Современная электроника

3
2005



Тема номера: источники питания

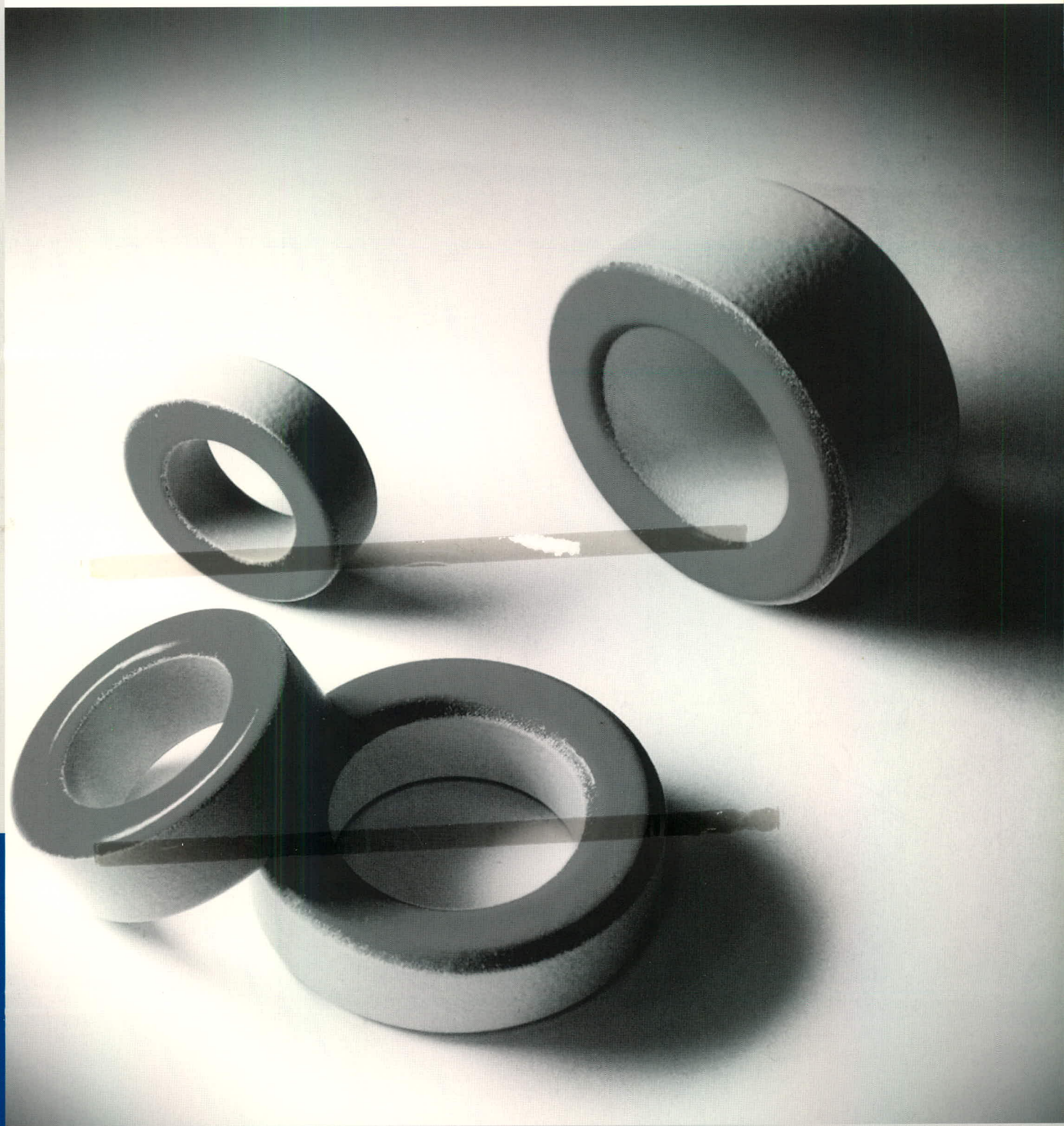
Компакт-диск компании Micrometals

www.soel.ru

Магнитодиэлектрики MICROMETALS

Снижение габаритов и потерь энергии

MICROMETALS
IRON POWDER CORES



PROSOFT®
ПРОСОФТ – АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА
Телефон: (095) 234-0636 • E-mail: info@prochip.ru • Web: www.prochip.ru

Только для умных голов!

все виды подписки

новый
журнал
для
специалистов



Подпишитесь!

- **ПЛАТНАЯ ПОДПИСКА:**
  можно оформить на почте

  Подписные индексы:
  по каталогу «Роспечать» – 46459
  по каталогу «Пресса Росии» – 43588/43589

- **БЕСПЛАТНАЯ ПОДПИСКА:**
  смотрите информацию на обратной стороне

Преимущество платной подписки *в том,*
что Вы ***гарантированно*** *получаете журнал «Современная Электроника»*

СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Тел.:(095) 232-00-87 • WWW.SOEL.RU

СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Уважаемые читатели!

Для того **чтобы получать журнал «Современая электроника» бесплатно,** вам **необходимо оформить БЕСПЛАТНУЮ ПОДПИСКУ**

- на сайте журнала www.soel.ru;
- по телефону (095) 232-0087;
- заполнив анкету и прислав её по факсу (095) 232-1653 или по почте: 119313, Москва, а/я 26.

Фамилия, имя, отчество .....

Фирма .....

Должность .....

Телефон (. . . . .) .....

Факс (. . . . .) .....

E-mail .....

Сайт .....

Адрес предприятия

Индекс .....

Город, район, область .....

Адрес .....

Почтовый адрес для доставки журнала, если он отличается от адреса предприятия

Индекс .....

Город, район, область .....

Адрес .....

Ваши должностные обязанности

- ❑ Разработка
- ❑ Комплектация производства
- ❑ Организация производства
- ❑ Менеджмент
- ❑ Реклама, PR
- ❑ Руководство
- ❑ Другое

Какие компоненты используются в вашей фирме?

- ❑ Микропроцессоры, микроконтроллеры
- ❑ Микросхемы памяти
- ❑ Цифровые сигнальные процессоры
- ❑ ЦАП, АЦП
- ❑ Программируемые логические матрицы
- ❑ Программируемые аналоговые матрицы
- ❑ Телекоммуникационные компоненты и модули
- ❑ Дисплеи, индикаторы
- ❑ Оптоэлектронные компоненты
- ❑ СВЧ-компоненты
- ❑ Датчики
- ❑ Компоненты силовой электроники
- ❑ Стандартные аналоговые микросхемы
- ❑ Микросхемы стандартной логики
- ❑ Дискретные активные компоненты
- ❑ Электромеханические компоненты
- ❑ Коммутационные изделия
- ❑ Другое .....

Область деятельности вашей фирмы

- ❑ Силовая электроника
- ❑ Импульсные источники питания
- ❑ Отображение информации
- ❑ Вычислительная техника
- ❑ Системная интеграция
- ❑ Промышленная автоматизация
- ❑ Связь, телекоммуникации
- ❑ Медицинская техника
- ❑ Охранные системы
- ❑ Бытовая электроника
- ❑ ВПК
- ❑ Измерительные приборы
- ❑ Производство печатных плат
- ❑ Контрактное производство
- ❑ Научные исследования
- ❑ Образование
- ❑ Дистрибуция
- ❑ Другое .....

Ваша фирма использует компоненты для:

- ❑ Собственных нужд предприятия
- ❑ НИР, ОКР
- ❑ Мелкосерийного производства
- ❑ Серийного производства
- ❑ Продажи

Размер фирмы

- ❑ До 10 чел.
- ❑ 10...50 чел.
- ❑ 50...100 чел.
- ❑ Более 100 чел.
- ❑ Более 1000 чел.

Компоненты каких фирм вы используете в работе .....

. . . . . .

. . . . . .

. . . . . .

СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

№ 3, 2005
Издаётся с 2004 года

Главный редактор
Александр Майстренко

Научный редактор
Александр Масякин

Ответственный секретарь
Татьяна Крюк

Дизайн и верстка
Татьяна Крюк, Дмитрий Юсим,
Александр Либков, Константин Седов

Web-мастер
Дмитрий Романчук

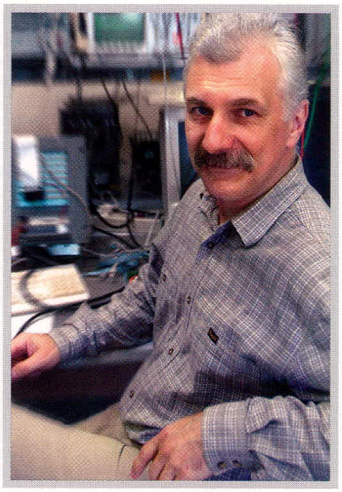
Служба распространения
Ирина Самохина (circul@soel.ru)

Издательство «СТА-ПРЕСС»
Директор Константин Седов
Почтовый адрес: 119313, Москва, а/я 26
Телефон: (095) 232-0087
Факс: (095) 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)
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, 2005



Уважаемые читатели!

Этот выпуск нашего журнала посвящён источникам питания.

Тема эта неисчерпаемая, интерес к ней со стороны разработчиков огромен. Конечно, в ограниченном объёме журнала невозможно осветить все аспекты разработки или выбора необходимого источника. Но современная тенденция ясна: силы брошены на снижение потерь, увеличение удельной мощности, повышение надёжности источников питания. Я уверен, что статьи из этого журнала помогут вам грамотно разработать свой источник с уникальными параметрами или сориентироваться в выборе подходящего источника из предлагаемых дистрибьюторами готовых.

Повышенные требования по надёжности и удельной ёмкости предъявляются к химическим источникам тока, которые в настоящее время всё чаще используются в компактных автономных электронных устройствах. Организация питания электроники от низковольтных элементов – отдельная интересная тема, она также нашла отражение в журнале.

Как всегда, мы постарались наполнить журнал наиболее интересными статьями. Но в силу ограниченности объёма в журнал попали не все поступившие в редакцию статьи, оставшиеся мы постараемся опубликовать в ближайших номерах.

Надеемся, этот журнал будет вам интересен и полезен.

С наилучшими пожеланиями,
Александр Майстренко

Содержание 3 2005



Стр. 20

Стр. 32

Стр. 70

Стр. 6

Стр. 28

Рынок

4 Российские поставщики источников питания и компонентов для них

Компоненты

6 Понижающие DC/DC-преобразователи
Юрий Широков

13 Новости российских дистрибьюторов

14 Источники питания портативной аппаратуры, работающей от одного 1,5-вольтового элемента питания
Сергей Гаврилюк

20 Литий-ионные источники тока для портативной электронной аппаратуры
Алевтина Таганова

Узлы и модули

26 Новости российских дистрибьюторов

28 Сравнение модулей-преобразователей вторичных источников электропитания
Альберт Куреной

32 Блоки электропитания AC/DC повышенной мощности с конвекционным охлаждением
Виктор Жданкин

Схемные решения

36 Схемотехника DC/DC-преобразователей
Андрей Образцов, Сергей Образцов

Проекты

44 Эскизный проект системы статических преобразователей напряжения
Владимир Силкин

Проектирование и моделирование

52 Вопросы разработки твердотельных импульсных модуляторов для электровакуумных приборов СВЧ
Александр Полищук

56 Моделирование однотактных DC/DC-преобразователей в пакете VisSim
Георгий Волович

62 Связь индуктивности рассеяния трансформатора и потерь в снаббере обратноходового преобразователя
Дмитрий Бердников

66 Электромагнитная совместимость и ограничения при конструировании печатных плат (часть 2)

Приборы

70 Прибор для проверки параметров аккумуляторов
Олег Пушкарёв

События

76 7-я Международная научно-техническая конференция и выставка «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA'2005»

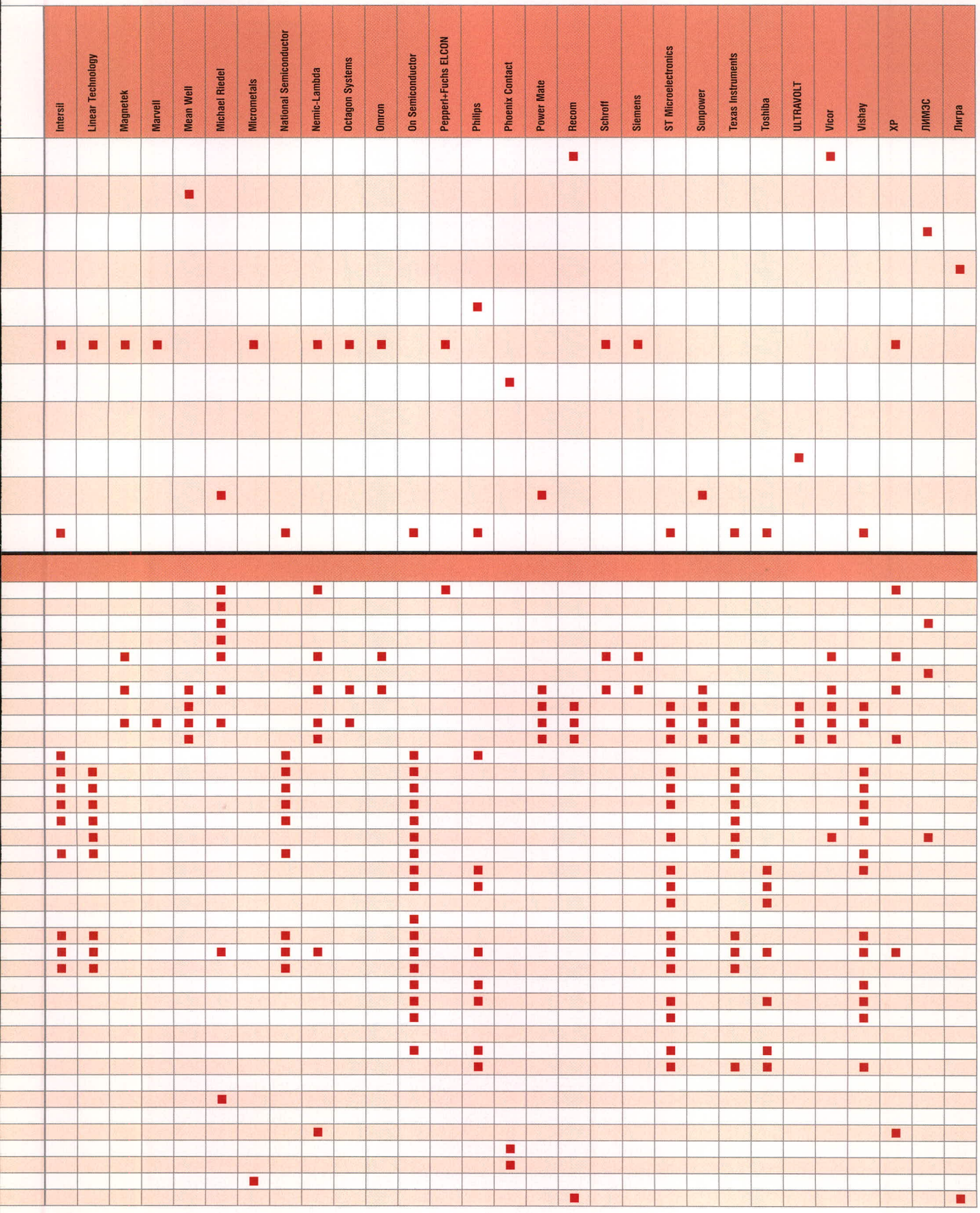
78 ПРОСОФТ на «ЭкспоЭлектронике-2005»: выставка завершена, время подводить итоги

