D/T-60 соответствуют классу В нормативов электромагнитной совместимости (EMI) и могут быть установлены в медицинское оборудование, не имеющее прямого контакта с пациентами. Стандартные функции включают защиту от короткого замыкания, перегрузки и превышения напряжения. Высота источников серий RPS/D/T-60 составляет всего лишь 29 мм, что позволяет применять их для установки в конструктивы 1U.

Основные технические характеристики:

- миниатюрные размеры 101,6 × 50,8 × 29 мм;
- универсальный диапазон входных напряжений;
- удельная мощность 6,57 Вт/дюйм<sup>3</sup>;
- ток утечки менее 200 мкА;
- соответствие стандартам UL60601-1 и TUV EN60601-1 в области безопасности в медицине;
- потребляемая мощность без нагрузки менее 0,75 Вт (для источников с одним выходом);
- конвекционное охлаждение;
- 100-% испытания на принудительный отказ.

SE-1000 – новая серия 1000-ваттных импульсных источников питания закрытого исполнения. Источники предназначены для удовлетворения возросшей потребности в мощных недорогих источниках питания. Источник SE-1000 отличается высокой удельной мощностью (7,3 Вт/дюйм<sup>3</sup>) и оснащён встроенным вентилятором на подшипниках качения. Это обеспечивает полную выходную мощность при температуре окружающего воздуха до 50°C. Благодаря стандартным функциям дистанционного включения/выключения, функции дистанционного контроля состояния источника и невысокой стоимости серия SE-1000 может использоваться в широком диапазоне применений. Источники данной серии отвечают требованиям стандартов UL и CSA. Серия SE-1000 предназначена для рынка недорогих источников питания большой мощности.

Основные технические характеристики:

- ограничения скачков входного переменного тока;
- выбор входного диапазона 115/230 В;
- защиты: от короткого замыкания, OLP, OVP, OTP;
- принудительное охлаждение при помощи встроенного вентилятора;
- индикация выходного напряжения;
- размеры 278 × 127 × 63,5 мм;
- сертификат UL/CUL.

## ЛИТЕРАТУРА

1. www.aviton.spb.ru.



www.aviton.spb.ru  
info@aviton.spb.ru



Электронные компоненты  
компоненты для АСУ ТП  
прецизионные электроприводы

# ИМПУЛЬСНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ


МИНИАТЮРНЫЕ  
ПРОФЕССИОНАЛЬНЫЕ  
ВЫСОКОТОЧНЫЕ













## AC/DC DC/AC DC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

ОБЩЕГО И СПЕЦИАЛЬНОГО  
НАЗНАЧЕНИЯ



Санкт-Петербург т. (812) 327-5297  
Новосибирск т./ф. (383) 346-0006

# Микроконтроллеры AVR в устройстве защиты аппаратуры от аномального напряжения сети 220 В

Роман Булышев (г. Луганск, Украина)

Предлагаемое микроконтроллерное устройство предназначено для защиты электрооборудования и аппаратуры, подключенных к сети 220 В. При возникновении аварийной ситуации, когда напряжение сети выйдет за допустимые пределы, устройство защиты отключает нагрузку. Одновременно устройство отображает значение напряжения сети на светодиодном 7-сегментном 3-разрядном индикаторе.

## ВВЕДЕНИЕ

Количество электроприборов и аппаратуры, окружающей нас в повседневной жизни, постоянно увеличивается. В домах появились такие необходимые вещи, как стиральная машина, компьютер, телевизор, музыкальный центр, DVD-проигрыватель, кондиционер, холодильник, водонагреватель (бойлер), микроволновая печь и т.д. Некоторые из них постоянно включены в сеть и работают круглосуточно. В то же время напряжение электросети ~220 В, от которой питаются электроприборы, не всегда находится в допустимых пределах 187...242 В.

Наиболее опасным для электроприборов и радиоаппаратуры является аварийное повышение сетевого напряжения. Это может случиться при замыкании одного из фазных проводов на нулевой провод или когда происходит отгорание общего нулевого провода. В сети некоторое время может действовать напряжение до 380 В. При этом включенные лампочки лопаются, а все остальные радиоэлектронные устройства выходят из строя.

Не следует забывать и о занижении напряжения в сети, при котором выходят из строя наиболее дорогостоящие электроприборы: холодильники, стиральные машины, кондиционеры, системы микроклимата (сплит-системы). Не любят также снижения напряжения ниже допустимой величины импульсные источники питания телевизоров, видеомагнитофонов, персональных компьютеров и другой бытовой радиоаппаратуры.

Существует много схем и устройств, которые в той или иной степени способны защитить бытовую технику от запредельного (аномального) высокого или низкого напряжения. К недостаткам большинства из них можно отнести малое быстродействие, устаревшую элементную базу, низкую функциональность. Ниже приводится описание защитного устройства, выполненного на базе микроконтроллера (МК). Оно лишено указанных недостатков и способно надёжно защитить бытовую технику от воздействия аномального сетевого напряжения.

## Устройство защиты аппаратуры от аномального напряжения сети ~220 В

Устройство защиты (УЗ) предназначено для отключения электроприборов от сети переменного тока напряжением 220 В (50 Гц) в случае уменьшения или увеличения напряжения в сети ниже или выше значений, заданных пользователем.

УЗ обладает следующими возможностями и характеристиками:

- постоянный мониторинг напряжения сети, отображение результатов на индикаторе и автоматическое отключение нагрузки при возникновении аномального напряжения в сети;
- быстродействие, достаточное для отключения защищаемой нагрузки при возникновении аномального напряжения в сети;
- возможность перестройки пределов и диапазонов контролируемых напряжений;
- возможность программно регулировать точность настроек и стабильно поддерживать их при эксплуатации;
- помехозащищённость и малое энергопотребление;
- мощность достаточна для защиты используемой бытовой техники;
- построено на современной элементной базе.

Внешний вид УЗ показан на рис. 1, а принципиальная электрическая схема – на рис. 2.

УЗ имеет следующие технические характеристики:

Диапазон контролируемых напряжений, В	.....120...380
Нижний/верхний предел устанавливаемых напряжений срабатывания, В	.....170...209/216...280
Время срабатывания при аварии при использовании реле, с	.....0,1
Погрешность измерения напряжения, В	.....±1
Время включения после аварии (задаётся пользователем), с	.....1...600
Дискретность установки порогов напряжения, В	.....1
Потребляемый ток (без учёта реле), мА	...30

Максимальная коммутируемая мощность зависит от используемого устройства коммутации: реле, контактор, оптосимистор, управляющий мощным симистором и т.п.

Принцип работы УЗ основан на прямом измерении амплитудного значения сетевого напряжения в течение положительного полупериода,

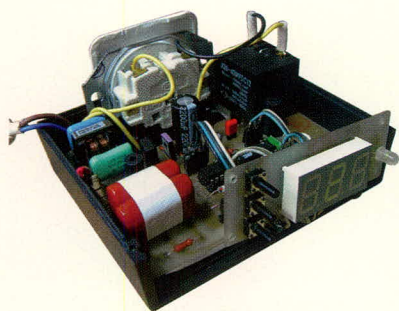


Рис. 1. Внешний вид устройства защиты от аномального напряжения сети ~220 В

пересчёте его в действующее напряжение и выводе результата измерения на индикатор. Основой УЗ является МК ATmega8 фирмы Atmel, имеющий встроенный десятиразрядный АЦП. УЗ управляется тремя кнопками. Кнопкой «Режим» выбирают поочередно один из четырёх режимов: верхний, а затем нижний предел срабатывания, задержку времени на включение и поправочный коэффициент. Кнопками «+» и «-» увеличивают или уменьшают значение изменяемой величины на единицу.

В работе программы МК используются три прерывания:

- прерывание 1 – срабатывает по переднему фронту прямоугольного импульса на входе PD2 (INT0), синхронизирует генератор 5 мс с частотой сети;
- прерывание 2 – срабатывает по переполнению таймера 1 и необходимо для отсчёта интервалов времени 5 мс (это время, равное четверти периода частоты сетевого напряжения; оно необходимо для привязки включения модуля АЦП к вершине синусоиды);
- прерывание 3 – возникает по окончании измерения напряжения встроенным модулем АЦП МК.

Если сетевое напряжение выходит за установленные пределы, то МК подаёт команду, срабатывает реле, нагрузка отключается от сети, а МК продолжает измерение сетевого напряжения. Если напряжение пришло в норму, то произойдёт отсчёт временного интервала на задержку включения нагрузки (1...600 с). Следует отметить, что задержки на включение продолжительностью 8...10 мин необходимы для таких устройств, в состав которых входят компрессоры (холодильники, кондиционеры, морозильные камеры).

Алгоритм работы программы УЗ (подпрограммы по внешнему прерыванию INT0) от перепадов сетевого напряжения следующий: начало → → запуск таймера T1 → конец. После пуска и инициализации МК разрешаются прерывания. При поступлении положительной полуволны на устройство формирования прямоугольных импульсов, которые дальше поступают на вход внешнего прерывания INT0, происходит запуск встроенного таймера T1 МК, настроенного на отсчёт временного интервала в 5 мс. При переполнении таймера T1 происходит генерация прерывания

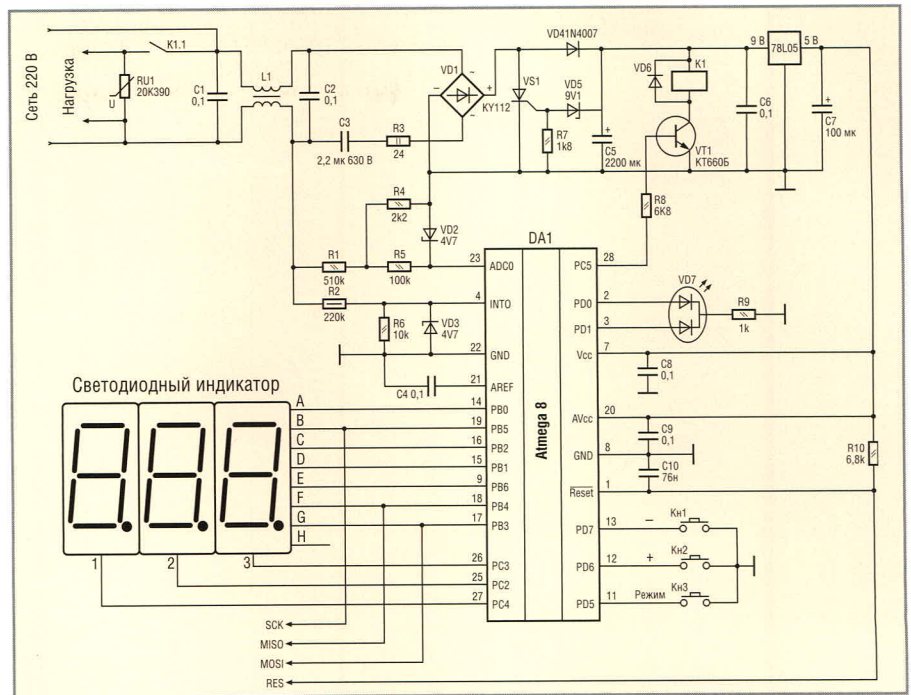


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема устройства защиты аппаратуры от аномального напряжения сети ~220 В

таймера. По этому прерыванию запускается аналого-цифровое преобразование. Алгоритм работы подпрограммы по прерыванию от таймера T1 в режиме сброс следующий: начало → остановка таймера T1 → запуск однократного аналого-цифрового преобразования → конец. Таким образом, запуск преобразования АЦП произойдёт с задержкой 5 мс после появления переднего фронта прямоугольного импульса на входе INT0, что и позволит произвести измерение амплитуды синусоидального напряжения. За одну секунду происходит пятьдесят выборок измеряемого напряжения (см. рис. 3).

Рассмотрим подробнее алгоритм работы подпрограммы измерения напряжения, приведённый на рис. 4. Контроль сетевого напряжения начинается с проверки попадания измеренного напряжения  $U_{izm}$  в диапазон заданных граничных напряжений  $\{U_{min}...U_{max}\}$ . В случае пятикратного непопадания происходит отключение нагрузки. Данная проверка необходима для повышения помехоустойчивости и отсеивания сетевых помех. Это соответствует задержке срабатывания исполнительного реле (отключения нагрузки) через 100 мс после возникновения первого непопадания в диапазон заданных граничных напряжений  $\{U_{min}...U_{max}\}$ .

При отключенной нагрузке и возвращении  $U_{izm}$  в диапазон  $\{U_{min} +$

$+ 3 V...U_{max} - 3 V\}$  запустится механизм подсчёта временного интервала, необходимого для задержки включения нагрузки. Этот временной интервал может задаваться самим пользователем в диапазоне от 1 с до 10 мин. Смещение граничных напряжений в центр заданного диапазона на 3 В необходимо для чёткого и однозначного переключения реле в случае, если напряжение сети нестабильно и находится у одной из заданных границ.

Далее выполняется усреднение измеренного значения напряжения по тридцати предыдущим выборкам согласно формуле:

$$U_{izm\_sredn} = \frac{\sum_{i=1}^{30} U_{izm_i}}{30}$$

После окончания подпрограммы измерения напряжения управление передаётся основной программе,

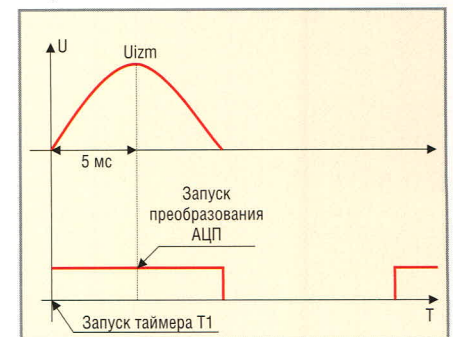


Рис. 3. Форма сигналов, поступающих на вход АЦП (верхний) и на вход внешнего прерывания INT0

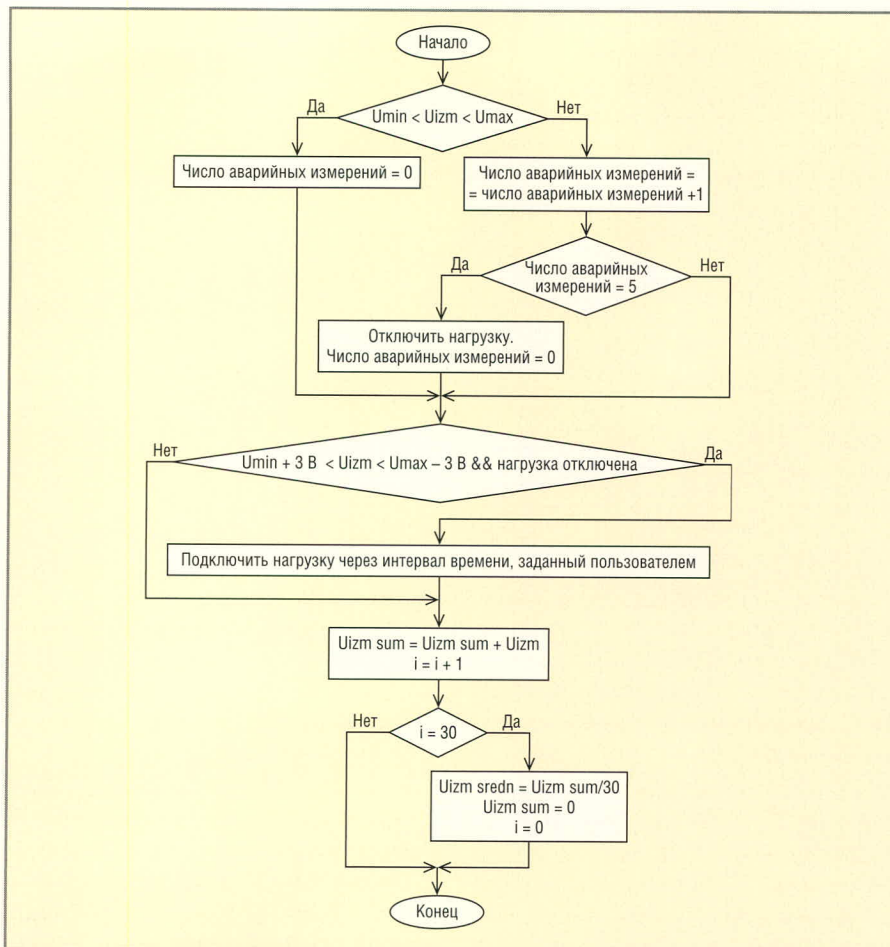


Рис. 4. Алгоритм измерения напряжения

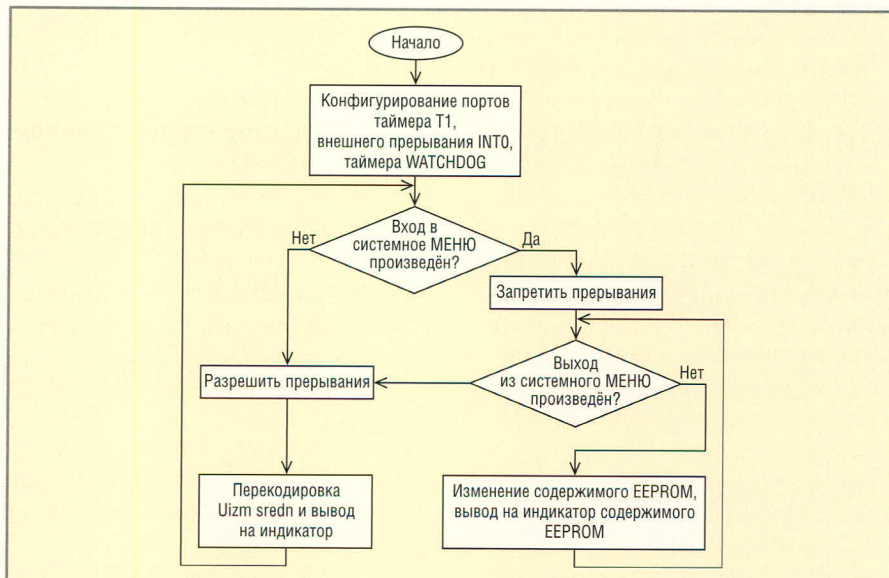


Рис. 5. Алгоритм основной программы

изображённой на рис. 5. После подачи питания на МК начинает работать основная программа. Происходит первоначальная конфигурация портов, таймера T1 и Watchdog, настройка и разрешение прерываний. Затем выявляется нажатая кнопка. Если была нажата кнопка «+» или «-», никаких действий не производится. Если же была нажата кнопка «Режим», то про-

исходит запрет работы всех прерываний, и автомат защиты переходит в режим системного меню. На индикаторе высвечивается название первой настраиваемой величины (находящейся в EEPROM) – «Uup» – это верхнее граничное напряжение, а затем её значение в вольтах. Последующее нажатие кнопок «+» или «-» приведёт к изменению этой переменной на

единицу и сохранению в EEPROM. Последующие нажатия на кнопку «Режим» будут производить переключение между настраиваемыми параметрами:

- Udn – нижнее граничное напряжение (второе нажатие на кнопку «Режим»);
- tir – время на задержку включения контактора после вхождения измеряемого напряжения в заданные пределы (третье нажатие на кнопку «Режим»);
- tun – поправочный коэффициент, необходимый для пересчёта результата измерения сетевого напряжения, произведённого АЦП, в  $U_{izm}$ .

Таким образом, каждое изменение параметров установки фиксируется в энергонезависимой EEPROM-памяти МК. Это необходимо для того, чтобы при выключении сетевого напряжения ранее установленные значения были сохранены. После записи в память EEPROM и выхода из режима настройки производится разрешение всех прерываний.

Выход из системного меню происходит при пятом нажатии кнопки «Режим» или если в течении 30 с не нажималась ни одна из кнопок УЗ. После этого разрешаются прерывания и происходит перекодировка усреднённого результата измерения  $U_{izm\_sredn}$  в двоично-десятичный код. Полученный результат пересылается в регистры МК, отвечающие за индикацию.