79 Семинар компании Mentor Graphics по проектированию систем на печатных платах

Российские поставщики источников питания и компонентов для них

Фирма-дистрибьютор	Телефон Сайт	Advanced Power Technology	Aimtec	Allegro Microsystems	APPLIED KILOVOLTS	Artesyn Technologies	C&D	CREE	EDAC	Elektro-Automatik	ERA Electronics	Ericsson Power Modules	Eupec	Fairchild Semiconductor	Fastwel	Fujitsu	Holtek	Infineon Technologies	International Rectifier	Interpoint
ITC-Electronics	(3832) 356-929 http://itc-electronics.com										■		■							
Золикс	(343) 264-19-32, 264-19-33 http://www.zolix.ru																			
ЛИМЭС	(3822) 41-39-18 http://limos.tusur.ru																			
ЛИГРА	(812) 320-29-24 http://www.Ligra.narod.ru																			
МТ-Систем	(812) 325-36-85 http://www.mt-system.ru		■				■										■		■	
ПРОСОФТ	(095) 234-06-36 http://www.prosoft.ru/			■		■		■				■			■				■	■
СОФТКОМЭЛЕКТРО	(095) 785-12-85 http://www.klemmy.ru																			
Форсайт-Компонент	(095) 974-20-13 http://www.frs-c.ru								■											
ЭлектроМир	(812) 329-70-13, (095) 788-07-04 http://www.electromir.com				■															
ЭЛИМ СП	(812) 167-07-33 http://www.elim.ru									■										
Элкотех	(095) 755-88-15, 781-00-77 http://www.elcotech.ru	■												■		■		■	■	
Продукция																				
Блоки питания									■	■										
Источники бесперебойного питания										■										
Устройства для заряда емкостных и химических ИТ										■										
Инверторы DC/AC										■										
Корпусные ИП						■		■		■		■			■					
Высоковольтные источники питания				■						■										
Модули питания AC/DC		■			■	■		■		■		■								
Модули питания DC/DC повышающие		■				■				■		■					■			
Модули питания DC/DC понижающие		■			■	■		■		■		■							■	■
Модули питания DC/DC с инверсией напряжения		■				■				■		■								
Инверторы DC/DC типа Charge Pump														■			■			
ШИМ-контроллеры однотактных ИП														■		■		■	■	
ШИМ-контроллеры двухтактных ИП														■		■		■	■	
ШИМ-контроллеры с мощным выходом														■		■		■	■	
Драйверы мощных транзисторов													■					■	■	
Корректоры коэффициента мощности														■				■		
Контроллеры зарядных устройств																■				
Мощные MOSFET	■													■				■	■	
Мощные биполярные транзисторы														■				■		
Мощные IGBT	■												■	■				■	■	
Транзисторные модули и сборки	■													■					■	
Супервизоры			■											■		■	■			
Линейные стабилизаторы			■							■				■			■		■	
ИС опорных источников напряжения														■					■	
Стабилитроны														■						
Диоды выпрямительные	■													■					■	
Диоды ограничительные														■						
Высоковольтные диоды Шоттки							■													
Тиристоры														■					■	
Мощные переключатели														■					■	
Датчики тока			■																	
Трансформаторы						■					■									
Катушки индуктивности						■														
Фильтры помехоподавляющие																				■
Разъёмы																				
Клеммы																				
Магнитодиэлектрики																				
Радиаторы																				

Предлагаем вашему вниманию таблицу, в которой собрана информация о продукции ведущих мировых производителей источников питания и компонентов для них, а также о наиболее активных дистрибьюторах, представляющих эту продукцию на российском рынке.



Понижающие DC/DC-преобразователи

Юрий Широков (Москва)

В статье кратко описаны основы построения современных DC/DC-преобразователей; на примере микросхемы MP1593 – универсального DC/DC-преобразователя – детально рассмотрены принципы расчёта внешних цепей для получения требуемых параметров источника питания; дан пример практической реализации.

Введение

Современные DC/DC-преобразователи отвечают самым высоким требованиям к надёжности и параметрам выходного напряжения. Чаще всего они используются в автономных системах с батарейным или аккумуляторным питанием; такие преобразователи должны иметь высокий КПД. При помощи импульсных DC/DC-преобразователей можно регулировать напряжение на нагрузке и даже получать отрицательное выходное напряжение, что невозможно при использовании обычных (линейных) регуляторов напряжения. Одна из наиболее перспективных областей применения таких преобразователей – создание распределённых систем электропитания.

Достижения в теории и технологиях производства интегральных схем позволяют добиваться ранее невозможных результатов. Существенно повышен КПД, улучшены температурные характеристики, неуклонно уменьшаются габариты, повышается удельная мощность устройств.

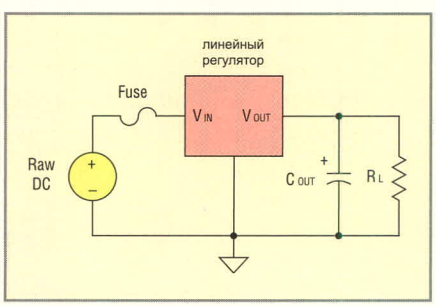


Рис. 1. Линейный регулятор

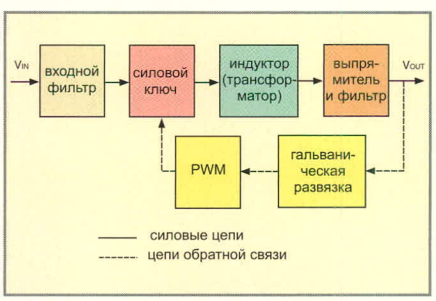


Рис. 2. Для импульсного регулятора выходное напряжение прямо пропорционально скважности импульсов

Совершим небольшой экскурс в теорию. Итак, существует два основных типа регуляторов напряжения: линейные и импульсные. Классический линейный регулятор – это устройство, стабилизирующее напряжение на нагрузке и не позволяющее добиться выходного напряжения, превышающего входное. Его классическая схема приведена на рисунке 1. Для большинства интегральных линейных регуляторов типовое внутреннее падение напряжения составляет порядка 2 В. Это означает, что для получения на выходе такого регулятора напряжения 5 В на его входе должно быть не менее 7 В. Следствием достаточно большого падения напряжения на элементах линейного регулятора является их низкий КПД. Существуют, однако, линейные регуляторы и с малым внутренним падением напряжения, на сегодняшний день составляющим примерно 0,05 В. Такие устройства получили название LDO-регуляторы (от Low Dropout – малое падение напряжения). К сожалению, LDO-регуляторы отличаются меньшей стабильностью характеристик выходного напряжения по сравнению с их аналогами с более высоким падением напряжения. Ещё одной серьёзной проблемой линейных регуляторов является высокая вероятность выхода из строя проходного транзистора. При коротком замыкании в нагрузке к цепи коллектор-эмиттер этого транзистора оказывается приложенным полное напряжение питания регулятора, что может привести к выходу его из строя.

Современные импульсные регуляторы практически избавлены от перечисленных недостатков и поэтому получили широкое распространение. Рассмотрим вкратце принципы их работы.

В отличие от линейных регуляторов, чьи силовые элементы постоянно находятся в открытом состоянии, в импульсных силовой элемент работает в дискретном (ключевом) режиме. Таким образом, передача энергии от первичного источника в нагрузку происходит в виде пакетов импульсов. Свойство дросселей накапливать энергию в виде магнитных полей, а конденсаторов – в виде электрического заряда используется для сглаживания пульсаций выходного напряжения, обычно имеющего исходно форму прямоугольных импульсов.

Структурная схема импульсного преобразователя приведена на рисунке 2. Наиболее часто применяемый принцип работы – широтно-импульсная модуляция (в зарубежной литературе – Pulse Width Modulation, PWM). В импульсных регуляторах, построенных по данному принципу, выходное напряжение пропорционально скважности импульсов, задаваемой блоком PWM.

Одно из основных следствий работы в ключевом режиме – малое выделение энергии в виде тепла и, следовательно, потенциально высокий КПД подобных устройств. Габариты конструкции напрямую зависят от рабочей частоты инвертора. Чем она выше, тем меньшей индуктивности требуется дроссель и меньшей ёмкости – выходной конденсатор, а значит, эти наиболее громоздкие элементы будут компактнее.

Понижающие регуляторы преобразуют входное напряжение в более низкое регулируемое выходное. Упрощённая схема и диаграммы работы устройства приведены на рисунке 3. При закрытом силовом ключе S1 ток индуктора IL1 линейно

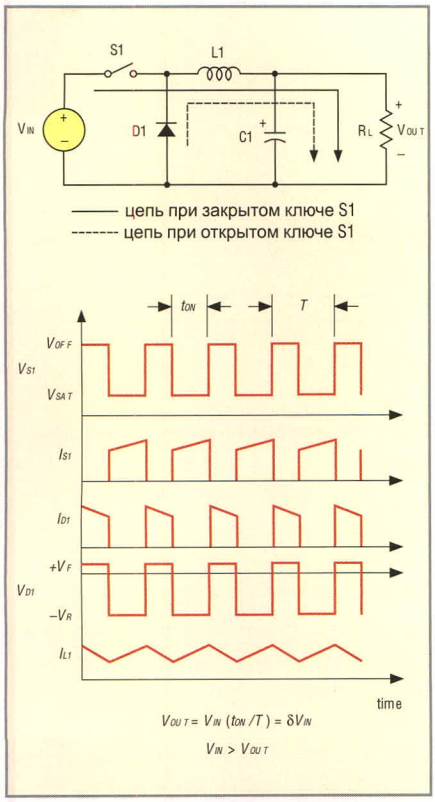


Рис. 3. Понижающий DC/DC-преобразователь преобразует входное напряжение в более низкое выходное

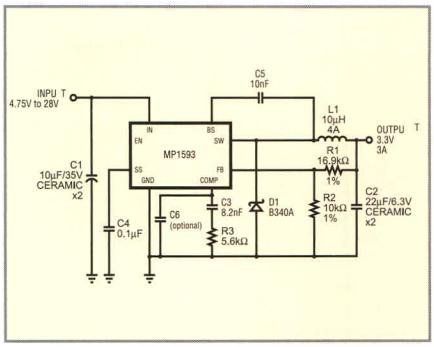


Рис. 4. Типовая схема подключения MP1593

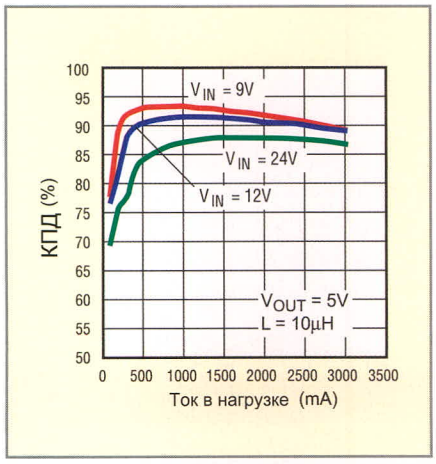


Рис. 5. Зависимость КПД от тока в нагрузке

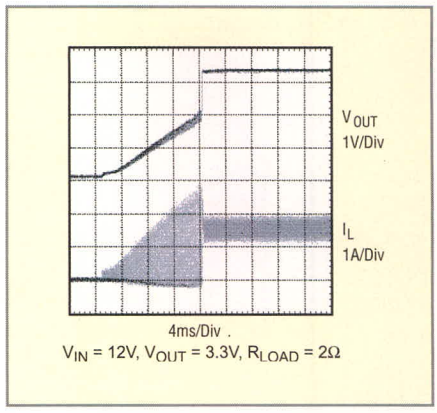
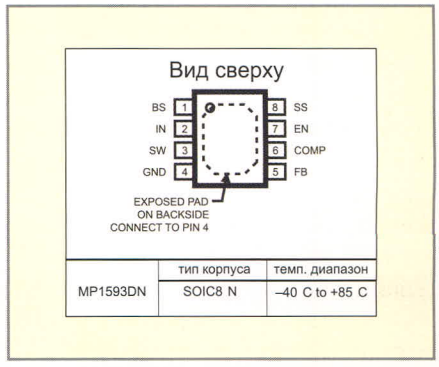


Рис. 6. Осцилограммы режима «мягкого» запуска



	тип корпуса	темп. диапазон
MP1593DN	SOIC8 N	–40 C to +85 C

Рис. 7. Корпус и цоколёвка MP1593

нарастает приблизительно в соответствии с законом:

$$\frac{V_{IN}-V_{OUT}}{L1}.$$

Ток индуктора течёт через нагрузку и выходной конденсатор C1. Когда напряжение на нём достигает порога регулирования блока PWM, ключ S1 разрывает цепь. При открытом ключе S1 ток в цепи нагрузки не прекращается, поскольку в работу вступает диод D1, предотвращающий разрыв цепи. Энергия, запасённая в индуктивности, «перекачивается» в нагрузку. Ток индуктора начинает линейно падать приблизительно в соответствии с законом:

$$\frac{V_{OUT}}{L1}.$$

Когда напряжение на конденсаторе C1 становится равным нижнему порогу регулирования блока PWM, ключ S1 закрывается и цикл повторяется.

ИС понижающего DC/DC-преобразователя MP1593

Теперь рассмотрим работу и схемотехнику типичного понижающего DC/DC-преобразователя MP1593 компании MPS. Это ИС понижающего преобразователя со встроенным выходным каскадом Power MOSFET. Она обеспечивает постоянный ток до 3 А и превосходные параметры стабильности напряжения на нагрузке в широком диапазоне питающих напряжений.

Стандартные области применения ИС:

- распределённые системы электропитания;
- батарейные зарядные устройства;
- плоскопанельные мониторы и телевизоры;
- компьютерные игровые приставки;
- DVD-плееры.

Работа в режиме обратной связи по току обеспечивает быструю реакцию на управляющие воздействия и упрощает стабилизирующую цепь обратной связи.

Встроенные защитные механизмы ограничивают ток, отслеживая его в каждом цикле работы, а также защищают ИС от перегрева. Управляемый механизм «мягкого» запуска исключает броски тока в питающей цепи в момент включения MP1593. ИС имеет режим покоя (ждущий режим), в котором её потребление составляет порядка 20 мкА.

В стандартном включении с током в нагрузке до 3 А микросхема требует минимального количества внешних компонентов (см. рис. 4). Приведённые ниже расчёты и формулы ссылаются на этот рисунок. Из достоинств ИС можно отметить также её высокий КПД, достигающий 90% при максимальном токе в нагрузке (кривые зависимости КПД от напряжения питания и тока в нагрузке приведены на рисунке 5). Перечислим основные характеристики MP1593:

- выходной ток в нагрузке – до 3 А;
- управляемый режим «мягкого» запуска инвертора (см. рис. 6);
- встроенный выходной каскад Power MOSFET, сопротивление 100 мОм;
- подключение по схеме с керамическими выходными конденсаторами с малым эквивалентным последовательным сопротивлением;
- КПД – до 95%;
- низкое потребление (20 мкА) в ждущем режиме;
- фиксированная частота преобразования – 385 кГц;
- встроенная защита от перегрева;
- встроенная схема ограничения тока в нагрузке;

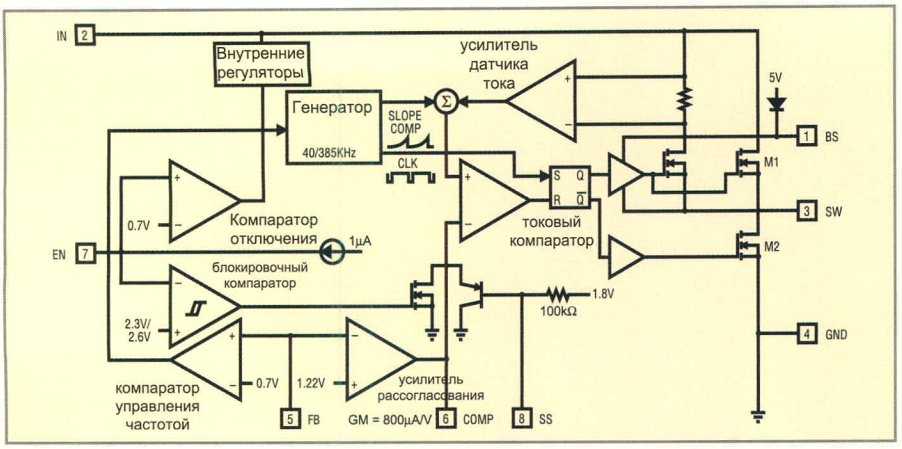


Рис. 8. Блочно-функциональная схема MP1593

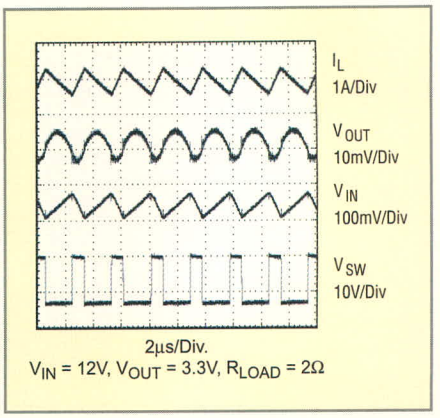


Рис. 9. Осциллограммы входных и выходных токов

- широкий диапазон питающих напряжений – 4,75...28 В;
- регулировка выходного напряжения – от 1,22 В;
- блокировка при понижении напряжения;
- миниатюрный корпус – 8-pin SOIC (SOIC8N) (см. рис. 7);
- промышленный диапазон рабочих температур от –40 до 85°C.

Электрические характеристики ИС MP1593 приведены в таблице 1. В таблице 2 приведены функциональные назначения выводов ИС.

Таблица 1. Электрические характеристики MP1593

Параметр	Обозначение	Дополнительные условия	Мин.	Тип.	Макс.
Потребляемый ток в ждущем режиме, мкА		V_{EN} = 0 В		20	30
Потребляемый ток в рабочем режиме, мА		V_{EN} = 2,6 В; V_{FB} = 1,4 В		1,0	1,2
Напряжение обратной связи, В	VFB	4,75 В ≤ V_{IN} ≤ 28 В; V_{COMP} < 2 В	1,194	1,222	1,250
Коэффициент усиления по напряжению усилителя обратной связи, В/В	AEA			400	
Коэффициент усиления по току усилителя обратной связи, мкА/В	GEA	4,75 В ≤ V_{IN} ≤ 28 В; V_{COMP} < 2 В	500	800	1120
Ток утечки на выходе, мкА		V_{EN} = 0 В; V_{SW} = 0 В		0	10
Предельный рабочий ток инвертора, А			3,3	4,7	6,5
Коэффициент передачи цепи обратной связи по току, А/В	GCS			6,2	
Рабочая частота инвертора, кГц	fOSC1		335	385	435
Частота инвертора в режиме КЗ, кГц	fOSC2	V_{FB} = 0 В	25	45	60
Максимальный рабочий цикл, %	DMAX	V_{FB} = 1,0 В		90	
Минимальный рабочий цикл, %	DMIN	V_{FB} = 1,5 В			0
Время «мягкого» старта, мс		C_{SS} = 0,1 мкФ		10	
Тепловая защита, °C				160	

Таблица 2. Функциональное назначение выводов MP1593

Вывод	Обозначение	Назначение
1	BS	Управление силовым MOSFET-каскадом ИС. Для включения подсоединить конденсатор ёмкостью 10 нФ или более между выводами SW и BS
2	IN	Вход высокого напряжения. Обеспечивает питание ИС и силовых ключей инвертора
3	SW	Выход инвертора
4	GND	Общий
5	FB	Вход обратной связи
6	COMP	Вход компенсации цепи обратной связи
7	EN	Логический вход включения/выключения ИС
8	SS	Вход управления режимом «мягкого» запуска. Присоединяемый конденсатор определяет длительность мягкого старта

Для дальнейшего рассмотрения принципов функционирования MP1593 и подбора внешних компонентов приведём структурную схему этой ИС (см. рис. 8). В MP1593 используется токовый принцип регулирования выходного напряжения. Выходное напряжение подаётся на вход FB усилителя сигнала рассогласования через резистивный делитель напряжения. Выход усиленного сигнала рассогласования доступен на выводе COMP ИС. Подбором параметров RC-фильтра, подключаемого к этому выводу, можно задавать закон регулирования напряжения в нагрузке. В инверторе использованы силовые N-канальные MOSFET-ключи. Поскольку на их затвор необходимо подавать напряжение, превышающее напряжение питания, между выводами SW и BS данной ИС подключается конденсатор вольтодобавки. Он заряжается, когда на выводе SW присутствует низкий потенциал. Встроенный 10-омный ключ служит для управления процессом зарядки конденсатора.

Задание выходного напряжения

Выходное напряжение устанавливается выбором параметров цепочки обратной связи с резистивного делителя напряжения на вход FB (см. рис. 8). Напряжение, получаемое с делителя на входе FB, определяется по формуле:

$$V_{FB} = V_{OUT} \frac{R2}{R1 + R2}.$$

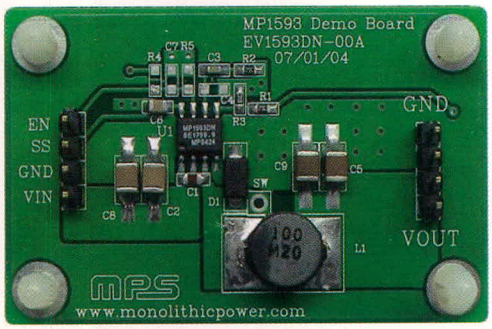
Выходное напряжение на нагрузке инвертора определяется по формуле:

$$V_{OUT} = 1{,}22 \times \frac{R1 + R2}{R2}.$$

Сопротивление резистора R2 – до 100 кОм включительно; типовое

Линейка DC/DC – преобразователей MPS Гарантия надёжности систем питания

Monolithic Power Systems



Оценочная плата понижающего DC/DC-преобразователя MPS EV1593DN-00A на базе ИС MP1593

ОСНОВНЫЕ ДОСТОИНСТВА

- Малые габариты
- Интегрированные силовые MOSFET-ключи
- Минимум дополнительных навесных элементов
- КПД до 95%
- Не требуют стабилизированного питания
- Встроенные системы защиты от перегрузки
- Низкая стоимость

ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

	Маркировка	Диапазон напряжений питания (В)	Макс. рабочее напряжение (В)	Макс. рабочий ток (А)	Ток в спящем режиме (мкА)	Ток покоя (мкА)	Частота инвертора (МГц)	Тип корпуса
Повышающие	MP1522	2,7...25	28	0,45	3,0	650	Переменная	QFN6 SOT23-5
	MP1527	2,6...25	28	3,0	1,0	900	1,3	QFN16-4 TSSOP14
	MP1530	2,7...5,5	25	3,0	1,0	1300	1,4	QFN16-3 TSSOP16
	MP1541	2,5...6	25	1,5	1,0	700	1,3	TSOT23-5
Понижающие	MP1556	2,5...6,0	6	0,6	1,0	0,4	1700	TSOT23-5
	MP1567	2,6...6,0	6.5	1	1,0	1,2	800	QFN10 MSOP10
	MP1580	4,75...25,0	27	2	23	1,0	380	SOIC8
	MP1583	4,75...23,0	27	3	20	1,0	385	SOIC8E
	MP1591	6,5...32,0	36	2	20	1,0	300	SOIC8E
	MP1593	4,75...28,0	30	3	30	1,0	435	SOIC8N

Типовая схема включения

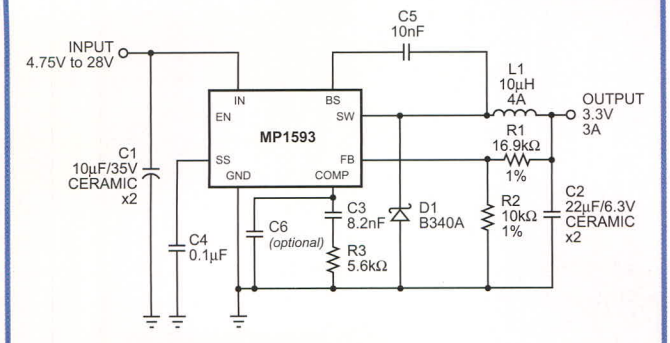


Рис. 1. Типовая схема подключения MP1593

Типовая схема включения драйвера CCFL-подсветки для портативных устройств MP1025

Области применения

- Портативные устройства с батарейным или аккумуляторным питанием
- Распределённые системы питания радиоэлектронной аппаратуры

ProSoft®
ПРОСОФТ – АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА
Телефон: (095) 234-0636 • E-mail: info@prochip.ru • Web: www.prochip.ru

Таблица 3. Выбор дросселя

Модель	Тип сердечника	Материал сердечника	Размеры, мм		
			Ш	Г	В
Sumida					
CR75	Открытый	Феррит	7,0	7,8	5,5
CDH74			7,3	8,0	5,2
CDRH5D28	Экранированный		5,5	5,7	5,5
CDRH6D28			6,7	6,7	3,0
CDRH104R			10,1	10,0	3,0
Toko					
D53LC Type A	Экранированный	Феррит	5,0	5,0	3,0
D75C			7,6	7,6	5,1
D104C			10,0	10,0	4,3
D10FL	Открытый		9,7	1,5	4,0
Coilcraft					
DO3308	Открытый	Феррит	9,4	13,0	3,0
DO3316			9,4	13,0	5,1

значение обычно равно 10 кОм. При таком номинале $R2$ получаем значение $R1$:

$$R1 = 8{,}18(V_{OUT} - 1{,}22)\ (\text{кОм}).$$

Например, для того, чтобы получить на нагрузке напряжение 3,3 В, сопротивление R1 должно быть равно 10 кОм, а R2 – 17 кОм.

Выбор дросселя

Катушка индуктивности (дроссель) необходима для обеспечения постоянства тока в нагрузке при её импульсной коммутации. Увеличение индуктивности дросселя снижает величину пульсаций тока в нагрузке (см. рис. 9) и, соответственно, пульсации выходного напряжения на ней. Однако дроссели с большей индуктивностью имеют большие габариты, большее резистивное сопротивление и меньший обратный ток насыщения. Компромиссные результаты достигаются при выборе значения амплитуды тока пульсаций в дросселе порядка 30% от максимально допустимого значения тока инвертора. Также надо убедиться, что пиковый ток в индуктивности ниже максимального значения тока в нагрузке. Индуктивность при этом рассчитывается по формуле:

$$L = \frac{V_{OUT}}{f_S \Delta I_L}\left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right),$$

где V_{OUT} – выходное напряжение, V_{IN} – входное напряжение, f_S – рабочая частота инвертора (385 кГц), ΔI_L – амплитудное значение тока пульсаций в индуктивности.

Выбираем дроссель, не входящий в насыщение при максимально допустимом токе пульсаций. Пиковое значение тока пульсаций рассчитываем по формуле:

$$I_{LP} = I_{LOAD} + \frac{V_{OUT}}{2 f_S L}\left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right),$$

где I_{LOAD} – ток в нагрузке, V_{OUT} – выходное напряжение, V_{IN} – входное напряжение, f_S – рабочая частота инвертора (385 кГц).

В таблице 3 перечислены модели дросселей различных производителей, хорошо согласующиеся с MP1593.