Рассмотрим элементы, присутствующие в принципиальной схеме (рис. 1). RU1, C1, L1, C2 – стандартный сетевой помехоподавляющий LC-фильтр, позволяющий отсеять сетевые помехи и повысить точность измеряемого напряжения. Варистор RU1 (20K391 или 20K430) защищает нагрузку от кратковременных перенапряжений и импульсных высоковольтных помех. Измеряемое сетевое напряжение через делитель R1, R4, R5 поступает на вход АЦП (23 вывод DA1).

Стабилитрон VD2 ограничивает входное напряжение на уровне 4,7 В. Диоды VD1 выпрямительного моста пропускают на измерительный вход МК только положительную часть поделенного сетевого напряжения. Делитель напряжения R2, R6 совместно со стабилитроном VD3 формирует прямоугольные импульсы на входе INTO. По фронту этих импульсов происходит синхронизация работы внутреннего генератора 5 мс.

Транзистор VT1 управляет реле K1. К сети нагрузка подключается через контакты реле K1.1. Контакты реле должны выдерживать ток, потребляемый нагрузкой. Трёхвыводной светодиод VD7 – двухцветный. В нормальном режиме, т.е. когда контролируемое напряжение находится в заданных пределах, светодиод VD7 светится зелёным светом. Если напряжение сети выходит за установленные пределы, то светодиод VD7 светится красным светом. При этом контакты реле K1.1 отключают нагрузку от сети.

Питание УЗ осуществляется от блока питания, построенного по бестрансформаторной схеме с гасящим конденсатором. Отказ от сетевого трансформатора позволил уменьшить габариты и стоимость УЗ. В состав бестрансформаторного блока питания входят следующие элементы: C3, R3, VD1, VS1, R7, VD5, VD4. Следует отметить, что элементы C3, R3, VD1, VS1, а также входной помехоподавляющий фильтр должны выдерживать переменное напряжение 380 В. Использование тиристора VS1 в качестве силового элемента, стабилизирующего напряжение 9 В, позволило создать надёжный и эффективный блок питания, работающий в широком диапазоне сетевого напряжения (120...380 В).

МК ATmega8 может быть заменён на более дешёвый – ATmega8L, являющийся облегченной версией ATmega8. В данном устройстве используется встроенный в ATmega8 RC-генератор, настроенный на частоту 8 МГц.

В качестве устройства отображения информации применён 3-разрядный семисегментный светодиодный индикатор с общим катодом, работающий в режиме динамической индикации. Сегменты индикатора подключаются непосредственно к порту PB МК без токоограничительных резисторов, т.к. МК семейства Mega обладают портами ввода/вывода с повышенной нагрузочной способностью (до 20 мА на каждом выводе). Катоды индикатора подключены ко второму, третьему и четвёртому разряду порта PC. Такое подключение сегментов индикатора к порту PB позволяет упростить разводку печатной платы УЗ.

Кнопки «Режим», «+» и «-» подключены также без токоограничительных резисторов к шестому, пятому и седьмому разрядам порта PD МК. К нулевому и первому разряду порта PD подключен двухцветный светодиод

VD7 (красный-зелёный), сигнализирующий о режиме работы УЗ. Зелёный – нагрузка подключена к сети, красный – нагрузка отключена. Подключив последовательно со светодиодами оптореле (оптосимистор, управляющий мощным симистором), можно при необходимости увеличить функциональность устройства.

Применение МК ATmega8 дало возможность использовать внутрисхемное программирование непосредственно на собранной плате с помощью последовательного интерфейса SPI (выводы SCK, MISO, MOSI, RESET, +5В и GND), что также повысило технологичность изделия. На время программирования желательно отключать индикатор и стабилизатор 5 В (78L05). Для этого на плате имеются соответствующие разъёмы и джампер.

Налаживание и работа с УЗ сводится к вхождению в соответствующие режимы с помощью кнопки «Режим». Нажатие этой кнопки позволяет войти в режим установки нижнего и верхнего предела срабатывания УЗ, установки поправочного коэффициента (режим «tun»), а также установки задержки времени на включение. Изменение выбранных величин производится кнопками «+» и «-». В режиме установки максимального и минимального значения измерение напряжения не производится.

Установка необходимого коэффициента tun даёт возможность изменить индицируемую величину измеренного сетевого напряжения в широких пределах. Это позволило отказаться от точного подбора резистивного делителя на входе АЦП МК. При установке этого коэффициента необходимо добиться совпадения показаний на индикаторе УЗ с показаниями эталонного вольтметра переменного тока.

При возникновении аварийной ситуации реле K1 отключит нагрузку размыканием контактов K1.1. Светодиод VD7 будет светиться красным светом, а светодиодный индикатор будет показывать измеряемое напряжение. После пропадания аварийной ситуации и окончания времени задержки на включение сработает реле, нагрузка будет опять подключена к сети, а светодиод засветится зелёным светом.

Работу настроенного УЗ можно проверить при помощи трансформа-

тора, позволяющего изменять подаваемое на УЗ напряжение сети в широких пределах.

На сайте журнала представлены некоторые дополнительные материалы, которые можно использовать для воспроизведения такого УЗ. Показана печатная плата УЗ (115 × 91 мм) и печатная плата для установки индикаторов (82 × 31 мм), как со стороны печатных проводников, так и со стороны расположения компонентов. Прошивка МК находится в файлах zachita.eep и zachita.hex.

Фьюзы ATmega8 программировались из следующих условий:

- отсутствие защиты от просмотра и копирования;
- тактирование от внутреннего генератора частотой 8 МГц;
- включен детектор Brown-Out с напряжением порога 4 В;
- включен таймер Watchdog.

Ниже приведена сокращённая формула программирования фьюзов:

CKSEL0 = CKSEL1 = CKSEL3 = SUT0 = SUT1 = BODLEVEL = BODEN = WDTON = 0. Остальные фьюзы и биты защиты равны «1», т.е. они не запрограммированы (в PonyProg отсутствуют «галочки»).

## ЛИТЕРАТУРА

1. Евстифеев А.В. Микроконтроллеры AVR семейств Tiny и Mega фирмы Atmel. М.: Додэка-XX1, 2004.
2. Зеленин А. Полуавтомат защиты радиоаппаратуры от «перепадов» напряжения сети. Радио. 1998. № 10.
3. Квятковский В. Устройство защиты радиоаппаратуры от превышения сетевого напряжения. Радио. 1999. № 10.
4. Нечаев И. Устройство защиты аппаратуры от колебаний напряжения сети. Радио. 2001. № 1.
5. Шрайбер А. Устройство защиты от перепадов напряжения в электросети. Радио. 2001. № 2.
6. Коротков И. Устройство защиты бытовых приборов от аномальных напряжений в сети. Радио. 2001. № 8.
7. Аксёнов В. Экономное устройство защиты аппаратуры от колебаний напряжения сети. Радио. 2003. № 7.
8. Майоров М. Устройство защиты от перенапряжения. Схемотехника. 2004. № 4.
9. Федоров О. Ещё раз о бестрансформаторных блоках питания с гасящим конденсатором. Схемотехника. 2004. №№ 6 и 7.



# Измерение индуктивности рассеяния в трансформаторах импульсных преобразователей с помощью LRC-метра

Дмитрий Бердников (Москва)

Автор приводит способ определения коэффициента связи двухобмоточного трансформатора и параметров Т- и П-образной схем замещения по данным измерений импеданса по первичной стороне трансформатора с помощью стандартного LRC-метра. Для расчёта используются результаты измерений при разомкнутой и замкнутой вторичной обмотке трансформатора.

## ТРАНСФОРМАТОР С УЧЁТОМ РАССЕЯНИЯ

При анализе трансформаторных импульсных преобразователей, кроме основных параметров трансформатора (индуктивности намагничивания и числа витков обмоток), бывает необходимо учитывать его паразитные параметры, в частности, индуктивности рассеяния обмоток, или, другими словами, коэффициент связи  $K_c$ .

В импульсных преобразователях напряжения, как правило, трансформатор используется в линейной области характеристики сердечника (т.е. сердечник не насыщается), поэтому для его описания пригодна система линейных уравнений (1), а коэффициент связи в этом случае определяется по формуле (2):

$$u_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt}, \quad (1)$$

$$u_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt},$$

$$K_c = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}. \quad (2)$$

В этих соотношениях  $u_1, u_2$ , – напряжения на обмотках трансформатора,  $i_1, i_2$  – токи в обмотках,  $L_1, L_2$  – собственные индуктивности обмо-

ток,  $M$  – взаимдуктивность обмоток трансформатора.

Непосредственно пользоваться системой (1) при анализе преобразователей не вполне удобно, так как в неё в явном виде не входит коэффициент трансформации (отношение числа витков первичной обмотки к числу витков вторичной обмотки:  $w_1/w_2$ ). Поэтому зачастую применяются производные от схемы замещения трансформатора (1), параметры которых могут быть рассчитаны либо измерены экспериментально и отражают физические параметры трансформатора, такие как число витков обмоток, индуктивности намагничивания и рассеяния. Среди наиболее простых моделей, учитывающих рассеяние и содержащих в явном виде коэффициент трансформации, можно отметить Т- и П-образные модели [1].

На рис. 1 показана модель трансформатора, являющаяся одним из вариантов Т-образной модели. Данная модель содержит два идеальных трансформатора с коэффициентами трансформации  $w_1 : 1$  и  $w_2 : 1$  и приведённые к единичному витку: индуктивность намагничивания  $L_m$  и две индуктивности рассеяния  $L_{p1}$  и  $L_{p2}$ , связанные с соответствующими обмотками. Параметры этой модели

связаны с параметрами системы (1) соотношениями (3) – (5):

$$L_m = \frac{M}{w_1 w_2}, \quad (3)$$

$$L_{p1} = \frac{L_1}{w_1^2} - \frac{M}{w_1 w_2}, \quad (4)$$

$$L_{p2} = \frac{L_2}{w_2^2} - \frac{M}{w_1 w_2}. \quad (5)$$

Аналогичная П-образная модель трансформатора показана на рис. 2. Её параметры связаны с параметрами системы (1) соотношениями (6) – (8), где  $L_{m1}, L_{m2}$  – индуктивности, совместно отражающие индуктивность намагничивания трансформатора, приведённую к единичному витку,  $L_p$  – общая индуктивность рассеяния трансформатора, приведённая к единичному витку:

$$L_p = \frac{L_1 L_2 - M^2}{M} \frac{1}{w_1 w_2}, \quad (6)$$

$$L_{m1} = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_2 w_1^2 - M w_1 w_2}, \quad (7)$$

$$L_{m2} = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 w_2^2 - M w_1 w_2}. \quad (8)$$

## ИЗМЕРЕНИЕ ИМПЕДАНСА

Методы измерения параметров различных частото-зависимых моделей трансформаторов, как правило, строятся на экспериментальном снятии частотных характеристик импеданса по первичной стороне трансформатора при разомкнутой и замкнутой вторичной обмотке. Для измерений применяется частотный анализатор [2], а результатом является довольно сложная модель, полно отражающая частотные характеристики трансформатора. При отсутствии специализированного оборудования трудоёмкость таких измерений высока, а сложность модели зачастую не является оправданной. Поэтому при анализе импульсных преобразователей (особенно это касается аналитических расчётов) часто пользуются подобными описанным выше простыми моделями трансфор-

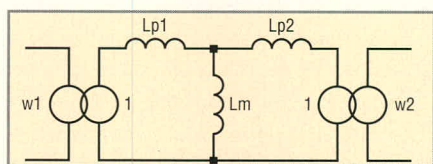


Рис. 1. Т-образная модель трансформатора

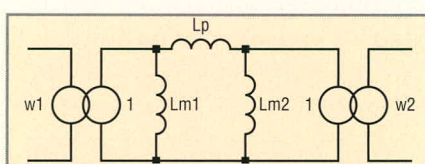


Рис. 2. П-образная модель трансформатора

матора, не учитывающими ряд второстепенных факторов (наличие резонанса, потерь в трансформаторе и др.).

Более простым и доступным средством измерения параметров частотно-зависимых моделей трансформаторов, учитывающих рассеяние, является стандартный LRC-метр. В статье [3] был показан метод определения коэффициента связи трансформатора и параметров T-образной модели с помощью измерителя LRC. Однако этот метод хорош для случая, когда число витков вторичной обмотки достаточно велико, чтобы можно было LRC-метром с достаточной точностью измерять величину индуктивности и сопротивления обмотки. Если величина индуктивности по вторичной стороне имеет порядок единиц микрогенри, а сопротивление – единиц миллиом, то точности измерений для определения параметров T-образной модели будет не хватать, поскольку измеряемые величины окажутся на уровне цены деления самого прибора. Трансформаторы, предназначенные для использования в современных импульсных преобразователях с частотами преобразования выше 100 кГц и выходными напряжениями 3...5 В, могут содержать во вторичной обмотке очень мало витков (вплоть до одного витка) и иметь параметры вышеуказанного порядка. Для таких трансформаторов целесообразно измерения проводить только по первичной обмотке, имеющей достаточно большое число витков и соответственно импеданс, поддающийся измерению LRC-метром.

Особенностью использования LRC-метра является измерение импеданса на фиксированной частоте (1 кГц), которая, как правило, существенно ниже частоты, на которой используется трансформатор (20...500 кГц). Поэтому обязательно надо учитывать резистивную составляющую, которая на низкой частоте для этих трансформаторов существенна и играет важную роль в методике определения параметров трансформатора при измерении импеданса по первичной обмотке при разомкнутой либо замкнутой вторичной обмотке.

На рис. 3 показаны расчётные амплитудно-частотные характеристики импеданса трансформатора. Трансформатор рассчитан на работу в преобразователях с частотой коммутации 100 кГц.

Как видно из рисунка, в области частот выше 100 кГц (область рабочих

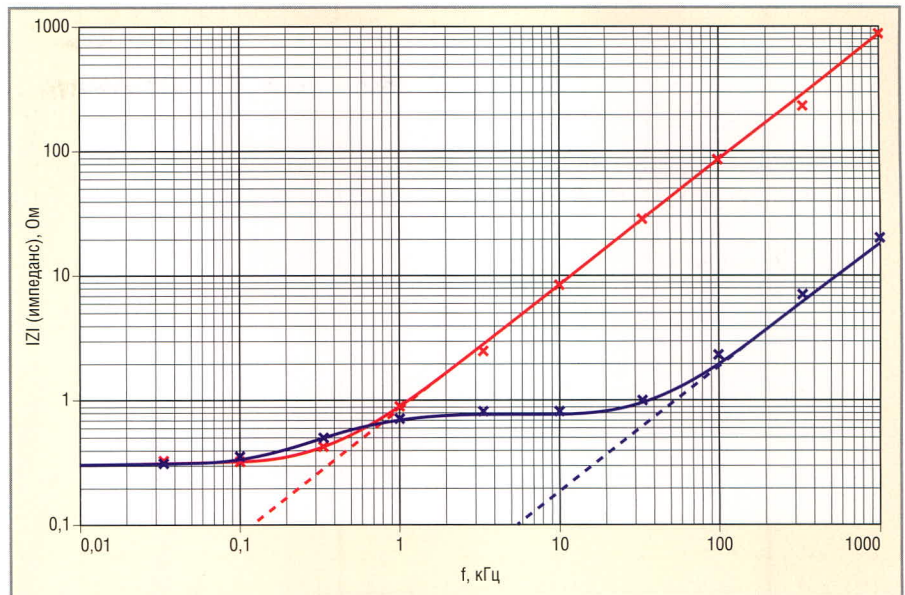


Рис. 3. Импеданс трансформатора – сравнение моделей

Сплошная линия – с учётом сопротивлений, пунктирная – без учёта сопротивлений, красная – разомкнутая вторичная обмотка, синяя – замкнутая вторичная обмотка, x – экспериментальные точки.

частот трансформатора) характеристики моделей, построенных без учёта и с учётом сопротивлений обмоток, практически совпадают. Поэтому при анализе допустимо использовать модель без учёта сопротивлений, что упрощает расчёты. Однако поскольку измерения импеданса с помощью LRC-метра проводятся на низкой частоте, сопротивления обмоток необходимо учитывать в расчёте параметров трансформатора. Частота измерений должна быть достаточно высока, чтобы импеданс при разомкнутой и замкнутой вторичной обмотке заметно отличался. Для случая, показанного на рис. 3, на частоте измерения 1 кГц импеданс заметно отличается, тогда как на частоте 100 Гц импеданс при разомкнутой и замкнутой вторичной обмотке одинаков (слишком низкая частота измерений).

### ПАРАМЕТРЫ ТРАНСФОРМАТОРА С УЧЁТОМ СОПРОТИВЛЕНИЙ ОБМОТОК

При учёте омических сопротивлений первичной ( $r_1$ ) и вторичной ( $r_2$ ) обмоток трансформатора получаем следующую систему уравнений, описывающих трансформатор (9):

$$\begin{aligned} u_1 &= \frac{di_1}{dt} L_1 + \frac{di_2}{dt} M + i_1 r_1, \\ u_2 &= \frac{di_2}{dt} L_2 + \frac{di_1}{dt} M + i_2 r_2. \end{aligned} \quad (9)$$

При измерениях импеданса прибор выдаёт результат в виде значений ин-

дуктивности и сопротивления, характеризующих комплексную величину  $Z = j\omega L + r$ , где  $\omega = 2\pi f$ ,  $f$  – частота измерения. В случае разомкнутой вторичной обмотки (при условии  $i_2 = 0$ ) из системы уравнений (9) получим значение импеданса (10), где  $L_a, r_a$  – измеряемые прибором значения индуктивности и сопротивления по первичной стороне при разомкнутой вторичной обмотке. В случае замкнутой обмотки (при условии  $u_2 = 0$ ) получим значение импеданса (11), где  $L_b, r_b$  – измеряемые прибором значения индуктивности и сопротивления по первичной стороне при замкнутой вторичной обмотке.

$$Z_a = j\omega L_1 + r_1 = j\omega L_a + r_a, \quad (10)$$

$$\begin{aligned} Z_b = j\omega \left[ L_1 - \frac{(\omega M)^2 L_2}{(\omega L_2)^2 + r_2^2} \right] + \\ + \left[ r_1 + \frac{(\omega M)^2 r_2}{(\omega L_2)^2 + r_2^2} \right] = j\omega L_b + r_b. \end{aligned} \quad (11)$$

Располагая соотношениями (10), (11), можно выразить коэффициент связи трансформатора (2) через значения измеренных параметров, где  $f$  – частота измерения прибора:

$$K_c = \sqrt{\left(1 - \frac{L_b}{L_a}\right) \left[1 + \frac{(r_b - r_a)^2}{(L_a - L_b)^2 (2\pi f)^2}\right]}. \quad (12)$$

Иногда вместо коэффициента связи удобно пользоваться коэффициентом  $K_p$ , представляющим собой отношение индуктивности рассеяния

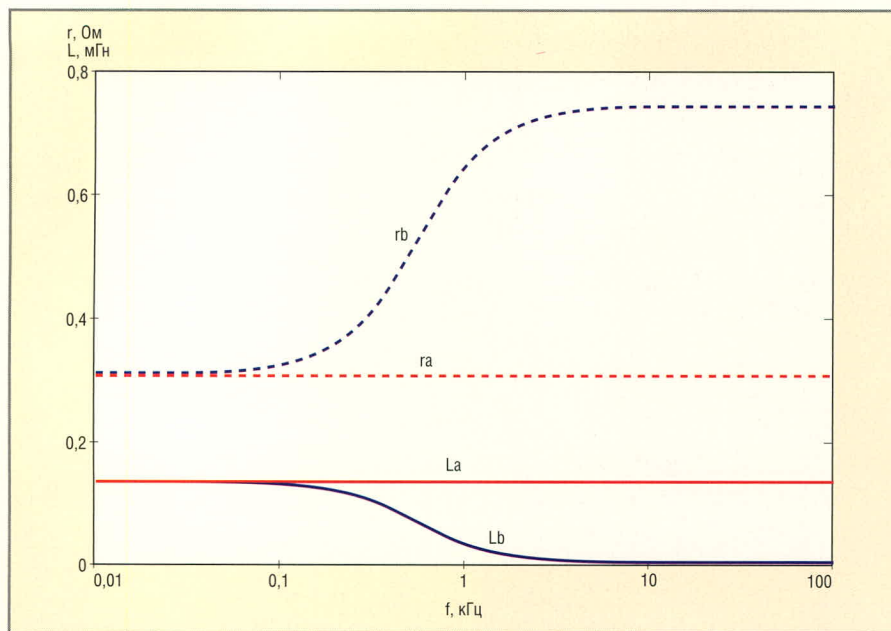


Рис. 4. Частотная зависимость измеряемых величин

$L_p$  к индуктивности намагничивания  $L_m$  трансформатора. Например, в статье [3] исходя из этого отношения определялись потери в снаббере обратного преобразователя. В рассматриваемом случае это отношение можно представить как уравнение (13). В формуле для T-образной модели трансформатора (рис. 1) индуктивность рассеяния  $L_p$  следует понимать как сумму индуктивностей рассеяния обмоток  $L_{p1}$  и  $L_{p2}$ , а для П-образной модели (рис. 2) индуктивность намагничивания  $L_m$  следует понимать как параллельное соединение индуктивностей  $L_{m1}$  и  $L_{m2}$ , т.е.  $L_m = 1/(1/L_{m1} + 1/L_{m2})$ :

$$K_p = \frac{L_p}{L_m} = \frac{(L_a - L_b)L_a}{(L_a - L_b)^2 + \frac{(rb - ra)^2}{(2\pi f)^2}} - 1. (13)$$

Как было отмечено выше, успешное вычисление параметров модели зависит от правильного выбора частоты измерения. На рис. 4 показаны частотные зависимости измеряемых величин  $L_a$ ,  $r_a$ ,  $L_b$ ,  $r_b$ . Поскольку в формулах (12) и (13) присутствуют разности этих величин, очевидно, что ниже определённой частоты точность вычислений будет низкой. В данном случае это около 100 Гц.

**ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ Т- И П-ОБРАЗНЫХ МОДЕЛЕЙ ТРАНСФОРМАТОРОВ**

В предыдущем разделе была показана формула вычисления коэффициента связи (12) трансформатора

по результатам всего двух измерений импеданса – при разомкнутой и замкнутой вторичной обмотке. Также была приведена формула, позволяющая провести некую интегральную оценку соотношения индуктивностей рассеяния и намагничивания в трансформаторе (13). К сожалению, на основании этих измерений невозможно предсказать, как именно распределены индуктивности рассеяния  $L_{p1}$  и  $L_{p2}$  в T-образной модели и индуктивности намагничивания  $L_{m1}$  и  $L_{m2}$  в П-образной модели. На практике результаты моделирования при различных вариантах распределения оказываются весьма схожими. Поэтому в первом приближении можно просто задать это распределение при расчётах параметров моделей на основании оценок по опытным данным. Для этого используем параметр  $x_1$ , который определим как отношение значения индуктивности рассеяния левого плеча T-образной модели  $L_{p1}$  к его возможному максимальному значению  $L_{p1max}$  (то есть значению при  $L_{p2} = 0$ ). Таким образом,  $x_1$  будет лежать в диапазоне значений 0...1 (при  $x_1 = 0$  получим  $L_{p1} = 0, L_{p2} =$  максимально, при  $x_1 = 1$  получим  $L_{p2} = 0, L_{p1} =$  максимально). Тогда взаимоиндуктивность  $M$  и неизвестная индуктивность  $L_2$  в системе (1) определяются соответственно через соотношения (14) и (15), где  $L_1$  соответствует измеренному значению  $L_a$  (10),  $K_c$  – вычисляется по формуле (12),  $x_1$  задаётся произвольно в диапазоне 0...1 (например, 0,5),  $w_1$  и  $w_2$  – число

витков обмоток трансформатора (они известны):

$$M = [1 - (1 - K_c^2)x_1] L_1 \frac{w_2}{w_1}, (14)$$

$$L_2 = [1 - (1 - K_c^2)x_1]^2 \frac{L_1}{K_c^2} \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2. (15)$$

Определив значения  $L_1, L_2$  и  $M$ , можно легко рассчитать параметры T-образной модели трансформатора по формулам (3) – (5) и П-образной модели – по формулам (6) – (8).

**ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА**

Экспериментальная проверка данного подхода заключалась в следующем:

1. Измерялись значения величин  $L_a, r_a, L_b, r_b$  трансформатора, предназначенного для работы в обратном преобразователе ASA070.10052A [4] с частотой коммутации 100 кГц. Соотношения витков первичной и вторичной обмоток – 61 : 8. Трансформатор намотан на кольцевом сердечнике из магнитоэлектрика (77121-A7 Magnetics). Для измерения импеданса использовался прибор E7-22. Измерения проводились на частоте 1 кГц. Результаты измерений:  $L_a = 133,9$  мкГн,  $r_a = 0,31$  Ом,  $L_b = 31,5$  мкГн,  $r_b = 0,65$  Ом;

2. Построены теоретические характеристики импеданса с использованием рассчитанных по измеренным данным параметров трансформатора. Проведено сравнение полученной теоретической кривой с результатом экспериментального измерения импеданса трансформатора в частотной области (рис. 3).

Следует отметить, что значение параметра  $x_1$ , фигурирующего в (14) и (15), в данном случае крайне слабо влияет на результаты расчёта – получаемые характеристики импеданса при любых значениях  $x_1$  в диапазоне 0...1 незначительно отличаются друг от друга.

**Выводы**

Предложена методика определения следующих параметров по результатам измерений импеданса по первичной стороне с помощью стандартного LRC-метра при разомкнутой и замкнутой вторичной обмотке:

- коэффициента связи трансформатора,
- параметров линейного дифференциального уравнения, описывающего трансформатор,

● параметров двух простых схемотехнических моделей трансформатора. Показаны ограничения данного метода, связанные с выбором частоты измерения.

Рассмотренный способ без использования результатов измерений по вторичной стороне хорошо

подходит для измерения параметров трансформаторов, имеющих малое число витков во вторичной обмотке.

**ЛИТЕРАТУРА**

1. *Erickson R.W., Maksimovic D.* A multiple-winding magnetics model having directly

measurable parameters. IEEE PESC'98 Record. 1998.

2. [www.ridleyengineering.com/imped.htm](http://www.ridleyengineering.com/imped.htm).  
 3. *Бердников Д.В.* Связь индуктивности рассеяния трансформатора и потерь в снаббере обратногоходового преобразователя. Современная электроника. 2005. № 3.  
 4. [www.continent-tm.ru](http://www.continent-tm.ru). ©

**Новости мира News of the World Новости мира**

**Через год – четырёхъядерные чипы Intel следующего поколения**

В III квартале 2007 г. Intel планирует начать поставки четырёхъядерных процессоров второго поколения, известных под кодовым названием Yorkfield. Они придут на смену CPU Core 2 Quad под кодовым названием Kentsfield, – отметили производители материнских плат, хорошо знакомые с производственными планами полупроводникового гиганта.

Согласно планам Intel, продажи семейства Kentsfield начнутся 16 ноября текущего года. В то же время производители материнских плат отмечают, что из-за слабой готовности к выходу этого CPU линейка первого поколения четырёхъядерных процессоров может стать переходной.

По данным источников, Yorkfield будет производиться по технологическому процессу 45 нм, а также работать с семейством наборов системной логики следующего поколения Bearlake, которое поддерживает системную магистраль FSB 1333 МГц и интерфейс PCI Express 2.0. Первые системы на основе Yorkfield, в составе которых появятся чипсеты Bearlake X и память DDR3-1333, будут предназначаться для рынка игровых систем класса high-end.

[www.itware.com.ua](http://www.itware.com.ua)

**В NTT DoCoMo создали трёхмерный дисплей нового типа**

Японская корпорация NTT DoCoMo сообщила о разработке нового жидкокристаллического дисплея, который позволяет просматривать объёмные изображения без использования специальных очков.

В новой системе используется видеокамера и массив чечевицеобразных, но односторонне выпуклых линз. Видеокамера постоянно отслеживает положение пользователя перед экраном, что позволяет изменять характеристики изображения, проецируемого через линзы, в режиме реального времени. По заявлениям компании NTT DoCoMo, углы обзора нового дисплея составляют 60° по горизон-

тали и 30° по вертикали. Допускается вывод как статических трёхмерных изображений, так и видео в режиме 3D.

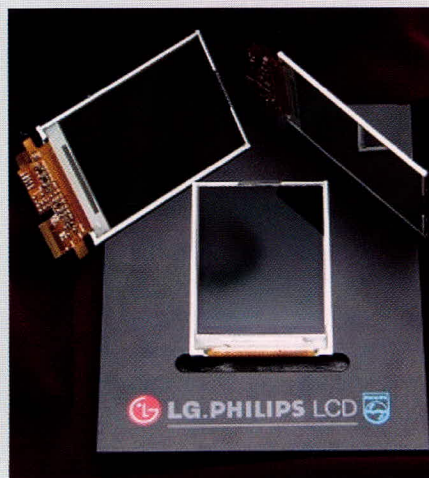
В работах по созданию нового трёхмерного экрана принимал участие адъюнкт-профессор Ясухиро Такаги из Токийского агропромышленного университета. В перспективе новые дисплеи могут найти применение в интерактивных развлекательных системах, игровых комплексах, сфере рекламы и так далее. Возможности технологии будут демонстрироваться в рамках выставки Ceatec Japan 2006, которая будет проходить в Японии с 3 по 7 октября.

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

**LG.Philips LCD разработала ЖК-дисплей толщиной 1,3 мм**

Компания LG.Philips LCD выпустила самый тонкий в мире ЖК-дисплей для мобильных устройств. Его толщина составляет 1,3 мм, что почти на 32% меньше серийных. Разработчикам удалось уменьшить толщину не только самого дисплея, но и модуля подключения. По словам представителей компании, дисплей позволит создавать мобильные телефоны толщиной не более 6,9 мм. Серийные ЖК-дисплеи, используемые в настоящее время в мобильных телефонах, имеют толщину 1,9...2,9 мм, а OLED-дисплеи – 1,5...1,8 мм.

Образец тонкого дисплея продемонстрирован на выставке SID Mobile Displays



2006 в калифорнийском городе Сан-Диего. Сроки начала коммерческого производства дисплея и его ориентировочная стоимость не сообщаются.

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

**Sharp создала дисплей, показывающий сразу три изображения**

Японская компания Sharp сообщила о разработке необычного ЖК-дисплея, способного показывать одновременно три изображения. Новинка получила название Triple Directional Viewing LCD. Ранее Sharp уже анонсировала экраны для автомобильных навигационных систем, показывающие две различные картинки под разными углами. На новом дисплее изображения также становятся видны при просмотре с трёх различных направлений. Компания Sharp не вдаётся в технические подробности, отмечая лишь, что принцип работы новинки основан на использовании барьера параллакса.

Экраны, показывающие сразу три изображения, могут найти применение в са-



мых различных областях, например в автомобилях. В этом случае водитель сможет просматривать карту местности, пассажир на переднем сиденье – изучать меню ближайшего ресторана, а пассажиры сзади – наслаждаться фильмом. Кроме того, экраны Triple Directional Viewing LCD должны повысить эффективность рекламы. Их, например, можно будет устанавливать в супермаркетах с целью отображения строго определённых рекламных роликов или объявлений для людей в различных отделах. Кроме того, новые дисплеи могут заинтересовать медиков и военных.

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

# Моделирование управления по току в импульсных источниках питания

Печатается с разрешения Ridley Engineering, Inc. ([www.ridleyengineering.com](http://www.ridleyengineering.com))

**Рэй Ридли (Ray Ridley) (США)**

**Перевод Рашида Тяпаева**

Управление по току является стандартным промышленным методом управления импульсными источниками питания. Управляющая система используется для того, чтобы стабилизировать пиковый ток преобразователя, что упрощает его динамику. Простая однополюсная модель источника тока, питающего конденсатор, прекрасно работает в большинстве случаев. Однако контур обратной связи по току в некоторых приложениях при определённых режимах работы становится неустойчивым, а простая однополюсная модель не может рассчитать этот случай.

В этой статье будет представлено очень простое дополнение существующей однополюсной модели, которое объясняет субгармонические колебания, наблюдаемые в преобразователях, управляемых по току. Без какого-либо сложного анализа эти колебания, дополнительный пилообразный сигнал и управляющая передаточная функция объединены в единой модели, которая применима для управления по напряжению, по току и в промежуточных условиях, когда усиление по току невелико.

Когда управление по току было впервые предложено разработчикам, работающим в области силовой электроники в начале 1980-х годов, оно сразу же стало использоваться как преобладающая схема управления. В этой простой схеме управления, однако, наблюдались колебания, и потребовалось много лет, чтобы адекватно их промоделировать.

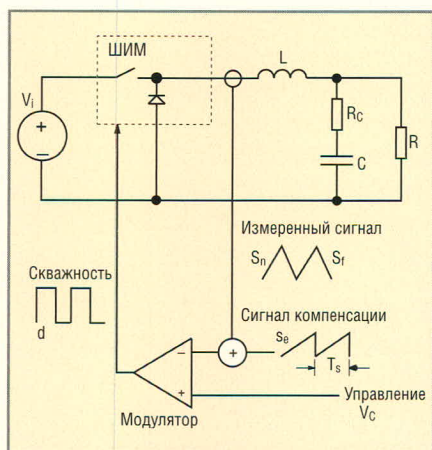


Рис. 1. Схема управления по пиковому току

Простые модели не предсказывали колебания. Более сложные подходы из-за импульсного характера работы системы управления током основываются на методах дискретизации по времени и выборки данных. Хотя большая часть результатов, полученных в этих работах, были очень точными, они никогда не использовались в основных разработках, потому что методы были слишком сложны.

Для разработчиков нужна модель, которая объединяет лучшее из обоих подходов, то есть очень простая интуитивная модель, усовершенствованная самыми важными особенностями из модели выборки данных, которые легко использовать. Она позволит нам:

- с большей точностью моделировать и предсказывать передаточные функции системы управления;
- выбрать подходящий пилообразный компенсирующий сигнал;
- использовать единую малосигнальную модель как для передаточной функции системы управления, так и для стабилизации контура тока;
- решить, когда нужно ввести дополнительный пилообразный сигнал и какой величины он должен быть.

Аналитические результаты, представленные в статье, получены сложными методами моделирования с использованием выборки данных. Использование этих уравнений сильно упрощает понимание и разработку электрических цепей. Чтобы получить положительные результаты от использования этой обобщённой мо-

дели, не надо обращаться ни к каким более сложным методам анализа.

## Основная динамика источника тока

Основная концепция управления по току показана на рис. 1. Вместо того чтобы использовать пилообразный сигнал для управления рабочим контуром преобразователя, простейшая форма управления по току стабилизирует пиковый ток катушки индуктивности (или ток ключа, смотря где производится измерение) в зависимости от сигнала  $V_c$ . В некоторых случаях компенсирующий пилообразный сигнал сохраняется для того, чтобы стабилизировать обратную связь цепи и увеличить устойчивость к помехам.

Ток катушки индуктивности, как правило, непосредственно не измеряется, так как это неудобно или неэффективно. Чтобы получить информацию о токе катушки индуктивности, обычно измеряется ток ключа.

Предыдущие исследования этого метода предполагали идеальное управление током и моделировали систему, рассматривая катушку индуктивности как управляемый источник тока (рис. 2). Это является основой широко используемых моделей [1, 2].

## Субгармонические колебания

Простая модель источника тока хорошо работает во многих случаях, но с одним недостатком – система может испытывать колебания. Это хорошо известно и неоднократно описано. Тем, кто достаточно долго работал с источниками питания, известно, что сохранение пилообразного компенсационного сигнала в системе управления устраняет эту проблему.

Большинство малосигнальных моделей, однако, не объясняют, как это влияет на характеристики управления. Более сложная модель, представленная на рис. 3 с явным

контуром обратной связи по току, не предсказывает колебаний в системе.

Рисунок 4 показывает характер колебаний в контуре. Когда скважность достигает 50%, максимальный ток стабилизируется на фиксированном уровне, но ток будет колебаться в последующих циклах переключения с субгармонической частотой.

Как указано [3], ситуация действительно очень проста. Колебания по току похожи на любые другие колебания: если они незатухающие, то продолжаются и растут по амплитуде при некоторых условиях. Если они затухающие, то уменьшаются и прекращаются.

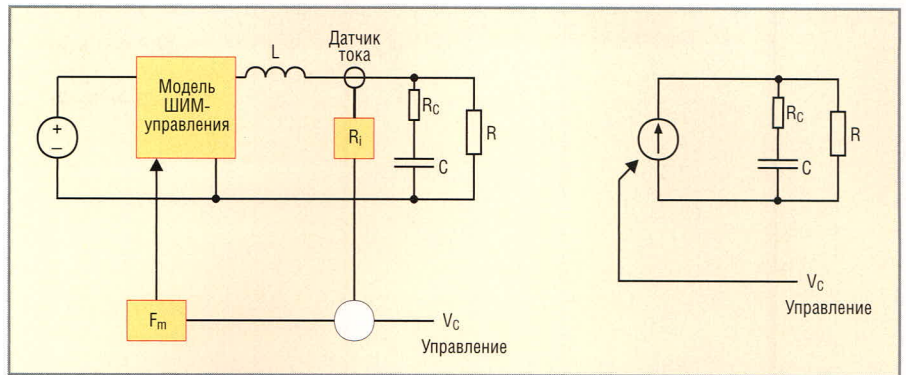
Хотя довольно просто нарисовать колеблющиеся формы сигнала и выяснить причину неустойчивости, необходимо моделирование с выборкой данных, чтобы получить аналитические результаты. В течение некоторого времени для анализа этого явления существовала модель с выборкой данных или дискретизации по времени, которая требуется из-за его высокой частоты. Так почему же большинство инженеров не используют этот метод в своей работе? Потому что такой анализ обычно слишком сложен. Как показано [4], практические результаты могут быть представлены в форме, удобной для пользователей.

**Анализ с выборкой данных**

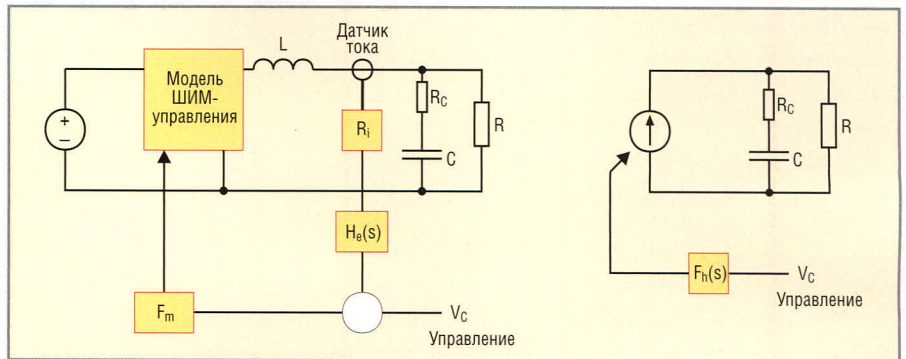
Раннее моделирование объединяло простой анализ средних величин с отдельным объяснением, как сигнал может становиться нестабильным. Малосигнальная модель и физическое объяснение неустойчивости были согласованы позже [4]. Эта статья основывается на более ранней работе [5], но в ней найден способ представления результатов в более удобном формате.