Таблица 4. Выбор диода

Тип диода	Напряжение/ток, В/А	Производитель
SK33	30/3	Diodes Inc.
SK34	40/3	
B330	30/3	
B340	40/3	
MBRS330	30/3	On Semiconductor
MBRS340	40/3	

Выбор диода

Диод обеспечивает протекание тока через индуктивность при запертом выходном MOSFET-ключе. Для снижения потерь на диоде и устранения эффекта обратного восстановления рекомендуется использовать диод Шоттки. Выбираем диод с максимальным обратным напряжением не ниже максимального напряжения питания и допустимым током, большим максимального тока в нагрузке. В таблице 4 приведены примеры подходящих диодов различных производителей.

Выбор входного конденсатора

Характер потребления тока в данном преобразователе импульсный, следовательно, для снижения пульсаций требуется применение сглаживающего конденсатора. Лучшие результаты даёт использование конденсаторов с низким эквивалентным последовательным сопротивлением (ESR). Здесь предпочтительны керамические конденсаторы, однако можно применять и танталовые или электролитические с низким ESR. Поскольку входной конденсатор должен демпфировать токовые пульсации, приведём формулу для расчёта эффективного (среднеквадратичного) значения тока через него:

$$I_{CIN} = I_{LOAD}\sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)},$$

где I_{LOAD} – ток в нагрузке, V_{OUT} – выходное напряжение, V_{IN} – входное напряжение.

Наихудшая ситуация возникает при $V_{IN} = 2V_{OUT}$, при этом:

$$I_{CIN} = \frac{I_{LOAD}}{2}.$$

Для упрощения расчётов выбираем конденсатор с номинальным эффективным значением тока, большим половины максимального тока нагрузки I_{LOAD}. Если выбран электролитический или танталовый конденсатор, они должны быть конструктивно расположены как можно ближе к корпусу ИС. Напряжение пульсаций на входном конденсаторе может быть рассчитано по формуле:

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{LOAD}}{f_S C_{IN}}\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right),$$

где I_{LOAD} – ток в нагрузке, f_S – рабочая частота инвертора, C_{IN} – ёмкость входного конденсатора, V_{OUT} – выходное напряжение, V_{IN} – входное напряжение.

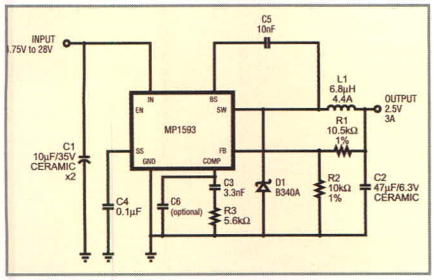


Рис. 10. Типовая схема включения с керамическим конденсатором

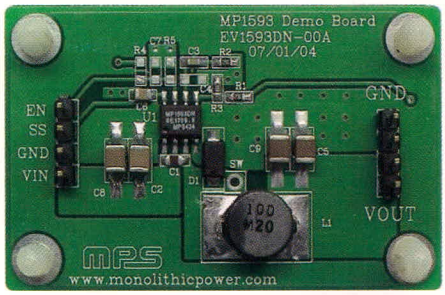


Рис. 11. Оценочная плата EV1593DN-00A

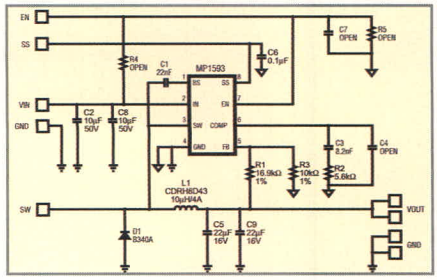


Рис. 12. Принципиальная схема оценочной платы EV1593DN-00A

Выбор выходного конденсатора

Этот конденсатор требуется для сглаживания пульсаций выходного напряжения. Рекомендации по типам применяемых конденсаторов здесь те же, что и для входного конденсатора. Надо также стараться применять конденсаторы с возможно более низким ESR, поскольку они обеспечивают лучшую фильтрацию. Величина выходных пульсаций может быть рассчитана по формуле:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_S L}\left(1-\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)\left(R_{ESR}+\frac{1}{8 f_S C_O}\right),$$

где V_{OUT} – выходное напряжение, V_{IN} – входное напряжение, f_S – рабочая частота преобразователя (385 кГц), L – индуктивность дросселя, C_O – ёмкость выходного конденсатора, R_{ESR} – эквивалентное последовательное сопротивление выходного конденсатора.

Следует помнить, что характеристики выходного конденсатора влияют не только на величину пульсаций напряжения, но и на стабильность работы схемы регулировки.

Система обратной связи

В MP1593 используется режим обратной связи по току, что обеспечивает быструю реакцию на управляющие воздействия и упрощает стабилизирующую цепь обратной связи. За обратную связь отвечает вывод COMP этой ИС (см. рис. 8). RC-цепочка, подключенная к этому выводу, определяет характеристики всей системы управления. Коэффициент усиления по постоянному току в цепи обратной связи равен:

$$A_{VDC} = R_{LOAD} G_{CS} A_{VEA} \frac{V_{FB}}{V_{OUT}},$$

где V_{FB} – напряжение обратной связи (1,22 В), V_{OUT} – выходное напряжение, A_{VEA} – коэффициент усиления по напряжению (400 В/В), G_{CS} – коэффициент передачи по току (5,9 А/В), R_{LOAD} – сопротивление нагрузочного резистора.

Система имеет две критические по частоте точки (см. рис. 4): одну – зависящую от компенсационного конденсатора (C3) и выходного резистора дифференциального усилителя, а другую – зависящую от выходного конденсатора и сопротивления нагрузки:

$$f_{p1} = \frac{G_{EA}}{2\pi\, C3\, A_{VEA}},$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi\, C_O\, R_{LOAD}},$$

где G_{EA} – коэффициент передачи дифференциального усилителя 800 мкА/В).

Система имеет критическую по частоте точку, зависящую от компенсационного конденсатора (C3) и компенсационного резистора (R3):

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi C3\, R3}.$$

Может также присутствовать и другая критическая точка, наличие которой обусловлено большим значением ESR выходного конденсатора и/или его большой ёмкостью:

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi\, C_o\, R_{ESR}},$$

где C_O – ёмкость выходного конденсатора, R_{ESR} – его эквивалентное последовательное сопротивление.

В данном случае (см. рис. 10) подбором третьей точки, определяемой компенсационным конденсатором (C6) и компенсационным резистором (R3), следует добиться устранения эффекта ESR в цепи усиления обратной связи:

$$f_{P3} = \frac{1}{2\pi C6\, R3}.$$

Целью всего расчёта цепочки компенсации является создание цепи обратной связи с требуемым коэффициентом усиления. Важно знать частоту работы системы, на которой цепь обратной связи имеет единичный коэффициент усиления. Низкие переходные частоты обуславливают меньшую скорость реакции контура регулирования, в то время как высокие могут быть причиной нестабильности работы системы. Компромиссом будет установка частоты перехода, равной приблизительно одной десятой рабочей частоты инвертора. Для нашего случая частота инвертора равна 385 кГц, а частота перехода, соответственно, около 38 кГц. В таблице 5 приведены типовые номиналы элементов цепочки компенсации для некоторых выходных напряжений. Эти значения оптимизированы по скорости реакции и стабильности работы преобразователя.

Для оптимизации компонентов цепи компенсации для напряжений, не вошедших в эту таблицу, можно применить следующую методику:

Таблица 5. Типовые номиналы элементов цепи компенсации

V_{OUT}, В	L, мГн	C_O, мкФ	R3, кОм	C3, нФ	C6, нФ
1,8	4,7	100, керамический	5,6	3,3	–
2,5	4,7...6,8	47, керамический	3,9	5,6	–
3,3	6,8...10	22 × 2, керамический	5,6	8,2	–
5	10...15		7,5	10	–
12	15...22		10	3,3	–
1,8	4,7	100, SP-CAP	5,6		–
2,5	4,7...6,8	47, SP-CAP	4,7	5,6	–
3,3	6,8...10		6,8	10	–
5	10...15		10		–
2,5	4,7...6,8	560, Al, 30 мОм ESR		5,6	1,5
3,3	6,8...10			8,2	
5	10...15	470, Al, 30 мОм ESR	15	5,6	1
12	15...22	220, Al, 30 мОм ESR		4,7	0,39

Таблица 6. Спецификация элементов оценочной платы EV1593DN-00A

Количество	Обозначение	Описание	Корпус	Производитель
1	C1	Керамический конденсатор, 22 нФ, 50 В, X7R	0805	Любой
2	C2, C8	Керамический конденсатор, 10 мкФ, 50 В, Y5V	1210	Murata
1	C3	Керамический конденсатор, 8,2 нФ, 50 В, X7R	0603	Любой
0	C4, C7	Открыт		
2	C5, C9	Керамический конденсатор, 22 мкФ, 16 В, X5R	1210	Taiyo Yuden
1	C6	Керамический конденсатор, 0,1 мкФ, 50 В, X7R	0805	Любой
1	L1	Дроссель, 10 мГн, 4 А		Sumida
0	D1	Диод Шоттки, 40 В, 3 А	SMA	Diodes Inc.
1	U1	28 В, 3 В, DC/DC-преобразователь	SOIC8	MPS
1	R1	Резистор, 16,9 кОм, 1%	0603	Любой
1	R2	Резистор, 5,6 кОм, 5%	0603	Любой
1	R3	Резистор, 10 кОм, 1%	0603	Любой
0	R4	Открыт		
0	R5	Открыт		

1. Выбираем компенсационный резистор (R3), обеспечивающий требуемую частоту перехода. Величину сопротивления этого резистора вычисляем по формуле:

$$R3 = \frac{2\pi C_O f_C}{G_{EA} G_{CS}} \frac{V_{OUT}}{V_{FB}},$$

где V_{FB} – напряжение обратной связи (1,22 В), V_{OUT} – выходное напряжение, G_{EA} – коэффициент передачи дифференциального усилителя (800 мкА/В), G_{CS} – коэффициент передачи по току (5,9 А/В), C_O – ёмкость выходного конденсатора, f_C – требуемая частота перехода (обычно не более 38 кГц).

2. Выбираем компенсационный конденсатор (C3) для регулировки фазового сдвига. Для схем с типовыми индуктивностями (см. табл. 3) установка критической точки f_{Z1} ниже частоты перехода приводит к существенному фазовому сдвигу. Номинал C3 определяем в соответствии с условием:

$$C3 > \frac{4}{2\pi R3 f_C},$$

где $R3$ – сопротивление компенсационного резистора, f_C – требуемая частота перехода (обычно не более 38 кГц).

3. Определяем необходимость во втором компенсационном конденсаторе (C6). Он требуется, если нулевая точка частоты ESR (f_{ESR}) выходного конденсатора расположена на менее чем половинной частоте преобразователя (385 кГц):

$$\frac{1}{2\pi C_O R_{ESR}} < \frac{f_S}{2},$$

где C_O – ёмкость выходного конденсатора, R_{ESR} – его эквивалентное последовательное сопротивление, f_S – рабочая частота преобразователя (385 кГц).

Ёмкость конденсатора C6 влияет на установку частоты f_{p3} в районе нуля ESR. Значение ёмкости C6 вычисляем по формуле:

$$C6 = \frac{C_O R_{ESR}}{R3},$$

где C_O – ёмкость выходного конденсатора, R_{ESR} – эквивалентное последовательное сопротивление выходного конденсатора, $R3$ – сопротивление компенсационного резистора.

Пример практической реализации

В заключение кратко рассмотрим пример практической реализации источника питания на базе ИС MP1593. На рисунке 11 приводится фотография оценочной платы, являющейся практически законченным решением для различной портативной аппаратуры. Параметры рассматриваемого источника:

- выходной ток – 0...3 А;
- выходное напряжение – 3,3 В;
- напряжение питания – 4,75...28 В.

Принципиальная схема оценочной платы блока питания приведена на рисунке 12, а спецификации элементов – в таблице 6. В таблице 5 приведены рассчитанные номиналы элементов этой схемы для значений выходного напряжения, отличных от 3,3 В. Номиналы элементов компенсационной цепи R2 и C3 рассчитаны для указанного на схеме значения ёмкости выходного конденсатора.

Заключение

DC/DC-преобразователи компании MPS, помимо своей компактности и надёжности, выгодно отличаются от аналогов других производителей меньшей требовательностью к стабильности напряжения питания, а также невысокой ценой. Последнее обстоятельство делает их весьма привлекательными для применения в массовом производстве.

Заказать демонстрационную плату (EV1593DN-00A), а также получить любые консультации разработчики могут в компании ПРОСОФТ.

Немного о компании MPS

Многие традиционные производители аналоговых ИС испытывают сложности при попытках интегрировать силовые компоненты и управляющую логику в единый чип. В результате нетехнологичного изготовления подобных систем получаются либо недопустимо крупногабаритные решения, либо не удаётся избежать значительных потерь мощности в кристалле и, как следствие, перегрева микросхем. Однако MPS успешно разрешила эти проблемы. Это достигается благодаря интеграции в рамках стандартного CMOS-производства сигнальных BiCMOS-транзисторов с высокоэффективными силовыми DMOS-транзисторами (Dual-channel MOSFET) по технологии, являющейся ноу-хау компании. MPS – идеальный пример инновационной компании, производящей продукцию на заводах контрактных производителей и при этом владеющей собственными уникальными технологиями производства.

Новости российских дистрибьюторов

Специальное предложение компании ALTERA

Компания Altera предлагает приобрести средства разработки для самых современных решений по специальным, существенно более низким ценам!

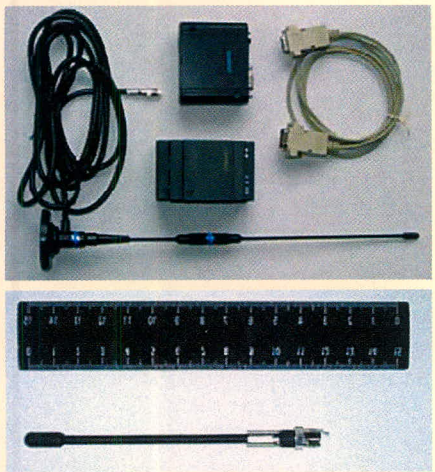
Если вам интересны

- MAX II Development Kit,
- NIOS II Evaluation Kit, Cyclone Edition,
- NIOS II Evaluation Kit, Cyclone II Edition,
- DSP Development Kit, Cyclone II Edition,
- PCI Development Kit, Cyclone II Edition,
- Лицензия NIOS II (IP-NIOS),

то спешите до 02.09.05 зарегистрироваться на сайте www.altera.com/lowcost и указать JSC Gamma в качестве предпочтительного дистрибьютора. В этом случае цены вас приятно порадуют. Лицензию NIOS II вы сможете приобрести в пять раз дешевле!

www.gamma.vyborg.ru

Передача данных по сетям GSM становится ещё более доступной



Компания ПРОСОФТ снизила цены на поставляемые ею промышленные GSM-модемы TC35i Terminal и MC35i Terminal фирмы Siemens. Ещё более доступным становится использование сотовых сетей стандарта GSM для передачи данных в системах удалённого контроля состояния различных объектов промышленности, транспорта, жилищно-коммунального хозяйства и др.

Каталог источников питания Nemic-Lambda на CD-ROM

Компания ПРОСОФТ выпустила каталог изделий энергетической электроники фирмы Nemic-Lambda 2005 г. на CD-ROM. Компакт-диск имеет удобную структуру, облегчающую подбор необходимого изделия из многообразной номенклатуры: преобразователи AC/DC, DC/DC-преобразователи, программируемые источники электропитания для применений в промышленности, помехоподавляющие фильтры.

http://www.prosoft.ru/news2005

Идеальный источник питания для телекоммуникационной аппаратуры

Представляем новую совместную разработку компаний ПРОСОФТ и ФАСТВЕЛ – линейку универсальных безвентиляторных источников питания формата 6U для телекоммуникационного оборудования и промышленной автоматики. Источники имеют мощность до 1500 Вт и КПД свыше 90%. Отсутствие механических движущихся частей и встроенные функции UPS делают их идеальными для построения систем повышенной надёжности.

Компания Fastwel анонсировала начало производства новой линейки источников электропитания

Новая линейка источников электропитания предназначена для телекоммуникационной аппаратуры и систем промышленной автоматики. Источники электропитания серии Fastwel-MPS-xx/xx с резонансным преобразованием, синхронным выпрямлением и функцией UPS предназначены для использования в высоконадёжных системах промышленной автоматики и телекоммуникационной аппаратуре. Их отличают высокие удельная мощность и эффективность, естественное охлаждение без применения вентилятора, низкий уровень электромагнитных помех и широкая номенклатура дополнительных опций, позволяющих удовлетворить требования потребителя. Выход ИВЭП электрически изолирован от корпуса (земли), что позволяет использовать его для получения напряжения любой полярности.

ИВЭП выпускаются в двух исполнениях: в стандартном корпусе 6U-12HP для установки в шкафы серии «Евромеханика» (суффикс C) и в бескорпусном исполнении для крепления на теплоотводящем шасси. Линейка включает в себя ИВЭП с выходными напряжениями от 10 до 72 В на токи от 20 до 60 А. Устройства обеспечивают КПД не менее 90%, коэффициент мощности до 0,99, относительный уровень пульсаций не более 0,1%. Имеются варианты со встроенным светодиодным дисплеем для индикации напряжения, тока и температуры, зарядным устройством и контроллером аккумуляторной батареи при использовании его в режиме бесперебойного питания.

Микросхема высокоэффективного понижающего преобразователя с непрерывным током нагрузки до 8 А

Компания Linear Technology начала выпуск микросхемы мощного высокоэффективного понижающего преобразователя LTC3418. Уникальное достоинство ИС – наличие встроенного мощного двухтактного каскада, обеспечивающего непрерывный ток нагрузки до 8 А. Сопротивление встроенных MOSFET в открытом состоянии – около 30 мОм, что обеспечивает типовой КПД преобразователя до 95%. ИС оптимизирована для работы с входным напряжением в диапазоне 2,25...5,5 В и обеспечивает регулируемое стабилизированное выходное напряжение 0,8...5,0 В в ШИМ-режиме с постоянной частотой повторения и ОС по току.

Микросхема имеет встроенный синхронный выпрямитель с малыми потерями, что позволяет отказаться от внешнего диода Шоттки. Количество необходимых внешних компонентов минимально, поэтому на основе LTC3418 можно разрабатывать компактные высокоэффективные источники электропитания. Встроенный ИОН 0,8 В обеспечивает точность не ниже 1%, а широкая полоса и схема компенсации OPTI-LOOPT усилителя сигнала ошибки позволяют получить высокую стабильность выходного напряжения и скорость реакции в широком диапазоне изменения входного напряжения, тока нагрузки и ёмкости выходного конденсатора.

Частота преобразования устанавливается внешним резистором в пределах 300...4000 кГц и может синхронизироваться от внешнего источника, что необходимо для устройств, чувствительных к шумам по цепям питания. ИС имеет встроенный монитор качества выходного напряжения, тепловую защиту и может работать в режиме с малым падением напряжения, обеспечивая длительность рабочего цикла до 100%. Собственный ток потребления микросхемы не превышает 380 мкА, что особенно важно при использовании её в аппаратуре с автономным питанием.

Области применения микросхемы – сверхминиатюрные источники электропитания ядер микропроцессоров, ЦСП, ПЛИС, микросхем памяти, формирование стандартных рядов напряжений 2,5; 2,7; 3,3 и 5 В, автомобильная электроника, системы распределённого питания, портативные компьютеры.

www.prochip.ru, тел. (095) 234-0636

Источники питания портативной аппаратуры, работающей от одного 1,5-вольтового элемента питания

Сергей Гаврилюк (Москва)

В статье рассмотрены варианты создания высокоэффективных компактных преобразователей постоянного напряжения для переносной аппаратуры, питаемой от одного элемента напряжением 1,5 В.

При построении преобразователя с питанием от одного батарейного элемента полезно представлять характеристику зависимости напряжения на клеммах элемента от времени его разряда. В зависимости от химической основы элемента питания – щелочного, никель-кадмиевого (NiCd) или никель-металлгидридного (NiMH) типа – напряжение на нём при значительном разряде может опускаться до 0,8...0,9 В. В идеале напряжение запуска и рабочее напряжение повышающего (boost) преобразователя должны соответствовать этому значению.

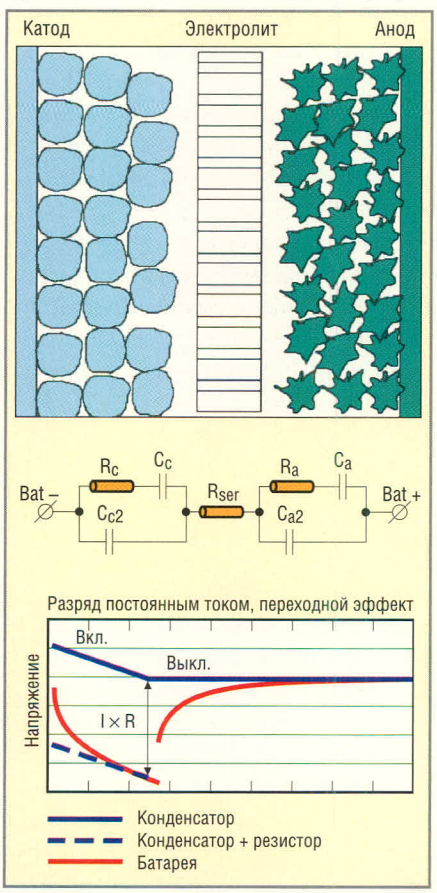


Рис. 1. Структура батареи и характеристика разряда

Понять важность различий между напряжением запуска и рабочим напряжением можно, обратившись к основам структуры батареи (см. рис. 1). На эквивалентной схеме замещения батареи можно выделить внутреннее последовательное сопротивление батареи R_{ser} и ёмкости катода C_c и анода C_a. В общем случае, когда батарея не подключена к нагрузке, напряжение на её выводах соответствует напряжению её внутренней ячейки, поскольку ток через внутреннее сопротивление батареи не протекает. При подключении нагрузки через ячейку начинает течь ток разряда, приводящий к появлению падения напряжения на внутреннем сопротивлении батареи, что вызывает снижение напряжения на зажимах батареи (красная линия на рис. 1). В установившемся режиме падение напряжения прямо пропорционально току нагрузки, умноженному на внутреннее сопротивление. Однако при переходных режимах в нагрузке, из-за наличия внутренней эквивалентной ёмкости между электродом, электролитом и сепаратором батареи, действительное напряжение на зажимах элемента меняется нелинейно и находится не в прямой зависимости от падения напряжения на внутреннем сопротивлении. Следствием наличия внутреннего сопротивления батареи является невозможность полного использования энергии.

С точки зрения пользователя его переносное устройство должно работать от сменного элемента питания максимально продолжительное время. Разработчик может это обеспечить только при полном использовании энергии, содержащейся в гальваническом элементе. Исследования характеристик разряда 1,5-вольтовых щелочных элементов, выполненные корпорацией Texas Instruments (TI), показали, что при уменьшении напряжения на зажимах батареи до 0,9 В и ниже почти вся её энергия, пригодная к использованию, оказывается исчерпана [1]. При этом после отключения нагрузки напряжение на зажимах повышается до 1,2 В (у NiMH-батарей – до 1,15 В) несмотря на то, что энергии в батарее практически уже нет (см. рис. 1). Эти данные позволяют сформулировать два базовых требования к повышающим преобразователям, питаемым от одного 1,5-вольтового элемента: напряжение запуска такого преобразователя не должно превышать 1,1 В, а рабочее напряжение должно быть не менее 0,9 В.

В настоящей статье будут рассмотрены две основные разновидности повышающих преобразователей, используемых в переносных устройствах: преобразователи с переносом заряда (на переключаемых конденсаторах) и индуктивные повышающие преобразователи.

Повышающие преобразователи на переключаемых конденсаторах

Использование преобразователей на переключаемых конденсаторах рекомендуется в тех случаях, когда необходимо идти на компромисс между эффективностью и размерами источника питания. Высокий КПД источника будет напрямую сказываться на повышении времени работы устройства с батарейным питанием. Преобразователи на переключаемых конденсаторах имеют КПД до 90% и обычно требуют для работы всего лишь нескольких внешних конденсаторов. В них не используются дроссели, диоды или полевые тран-

зисторы. Такие преобразователи выпускаются в маленьких корпусах типа SOT-23 и MSOP-8, что позволяет уменьшить размер создаваемого изделия.

Выходной ток преобразователей этого типа обычно не превышает 300 мА, а напряжение – 6 В. При необходимости получения больших выходных токов и напряжений или для достижения более высокого КПД следует использовать индуктивные переключающие преобразователи, которые в этом случае позволяют выиграть в стоимости и размерах источника.

Среди преобразователей на переключаемых конденсаторах хотелось бы выделить устройства компании TI семейства TPS603xx. Их интересной отличительной особенностью является наличие пары встроенных контуров перекачки заряда, работающих с фазовым сдвигом 180 градусов, позволяющих до минимума снизить пульсации выходного напряжения. Это помогает уменьшить стоимость схемы дополнительной фильтрации на выходе. Важно также отметить, что любой преобразователь на переключаемых конденсаторах имеет тенденцию генерировать на выходе меньшую величину высокочастотного шума, чем эквивалентный ему индуктивный преобразователь с таким же выходным током. Это может быть важно в малошумящих устройствах и схемах, чувствительных к высокочастотным излучениям.

В семейство TPS6030xx/x входят четыре преобразователя, разделяющиеся на два подсемейства: TPS6030x и TPS6031x (см. таблицу). Разница между ними заключается в наличии у приборов серии TPS6031x режима повышенной эффективности Snooze (см. рис. 2). В этом режиме происходит значительное уменьшение потребляемого устройством тока при работе на малую нагрузку. Типовой рабочий ток преобразователя при переходе в режим Snooze составляет 2 мкА, при этом выходное напряжение поддерживается на уровне 3,3 В ± ± 10% или 3 В ± 10%. Этот ток ниже тока саморазряда большинства элементов питания. Ток нагрузки в режиме Snooze ограничивается величиной 2 мА. Если происходит увеличение тока выше 2 мА, выходное напряжение понижается, и устройство автоматически переходит в нормальный режим работы, обеспечивая поддержание номинального выходного напряжения при более высоких токах нагрузки. В этом случае потребляемый прибором ток возрастает до 50 мкА, но при этом точность регулирования увеличивается до 4%. Микросхема переводится в режим Snooze подачей на соответствующий вход управления лог. «0».

Преобразователи серии TPS6031x выпускаются в микроминиатюрном 10-выводном корпусе MSOP, размеры которого составляют всего 3,05 ± 4,98 мм. Учитывая, что для нормальной работы этих микросхем дополнительно нужно только пять небольших керамических конденсаторов ёмкостью 1 мкФ, можно утверждать, что эти приборы идеально подходят для построения микромощных малогабаритных повышающих преобразователей. Они могут обеспечить в нагрузке ток до 20 мА и напряжение 3 или 3,3 В при входном напряжении от 0,9 до 1,8 В. Обладая КПД порядка 90% в широком диапазоне выходных токов, преобразователи TPS6031x специально оптимизированы для работы от гальванических элементов с напряжением 1,2 В. Режим Snooze повышает КПД при малых нагрузках, а на дополнительном выходе OUT1 обеспечивается получение удвоенного входного напряжения и ток до 40 мА, если на OUT2 нет нагрузки. Максимальный ток на выходе OUT2 – 20 мА, а совокупный ток на обоих выходах не должен превышать 40 мА. Дополнительный вывод PG (Power Good), представляющий собой выход с открытым стоком, позволяет отслеживать состояние выхода OUT2, оказываясь в состоянии высокого уровня при достижении на выходе OUT2 98% заданного выходного напряжения. Номинальная внутренняя частота переключения прибора составляет 700 кГц. Все микросхемы семейства TPS603xx ориентированы на работу в индустриальном температурном диапазоне – от –40 до 85°C.

Для облегчения изучения возможностей приборов семейства TPS6030x и ускорения разработки источников питания на их основе компания TI выпускает специальную отладочную плату TPS6030xEVM.