Та же проблема позже рассматривалась другими исследователями. Многие из них принимают метод анализа проблемы и приводят подтверждающие экспериментальные данные. Другие не соглашались с методами, но приходят к тем же выводам, касающимся колебательной системы второго порядка. Все они согласуются в полученных результатах.

К счастью, больше нет необходимости использовать противоречи-



**Рис. 2. Простые усреднённые модели: простой источник тока с явной обратной связью по току; вторая модель сводится к первой при большом коэффициенте усиления токового контура**



**Рис. 3. Улучшенные модели: явная обратная связь по току и усовершенствованный источник тока**

Первая из этих моделей подходит для всего диапазона, начиная от управления по напряжению и заканчивая управлением по току. Вторая применима только при управлении по току, но проще в использовании

вые методы моделирования с выборкой данных или спорить о том, как анализировать систему. Вместо этого можно использовать общие расчётные формулы, с которыми все согласны, и выдавать готовые решения.

**Модели главного полюса**

Эквивалентная диаграмма системы управления по току показана на рис. 2. Обратная связь по току катушки индуктивности становится внутренним контуром обратной связи. Обычно рассматривается передаточная функция от управляющего входа к выходу преобразователя мощности. Как правило, входом служит вход модулятора скважности рабочего цикла, соединённый с выходом усилителя ошибки.

Большинству разработчиков известно, что контур обратной связи по току сводит динамику системы к отклику, характерному для системы с одним главным полюсом. Это следует из рассмотрения катушки индуктивности как управляемого источника тока, а не как состояния системы, как принято в простой модели, представленной на рис. 2.

Результаты проведённых исследований для трёх главных типов преобразователя приведены ниже.

**Понижающий преобразователь**

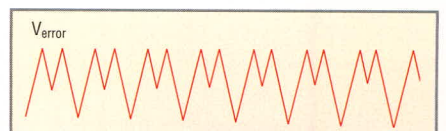
Низкочастотная модель понижающего преобразователя, которая обычно используется разработчиками [2], задаётся формулой:

$$f_p(s) = K \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$$

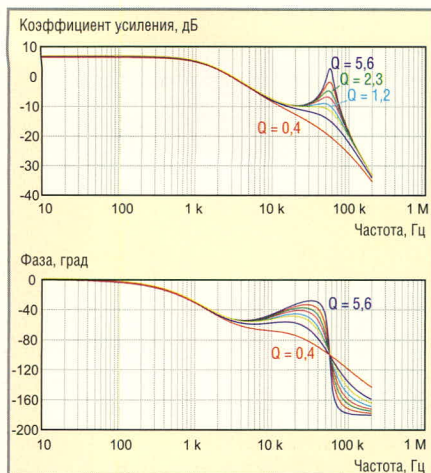
Нагрузочный резистор и конденсатор определяют главный полюс, как можно было бы ожидать для источника тока, питающего RC-цепь:

$$\omega_p = \frac{1}{RC}$$

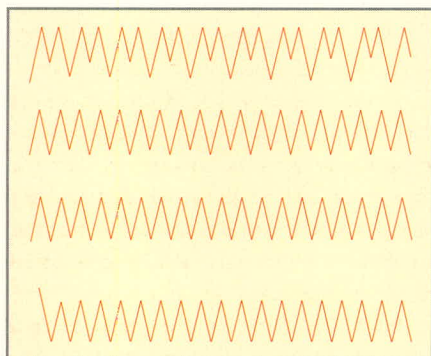
Более точное выражение для доминирующего полюса преобразователя [4], которое учитывает крутизну



**Рис. 4. Форма сигнала субгармонического колебания**



**Рис. 5. Передаточная функция силового каскада, построенная до частоты коммутации**  
Заметен очевидный двойной полюс на частоте, вдвое меньшей частоты коммутации



**Рис. 6. Формы сигналов тока в катушке индуктивности**  
Диаграммы соответствуют добротностям 7,6, 5,6, 2,3 и 0,7

внешнего пилообразного сигнала и рабочую точку преобразователя, имеет вид:

$$\omega_p = \frac{1}{RC} + \frac{T_s}{LC} (m_c D' - 0,5).$$

Это уточнение обычно не нужно. Оно становится важно, только когда используется слишком крутой пилообразный сигнал, и показывает, как полюс может двигаться. Упрощенная формула для главного полюса достаточна для разработок в большинстве случаев.

Ноль передаточной функции силового каскада определяется эквивалентным последовательным сопротивлением конденсатора (ESR):

$$\omega_z = \frac{1}{R_c C}.$$

Это выражение применимо для всех преобразователей.

**Повышающий преобразователь**

Формула для управляющей передаточной функции повышающего пре-

образователя содержит дополнительное слагаемое, связанное с нулем в правой полуплоскости:

$$f_p(s) = K \frac{\left[1 + \frac{s}{\omega_z}\right] \left[1 - \frac{s}{\omega_z rhp}\right]}{1 + \frac{s}{\omega_p}}.$$

Главный полюс находится в точке

$$\omega_p = \frac{2}{RC},$$

а ноль в правой полуплоскости – в точке

$$\omega_z rhp = \frac{R(1-D)^2}{L}.$$

Отметим, что выражение для нуля в правой полуплоскости такое же, как для случая управления по напряжению. Использование управления по току не перемещает этот ноль, хотя его проще компенсировать, поскольку нет необходимости иметь дело с дополнительным откликом LC-фильтра второго порядка, который присутствует в режиме управления по напряжению.

**Обратноходовой преобразователь**

Выражение для управляющей передаточной функции обратноходового преобразователя также содержит дополнительное слагаемое, связанное с нулем в правой полуплоскости:

$$f_p(s) = K \frac{\left[1 + \frac{s}{\omega_z}\right] \left[1 - \frac{s}{\omega_z rhp}\right]}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$$

с главным полюсом, заданным формулой

$$\omega_p = \frac{1+D}{RC},$$

а ноль в правой полуплоскости находится в точке

$$\omega_z rhp = \frac{R(1-D)^2}{DL}.$$

Как и в случае повышающего преобразователя, это положение нуля совпадает с его положением для случая управления по напряжению.

**ИЗМЕРЕННЫЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ЭФФЕКТЫ**

Чтобы объяснить наблюдаемые колебания в системе управления по току, мы должны добавить высокочас-

тотный корректирующий член к основному передаточным функциям силового каскада. Передаточные функции преобразования отличаются от приведенных в предыдущем разделе следующим образом:

$$f'_p(s) = f_p(s) f_b(s).$$

Даже без анализа с выборкой данных видно, что форма передаточной функции должна быть установлена с помощью лабораторных экспериментов. Один из способов определить её состоит в том, чтобы измерить передаточную функцию управление-выход при добавлении к системе компенсирующих пилообразных сигналов с различными амплитудами.

Результаты измерений передаточных функций вблизи частоты, вдвое меньшей частоты коммутации, показаны на рис. 5. Характеристика на этой частоте является классическим откликом с двойным полюсом, который отмечен во всех основополагающих работах по диаграммам Боде и теории управления.

Эти кривые приведены для понижающего преобразователя, работающего при 45% скважности. Верхняя кривая соответствует отсутствию пилообразного компенсирующего сигнала, и на ней есть острый пик в передаточной функции на частоте, вдвое меньшей частоты коммутации.

Кривые ниже верхней кривой соответствуют увеличивающейся величине пилообразного компенсирующего сигнала, и нижняя кривая соответствует полному демпфированию двойного полюса.

Математики-теоретики могут утверждать, что аналитическое достоинство измерения и предсказания передаточных функций до этой частоты сомнительно. И всё же существует прямая корреляция между пиками в измерениях и колебательным поведением системы, а корректирующий член очень важен для хорошего практического моделирования.

Когда передаточная функция системы достигает пика с высокой добротностью, ток катушки индуктивности колеблется, как показано на рис. 6. Когда передаточная функция хорошо демпфирована, ток катушки индуктивности быстро возвращается к равновесию после начального возмущения.

Это высокочастотное дополнение, включенное в модель, является очень практичным и мощным инструментом и имеет существенное значение для разработчиков.

### АНАЛИТИЧЕСКИЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Качественное понимание двойных полюсов ясно. Количественный анализ методом выборки данных или другими методами предлагает простые параметры передаточной функции, полезные для разработок.

Высокочастотный член задаётся следующим общим выражением для всех случаев:

$$f_b(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_n Q_p} + \frac{s^2}{\omega_n^2}},$$

где вызванные двойным полюсом колебания происходят на частоте, вдвое меньшей частоты коммутации

$$\omega_n = \frac{\pi}{T_s}.$$

Демпфирование задаётся выражением:

$$Q_p = \frac{1}{\pi(m_c D' - 0,5)},$$

Коэффициент пилообразного компенсирующего сигнала имеет вид:

$$m_c = 1 + \frac{S_e}{S_n}.$$

Здесь

$$S_e = \frac{V_{p-p}}{T_s}$$

– крутизна пилообразного компенсирующего сигнала, а крутизна сигнала датчика тока в контроллере широтно-импульсного модулятора (ШИМ) задаётся выражением:

$$S_n = \frac{V_{on}}{L} R_i,$$

где  $R_i$  – коэффициент преобразования тока катушки индуктивности в измеряемое напряжение, подающееся в управляющий широтно-импульсный модулятор, а  $V_{on}$  – напряжение на катушке индуктивности, когда ключ замкнут. Для простого неизолированного преобразователя с резистивным датчиком  $R_i$  – сопротивление измерительного резистора.

Эти формулы полезны для всех желающих моделировать преобразователь и вычислять его отклик. Они позволяют получать намного более

точные результаты, чем простые однополюсные модели. Добавление высокочастотного поправочного члена даёт лучшую версию модели источника тока, показанную на рис. 3. (Можно пойти дальше и создать универсальную модель с явной обратной связью по току и другим высокочастотным поправочным членом, которая также показана на рис. 3.)

### Какой величины пилообразный сигнал нужно добавлять?

Что делать с этой информацией? Ответ прост: убедиться, что колебания в контуре отсутствуют; другими словами, в терминах анализа малого сигнала, убедиться, что добротность двойного полюса равна или меньше единицы. Как это сделать? Добавить пилообразный компенсирующий сигнал, как советуют все предыдущие статьи.

Какой величины пилообразный сигнал нужно добавлять? В соответствии с теорией малого сигнала, добротность двойных полюсов полагается равной единице и полученная система решается. В большинстве предыдущих работ интенсивность дополнительного пилообразного сигнала выражается через крутизну спада  $S_f$ . Решая уравнение при данных условиях для  $Q_p$ , получаем:

$$\frac{S_e}{S_f} = 1 - \frac{0,18}{D}.$$

Это не совсем то, что дают другие подходы. Некоторые авторы рекомендуют уравнивать  $S_e$  и  $S_f$ . Это больше, чем необходимо, и система избыточно демпфируется.

Другие авторы предлагают добавлять половину пилообразного сигнала, соответствующего скорости спада тока катушки индуктивности. Это теоретически подавляет все возмущения от входа до выхода в понижающем преобразователе. Практически это подавление никогда не достигается полностью, и слабые шумы делают такое подавление невозможным.

Когда надо начать добавлять пилообразный сигнал в систему? Предыдущий упрощённый анализ показал, что пилообразный сигнал не нужен, пока не достигнута 50-% скважность. Этот вывод сомнителен. Действительно, блок питания является аналоговой цепью. Было бы странно, если бы он устойчиво работал при 49,9%

скважности и был нестабилен при 50,1% скважности. Аналоговые приборы так себя не ведут. В реальности часто надо начинать добавлять пилообразный компенсирующий сигнал задолго до того, как достигнута 50-% скважность.

Согласно расчётной формуле, приведённой выше, пилообразный сигнал продолжает добавляться до 18% скважности, чтобы сохранить единичное значение  $Q_p$  для двойного полюса в управлении по току. Вероятно, это чрезмерно консервативно. Более практично начинать добавлять компенсирующий пилообразный сигнал при  $D = 36\%$ .

### Неустойчивость при скважности меньше 50%

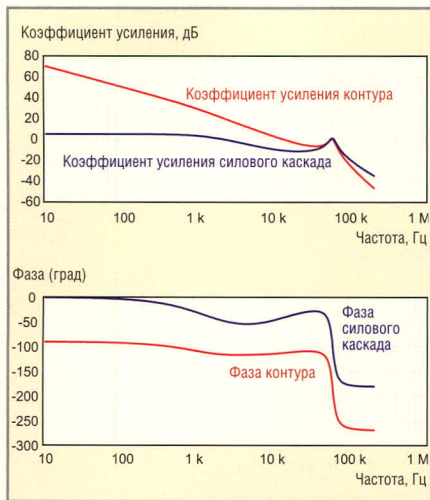
Авторы многих публикаций, особенно изготовители микросхем управления, утверждают, что не нужно использовать компенсирующий пилообразный сигнал в схеме при скважностях меньше 50%. Это противоречит предложениям, приведённым выше.

Что же надо делать? Некоторые специальные параметры цепи могут изменить необходимую интенсивность пилообразного сигнала или он даже будет не нужен вообще.

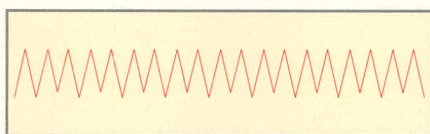
*Во-первых*, следует помнить, что колебания контура являются проблемой только в непрерывном режиме проводимости (continuous conduction mode, CCM) при скважности близкой к 50% или более высокой. Многие преобразователи используются в прерывистом режиме проводимости (discontinuous conduction mode, DCM), особенно обратноточные преобразователи, которые являются самыми популярными для малых выходных мощностей.

*Во-вторых*, если выбрана микросхема управления UC1842, то её эффективность максимальна при скважностях менее 50%. Это не означает, что преобразователь будет когда-либо работать в этом интервале. Скважность в обычных режимах, возможно, никогда не будет больше, чем 40%. Но это вряд ли будет серьёзной проблемой.

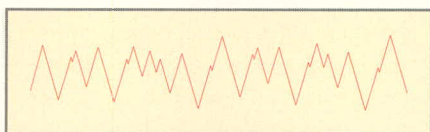
Иногда, однако, преобразователь с низким входным напряжением работает со скважностью около 50%, и, возможно, нужно добавить пилообразный сигнал, чтобы компенсировать токовый контур. Рассмотрим



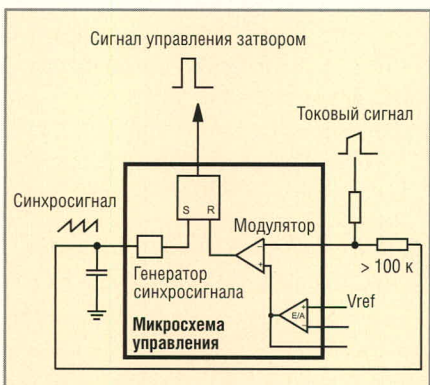
**Рис. 7. Нестабильность режима управления по току при скважности менее 50%**  
 Добавление компенсации в передаточную функцию силового каскада приводит к появлению пика в результирующем коэффициенте усиления контура на частоте, вдвое меньшей частоты коммутации



**Рис. 8. Форма тока катушки индуктивности при D = 0,44 с замкнутым токовым контуром**



**Рис. 9. Формы тока катушки индуктивности при D = 0,44 с замкнутым внешним контуром обратной связи**  
 Система теперь нестабильна, как показывает коэффициент усиления контура на рис. 7. График без дополнения модели двойным полюсом не предсказывает эти колебания



**Рис. 10. Резистивное суммирование пилообразного сигнала синхронизации и токового сигнала**  
 Эта схема не рекомендуется. Сигнал синхронизации очень чувствителен к нагрузке и помехам, что может привести к повреждению источника питания

случай 44%-скважности. Пик двойного полюса вычисляется по формуле:

$$Q_p = \frac{1}{\pi(0,56 - 0,5)} = 5,6.$$

Это может вызвать осложнения. Посмотрим на коэффициент усиления силового каскада (нижняя кривая) на рис. 7.

Пик на этой кривой соответствует  $Q_p = 5,6$ . Система устойчива только с замкнутым контуром обратной связи по току. Ток будет колебаться, но колебания в конечном счёте затухают, как показано на рис. 8.

Теперь рассмотрим, что случится, если контур стабилизации напряжения закрыт. Для частоты перехода 14 кГц (разумной для преобразователя на 110 кГц) запас по фазе при этой начальной частоте перехода близок к 90 градусам.

Однако коэффициент усиления контура снова пересекает ось 0 дБ как раз перед частотой, вдвое меньшей частоты коммутации, и на этот раз без запаса по фазе. Формы сигналов на рис. 9 являются результатом сильных колебаний в токовом контуре.

Этот пример ясно показывает, почему в модели необходимо высокочастотное дополнение. Без него колебания в токовом контуре при скважностях, меньших 50%, непредсказуемы.

**ПИЛООБРАЗНАЯ ДОБАВКА ЗА СЧЁТ НАМАГНИЧИВАНИЯ**

Некоторые читатели могут сказать: «Я уже разрабатывал преобразователи со скважностью 45% и никогда не сталкивался с трудностями, так в чём здесь проблема?» И они, возможно, правы. При изготовлении прямоходового преобразователя или изолированного понижающего преобразователя с измерением на первичной стороне часто получается свободный пилообразный сигнал.

Ток намагничивания главного трансформатора мощности даёт сигнал в дополнение к отражённому выходному току катушки индуктивности, и он работает точно так же, как компенсирующий пилообразный сигнал. Вклад тока намагничивания в крутизну определяется выражением:

$$s'_e = \frac{V_i}{L_M} R_i.$$

Это значение следует всегда проверять при конструировании. В большинстве случаев интенсивности пи-

лообразного сигнала, связанного с током намагничивания, более чем достаточно, чтобы должным образом демпфировать двойной полюс. Фактически интенсивность пилообразного сигнала часто может быть избыточной, особенно для преобразователей со слабо пульсирующим выходным током, что делает систему сильно демпфированной. Это создаёт дополнительную фазовую задержку в выходной передаточной функции, как видно на самой нижней кривой на рис. 5.

**КАК ДОБАВЛЯТЬ ПИЛООБРАЗНЫЙ СИГНАЛ**

Более полезна рекомендация относительно пилообразной добавки, полученная из опыта, а не от изготовителя микросхемы. Эта тема часто опускается как тривиальная, но она очень важна для улучшения параметров системы управления по току.

Компания Ridley Engineering много лет ведёт теоретический и практический курсы расчёта управляющего воздействия [6]. При расчёте тестовых цепей управления по току для этих занятий мы заметили, что вычисленные и измеренные ответы не согласуются с обычными схемами добавления пилообразного сигнала в преобразователь.

Самый простой метод, предложенный для добавления пилообразного сигнала, состоит в резистивном суммировании пилообразного сигнала синхронизации с принятым токовым сигналом, как показано на рис. 10. Это должно быть сделано с использованием высокоомного резистора, чтобы избежать перегрузки слабого сигнала синхронизации. Для управления компаратором получается чувствительный к помехам сигнал с высоким импедансом. Необходимы подключаемые к выводу генератора пины дополнительные компоненты, влияющие на форму сигнала.

Чувствительность вывода синхронизации не может быть сильно изменена. Фирма TI/Unitrode рекомендует размещать времязадающий конденсатор рядом с микросхемой. Эту рекомендацию трудно переоценить. Времязадающий конденсатор является самым критическим компонентом в схеме управления и должен быть помещён в процессе компоновки как можно ближе к выводам микросхемы управления.

Если этого не сделать, результаты могут быть катастрофическими. На одном малоомощном автономном преобразователе конденсатор синхронизации был помещён на расстоянии 1/4 дюйма от выводов без заземлённого экрана. Когда преобразователь был запущен, сигнал синхронизации улавливал коммутационные помехи, и на короткое время его частота достигала 1 МГц вместо желаемых 100 кГц. Напряжения, индуцированного на ключе, было достаточно, чтобы вызвать повреждение. Перемещение конденсатора к выводам микросхемы исправило положение.