Индуктивные повышающие преобразователи

Индуктивные повышающие (boost) преобразователи являются самым

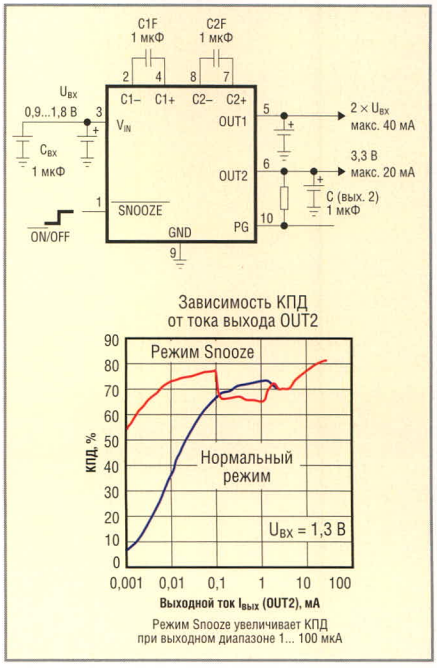


Рис. 2. Типовая схема включения преобразователя TPS60310 и его КПД в режиме Snooze

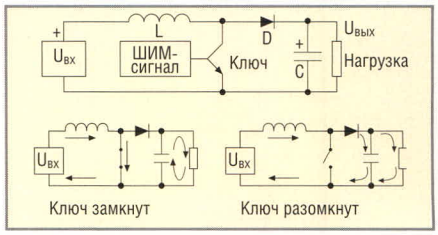


Рис. 3. Принцип работы индуктивного повышающего преобразователя

распространённым типом повышающих преобразователей постоянного тока (DC/DC). Функциональная схема работы такого преобразователя показана на рисунке 3. При замыкании ключа входное напряжение $U_{вх}$ прикладывается к катушке L, что приводит к плавному нарастанию тока через неё и накоплению в ней энергии. Затем, через промежуток времени, определяемый параметрами ШИМ-сигнала, управляющего ключом, он размыкается. После размыкания ключа уменьшение тока через катушку приводит к появлению положительного напряжения на ней, которое, суммируясь с $U_{вх}$, открывает диод D и подзаряжает конденсатор C. Варьируя скважность ШИМ-сигнала, можно изменять величину накапливаемой в катушке энергии и, следовательно, величину выходного напряжения преобразователя. Важно отметить, что выходной ток такого преобразователя и ток, протекающий через ключ, не одинаковы, и максимальный ток в нагрузке будет всегда меньше вели-

чины тока через переключающий транзистор. В качестве ключа в настоящее время обычно используется полевой МДП-транзистор, в маломощных преобразователях интегрированный непосредственно в кристалл.

Номенклатура индуктивных повышающих преобразователей у многих производителей представлена десятками типов микросхем, различия между которыми заключаются в следующих ключевых параметрах (см. таблицу).

Диапазон входного напряжения

Как было отмечено выше, для полноценного использования энергии гальванического элемента нижняя граница диапазона входного напряжения повышающего преобразователя должна иметь величину не более 0,9 В. Наилучшие показатели демонстрируют изделия компании MAXIM, способные работать при напряжении от 0,7 В. Кроме того, многие из преобразователей этой фирмы также имеют наименьшее среди продукции конкурентов напряжение запуска, не превышающее 0,9 В.

Сравнительные характеристики повышающих преобразователей

Тип	Производитель*	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	КПД, %	Частота переключения, кГц	Потребляемый ток, мкА	Ток режима Shutdown, мкА	Корпус	Цена, долл.**
Преобразователи с переносом заряда										
TPS6030x .	TI	0,9…1,8	3 или 3,3	20	90	400…900	35	1	MSOP-10	0,95
TPS6031x								2		1,05
Индуктивные преобразователи										
TPS61010	TI	0,8…3,3	(1,5…3,3) ± 3%	200	92	840	50	1	10VSSOP	1,04
TPS61011		0,8…1,5	1,5 ± 3%							
TPS61012		0,8…1,8	1,8 ± 3%							
TPS61013		0,8…2,5	2,5 ± 3%							
TPS61014		0,8…2,8	2,8 ± 3%							
TPS61015		0,8…3	3 ± 3%							
TPS61016		0,8…3,3	(1,5…3,3) ± 3%							
TPS61100 (с LDO)			(1,5…5,5) ± 3%		95	800	65	0,5	24QFN, 20TSSOP	1,75
TPS61103/6/7 (с LDO)			3,3 ± 3%							
TPS61001		0,8…1,5	1,5 ± 3%	250	85	840	50	1	10VSSOP	0,89
TPS61002		0,8…1,8	1,8 ± 3%							
TPS61003		0,8…2,5	2,5 ± 3%							
TPS61004		0,8…2,8	2,8 ± 3%							
TPS61005		0,8…3	3 ± 3%							
TPS61000		0,8…3,3	(1,5…3,3) ± 5%							
TPS61006			3,3 ± 3%							
TPS61007			(1,5…3,3) ± 5%							
TPS61020		0,9…5,5	1,8…5,5	200	96	720	25	0,1	10QFN	1,4
TPS61024/5/7										
TPS61070				150	90	1440 (PWM/PFM)	19		6SOT-23	0,95
TPS61071						1440 (только PWM)				
LM2623 (драйвер LED)	N	0,8…14	(1,24…14) ± 5%	1000		300…2000	80	2,5	LLP-14, Mini-SO-8	0,87
LM2623A (драйвер LED)				2000						1,09
MAX1678	M	0,7…5,5	2…5,5	45		–	61	2	8µMAX	1
MAX1674/5				300	94	–	16	0,1	8µMAX, 10µMAX	
MAX756			3,3; 5		87	500	60	20	8DIP, 8SO	
MAX757			2,7…5,5							
MAX1700				800	96	До 400 (PWM/PFM)	70	3	16QSOP	2
MAX1701							110			
MAX1760			2,5…5,5		94	1000	185	0,1	10µMAX, 10TDFN	
MAX1763				1500			200	1	16TSSOP-EP	
MAX1709		0,7…5		4000	87	600	440		16SO.150	3

**Производитель: TI – Texas Instruments; N – National Semiconductor; M – MAXIM Corporation.*

***При объёмах закупок от 1000 шт.*

Возможность регулировки выходного напряжения

Все производители предлагают преобразователи как с фиксированной величиной выходного напряжения (1,5; 1,8; 2,5; 2,8; 3; 3,3; 5 В), так и с программируемым выходным напряжением, задаваемым, как правило, внешним резистивным делителем. При этом, к примеру, TI выпускает микросхемы преимущественно либо с фиксированным (TPS61011/2/3/4/5, TPS61001/2/3/4/5), либо с программируемым выходным напряжением (TPS61010, TPS61000), а схемотехника многих изделий от MAXIM позволяет путём подключения внешних резисторов изменять предустановленное фиксированное значение напряжения на выходе.

Выходной ток

Подавляющее большинство представленных на рынке повышающих преобразователей с малым входным напряжением имеют встроенный MOSFET, вследствие чего их стоимость коррелирует с величиной максимального выходного тока. Наиболее мощные, но при этом и самые дорогие преобразователи производит компания MAXIM. К примеру, микросхема MAX1709 способна отдавать ток в нагрузку до 4 А. Для упрощения схемы фильтрации шумов на выходе логика ШИМ-управления в ней работает на фиксированной частоте 600 кГц. Однако имеется возможность подачи внешней синхронизирующей частоты в диапазоне 350...1000 кГц.

Дополнительные функциональные возможности

К стандартным функциям современных преобразователей можно отнести возможность мягкого старта, наличие режима отключения (shutdown), защиту от перегрева и пр. В некоторых преобразователях для получения дополнительной стабилизации напряжения есть встроенные линейные регуляторы, как, например, 120-мА программируемый LDO-регулятор в TPS61100/3/6/7. Многие преобразователи TI имеют выход Power Good, информирующий системный контроллер о наличии на выходе питающего узла номинального напряжения. Важной функцией можно считать наличие в преобразователе схемы отключения нагрузки при переходе его в режим shutdown.

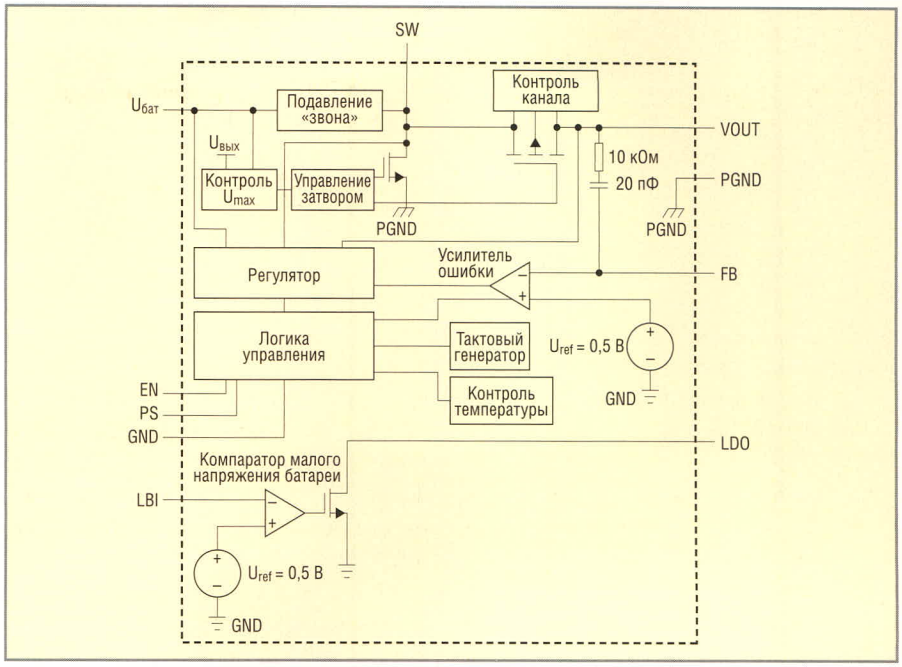


Рис. 4. Структура преобразователей семейства TPS6102x

Всесторонне оценить возможности индуктивных повышающих преобразователей, способных работать от одного гальванического элемента, можно, рассмотрев особенности хорошо сбалансированного по характеристикам семейства TPS61020/4/5/7, выпускаемого Texas Instruments. Эти устройства позволяют достигнуть КПД 96% при входном напряжении 0,9 В, выходном токе 200 мА и собственном потребляемом токе 25 мкА. Такие показателя являются лучшими в индустрии. Среди основных возможностей семейства нужно выделить следующие:

- выходное напряжение остаётся регулируемым, когда входное напряжение превышает номинальное выходное напряжение;
- чрезвычайно малый потребляемый ток в режиме shutdown – на уровне 0,1 мкА;
- возможность получения фиксированного или регулируемого (резистивным делителем) выходного напряжения;
- широкий диапазон входного напряжения 0,9...6,5 В, дающий возможность питать контроллер от одного, двух или трёх щелочных, NiCd или NiMH гальванических элементов, либо от одного Li-Ion- или Li-Polymer-элемента;
- режим энергосбережения, активизируемый при низкой выходной мощности, что дополнительно повышает КПД;
- встроенный компаратор для отслеживания понижения напряжения питающей батареи ниже заданного уровня;
- схема преобразователя с низкими электромагнитными излучениями, что обеспечивается наличием цепи подавления «звона» дросселя;
- полное отключение нагрузки при переходе в режим shutdown;
- защита от перегрева, мягкий старт;
- маленький корпус QFN-10 PowerPAD™ размерами 3 × 3 мм, индустриальный температурный диапазон.

В основе структуры преобразователей TPS6102x лежит ШИМ-контроллер с фиксированной максимальной частотой переключения 720 кГц и синхронный выпрямитель на выходе устройства (см. рис. 4). Ток через силовой NMOS-ключ ограничивается на уровне 1,5 А.

Типовая схема включения микросхем TPS6102x показана на рисунке 5. Для нормальной работы им нужно несколько внешних конденсаторов и пара делителей на резисторах, одним из которых разработчик задаёт минимально допустимое рабочее напряжение батареи (по входу LBI, если есть необходимость в его отслеживании), а другим устанавливает необходимое выходное напряжение (вход FB).

Примером комплексного однокристального решения источника питания с несколькими выходами является микросхема MAX1800 корпорации

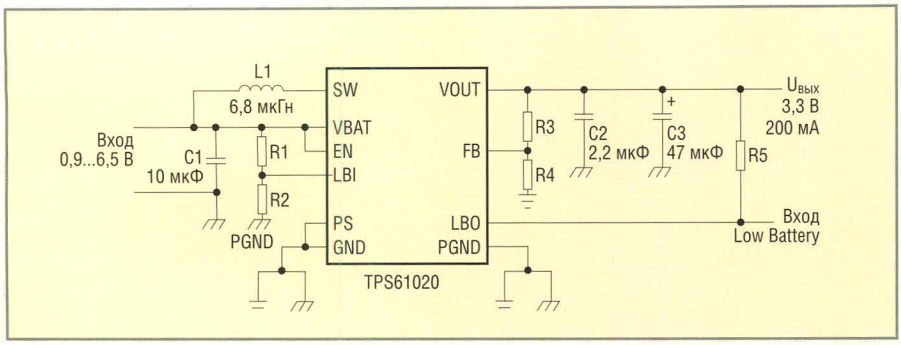


Рис. 5. Типовая схема включения TPS61020

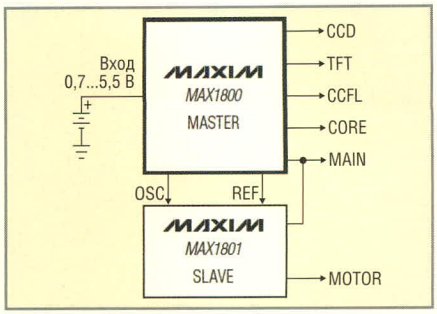


Рис. 6. Многоканальный преобразователь MAX1800

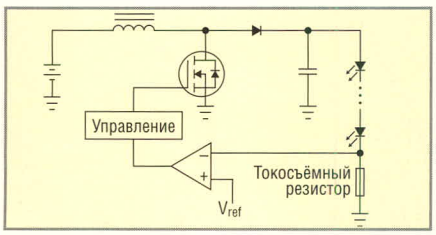


Рис. 7. Источник постоянного тока для питания светодиодов

MAXIM. Она предназначена для использования в цифровых фотоаппаратах и видеокамерах. В микросхему встроен базовый повышающий преобразователь, три вспомогательных повышающих контроллера и неподключённый блок усиления для управления внешним P-канальным MOSFET для линейного регулятора (см. рис. 6).

При питании от источника 0,7...5,5 В прибор обеспечивает поддержание на основном выходе регулируемого напряжения 2,7...5,5 В при токе до 1,5 А. Благодаря использованию в MAX1800 интегрированного синхронного выпрямителя, компании MAXIM удалось достигнуть в этом изделии КПД до 95%. Дополнительные повышающие контроллеры, имеющиеся в MAX1800, могут быть использованы для питания ПЗС-матрицы, ЖКИ и модуля подсветки. Помимо этого, преобразователь MAX1800 имеет возможность управлять внешними вспомогательными контроллерами, например, ведомым конвертором MAX1801, который может использоваться для питания двигателя камеры (см. рис. 6). Микросхема MAX1800 выпускается в миниатюрном корпусе 32-TQFP размерами 5 × 5 мм. Оперативно оценить возможности изделия позволит отладочный модуль MAX1800EVKIT.

В последнее время актуальной проблемой стало создание источников питания для светодиодов белого свечения, широко используемых в качестве подсветки в дисплеях, а также в роли самостоятельных источников света [2]. Это связано со значительной величиной падения напряжения на таких светодиодах, достигающей 4 В. С другой стороны, поскольку любой светодиод в общем смысле является токовым прибором, с точки зрения энергоэффективности выгодно обеспечивать прямое управление током, протекающим через него. Это позволяет исключить потери, возникающие на балластном резисторе при традиционном включении светодиода, реализовать ШИМ-управление яркостью, обеспечить защиту от перенапряжения на диоде и пр. Принцип такого управления показан на рисунке 7.

В настоящее время ведущие производители полупроводников предлагают различные типы повышающих преобразователей, ориентированных на работу со светодиодами. Хорошей иллюстрацией может служить продукция компании National Semiconductor. В её ассортименте представлено больше десятка драйверов светодиодов, но применительно к теме данной статьи интерес представляют два типа преобразователей: LM2623, обеспечивающий ток в нагрузке до 1 А, и его более мощная модификация LM2623A с максимальным выходным током 2 А. Оба этих преобразователя могут работать от источника 0,8...14 В.

Микросхема LM2623 представляет собой высокоэффективный повышающий преобразователь, позволяющий разработчику изменять в широких пределах выходное напряжение (1,24...14 В), рабочую частоту (300...2000 кГц) и коэффициент заполнения (от 17 до 90%). Она производится в миниатюрном корпусе Mini-SO-8 и имеет высоту 1,09 мм. В устройство встроены MOSFET с сопротивлением канала 0,17 Ом, система ограничения максимального тока и защита от перегрева. Напряжение запуска не превышает 1,1 В.

Области применения описанных преобразователей охватывают весьма широкий спектр портативных устройств с батарейным питанием:

- портативные измерительные приборы;
- электронные игрушки;
- устройства домашней автоматизации;
- медицинские приборы (например, слуховые аппараты);
- пейджеры;
- драйверы «белых» светодиодов и модулей подсветки ЖКИ;
- программаторы флэш-памяти;
- аудиоплееры на основе флэш-карт памяти;
- портативные считыватели смарт-карт.

Подводя итог краткого обзора ассортимента современных повышающих преобразователей, можно придти к выводу о всё большей ориентированности изделий на узкие сферы применения. В условиях огромной конкуренции производители полупроводников стараются предложить специальное решение для каждой разновидности электронных устройств, что, с одной стороны, приводит к улучшению потребительских свойств создаваемой электронной аппаратуры, а с другой – осложняет разработчику задачу выбора оптимальной элементной базы.

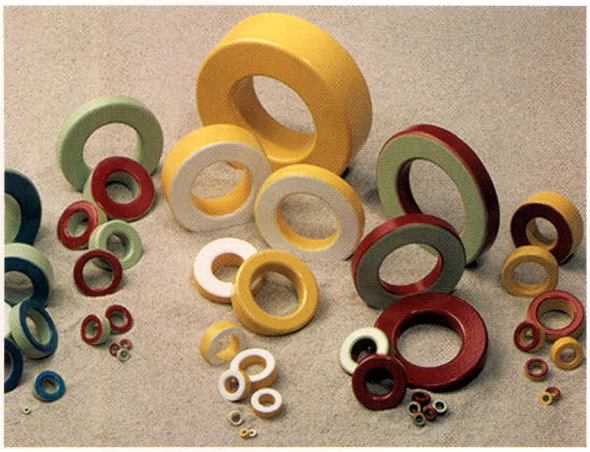
Литература

1. *Loo S.K., Keller K.* Application Report «Single-cell Battery Discharge Characteristics Using the TPS61070 Boost Converter». SLVA194-AUGUST 2004. TI.
2. *Jensen C.* Inductive Based Switching Regulator Circuits Provide High Efficiency White LED Drives AN-1250. September 2002. National Semiconductor.

Магнитодиэлектрики MICROMETALS

Снижение габаритов и потерь энергии

MICROMETALS
IRON POWDER CORES



Высокоэффективные магнитодиэлектрические сердечники Micrometals для силовой электроники и ВЧ-техники

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

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

СРЕДСТВА РАЗРАБОТКИ

состоят из 4 модулей для расчёта индуктивностей:

- Фильтров постоянного тока, включая дифференциальные фильтры
- Индукторов с фиксированной зависимостью изменения индуктивности от величины тока намагничивания
- Катушек с управляемой индуктивностью 10 : 1 или 20 : 1 с использованием композиционных сердечников из феррита и магнитодиэлектрика
- Катушек индуктивности для АККМ, повышающих и понижающих DC/DC - преобразователей



The United States of America

CERTIFICATE OF REGISTRATION
PRINCIPAL REGISTER

The Mark shown in this certificate has been registered in the United States Patent and Trademark Office to the named registrant.

The records of the United States Patent and Trademark Office show that an application for registration of the Mark shown in this Certificate was filed in the Office; that the application was examined and determined to be in compliance with the requirements of the law and with the regulations prescribed by the Director of the United States Patent and Trademark Office; and that the Applicant is entitled to registration of the Mark under the Trademark Act of 1946, as Amended.

A copy of the Mark and pertinent data from the application are part of this certificate.

This registration shall remain in force for TEN (10) years, unless terminated earlier as provided by law, and subject to compliance with the provisions of Section 8 of the Trademark Act of 1946, as Amended.

Director of the United States Patent and Trademark Office

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

ProSoft®
ПРОСОФТ — АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА
Телефон: (095) 234-0636 • E-mail: info@prochip.ru • Web: www.prochip.ru

Литий-ионные источники тока для портативной электронной аппаратуры

Алевтина Таганова (Санкт-Петербург)

В статье описана конструкция литий-ионных и литий-полимерных химических источников тока (аккумуляторов), приведены их основные характеристики – типоразмеры, ёмкость, режимы заряда и разряда, рекомендации по эксплуатации.

Литий-ионные аккумуляторы (ЛИА) появились на мировом рынке источников тока в конце 1990-х годов. Этому предшествовали длительные разработки перезаряжаемого источника тока высокого рабочего напряжения с литиевым отрицательным электродом, который сохранял бы свои свойства и начальную ёмкость столь же долго, как и широко используемые никель-кадмиевые и никель-металлгидридные аккумуляторы. Успех был достигнут только тогда, когда в качестве анода стали использовать матрицу из углеродных материалов.

Название «литий-ионные» аккумуляторы получили из-за того, что металлический литий в системе отсутствует, а электрический ток во внешней цепи обеспечивается переносом ионов лития от анода к катоду (на основе различных соединений, чаще всего $LiCoO_2$, $LiNiO_2$, $LiMn_2O_4$). При заряде направление переноса ионов – обратное.

Основная проблема при выборе электродных материалов и органического электролита – обеспечение высокой стабильности структур и свойств электродов для сохранения ёмкости аккумулятора в процессе циклирования. Приходится учитывать и дополнительную проблему, связанную с возможностью воспламенения высокоагрессивного электролита при его разогреве .

Большое разнообразие применяемых в настоящее время электродных материалов и электролитов, стремление компаний как можно скорее использовать результаты исследований для того, чтобы опередить конкурентов, приводит к выпуску продукции, которая может сильно различаться электрическими и эксплуатационными характеристиками.

Работы энергично ведутся в двух направлениях: модернизация малогабаритных ЛИА с целью увеличения их ёмкости и совершенствование аккумуляторов ёмкостью в сотни ампер-часов, которые первоначально считались небезопасными в эксплуатации.

Таблица 1. Основные характеристики малогабаритных герметичных аккумуляторов различных электрохимических систем

Характеристики	Никель-кадмиевые	Никель-металлгидридные	Литий-ионные
Номинальное напряжение, В	1,2		3,6
Типичная ёмкость, Ач	0,03...10,0	0,05...17,0	0,42...8,0
Удельная энергия: весовая, Втч/кг объёмная, Втч/дм^3	 30...60 100...170	 40...80 150...240	 100...180 250...400
Максимальный постоянный ток разряда	5 (10) *C*	3*C*	2*C*
Режим заряда	Стандартный: 0,1*C* × 16 ч Ускоренный: 0,3*C* × 3...4 ч Быстрый: 1*C* × ~1 ч		Заряд током 0,1...1*C* до 4,1...4,2 В, далее при постоянном напряжении
Коэффициент отдачи по ёмкости ($C_{разряд}/C_{заряд}$)	0,6...0,9		0,9...1,0
Диапазон рабочих температур, °С	–20...60	–10...40	–20 (–40)...60
Саморазряд (в %): за месяц за год	15...30	25...30	 4...5 10...20

**1 C означает ток, численно равный номинальной ёмкости.*

В настоящей статье мы рассматриваем лишь аккумуляторы ёмкостью до нескольких ампер-часов, которые используются в портативной электронной аппаратуре: сотовых телефонах, ноутбуках, оргтехнике, цифровых фотоаппаратах, видеокамерах, медицинском оборудовании, измерительных приборах и других устройствах, в том числе и в военной технике.

Достигнутые характеристики

Современные ЛИА среди герметичных аккумуляторов имеют самые высокие удельные энергетические характеристики. За последние 5...7 лет в этой области был достигнут замечательный прогресс. Так, например, ёмкость наиболее популярных цилиндрических малогабаритных рулонных ЛИА (типоразмера 18650) за это время увеличилась с 1,3 до 2,4 Ач. В ближайшие два года прогнозируется повышение их ёмкости до 3 Ач. За это же время их ресурс вырос в несколько раз – до снижения ёмкости на 20% они обеспечивают 500...1000 циклов, как у щелочные никель-кадмиевые и никель-металлгидридные аккумуляторы. Основные характеристики малогабаритных аккумуляторов иллюстрирует таблица 1.

Литий-ионные аккумуляторы изготавливаются в цилиндрическом и призматическом вариантах (см. рис. 1).

В цилиндрических аккумуляторах скрученный в виде рулона пакет электродов и сепаратора помещён в стальной или алюминиевый корпус; призматические аккумуляторы изготавливаются складыванием прямоугольных пластин друг на друга. Последние обеспечивают более плотную упаковку в батарее, но в них труднее поддерживать сжимающие усилия на электроды, и поэтому изменение характеристик с циклами у них больше, чем у цилиндрических аккумуляторов.

В некоторых призматических аккумуляторах используется рулонная

сборка пакета электродов, который скручивается в эллиптическую спираль. Это позволяет объединить достоинства двух описанных выше вариантов конструкций.

Для обеспечения безопасности эксплуатации в ЛИА используется трёхслойный сепаратор, средний слой которого, состоящий из полиэтилена, при температуре 135°С расплавляется, и ионный обмен между электродами прекращается. Под крышкой находится также устройство, реагирующее на положительный температурный коэффициент повышением сопротивления, и прерыватель электрической цепи, срабатывающий при увеличении давления газов внутри аккумулятора выше допустимого предела. На крышке аккумулятора имеется аварийный клапан, который срабатывает при давлении ещё более высоком, чем во внутреннем устройстве прерывания тока.

Для увеличения безопасности эксплуатации батарей литий-ионных аккумуляторов обязательно используется также и внешняя электронная защита, цель которой – предотвратить возможность перезаряда и переразряда каждого аккумулятора, короткого замыкания и чрезмерного разогрева.

Основные производители литий-ионных источников тока

Первыми литий-ионными аккумуляторами, появившимися в 1990 г. на мировом рынке, были малогабаритные аккумуляторы японских компаний. С конца 1997 г. начался их широкомасштабный выпуск. Третью часть из них производила компания Sony. И сейчас основное их производство также сосредоточено в компаниях Sony (в 2003 г. 33% цилиндрических и 8% призматических аккумуляторов от общемирового производства), Sanyo (до 30% производства обеих конструкций), MBI, Samsung.

В последнее время серьёзную конкуренцию оказывают китайские и корейские компании. На российском рынке стала популярна продукция компаний GP Batteries International (Гонконг) и LG Chem (Корея).

В Европе наиболее мощное производство ЛИА развёрнуто с начала 1990-х годов компанией SAFT.

На американском континенте одной из первых производство ЛИА начала канадская компания Moli Energy. Наиболее крупные производители в США – компании Eagle-Picher, Eveready Battery, Energizer Power Systems, Rayovac, Yardnay.

Номенклатура малогабаритных аккумуляторов цилиндрической и плоской призматической конструкции обширна и у некоторых компаний насчитывает более десятка типоразмеров.

В России исследования в области ЛИА ведутся в нескольких институтах, изготовлены экспериментальные макеты аккумуляторов ёмкостью от 0,5 до 50 Ач, есть определённые успехи в разработке электродных материалов и технологий их изготовления. Массовое производство аккумуляторов пока не развернуто, но работы в этом направлении уже ведутся.

В таблицах 2 и 3 представлены ЛИА ведущих производителей, используемые в портативных устройствах. В типоразмере цилиндрических аккумуляторов (табл. 2) две первые цифры дают информацию о диаметре (в миллиметрах; только целая часть), последние три – о высоте (в десятых миллиметра). Размеры призматических аккумуляторов разных производителей различны – истинные размеры даны в таблице 3.