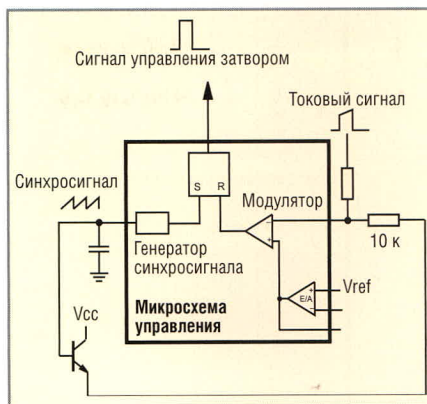
Учитывая эту чувствительность, не следует использовать сигнал синхронизации не по назначению. Любые дополнительные компоненты, связанные с времязадающим конденсатором, вводят помехи в этот узел цепи. Даже включение буфера, как показано на рис. 11, может вызвать проблемы.

Альтернативный подход к генерированию пилообразного сигнала для компенсации по току показан на рис. 12. Этот метод генерирования компенсирующего пилообразного сигнала для суммирования с сигналом по току использует выходной сигнал управления, пропущенный через RC-цепь.

**ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

Простое дополнение к обычным однополюсным моделям может значительно улучшить точность и полноту моделирования управления по току. Это позволяет проектировать источники питания с наивысшими параметрами.

Простые формулы помогают выбирать надлежащий пилообразный сигнал для того, чтобы компенсировать контур обратной связи по току и рассчитать правильную передаточную функцию системы управления. Эти формулы показывают, как источник



**Рис. 11. Включение буфера в тракт синхросигнала, что позволяет использовать меньший суммирующий резистор и обеспечивает лучшую помехоустойчивость**  
По-прежнему не рекомендуется нагружать генератор сигнала синхронизации даже транзистором

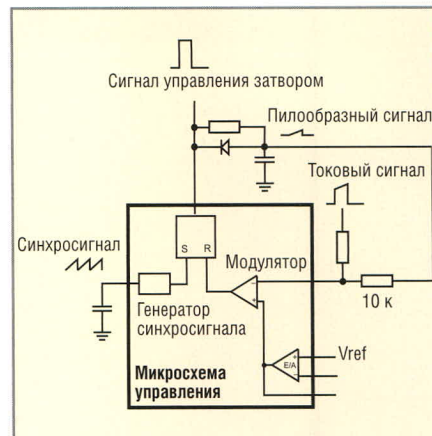
питания со стабилизацией тока может иногда становиться нестабильным даже при скажностях, меньших 50%.

Корреляция между передаточными функциями, измеренными до частоты, вдвое меньшей частоты коммутации, и колебаниями или нестабильностью сигналов в цепях источника питания очень хорошая.

Схема формирования компенсирующего пилообразного сигнала должна быть реализована очень тщательно. Если необходимо разработать наиболее мощный и надёжный источник питания, то не следует использовать синхросигнал для генерации пила.

Генерация компенсирующего пилообразного сигнала с низкими помехами обеспечит высокое согласование расчётных и реальных параметров источника питания. Это является решающим фактором для многих отраслей промышленности, таких как аэрокосмическая, где требуется надёжная продукция.

Эта статья освещает важные аспекты моделирования управления по току. Для полного понимания модели,



**Рис. 12. Лучший способ генерировать пилообразный сигнал компенсации состоит в том, чтобы формировать его независимо от сигнала синхронизации**

Для этого удобно использовать выходной сигнал управления затвором

включая Pspice-моделирование и математические уравнения, можно изучить [4].

**ЛИТЕРАТУРА**

1. *Deisch C.W.* Switching Control Method Changes Power Converter into a Current Source. IEEE Power Electronics Specialists Conf. 1978 Record. PP. 300–306.
2. *Unitrode Power Supply Design Seminar SEM700.* 1990. Appendix B.
3. *Holland B.* Modeling, Analysis and Compensation of the Current-Mode Converter. Powercon 11. 1984 Record. Paper H-2.
4. *Ridley R.B.* A New Small-Signal Model for Current-Mode Control. PhD Diss. Virginia Polytechnic Inst. and State Univ. November, 1990.
5. *Brown A.R.* Topics in the Analysis, Measurement, and Design of High-Performance Switching Regulators. PhD. Diss. California Institute of Technology. May 15, 1981.
6. *Ridley Engineering Four-Day Power Supply Design Workshop.* The only laboratory-based, hands-on workshop in the world today for working power supply design engineers. Taught in the Europe and the US. [www.ridleyengineering.com](http://www.ridleyengineering.com).



**Новости мира News of the World Новости мира**

**25 В DirectFET-МОП-транзисторы**

Компания International Rectifier выпустила три новых 25 В DirectFET-МОП-транзистора. Управляющий МОП-транзистор MOSFET IRF6622, а также синхронные МОП-транзисторы IRF6628 и IRF6629 спроектированы для питания embedded-CPU, VRM-модулей для серверов и телекоммуникационных систем, а также для embed-



ded DC/DC-преобразователей. IRF6622 имеет заряд затвора 12 нКл. Синхронные МОП-транзисторы, напротив, рассчитаны для низких потерь в линиях с низким RDS(on), равным 1,9 или 1,6 мОм. IRF6622 размещён в Small-Can DirectFET с монтажной площадью SQ, тогда как IRF6628 и IRF6629 предлагаются в корпусе Medium-Can DirectFET с монтажной площадью MX.

[www.irf.com](http://www.irf.com)

# Практикум программиста USB-устройств Часть 4. Разработка программатора МК P89LPC9xx

Окончание. Начало см. СЭ № 6, 2006

Дмитрий Чекунов (г. Ижевск)

В продолжении цикла статей, посвящённого проектированию USB-устройств, рассмотрена разработка системы команд программатора, их передача при помощи дополнительных требований и реализация записи данных в МК P89LPC9xx.

## ПРОГРАММИРОВАНИЕ ДАННЫХ

Нам осталось реализовать последнюю функцию программатора – запись данных.

При разработке топологии устройства (см. рис. 6) мы решили осуществлять передачу данных через точку EP2OUT, а разделение методов программирования выполнять с помощью альтернативной установки.

В таком случае при обращении к точке EP2OUT в альтернативной установке с номером 0 данные должны поступать в канал программирования ISP, а в альтернативной установке с номером 1 – в канал ISP.

Плюсы и минусы разрабатываемой топологии мы оценим в конце раздела, а пока приступим к разработке программы.

Начнём с того, что определим тип входных данных. Казалось бы, мы это уже делали при разработке дополнительных требований. Однако между передачей команд и передачей программируемых данных есть небольшие отличия.

Так, передача команды обычно осуществляется однократно. Формат команды, как можно было заметить ранее, не зависит от исполняемого кода, загружаемого в P89LPC9xx, и практически не изменяется.

При программировании данных необходимо учитывать следующие особенности:

- программирование выполняется постранично;
- максимальный объём данных для разового программирования составляет 64 байта;

- при физическом программировании флэш-памяти необходимо указать адрес программируемой страницы;
- массивы данных изменяются при каждом изменении программы МК.

Принимая во внимание перечисленные особенности программирования, можно сделать вывод, что наиболее удобный вариант формата данных – тот, в котором содержится адрес приёмной области памяти, а данные разбиты на небольшие пакеты.

В таком случае наиболее удачным для передачи программируемых данных будет HEX-формат, поскольку он позволяет сразу определить адрес программируемой страницы, содержит допустимый объём данных и формируется транслятором автоматически без дополнительных действий со стороны программиста.

Итак, с форматом данных мы определились – хост будет передавать USB-пакеты с HEX-записями. Теперь необходимо решить, каким способом будет осуществляться контроль появления данных. Наиболее правильным решением является реакция на поступление данных по прерыванию, поскольку до появления прерывания МК может заниматься выполнением прочих действий. Следовательно, перед началом работы следует разрешить прерывание точки EP2OUT в регистре EPIE. Данное действие реализуем в функции `initFuncEp2`. Поскольку эта функция выполняется каждый раз по команде `SET_INTERFACE`, то при смене интерфейса мы сразу подготовим точку к приёму данных.

Файл `ep2.asm`. Начнём с определения конфигурации точки в разных альтернативных установках:

```
CFG1_IF0_ALT0_EP2 EQU 0A2h
; включена, bulk, out, x2
CFG1_IF0_ALT1_EP2 EQU 0A2h
; включена, bulk, out, x2
```

В таблице векторов инициализирующих функций запишем указатель на функцию `initFuncEp2` в поля для обеих альтернативных установок:

```
tableInitFuncEp2Out:
tableInitFuncEp2In:
    DW initFuncEp2, initFuncEp2
```

Аналогично заполним таблицу деактивирующих функций:

```
tableHaltFuncEp2Out:
tableHaltFuncEp2In:
    DW haltFuncEp2, haltFuncEp2
```

Далее напишем функции инициализации и деактивации. Функция инициализации на данном этапе проста:

```
initFuncEp2:
    mov dptr, #EPIE
    movx a, @dptr
    setb acc.4
; разрешить прерывание
    movx @dptr, a
    ret
```

Функция деактивации выполняет обратное действие, т.е. запрещает прерывание:

```
haltFuncEp2:
    mov dptr, #EPIE
    movx a, @dptr
    clr acc.4
; запретить прерывание
    movx @dptr, a
    ret
```

Функция `initFuncEp2` гарантирует, что при появлении данных в буфере `EP2FIFOBUF` будет сформирован запрос на прерывание. Поэтому теперь переходим к разработке подпрограммы обслуживания прерывания, в которой будет происходить основная обработка данных.

Алгоритм обслуживания прерывания представлен на рисунке 12. До начала активных действий необходимо сохранить значения используемых регистров в стек. Поскольку данные для программирования будут поступать в виде HEX-записей, после очистки запроса прерывания EP2 (в регистре `EPIRQ`) и проверки размера полученного пакета переходим к поиску целой HEX-записи.

Количество записей, находящихся в одном USB-пакете, заранее не известно. К тому же возможна ситуация, когда начало и конец записи находятся в разных пакетах. Учитывая всё это, определим требования к подпрограмме поиска HEX-записи:

- запись ограничена символами «:» и «\r»;
- если в USB-пакете обнаружена неполная запись, то необходимо скопировать её в локальный буфер и установить признак частичной записи;
- если установлен признак частичной записи, то необходимо скопировать оставшуюся часть HEX-записи из нового USB-пакета в локальный буфер и сбросить признак;
- целую HEX-запись передавать подпрограмме обработки в локальном буфере;
- запись в локальном буфере должна заканчиваться символом «\r».

После завершения подпрограммы поиска осуществляется анализ результата. В случае, если целая HEX-запись найдена, осуществляется её обработка, т.е. физическая запись данных в МК. Далее, если программирование прошло успешно, поиск и обработка повторяются до тех пор, пока в буфере `EP2FIFOBUF` имеются данные и целые записи. В случае, если целая HEX-запись не обнаружена, то её начало остаётся в локальном буфере до прихода новых данных, а проверенный USB-пакет уничтожается. В завершение работы обработчика прерывания происходит восстановление регистров и переменных из стека.

Из рассмотренного алгоритма видно, что подпрограмма обработки

прерывания является универсальной для обоих методов программирования, поэтому мы можем реализовать её сразу.

Файл `ep2.asm`:

```

isrEp2: push acc
        push dph
        push dpl
        push dps
        push b
        mov a, _ptrSrc
        push acc
        mov a, _ptrDest
        push acc
        mov dps, #0
        anl exif, #0EFh
        mov a, #10h
        mov dptr, #EPIRQ
        movx @dptr, a
; очистка запроса прерывания
        mov dptr, #EP2VCH
        movx a, @dptr
        mov sizeBufHi, a
        inc dptr
        movx a, @dptr
        mov sizeBufLo, a
        orl a, sizeBufHi
; контроль размера пакета
        jz iE2_1
        mov dptr, #EP2FIFOBUF
; указатель на начало данных
iE2_2: lcall findHexRecord
; поиск записи
        jb flagHalfHex, iE2_1
; контроль поиска записи
        lcall progHexRecord
; программирование записи
        jb flagHalfHex, iE2_1
; аварийное завершение операции
        sjmp iE2_2
iE2_1: clr ea
        lcall synchDelay
        mov a, #82h
        mov dptr, #OUTPKTEND
; уничтожение пакета
        movx @dptr, a
        lcall synchDelay
        setb ea
        pop acc
        mov _ptrDest, a
        pop acc
        mov _ptrSrc, a
        pop b
        pop dps
        pop dpl
        pop dph
        pop acc
        reti
    
```

Функция программирования данных, вызываемая из обработчика

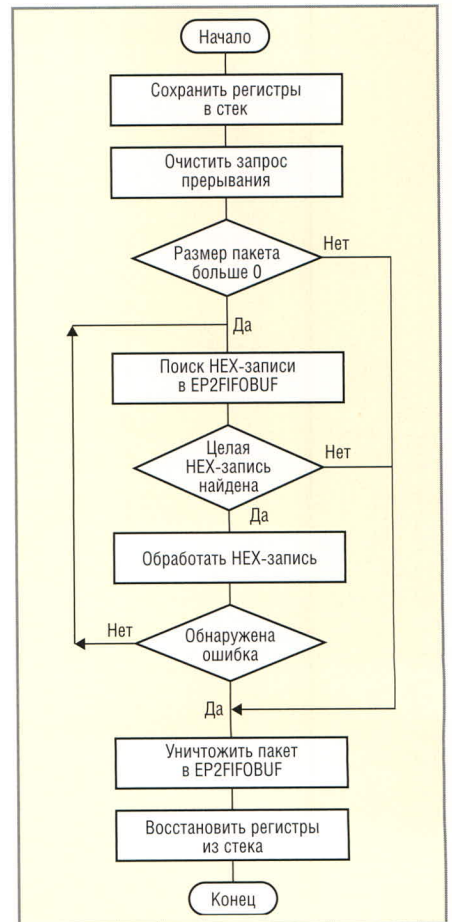


Рис. 12. Алгоритм обработки пакета данных точкой EP20UT

прерывания, проста: в ней происходит анализ текущей альтернативной установки и переход на соответствующий метод программирования:

```

progHexRecord:
        mov a, usbAltCur
        jnz pNR_1
        lcall icpWriteData
; программирование методом ICP
        ret
pNR_1: lcall ispWriteData
; программирование методом ISP
        ret
    
```

Файл `var.asm`. Опишем вновь введённые программные переменные и локальный буфер для сохранения HEX-записи:

```

; флаги
flagProgIcp: DBIT 1
; признак входа в режим программирования ICP
flagProgIsp: DBIT 1
; признак входа в режим программирования ISP
flagHalfHex: DBIT 1
; признак обнаружения части HEX-записи
    
```

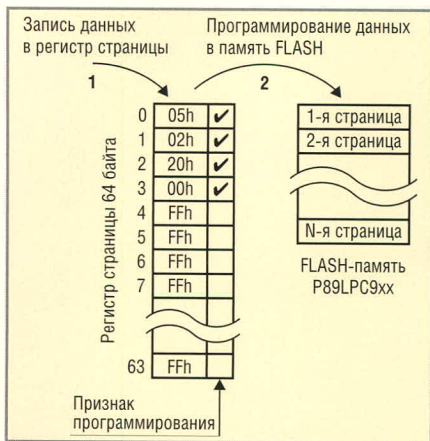


Рис. 13. Процесс программирования методом ISP

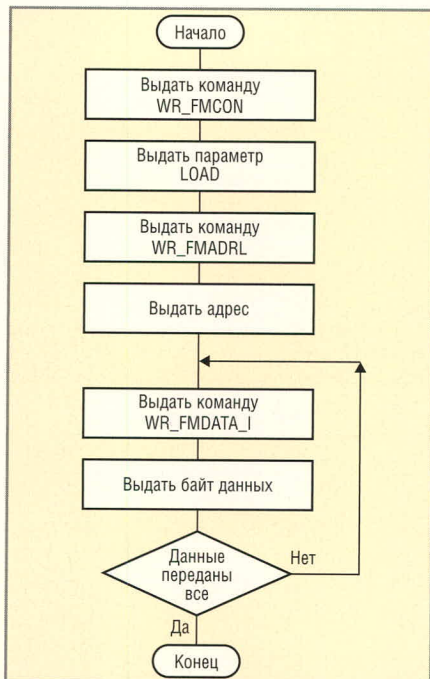


Рис. 14. Алгоритм загрузки регистра страницы

```

; Ячейки ОЗУ
DSEG AT 30h
cntIsp: DS 1
; счётчик бит при передаче по
каналу ICP
cntIsp: DS 1
; счётчик символов при передаче
по каналу ISP
srcIsp: DS 1
; контрольная сумма HEX-записи
sizeBufHi: DS 1
; старший байт размера пакета
sizeBufLo: DS 1
; младший байт размера пакета
cntCode: DS 1
; счётчик символов для
преобразования
icpBufData: DS 4
; буфер для операций ICP метода
icpStatus EQU icpBufData
; статус на шине ICP
icpDealByte EQU icpBufData
    
```

```

; счётчик количества байт в
HEX-записи
icpAdrHi EQU icpBufData+1
; старший байт адреса в
HEX-записи
icpAdrLo EQU icpBufData+2
; младший байт адреса в
HEX-записи
icpData EQU icpBufData+3
; байт данных

; Ячейки верхнего ОЗУ
ISEG AT 0C0h
bufEp1: DS SIZE_BUF_EP1
bufHexRec EQU bufEp1
; буфер для HEX-записи
    
```

```

; требование завершения операции
_MOVX_W_EP2CS,#1
; отказ при входе в режим
программирования
ret
ispWD_1:
mov _ptrSrc,#bufHexRec
ispWD_4:
mov a,@_ptrSrc
cjne a,#0Ah,ispWD_3
; проверка конца записи
lcall ispIn
cjne a,#'.',ispWD_2
; контроль результата
ret
ispWD_3:
mov b,a
_ISP_OUT_DATA_
b,1,ispWD_2
inc _ptrSrc
sjmp ispWD_4
    
```

Пробуем выполнить трансляцию программы. На данном этапе исполняемый код вполне успешно может принимать данные и имитировать их обработку. Для завершения проекта остаётся написать подпрограммы физической записи для разных методов программирования.

**Программирование методом ISP**

Для программирования данных методом ISP необходимо перевести P89LPC9xx в режим программирования и передать ему данные. Последовательность описанных действий полностью соответствует выполнению команды ISP. Различие заключается лишь в том, что количество HEX-записей при программировании значительно больше.

Вход в режим программирования осуществляется однократно – перед первой передачей данных. Далее МК до завершения операции программирования находится в этом режиме. Именно такая ситуация – использование инициализации в фазе работы – показана на рисунке 3.

Следуя рассмотренным действиям, напишем подпрограмму записи данных.

*Файл isp.asm.* До начала записи будем контролировать состояние признака flagProgIsp. В случае, если он установлен, переходим к передаче данных; иначе требуется инициализация и необходимо вызвать подпрограмму ispEnterProg:

```

ispWriteData:
    jb flagProgIsp,ispWD_1
    lcall ispEnterProg
    jb flagProgIsp,ispWD_1
ispWD_2:
    setb flagHalfHex
    
```

Передача HEX-записи осуществляется циклически до обнаружения конца строки (ASCII-код 0Ah). Контроль целостности данных возложен на P89LPC9xx. В случае, если будет обнаружен сбой контрольной суммы записи, P89LPC9xx вернёт символ «X», на что FX2LP установит STALL для точки EP2. Точно такое же завершение операции произойдёт при сбое входа в режим программирования. В случае успешного программирования никаких действий для отчёта перед хостом не предпринимается.

**Программирование методом ICP**

Операция программирования методом ICP выполняется в два действия (см. рис. 13).

Первое – это загрузка регистра страницы. Размер данного регистра равен 64 байтам, что соответствует странице памяти P89LPC9xx. Алгоритм загрузки регистра страницы показан на рисунке 14. При подаче внутренней команды LOAD в регистре страницы осуществляется сброс признаков программирования для всех ячеек. Далее следует установка начального адреса в пределах 64 байт и загрузка данных. При заполнении регистра страницы происходит установка признака программирования для соответствующих ячеек. Внутренний счётчик адреса регистра автоматически увеличивается при каждой передаче байта данных: это позволяет осуществлять последовательную запись массива данных.

Второй этап – операция физической записи данных из регистра стра-

# Интегральные DC/DC-преобразователи компании Monolithic Power Systems: эффективные решения для серийного производства электронной техники

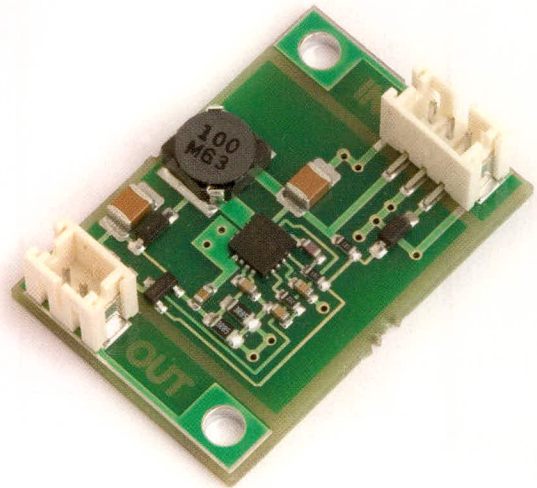
# MPS

## Преимущества использования ИС MPS

- Высокая стабильность и повторяемость характеристик микросхем
- Высокая устойчивость схемы управления
- Высокая эффективность
- Готовое изделие не требует регулировки.
- Стоимость при серийном производстве – на 50...60% ниже, чем у аналогов!

## Пример применения: модульный источник электропитания на базе MP1517

- $U_{ВХ} = 2,6...12 В$ ,
- $U_{ВЫХ} = 12 В$ ,
- $I_{ВЫХ} = 1,5 А$ ,
- Типовой КПД 93%



## Понижающие DC-DC преобразователи. Температурный диапазон эксплуатации -40...+85°C

Наименование	Uвх, В	Iвых макс, В	Uос, В	Ishutdown, мкА	Частота, МГц	Корпуса
<b>С синхронным выпрямлением</b>						
MP1567	2.6...6.0	1.2	0.9	1.0	0.8	QFN10 MSOP10
MP1570	4.75...23.0	3.0	1.2	1.0	0.34	SOIC8N
MP2104	2.5...6.0	0.6	0.6	1.0	1.7	TSOT23-5
MP2105	2.5...6.0	0.8	0.6	1.0	1.0	TSOT23-5
MP2106	2.6...13.5	1.5	0.9	1.0	0.8	QFN10 MSOP10
MP2109	2.5...6.0	2X0.8	0.6	1.0	1.0	QFN10 MSOP10
MP2305	4.5...23.0	2.0	0.92	3.0	0.34	SOIC8
MP2101	2.5...6.0	0.6 +LDO	0.6	0.01	1.6	QFN10
MP2112	2.5...6.0	0.6	0.6	0.1	1.0	QFN6
MP2309	4.75...23.0	1.0	0.92	1.0	0.34	SOIC8
MP2108	2.6...6.0	2.0	0.9	1.0	0.74	QFN10 MSOP10
MP2303	4.75...28.0	3.0	0.8	1.0	0.34	SOIC8N QFN10
MP2307	4.75...23.0	3.0	0.92	1.0	0.34	SOIC8N
<b>С диодом Шоттки</b>						
MP1591	6.5...32.0	2.0	1.23	35	0.33	SOIC8E
MP1593	4.75...28.0	3.0	1.22	30	0.385	SOIC8E
MP2351	4.75...25.0	2.0	1.23	36	1.4	QFN10 MSOP10
MP2354	4.75...23.0	2.0	1.23	36	0.380	SOIC8
MP2355	4.75...23.0	3.0	1.22	30	0.380	SOIC8E
MP2361	4.75...23.0	2.0	0.92	36	1.4	QFN10 MSOP10
MP2364	4.75...23.0	2X1.5	0.92	70	1.4	TSSOP20F
MP2359	4.5...24	1.2	0.81	0.1	1.4	TSOT23-6
MP2358	4.75...23.0	2.0	0.92	23	0.37	QFN10 SOIC8
MP2363	4.75...28.0	3.0	0.92	20	0.365	SOIC8N PDIP8
MP2365	4.75...28.0	3.0	0.92	20	1.4	SOIC8N

## Повышающие DC-DC преобразователи. Температурный диапазон эксплуатации -40...+85°C

Наименование	Uвх, В	Isw макс, А	Uос, В	Ishutdown, мкА	Частота, МГц	Корпуса
MP1517	2.6...25.0	4.0	0.7	1.0	1.1	QFN10 MSOP10
MP1522	2.7...25.0	0.45	1.2	3.0	Перем.	SOIC8N
MP1527	2.6...25.0	3.0	1.2	1.0	1.3	TSOT23-5
MP1530	2.7...5.5	3.6	1.2	1.0	1.4	TSOT23-5
MP1531	2.7...5.5	0.65	1.25	1.0	0.25	QFN10 MSOP10
MP1541	2.5...6.0	1.5	1.2	1.0	1.3	QFN10 MSOP10
MP1542	2.5...22.0	2.0	1.25	1.0	0.7...1.0	SOIC8
MP3213	2.5...25.0	3.5	1.25	1.0	0.7/1.3	MSOP8E
MP1543	1.8...6.0	1.5	1.2	1.0	0.5	TSOT23-5



Закажите бесплатно каталоги  
«ПРОСОФТ - электронные компоненты-2006»

на сайте [www.prochip.ru](http://www.prochip.ru)  
или по тел.: (495) 232-2522

# PROSOFT®

ПРОСОФТ — АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА

Телефон: (495) 232-2522 • E-mail: [info@prochip.ru](mailto:info@prochip.ru) • Web: [www.prochip.ru](http://www.prochip.ru)

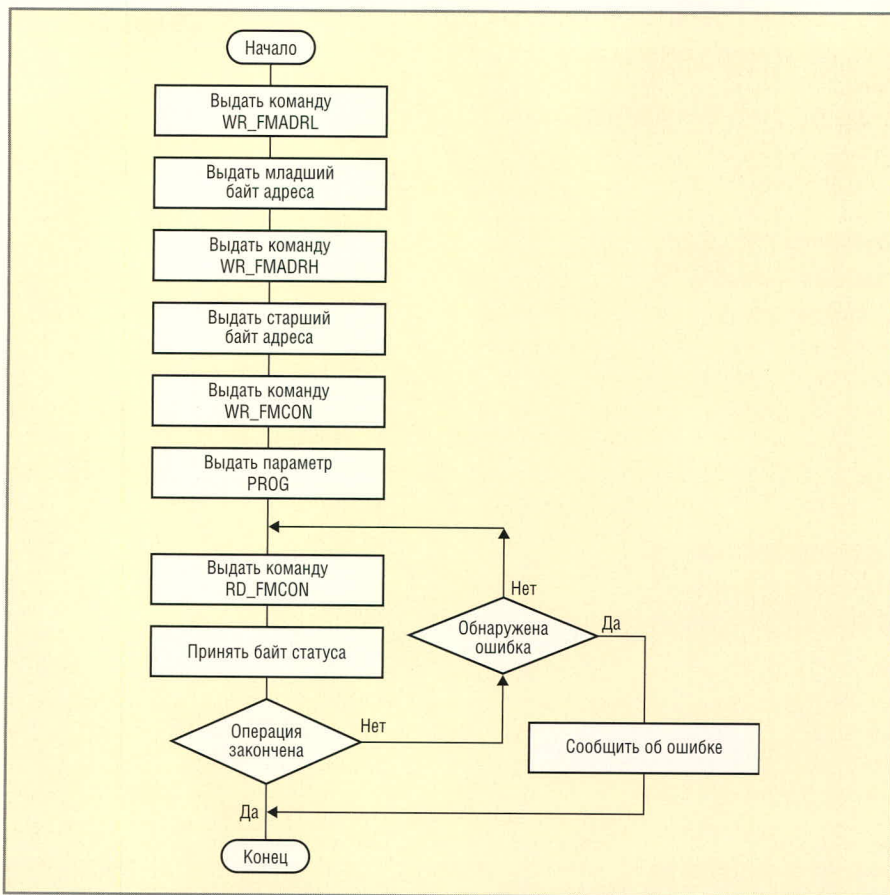


Рис. 15. Алгоритм программирования страницы P89LPC9xx

ницы в заданную страницу флэш-памяти P89LPC9xx. Алгоритм показан на рисунке 15.

Две первые команды задают адрес страницы во флэш-памяти. Следующая команда инициирует программирование данных из регистра страницы в память МК. При этом программируются только те ячейки, для которых ранее был установлен признак программирования. Контроль завершения операции программирования осуществляется при помощи бита DONE в регистре статуса. Данный регистр считывается циклически до тех пор, пока бит DONE не будет сброшен в 0. Досрочное завершение операции может произойти в случае возникновения какой-либо ошибки.

Теперь реализуем операцию программирования HEX-записи.

Файл *icp.asm*. Аналогично соответствующей подпрограмме для ISP-метода, операция начинается с проверки установленного режима программирования:

```
icpWriteData:
    jb flagProgIcp,icpWD_1
; исключение повторной
инициализации
```

```
lcall icpEnterProg
; вход в режим программирования
icpWD_1:
    mov _ptrDest,#icpBufData
    mov _ptrSrc,#bufHexRec+7
; смещение до типа записи
    mov cntCode,#2
    lcall asciiToBin
; получаем тип записи
    mov a,icpStatus
```

Далее анализируем тип записи. Здесь возможны два варианта развития событий. В первом, когда обнаружена запись конца файла, следует завершить работу. Во втором случае, когда обнаружена запись данных, необходимо перейти к программированию:

```
    jz icpWD_2
; здесь можно выполнить
фазу деактивации
    setb flagHalfHex
; устанавливаем признак конца
работы
    ret
icpWD_2:
    mov _ptrDest,#icpBufData
    mov _ptrSrc,#bufHexRec+1
; смещение до количества байт
    mov cntCode,#6
```

```
lcall asciiToBin
; получаем количество байт и
адрес
    mov _ptrSrc,#bufHexRec+9
; смещение до поля данных
```

До вызова функций программирования необходимо вычислить из HEX-записи количество байт данных и адрес программируемой области, и только после этого можно приступить к программированию:

```
lcall icpLoadPageReg
; загружаем данные в регистр
страницы
    lcall icpProgPageFlash
; программируем данные во FLASH
    jz icpWD_3
    setb flagHalfHex
; устанавливаем признак ошибки
    MOVX_W_EP2CS,#1
; отказ при программировании
icpWD_3:
    ret
```

При записи данных во флэш-память возможно возникновение ошибок. В связи с этим подпрограмма *icpProgPageFlash* должна возвращать результат завершения операции программирования.

### Итоги передачи данных

Итак, мы организовали передачу и программирование данных в память МК.

Благодаря топологии с двумя альтернативными установками мы использовали для обработки данных общие подпрограммы: *initFuncEp2*, *haltFuncEp2* и *ispEp2*. Разделение по методам программирования произошло уже на этапе непосредственной записи данных в МК.

Такой приём позволяет не только уменьшить размер исполняемого кода, но и является предпосылкой для уменьшения потенциальных ошибок в тексте программы.

### ТЕСТИРОВАНИЕ

Разработка программы устройства завершена, теперь остаётся её протестировать. Для этого нам необходимо выполнить некоторые настройки со стороны хоста.

### Подготовка драйвера

Начнём настройку с подготовки драйвера. При разработке аппаратно-программного ядра нам уже при-

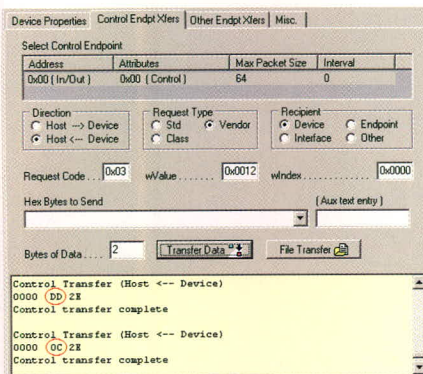


Рис. 16. Чтение идентификаторов МК P89LPC922

ходилось дополнять информационный файл CyUSB.inf сведениями о новом устройстве [2]. Протредаем эту же операцию для программатора.

Добавим в раздел [Cypress] следующую строку:

```
%VID_3112&PID_1974.DeviceDesc%=Cy
Usb, USB\VID_3112&PID_1974
```

В раздел [String] добавим строковое описание устройства:

```
VID_3112&PID_1974.DeviceDesc="My
programmator"
```

При первом подключении программатора, когда ОС запросит информацию о драйвере, необходимо будет указать месторасположение нового файла CyUSB.inf. После его установки ОС сможет опознать оба наших устройства.

Операцию настройки драйвера можно выполнить и другим способом, при котором ОС сразу опознает программатор, не осуществляя поиск драйверов.

Для этого необходимо все вышеприведенные изменения внести в копию файла CyUSB.inf, которая находится в системном каталоге WINDOWS\inf и имеет имя oemX.inf (где X – число). Необходимо учесть, что данное действие допустимо выполнять до подключения устройства.

#### Подключение устройства

При первом подключении устройства программа CyConsole опознает его как аппаратно-программное ядро. Кнопкой <Download> загрузим в ОЗУ FX2LP исполняемый код. После программного переподключения USB-устройства консольная программа отобразит в списке устройств My programmator.

#### Программирование МК P89LPC9xx


Теперь можно приступить к тестированию функций программатора. Для передачи команд используем закладку Control Endpt Xfers.

Выполним чтение идентификационных байтов МК P89LPC922. Поля пакета SETUP заполняем в соответствии с форматом команды «чтение служебной информации», представленным в таблице. 5. В поле адреса источника (wValue) задаём значения интересующих нас ячеек, в данном случае 10h, 11h и 12h (см. табл. 6). При нажатии кнопки <Transfer Data> программатор возвращает значения, показанные на рисунке 16. Признаком успешного чтения является символ «.» (ASCII-код 2Eh) во втором байте, а полезная информация находится в первом байте. Видим, что значения, полученные от программируемого МК, соответствуют значениям, представленным в руководстве пользователя P89LPC922.

Процедура программирования МК с позиции пользователя выполняется ещё проще. Сначала на закладке Device Properties в таблице Configuration Interfaces необходимо выбрать альтернативную установку, соответствующую методу программирования. Далее на закладке Other Endpt Xfers следует выбрать точку 0x02 (Out), задать количество передаваемых байтов и после нажатия кнопки <File Transfer> указать HEX-файл, предназначенный для записи во флэш-память МК P89LPC922.

Если в процессе передачи данных не появились сообщения об ошибке, то данные записаны успешно. Как это проверить? Самый простой способ – считать контрольную сумму флэш-памяти; самый надёжный – запустить запрограммированный МК и проверить его в работе.

#### ЛИТЕРАТУРА

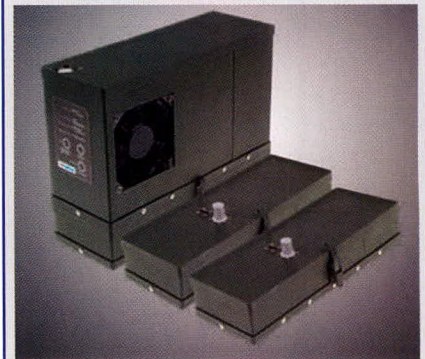
1. Чекунов Д. Разработка аппаратно-программного ядра USB-устройства. Современная электроника. 2005. № 5, 6.
2. Чекунов Д. EZ-USB FX2LP – универсальное USB-решение. Современная электроника. 2005. № 4.
3. Чекунов Д. Расширение функций ядра USB-устройства. Современная электроника. 2006. № 1.
4. User's Manual P89LPC920/921/922. <http://www.semiconductors.philips.com>.
5. P89LPC900 In-Circuit Programming (ICP) Specifications. [www.8052.com](http://www.8052.com). 

## Новости мира

### MicroFuel Cells продемонстрировала топливный элемент для военных

Нью-йоркская компания MTI MicroFuel Cells продемонстрировала прототип топливного элемента DMFC-типа для использования в военной сфере.

В топливных элементах типа DMFC (Direct Methanol Fuel Cell) мембрана-катализатор разделяет кислород и водный раствор метанола. Одна сторона этой мембраны играет роль катода, а другая анода. Метанол, вступив в реакцию с анодом, ионизируется, и его электроны создают ток. Положительно заряженные ионы взаимодействуют с кислородом, образуя воду. Особенность топливных элементов MTI MicroFuel Cells заключается в отсутствии насоса, собирающего сгенерированную в ходе реакции воду и доставляющего её к аноду для получения раствора метанола нужной концентрации. За счёт этого уменьшаются габариты и масса топливного элемента.



Прототип элемента продемонстрирован представителям Информационного бюро научно-исследовательской лаборатории ВВС США. Он получил название Mobion-30M. Новинка способна выдавать до 600 Вт ч энергии на одной заправке метанолом. Выходная мощность составляет 30 Вт (около 100 Вт в пиковом режиме).

Военные будут использовать топливные элементы MTI MicroFuel Cells в качестве источников питания для терминалов спутниковой связи. По сравнению с обычными батареями, топливные элементы обеспечат выигрыш в весе и эффективности. Элементы Mobion-30M в комплекте с двумя дополнительными картриджами позволяют в два раза увеличить время автономной работы портативных устройств по сравнению с батареями эквивалентной массы. Сроки массового производства элементов Mobion-30M не уточняются.

[www.science.compulenta.ru](http://www.science.compulenta.ru)

# Средства проектирования встраиваемых микропроцессорных систем, реализуемых на основе ПЛИС фирмы Xilinx

(часть 2)

Валерий Зотов (Москва)

Автор продолжает знакомить с вопросами разработки встраиваемых систем на базе ПЛИС. Вторая часть посвящена программному обеспечению, предназначенному для разработки и отладки проектов встраиваемых 8-разрядных микропроцессорных систем на основе ядер семейства PicoBlaze. Рассматриваются структура, варианты конфигурации и особенности последней версии САПР серии Xilinx® ISE™ (Integrated Synthesis Environment или Integrated Software Environment). Приводится краткое описание ассемблера для микропроцессорных ядер семейства PicoBlaze.

## ПО для разработки и отладки проектов микропроцессорных систем на основе ядер семейства PicoBlaze

Процесс разработки и отладки аппаратной и программной частей встраиваемых микропроцессорных систем, выполняемых на основе восьмиразрядных конфигурируемых ядер семейства PicoBlaze, осуществляется с помощью комплекса средств автоматизированного проектирования, который включает в себя следующие инструменты:

- пакет САПР серии Xilinx® ISE™ (Integrated Synthesis Environment/ Integrated Software Environment);
- ассемблер, входящий в состав комплекта файлов для соответствующей версии микропроцессорного ядра [5];
- интегрированную среду разработки и отладки программного обеспечения *pBlaze IDE™* (Integrated Development Environment) [10 – 12].

Для подготовки и реализации проекта аппаратной части встраиваемой микропроцессорной системы и последующего конфигурирования ПЛИС используется САПР серии Xilinx ISE. Для разработки программного обеспечения проектируемой встраиваемой микропроцессорной системы используется Ассемблер и интегрированная среда *pBlaze IDE*. Ниже дана развернутая характеристика каждого из перечисленных инструментов проектирования и рассмотрен механизм

их взаимодействия в процессе разработки встраиваемых микропроцессорных систем. Следует отметить, что САПР серии Xilinx ISE используется в процессе разработки как 8-разрядных, так и 32-разрядных встраиваемых микропроцессорных систем.

## Характеристика программных средств серии Xilinx ISE

Программные средства серии Xilinx ISE представляют собой систему сквозного проектирования, которая реализует полный цикл разработки цифровых устройств на основе ПЛИС, включающий этапы создания исходных описаний проекта, синтеза, моделирования, размещения и трассировки, а также программирования кристалла. Отличительными особенностями систем автоматизированного проектирования данной серии являются:

- поддержка различных методов описания проектируемых устройств и систем (графических, в форме принципиальных схем или диаграмм состояний, и текстовых, с использованием языков описания аппаратуры HDL (Hardware Description Language));
- возможность использования проектов, подготовленных с помощью других средств проектирования;
- наличие схемотехнического редактора, укомплектованного набором обширных унифицированных библиотек, которые учитывают архитек-

турные особенности соответствующих используемых семейств ПЛИС;

- применение интеллектуальных средств создания HDL-описаний, формирующих шаблоны на основании информации, предоставляемой пользователем, для языков описания аппаратуры VHDL™, Verilog™ и ABEL™ HDL;
- наличие высокоэффективных встроенных средств синтеза HDL-проектов, поддерживающих языки VHDL, Verilog и ABEL HDL;
- интегрированный интерфейс для средств синтеза «третьих» фирм, обеспечивающий возможность применения, например, пакетов Synplify™/Pro и LeonardoSpectrum™, которые поддерживают языки описания аппаратуры VHDL и Verilog;
- развитые средства верификации проектируемых систем, позволяющие сократить полное время их разработки за счёт обнаружения возможных ошибок на более ранних стадиях проектирования и сокращения длительности и количества возможных итераций;
- автоматические средства трассировки проекта разрабатываемой микропроцессорной системы в кристаллы различных семейств ПЛИС фирмы Xilinx с учётом оптимизации по различным параметрам;
- единые средства программирования кристаллов всех семейств ПЛИС фирмы Xilinx, которые выполнены по различной технологии (CPLD и FPGA) [1], и конфигурационных ППЗУ, поддерживающие несколько типов загрузочных кабелей JTAG-интерфейса;
- встроенный комплект вспомогательных программных средств, позволяющих повысить эффективность процесса проектирования;
- интуитивный пользовательский интерфейс, доступный для разра-

ботчика, и пакет справочной системы в каждом модуле, сокращающие время освоения САПР;

- наличие интегрированных с пакетом САПР альтернативных инструментов моделирования других фирм (в частности, ModelSim XE III Starter™), предоставляющих дополнительные возможности в процессе проектирования.

### Конфигурация САПР серии Xilinx ISE

Средства проектирования серии Xilinx ISE, начиная с версии 8.1i, выпускаются в двух конфигурациях: ISE Foundation™ и ISE WebPACK™. Основное отличие между этими конфигурациями заключается только в количестве поддерживаемых кристаллов. Программные средства ISE Foundation представляют собой наиболее полную систему сквозного проектирования, которая поддерживает весь спектр ПЛИС фирмы Xilinx. Свободно распространяемая (бесплатная) конфигурация САПР ISE WebPACK поддерживает все кристаллы семейств CPLD и ПЛИС серий FPGA с логической ёмкостью не более 1,5 млн. системных вентилях. Кроме того, модуль программирования iMPACT™, входящий в состав пакета, может применяться для конфигурирования практически всех выпускаемых кристаллов фирмы Xilinx. Для создания конфигурационной последовательности при этом используются другие средства проектирования, предоставляемые фирмой Xilinx. С июля 2006 г. доступна версия 8.2i САПР серии Xilinx ISE. Конфигурация ISE Foundation этой версии позволяет проектировать цифровые устройства и встраиваемые микропроцессорные системы на основе всех существующих ПЛИС фирмы Xilinx, включая кристаллы семейства Virtex-5. Семейство Virtex-5 является первым в мире семейством ПЛИС FPGA, выпускаемых по технологии 65 нм. Пакет программных средств ISE WebPACK версии 8.2i поддерживает следующие типы кристаллов:

- XC5V50 – XC5V600 семейства Virtex;
- XC5V50E – XC5V600E семейства Virtex-E;
- XC2V40 – XC2V500 семейства Virtex-II;
- XC2VP2 – XC2VP7 семейства Virtex-II Pro [3];
- XC4VLX15, XC4VLX25, XC4VFX25, XC4VFX12 семейства Virtex-4 [4];
- все ПЛИС семейства Spartan-II/ЛПЕ;

- XC3S50-XC3S1500 семейства Spartan-3 [2];
- все ПЛИС семейства Spartan-3E;
- XC3S1000L, XC3S1500L семейства Spartan-3L;
- все ПЛИС семейства XA (Xilinx Automotive) Spartan-3;
- все ПЛИС семейств CoolRunner XPLA3, CoolRunner-II, CoolRunner-IIA;
- все ПЛИС семейств XC9500XV, XC9500XL, XC9500.

Включение поддержки новых семейств ПЛИС в текущей версии САПР серии Xilinx ISE осуществляется с помощью модулей обновления Service Pack, которые регулярно выпускаются фирмой-производителем. Эти модули предназначены также для устранения возможных скрытых ошибок в работе средств проектирования, обнаруженных в процессе их эксплуатации. Модули обновления распространяются свободно через Интернет. Если компьютер, на котором установлена система проектирования серии Xilinx ISE, подключен к Интернету, то пользователь автоматически получает уведомление о выходе нового модуля Service Pack с предложением его установки. В противном случае рекомендуется периодически (не реже одного раза в месяц) самостоятельно проверять информацию о появлении свежего модуля обновления, которая отображается на Web-странице [http://www.xilinx.com/xlnx/xil\\_sw\\_updates\\_home.jsp?update=sp](http://www.xilinx.com/xlnx/xil_sw_updates_home.jsp?update=sp) или <http://www.xilinx.com/support/mysupport.htm>. К моменту подготовки материалов данной статьи последним пакетом обновления САПР серии Xilinx ISE являлся модуль Service Pack 2 от 15 августа 2006 г.

Помимо поддержки новых типов кристаллов последняя версия САПР позволяет значительно сократить суммарное время разработки встраиваемых микропроцессорных систем за счёт применения усовершенствованных методов проектирования, алгоритмов синтеза, размещения и трассировки. При этом использование уникальной технологии Xilinx Fmax предоставляет возможность существенного повышения производительности разрабатываемых систем.

Для конфигурации САПР ISE Foundation предусмотрены четыре варианта исполнения, работающих под управлением операционных систем Microsoft Windows 2000/XP Professional, Sun Solaris 2.8/5.8, 2.9/5.9, Red Hat Enterprise Linux 3 и 4 WS (32 и

64 бит) соответственно. Пакет средств проектирования ISE WebPACK выпускается в двух вариантах, предназначенных для операционных систем Microsoft Windows 2000/XP Professional и Red Hat Enterprise Linux 3 и 4 WS (32 бит) соответственно.

Все конфигурации средств проектирования серии Xilinx ISE версий 8.x имеют одинаковую структуру и пользовательский интерфейс. Поэтому переход от одной конфигурации САПР к другой (от свободно распространяемой системы проектирования ISE WebPACK к полному пакету ISE Foundation) не требует дополнительных временных затрат и преобразования проекта разрабатываемой системы. Методика проектирования цифровых устройств в САПР серии ISE достаточно подробно отражена на примере использования пакета WebPACK [9].

### Структура САПР серии Xilinx ISE и взаимодействие с другими средствами разработки 8-разрядных микропроцессорных систем

Структура САПР серии Xilinx ISE и взаимодействие этих пакетов с другими программными средствами для разработки и отладки проектов встраиваемых микропроцессорных систем на основе ядер семейства PicoBlaze показаны на рис. 4. Основу САПР образует совокупность программных модулей, выполняющих все этапы процесса проектирования цифровых устройств и встраиваемых систем. Управление взаимодействием модулей осуществляется с помощью графической оболочки Project Navigator™. Пакет САПР включает также ряд вспомогательных программ, которые позволяют повысить эффективность процесса проектирования. Большинство программных модулей пакетов САПР серии Xilinx ISE могут работать как в оконном режиме, так и в режиме командной строки.

К основной группе модулей САПР серии Xilinx ISE относятся следующие программы:

- схемотехнический редактор Schematic Editor, предназначенный для создания модулей исходного описания аппаратной части встраиваемой микропроцессорной системы в форме принципиальных схем;
- интегрированный текстовый редактор HDL-Editor, позволяющий быстро формировать модули исходного

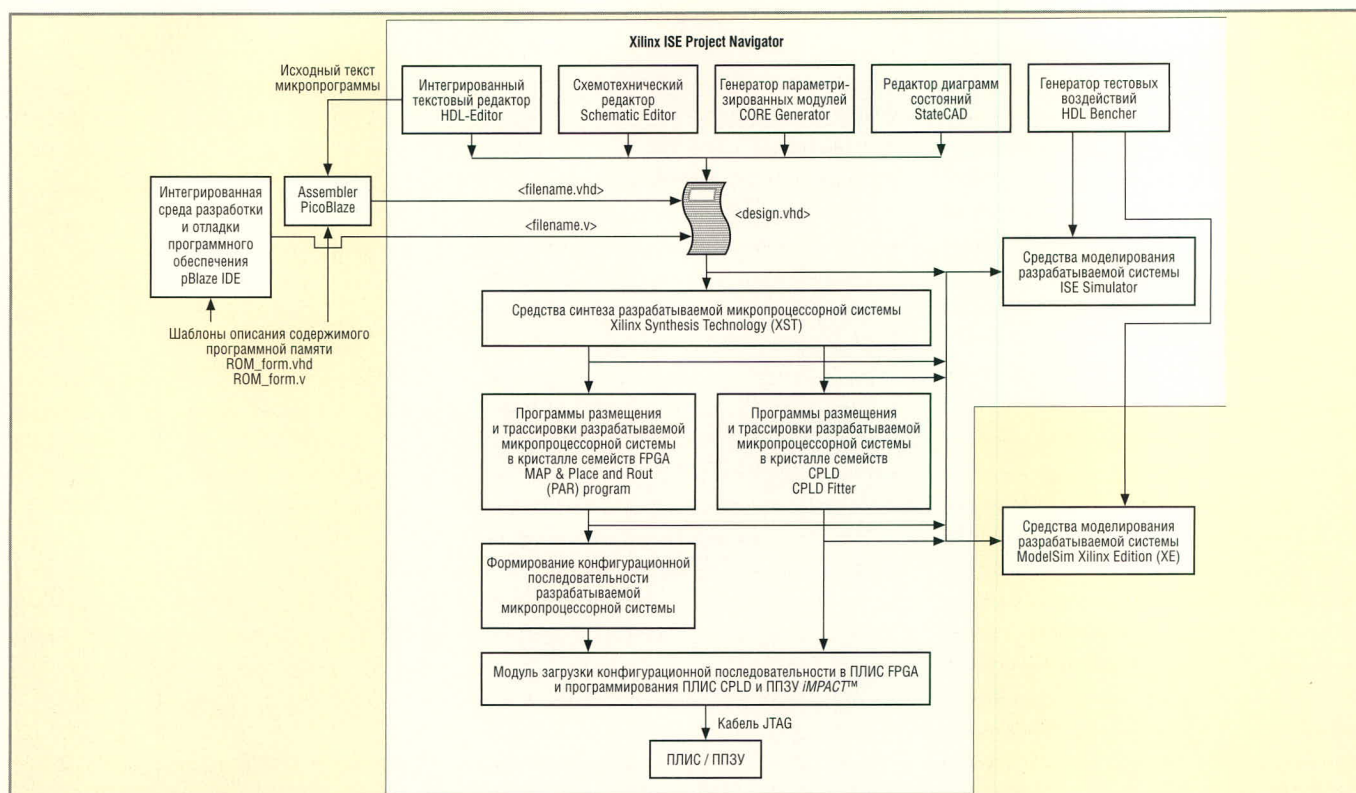


Рис. 4. Структура и взаимодействие программных средств для разработки и отладки проектов встраиваемых микропроцессорных систем на основе ядер семейства PicoBlaze

описания проекта на языках VHDL™ и Verilog™ за счёт использования соответствующих шаблонов;

- редактор диаграмм состояний StateCAD™, используемый для описания аппаратной части разрабатываемой системы в графическом виде;
- генератор параметризованных модулей исходного описания CORE Generator, позволяющий автоматически создавать различные функциональные блоки проектируемой системы с требуемыми характеристиками;
- программа генерации тестовых воздействий для осуществления последующего функционального и временного моделирования проектируемой системы HDL Benchner;
- программа HDL-моделирования ISE Simulator™, позволяющая выполнять функциональную и временную (полную) верификацию разрабатываемой встраиваемой системы на соответствующих этапах её проектирования;
- средства синтеза VHDL/Verilog-кода Xilinx Synthesis Technology (XST), формирующие оптимальным образом из совокупности модулей исходного описания проектируемой системы список соединений (netlist), содержащий набор примитивов и компонентов, который может быть

реализован на основе ресурсов выбранного кристалла ПЛИС;

- программы автоматического размещения и трассировки проектов в кристаллы семейств FPGA MAP program и Place and Route (PAR) program, выполняющие распределение компонентов и примитивов синтезированного списка соединений в конфигурируемые логические блоки CLB (Configurable Logic Block) ПЛИС и формирование необходимых связей между ними;
- программа автоматического размещения и трассировки проектов в ПЛИС семейств CPLD Fitter, осуществляющая распределение выполняемых функций по макроячейкам Macrocell и формирование взаимосвязей в кристалле;
- топологический редактор FPGA Editor, предназначенный для «ручного» размещения и оптимизации проекта;
- модуль программирования iMPACT™, выполняющий функции загрузки конфигурационной последовательности в ПЛИС FPGA и ПЛИС CPLD, а также прошивки конфигурационного ППЗУ.

В комплект дополнительных инструментов пакета CAIP серии Xilinx ISE входят следующие программные модули:

- анализатор статических временных характеристик Timing Analyzer™;
- интерактивный графический редактор размещения Floorplanner™;
- модуль оценки потребляемой мощности XPower™;
- «мастер» подготовки описаний блоков синхронизации, выполняемых на основе DCM (Digital Clock Managers), Architecture Wizard™;
- интерактивный графический редактор топологических ограничений PACE™ (Pinout and Area Constraints Editor);
- программа визуализации топологии проектируемого устройства или системы в ПЛИС CPLD ChipViewer™.

С помощью перечисленных программ дополнительной группы можно существенно повысить эффективность процесса проектирования, получить информацию о временных и электрических характеристиках разработанной системы, добиться ощутимого роста её производительности. Например, совместное использование программы временного анализа Timing Analyzer и топологического редактора Floorplanner позволяет значительно увеличить быстродействие проектируемой микропроцессорной системы.

Для верификации разрабатываемых встраиваемых микропроцессорных устройств в CAIP серии Xilinx ISE вер-

сии 8.2i могут использоваться не только собственные средства моделирования ISE Simulator, но и система моделирования ModelSim™. Она является самостоятельным программным продуктом, выпускаемым корпорацией Model Technology®, являющейся одним из подразделений компании Mentor Graphics® (<http://www.model.com/> и <http://www.mentor.com/> соответственно). Полнофункциональная версия системы HDL-моделирования ISE Simulator пока может применяться только совместно с конфигурацией средств проектирования ISE Foundation. При этом следует обратить внимание на то, что эта версия системы моделирования не входит в комплект ISE Foundation и поставляется отдельно. В состав средств разработки проектов и программирования ПЛИС ISE Foundation и ISE WebPACK включена только версия системы моделирования с ограниченными возможностями ISE Simulator Lite.

В настоящее время ModelSim остаётся одной из самых распространённых систем HDL-моделирования. Это обусловлено целым рядом уникальных характеристик пакета. ModelSim предназначен для моделирования цифровых систем, которые представлены в виде HDL-описаний, выполненных с использованием языков высокого уровня VHDL, Verilog, и SystemC. Система моделирования ModelSim выпускается в трёх основных редакциях:

- Special Edition (SE), функционирующая под управлением операционных систем (ОС) UNIX™, Linux™, Windows™ 98, Windows ME, Windows 2000, Windows NT, Windows XP;
- Personal Edition (PE), предназначенная только для ОС семейства Windows;
- Linux Edition, используемая в среде ОС Linux.

Кроме того, имеются специализированные редакции, предназначенные для интеграции с пакетами САПР «третьих» фирм. Примером специализированной редакции является система ModelSim Xilinx Edition (XE), которая выполнена на базе конфигурации ModelSim PE и ориентирована на интеграцию с программным обеспечением фирмы Xilinx.

Все конфигурации САПР серии Xilinx ISE комплектуются свободно распространяемой версией системы моделирования ModelSim XE III Starter. Эта версия имеет одно существенное ограниче-

ние. Исходный текст описания проектируемой системы на соответствующем языке HDL не должен превышать фиксированное число исполняемых выражений, которое в настоящее время равно 10 000. При несоблюдении этого условия программа моделирования сохраняет работоспособность, но функционирует с пониженной производительностью (приблизительно в 30 раз). Версия средств моделирования ModelSim Xilinx Edition, имеющая ограничение 40 000 исполняемых выражений (что соответствует объёму проектируемого устройства примерно 1 млн. системных вентиляй), приобретается отдельно и устанавливается в режиме функционирования под управлением САПР серии Xilinx ISE.

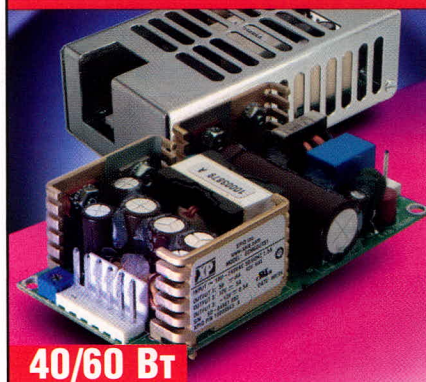
*Продолжение следует*

## ЛИТЕРАТУРА

1. Кузелин М.О., Кнышев Д.А., Зотов В.Ю. Современные семейства ПЛИС фирмы Xilinx. Справочное пособие. М.: Горячая линия – Телеком, 2004.
2. Spartan™-3 Platform FPGA Handbook. Xilinx Inc., 2003.
3. Virtex-II Pro™ Platform FPGA Handbook. Xilinx Inc., 2002.
4. Virtex-4 Handbook. Xilinx Inc., 2004.
5. Зотов В.Ю. Проектирование встраиваемых микропроцессорных систем на основе ПЛИС фирмы Xilinx. М.: Горячая линия – Телеком, 2006.
6. PowerPC Processor Reference Guide. Xilinx Inc., 2003.
7. PowerPC™ 405 Processor Block Reference Guide. Xilinx Inc., 2004.
8. Processor IP Reference Guide. Xilinx Inc., 2005.
9. Зотов В. Проектирование цифровых устройств на основе ПЛИС фирмы Xilinx в САПР WebPack ISE. М.: Горячая линия – Телеком, 2003.
10. Зотов В. rBlaze IDE – интегрированная среда разработки и отладки программного обеспечения встраиваемых 8-разрядных микропроцессорных систем, реализуемых на основе ПЛИС фирмы Xilinx. Компоненты и технологии. 2006. № 3, 4.
11. Зотов В. Директивы и сообщения об ошибках интегрированной среды разработки и отладки программного обеспечения встраиваемых систем rBlaze IDE. Компоненты и технологии. 2006. № 5.
12. Зотов В. Разработка и отладка программного обеспечения встраиваемых 8-разрядных микропроцессорных систем на основе ПЛИС фирмы Xilinx в среде rBlaze IDE. Компоненты и технологии. 2006. № 6.

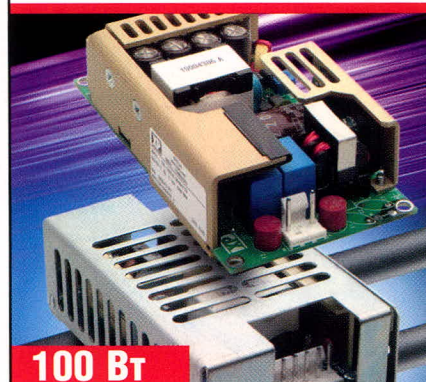
## Источники питания AC/DC серии ЕСМ для промышленных и медицинских применений

- Соответствие требованиям UL/cUL 60601-1/EN60601-1
- Универсальный вход
- Предохранители в цепях нулевого и фазного проводов
- Ток утечки на землю менее 200 мкА
- Среднее время безотказной работы >250 000 часов



**40/60 Вт**

- Небольшие габариты 101,6 × 50,8 × 30,5 мм
- Одно-/двух-/трёхканальные модели с напряжениями 3,3...48 В
- Защита от поражения электрическим током: оборудование класса I и II
- КПД до 85%



**100 Вт**

- Габариты 114,3 × 63,5 × 30,5 мм
- Одно-/двух-/трёх-/четырёхканальные модели с напряжениями 3,3... 48 В
- Защита от поражения электрическим током: оборудование класса I и II
- КПД до 85%

**XP**

THE XP ERTS IN POWER

**PROSOFT®**

Тел./факс: (495) 234-0636/0640  
info@prosoft.ru • www.prosoft.ru

# «РАДЭЛ» и «Автоматизация» в Петербурге. Здесь собираются лучшие!

6-я промышленная специализированная выставка «Радиоэлектроника и приборостроение» и 7-я международная специализированная выставка «Автоматизация-2006» состоятся 14 – 17 ноября 2006 г. в Санкт-Петербурге.

На площади 9000 квадратных метров более 300 участников представят продукцию электронной промышленности и автоматизации. В этом году одним из достижений объединённой экспозиции выставок следует считать заметный рост числа иностранных участников. Выставки принимают экспонентов из Германии, Финляндии, Швейцарии, Польши, Чехии и Тайваня, а также стран ближнего зарубежья – Украины, Беларуси, Литвы. Наряду с признанными лидерами рынка, представлено большое количество менее известных компа-

ний, которые представляют не меньший, а иногда и больший интерес для специалистов. Более 20% участников – новые фирмы, впервые решившие принять участие в выставке.

Традиционные участники выставки «РАДЭЛ» – это российские производители источников питания и поставщики радиоизмерительного оборудования, электронных компонентов, комплектующих, печатных плат и приборов. В выставке участвуют немало отечественных производителей, эти компании берут небольшие стенды, но их количество стабильно растёт.

Выставка «Автоматизация» посвящена комплексной автоматизации предприятий различных отраслей экономики.

Организаторы выставки стремятся показать потенциал российского

рынка, привлечь заказчиков, предоставить возможность для прямого общения потребителей и производителей.

Выставки сопровождается масштабная деловая программа. Пройдёт форум в виде семинаров фирм-экспонентов «Комплектующие, технологии, оборудование радиоэлектроники и приборостроения» и цикл семинаров «Современные и перспективные средства промышленной автоматизации». Для посетителей выставки вход на семинары свободный.

Выставки пройдут в Петербургском СКК (пр. Ю. Гагарина, 8, ст.м. «Парк Победы»).

Заказ пригласительных билетов на выставку на сайте [www.farexpo.ru](http://www.farexpo.ru) или по тел. (812) 718-3537.

VI ПРОМЫШЛЕННАЯ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННАЯ ВЫСТАВКА

## РАДИОЭЛЕКТРОНИКА И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ



РАДЕЛ'06

RADIO ELECTRONICS & INSTRUMENT-MAKING INDUSTRY EXHIBITION

Организаторы:





Member  
PROFESSIONAL EXHIBITION & CONGRESS ORGANIZER

ЭкспоТехноком

# ПОСЛЕДНИЕ ДОСТИЖЕНИЯ ДЛЯ НОВЫХ РАЗРАБОТОК

- НОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И КОМПЛЕКТУЮЩИЕ
- ПЕРЕДОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ
- НОВЕЙШЕЕ ОБОРУДОВАНИЕ И ПРИБОРЫ
- СОВРЕМЕННЫЕ МАТЕРИАЛЫ И КОНСТРУКТИВЫ
- ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ

## 14-17 ноября

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ  
Петербургский СКК

ВАС ПРИГЛАШАЮТ

тел./факс: (812) 718-35-37; e-mail: [radel@orticon.com](mailto:radel@orticon.com); [www.farexpo.ru](http://www.farexpo.ru)



















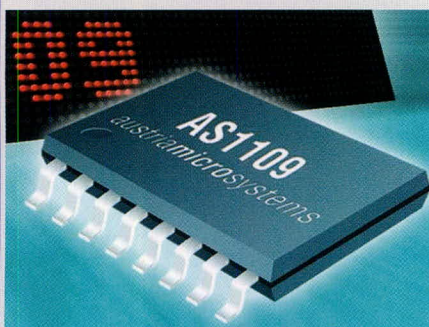




# Новости мира News of the World Новости мира

## 8-канальная схема управления светодиодами постоянного тока (светодиодный драйвер с функцией диагностики)

Фирма **Austriamicrosystems** представляет AS1109, 8-канальную схему управления светодиодами постоянного тока с функцией распознавания состояния обрыва и короткого замыкания схем светодиодов, а также состояний перегрева. Для считывания состояния дефекта в микросхеме AS1109 используется последовательный вход и выход. AS1109 имеет восемь регулируемых токовых выводов, где выводятся постоянные токи для работы светодиодов с различными напряжениями. Выходы схемы управления при этом выдерживают напряжение до 15 В, а выходные токи выставляются с помощью внешнего резистора в пределах от 0,5 до 100 мА с точностью  $\pm 2\%$ .

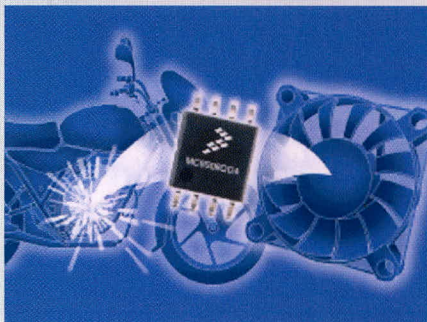


Последовательный интерфейс с частотой 30 МГц обеспечивает высокую частоту обновления изображения даже в самых больших дисплеях. При рабочем температурном диапазоне от  $-40$  до  $+125^\circ\text{C}$  AS1109 пригодна для промышленных и наружных приложений. Микросхема AS1109 выпускается в 16-выводных корпусах SOIC-150, SSOP-150 и QFN ( $4 \times 4$  мм).

[www.austriamicrosystems.com](http://www.austriamicrosystems.com)

## 8-разрядный микроконтроллер S08 для работы от 5 В

Компания **Freescale** объявила о новом представителе семейства 8-разрядных микроконтроллеров (МК) MCU S08. Микросхема MC9S08QD4 работает от 5 В, её корпус имеет 8 выводов (PDIP или SOIC). Областями применения являются, например, системы управления моторами, системы безопасности, Walkie-Talkies, системы управления звуком в камерах, пылесосы, промышленные компрессоры и системы зажигания мотоциклов.



Центральный процессор МК HCS08 16 МГц, система команд HC08 с дополнительной командой BGND (Background), Flash-память 4 Кб, RAM 256 байт. Считывание, запись и стирание Flash-памяти производится во всём диапазоне напряжений и температур. На чипе МК расположены 4-канальный 10-разрядный АЦП и два 16-разрядных таймера.

Внутренний тактовый генератор работает с допуском 2% во всём диапазоне напряжений и температур.

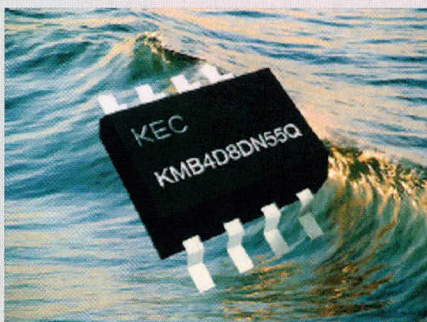
Предприятие предлагает бесплатное специальное издание CodeWarrior Development Studios, разработанное специально для МК с ядром S08, каким является MC9S08QD4.

Studio входит в комплект поставки демоплаты DEMO9S08QD4 или может быть бесплатно скачано в Интернете. Инструментарий разработки содержит менеджер проекта и концепции, компилятор, графический Source-Level-Debugger, интегрированные функции профилирования, модель чипа и другие функции.

[www.freescale.com/files/pr/QD4.html](http://www.freescale.com/files/pr/QD4.html)

## Двойные N-канальные Power-MOS-транзисторы в корпусе SO-8

Фирма **KEC** предлагает двойной МОП-транзистор на 4,8 А. Ёмкость затвора составляет 805 пФ, пороговое напряжение 1,8 В типовое и 2,5 В максимальное. Максимальная температура запирающего слоя  $150^\circ\text{C}$ . Этот МОП-транзистор предназначен для электронных коммутаторов и сенсоров и может использоваться в измерительной технике и технике автоматизации.



Максимальное сопротивление в открытом состоянии составляет 50 мОм, типичное – около 38 мОм (измерено при 4,5 А).

KMB4D8DN55Q является двойным N-канальным Enhancement МОП-транзистором с электрической прочностью 55 В по Trench-технологии. Максимальная мощность рассеяния при  $25^\circ\text{C}$  составляет 2 Вт. Поставляется в корпусе SO-8 SMD и соответствует требованиям ROHS. KEC является лицензиатом Vishay/Siliconix-Trench-MOSFET-технологий.

[www.keccorp.com](http://www.keccorp.com)

## Старт-комплект для 16-разрядного SuperFlash-микроконтроллера Toshiba

Компания **Toshiba Electronics Europe** предлагает старт-комплект для 16-разрядного SuperFlash-микроконтроллера. МК TMP91FY42FG имеет 256 Кб SuperFlash-памяти. Старт-комплект TOPAS91FY42 содержит программный инструментарий и элементы аппаратного обеспечения, которые требуются для



разработки и тестирования приложений. МК и плата разработки харда комплектуются с встроенной средой разработки (IDE). Комплект имеет примеры программ, демонстрационные программы и всю документацию, необходимую для разработки Out-of-the-box.

Плата разработки старт-комплекта содержит ЖК-дисплей, интерфейсы USB и RS232, чип конвертора USB-RS232, а также фильтрованный выход громкоговорителя для голосовой IP и других звуковых функций. Программный пакет IDE TOPAS91FY42 включает в себя ROM-монитор, моделирующую программу, функцию Projekt-Manager, C-компилятор, ассемблер и функции компоновщика. ROM-монитор обеспечивает функции отладчика и редактора. Примеры программ демонстрируют функции Key Scanning, голосовые программы, универсальное управление моторами, дисплейные приложения, программирование Flash-памяти и инструмент программирования Flash-памяти третьих производителей.

[www.toshiba-components.com](http://www.toshiba-components.com)



КОНТРАКТНОЕ ПРОИЗВОДСТВО ЭЛЕКТРОНИКИ

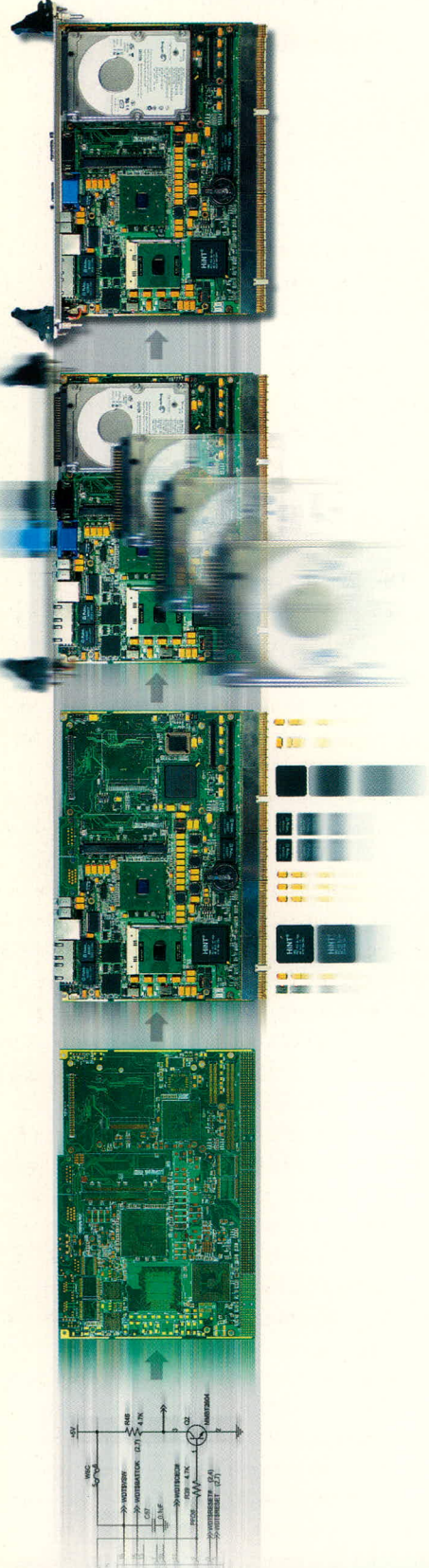
# ТЕХНОЛОГИИ МЕНЯЮТСЯ - *доверие остается*

Fasteko – ведущий контрактный производитель электроники в России и СНГ. Производственные ресурсы компании по квалификации персонала и составу оборудования стоят в ряду лучших европейских производств.

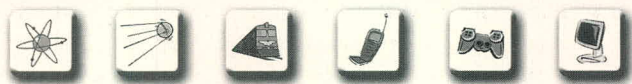
В активе компании прочные и эффективные отношения с признанными лидерами в области электронных компонентов, печатных плат и оборудования.

Компания предоставляет своим клиентам полный комплекс работ и услуг, осуществляя законченный цикл электронного производства.

Fasteko – мир передовых технологий, современных разработок, ответственных решений, заслуженно пользующихся доверием клиентов.



мир электроники Fasteko



www.fasteko.ru 117342, Москва, ул. Введенского, д. 3  
тел.: (495) 739-0775 факс: (495) 739-0776



# Лампа накаливания уже устарела!



## Самые высокоэффективные и надежные полупроводниковые лампы Cree® XLamp™



- Весь спектр цветов: от ультрафиолета до оттенков белого
- Рекордно низкое тепловое сопротивление **8°C/Вт** (серии XR7090, XR-E7090)
- Температура кристалла **-60...+145°C** (серии XR7090, XR-E7090)
- Светоотдача до **90 Лм/Вт** (серия **XR-E7090**, белый цвет)
- Уникальный металлокерамический корпус для поверхностного монтажа: низкая себестоимость при серийном производстве
- Первичная оптика из кварцевого стекла
- Бессвинцовая технология
- Бюджетные решения для систем общего освещения (серия XL7090WHT-G100, 62 Лм @ 350 мА)
- Высокоэффективные решения для полноцветной RGB подсветки (серия XL4550)
- Уникальная технология кристаллов InGaN SiC®: деградация за 30000 часов менее 3% при +85°C!




**ПРОСОФТ – официальный дистрибутор всего спектра продукции компании Cree**

# PROSOFT®

**ПРОСОФТ – АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА**

Телефон: (495) 232-2522 • E-mail: [xlamp@cree.ru](mailto:xlamp@cree.ru) • Web: [www.cree.ru](http://www.cree.ru)

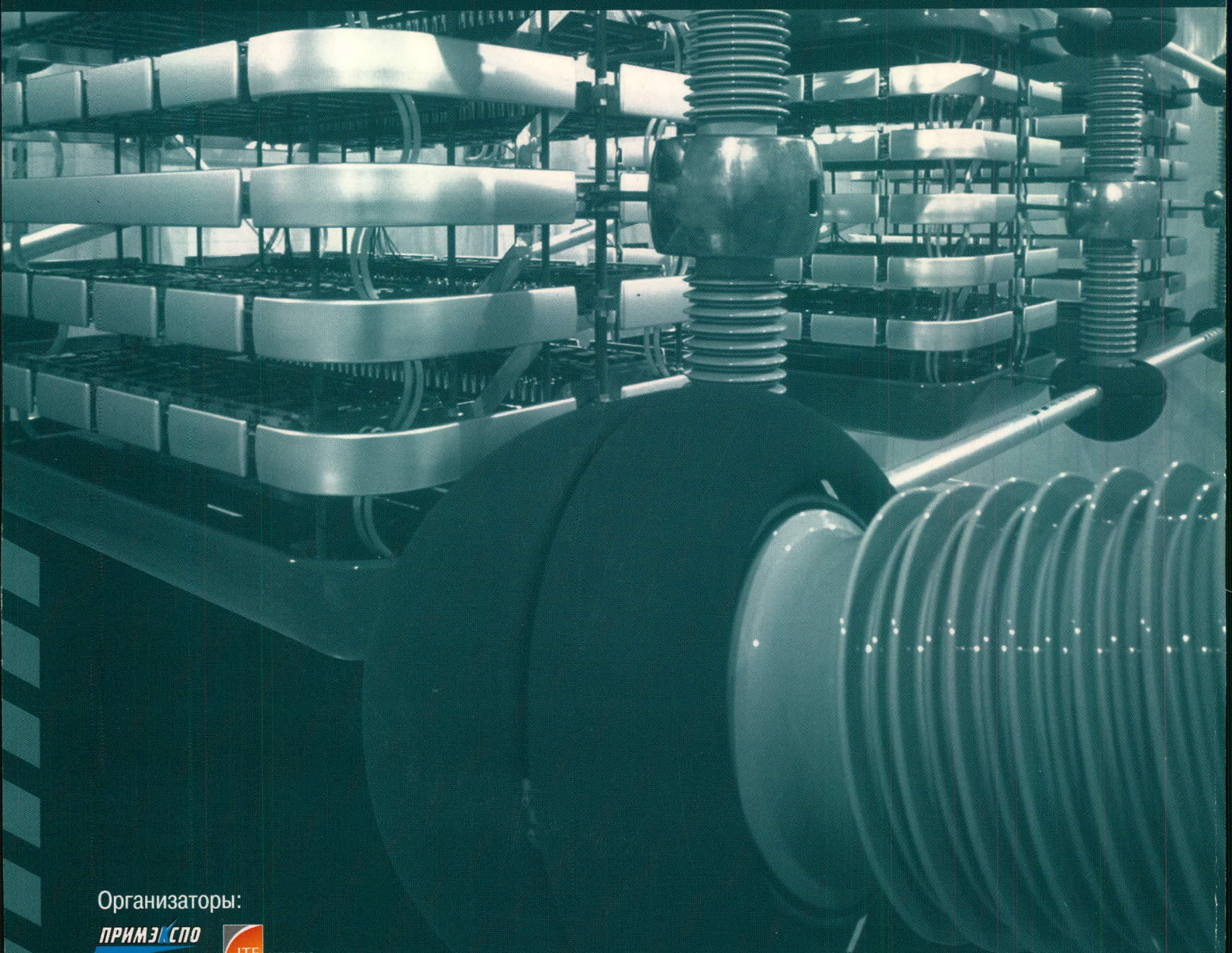
# POWER ELECTRONICS



Международная  
специализированная выставка  
**Силовая Электроника**

**25-27 октября 2006**

Россия, Москва, Конгресс-центр ЦМТ



Организаторы:

**ПРИМЭК СПО**



Тел.: +7 (812) 380 6000/03/07

Факс: +7 (812) 380 6001

E-mail: [electron@primexpo.ru](mailto:electron@primexpo.ru)

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



"Благородный партнер"  
Специальный приз конкурса



ЧЛЕН  
МЕЖДУНАРОДНОГО  
СОЮЗА ВЫСТАВОК  
И ЛЯРМАРОК