Рис. 1. Литий-ионные аккумуляторы различных конструкций: цилиндрический типоразмера 18650 ёмкостью 1,7 Ач, призматический для сотового телефона ёмкостью 0,7 Ач и призматический с рулонной сборкой пластин ёмкостью 6,8 Ач

Таблица 2. Цилиндрические литий-ионные аккумуляторы

Типоразмер	Ёмкость аккумуляторов, мАч				Масса, г
	Sony	Sanyo	Panasonic	GP	
14430	570	–	–	–	16
14500	680	650	–	–	19
14650	780	940	–	–	26
17500	–	–	830	–	25
17670	1450...1550	–	1250	1280	35
18500	1180	1100...1300	–	1230...1330	32
18650	1500...1950	1700...1800	1500...2150	1730...2200	43
26650*	2800	–	–	–	83

**Анод – угольный; в остальных аккумуляторах анод графитовый.*

Таблица 3. Призматические литий-ионные аккумуляторы

Размеры, мм	Ёмкость аккумуляторов, мАч			Масса, г
	Sony	Sanyo	Panasonic	
3,8 × 34 ×50	–	500	–	13,5
4,6 × 30 × 48	–	550	–	22
5,5 × 30 × 48	–	650	750	17
6,1 × 19,5 × 50	–	420	–	12
6,1 × 22,5 × 48	–	480	–	18
6,4 × 30 × 48	700...800	–	630	23
6,4 × 29,3 × 67	–	1000...1200	–	32
6,5 × 33,8 ×50	–	800...900	875...1035	29
6,5 × 34,5 × 67	–	1000	–	32
9,3 × 34 × 47	–	1300	–	42
10,5 × 22,5 × 48	–	800	–	24
10,5 × 34 × 50	–	1550	1400...1500	40
10,8 × 34 × 63	–	2000	–	60

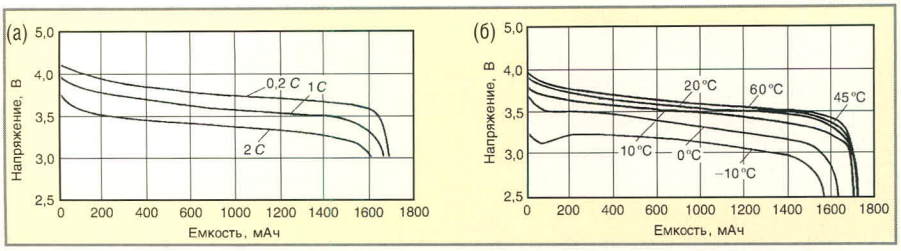


Рис. 2. Разрядные характеристики литий-ионного аккумулятора Panasonic типа CGR18650H
(а) при разных токах разряда и (б) различной температуре

Наибольшую ёмкость среди малогабаритных ЛИА имеют аккумуляторы компании SAFT (см. табл. 4): призматические серии MP и цилиндрические серии VL. Они работоспособны в более широком температурном диапазоне, чем описанные выше: от –40 до 60°C при разряде и от –20 до 50°C на заряде. Аккумуляторы в течение десяти лет использовались в военной технике; в настоящее время область их применения значительно расширяется.

Электрические характеристики литий-ионных аккумуляторов

Типичный вид разрядных характеристик ЛИА показан на рисунке 2. Ток разряда 0,2*C* – номинальный. С увеличением тока разрядная ёмкость аккумуляторов уменьшается незначительно, но снижается рабочее напряжение. Такой же эффект имеет место и при температуре ниже 10°C. Кроме того, при низких температурах наблюдается снижение начального напряжения.

Разрядные ёмкость и напряжение цилиндрических аккумуляторов при увеличении тока и уменьшении температуры меняются меньше, чем у призматических. При токе 2*C* ёмкость первых снижается на 10...20%, вторых – в 2 раза; напряжение снижается на 250 мВ. При токе разряда 0,2*C* и температуре 0°C ёмкость ЛИА снижается обычно на 10...20%. Аккумуляторы Panasonic обеспечивают ёмкость не менее $0{,}5C_н$ при температуре –10°C, аккумуляторы GP – при –20°C. Последние отдают до $0{,}3C_н$ и при –30°C.

Понижение ёмкости аккумуляторов с угольным анодом при увеличении тока разряда до 2*C* выражено на 20% сильнее, чем у аккумуляторов с графитовым анодом, но отрицательная температура приводит к обратному эффекту.

Все аккумуляторы разогреваются в конце разряда токами 0,15*C*; 0,5*C* и 1*C* до температуры не более чем 34...38, 40...41 и 44...48°C соответственно. При заряде разогрев не наблюдается.

Заряд аккумуляторов производится в две стадии: сначала током в диапазоне 0,1...1,0*C* до напряжения 4,1...4,2 В, затем при постоянном напряжении. Заряд при начальном токе 0,2*C* продолжается 7...8 ч, при токе в 0,6...1*C* – 2...2,5 ч в зависимости от предельного напряжения заряда и величины снижения тока (до 0,015...0,02*C* или больше).

Обычно рекомендуемая температура заряда – от 0 до 50°C. При низкой температуре время заряда на первой ступени уменьшается, на второй – значительно увеличивается. Ёмкость, которая затем может быть снята при разряде, мало отличается от номинальной.

ЛИА имеют низкую устойчивость к перезаряду. Это связано с тем, что на поверхности углеродной матрицы анода может осаждаться мшистый осадок металлического лития с высокой реакционной способностью к электролиту, и возникает опасность теплового разгона, повышения давления и разгерметизации. Поэтому заряд ЛИА можно вести только до напряжения, рекомендуемого производителем. При повышении предельного зарядного напряжения ресурс аккумуляторов уменьшается. Обычно ресурс до момента снижения ёмкости на 20% составляет 500...1000 циклов. Но увеличение напряжения, например, у аккумуляторов Panasonic с 4,2 до 4,3 В приводит к тому, что ёмкость снижается в 2,5 раза быстрее.

Увеличение потребляемой мощности традиционных электронных устройств и существенное расширение областей использования ЛИА привело и к проектированию источников тока большой ёмкости. Особенности создания батарей большой ёмкости из малоёмких аккумуляторов при их последовательно-параллельном соединении подробно описаны в работах [1, 2].

Здесь же представлены результаты сравнительных испытаний аккумуляторов типа MP 176065 SAFT ёмкостью 6,8 Ач и трёх цилиндрических аккумуляторов типоразмера 18650 компании Moli (Канада), обеспечивающих при параллельном соединении ёмкость около 6 Ач. Было показано, что аккумуляторы SAFT имеют целый ряд достоинств, которые окупают их более высокую стоимость:

- лучшие характеристики при –20°C и токе разряда до 6 А;
- при –40°C и токе 3 А ёмкость уменьшается не более чем на 10%;
- значительно меньшая скорость снижения ёмкости с наработкой;
- стабильное внутреннее сопротивление в течение всего срока службы.

К тому же надёжность источника тока из одного аккумулятора выше надёжности источника тока из трёх параллельно соединённых.

Литий-полимерные аккумуляторы

Литий-полимерные аккумуляторы (ЛПА) по механизму генерации электрического тока сходны с ЛИА. В основе идеи ЛПА лежит обнаруженное явление перехода некоторых полимеров в полупроводниковое состояние в результате внедрения в них ионов электролита. Проводимость полимеров при этом возрастает более чем на порядок. Электролит в них может быть гель-полимерным, сухим полимерным или неводным раствором, адсорбированным на микропористой полимерной матрице. В каче-

Таблица 4. Литий-ионные аккумуляторы компании SAFT

Характеристики	Тип аккумулятора					
	MP 144350	MP 174865	MP 176065	VL 34480	VL 34570	VL 8P
Ёмкость, Ач	2,5	5,3	6,8	3,6	4,6	8,0
Размеры, мм	14 × 42,6 × 50	18 × 47,8 × 65	18 × 59,8 × 65	∅33,6, h = 49,0	∅33,6, h = 58,0	∅47,0, h = 104,0
Масса, г	66	120	150	103	126	380

Полупроводники
НА ОСНОВЕ КАРБИДА КРЕМНИЯ
Практическое применение

CREE POWER

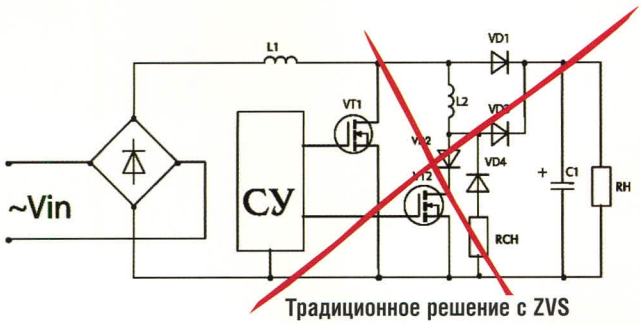


Активный КММ мощностью 1,5 кВт
на диоде Шоттки CSD 20060D

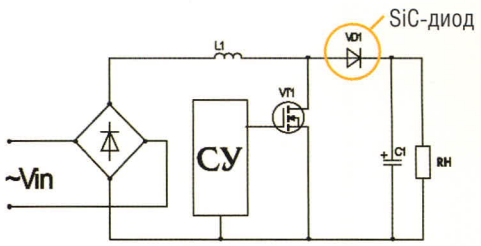
ПРИМЕНЕНИЕ SiC-ДИОДОВ ШОТТКИ ПОЗВОЛЯЕТ

- Снизить потери в диоде и ключевом транзисторе в 2 раза
- Уменьшить количество силовых электронных компонентов в 3 раза
- Увеличить надёжность
- Повысить частоту преобразования, снизить массу и габариты
- Получить выигрыш в стоимости и эффективности одновременно

Подробную информацию об этой разработке Вы найдете на сайте официального дистрибьютора компании CREE — www.prochip.ru



Традиционное решение с ZVS
на базе контроллера UC 3855 (Unitrode)



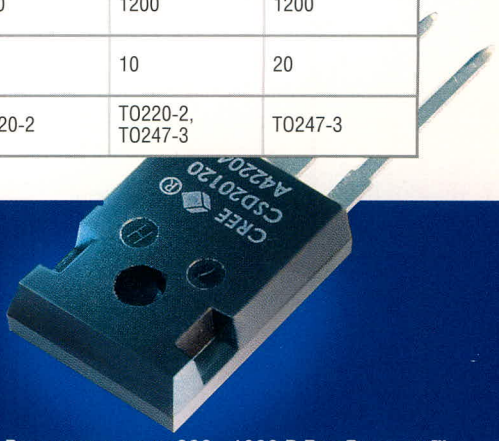
Решение с диодом SIC и контроллером
промышленного стандарта LT 1248 (Linear Technology)

ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ДИОДОВ ШОТТКИ ФИРМЫ CREE

Наименование	CSD04060A CSD04060D CSD04060E	CSD06060A CSD06060D CSD06060G	CSD10060A CSD10060D CSD10060E	CSD20060D	CSD05120A	CSD10120A CSD10120D	CSD20120D
$U_{макс}$, В	600	600	600	600	1200	1200	1200
$I_{пост}$, А	4	6	10	20	5	10	20
Типы корпусов	TO252, TO220-2, TO220-3	TO263, TO220-2, TO220-3	TO263, TO220-2, TO220-3	TO247-3	TO220-2	TO220-2, TO247-3	TO247-3

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



Высоковольтные 300...1200 В ZeroRecovery™
диоды Шоттки на основе карбида кремния
компании Cree

PROSOFT®

ПРОСОФТ — АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА

Телефон: (095) 234-0636 • E-mail: info@prochip.ru • Web: www.prochip.ru

стве анода может использоваться и металлический литий.

Современные ЛПА обеспечивают удельные характеристики, сравнимые с характеристиками ЛИА. Номинальное напряжение – 3,7 В. Конечное напряжение разряда – 3 В. Количество циклов – 500 и более. ЛПА работоспособны при температуре –20...60°С. Заряд производится так же, как и заряд ЛИА.

Благодаря отсутствию жидкого электролита ЛПА более безопасны в эксплуатации, чем ЛИА, компактны и могут быть выполнены в любой конфигурации. Их контейнер может быть сделан из металлизированного полимера.

Аккумуляторы с гель-полимерным электролитом выпускают многие компании во всём мире. Электродные материалы, рецептуры электролита и технологии изготовления у разных компаний значительно различаются. Характеристики ЛПА, соответственно, также различны.

Так, компания Sony выпускает призматические ЛПА толщиной от 3,2 до 5,2 мм и ёмкостью от 650 до 1250 мАч. При разряде током до 1*C* их разрядная ёмкость меняется мало, при токе 3*C* уменьшается до 0,85$C_н$. При –20°С она составляет не менее 0,5$C_н$. Срок службы – 500...1000 циклов.

Компания Sanyo выпускает призматические ЛПА толщиной 4 мм с ёмкостью 500 и 550 мАч.

Американская компания Yuasa выпускает ЛПА ёмкостью 400 и 1750 мАч, разрядная ёмкость которых уменьшается до 0,8$C_н$ уже при токе разряда 1*C*.

Все разработчики отмечают, что качество аккумуляторов и стабильность их работы сильно зависят от однородности полимера, на которую влияют как соотношение ингредиентов электролита, так и температура полимеризации.

Изменение характеристик аккумуляторов при эксплуатации

При эксплуатации ЛИА потери энергии могут быть результатом как преобразования активных материалов в неактивные фазы, ведущего к уменьшению ёмкости, так и повышения внутреннего сопротивления, которое приводит к снижению рабочего напряжения, т.е. мощности аккумулятора.

При циклировании уменьшение ёмкости происходит в результате расслоения графита и уменьшения активной поверхности обоих электродов из-за роста пассивирующей пленки. Происходят и механические изменения структуры электродов в результате объёмных изменений активного материала при циклировании.

Внутреннее сопротивление ЛИА при эксплуатации увеличивается за счёт поляризационного сопротивления электродов вследствие взаимодействия агрессивного электролита с их поверхностью.

Хранить литий-ионные источники тока рекомендуют при комнатной температуре и степени заряженности 30...50%. Один раз в год необходимо производить их подзаряд для предотвращения переразряда в связи с тем, что схемы внешней электронной защиты имеют хоть и малое потребление, но при длительном хранении способны привести к исчерпанию запасённой энергии.

При хранении ЛИА происходят и необратимые потери, определяемые изменением свойств пассивного слоя на литии под действием электролита и окислением электролита на катоде. С повышением температуры хранения оба процесса ускоряются (особенно второй, на который влияет и степень заряженности). Наибольшие потери наблюдаются у катодов из $LiMn_2O_4$.

Обычно ресурс коммерческих ЛИА до снижения разрядной ёмкости на 20% составляет 500...1000 циклов. Однако с уменьшением глубины разряда при циклировании он увеличивается, что объясняют уменьшением механических напряжений, вызываемых изменениями объёма электродов, которые зависят от степени их заряженности.

Вообще же механизмы старения приводят к медленному изменению основных характеристик литий-ионного аккумулятора (ёмкости, сопротивления, мощности), но не к возможности возникновения плохо предсказуемых внезапных отказов.

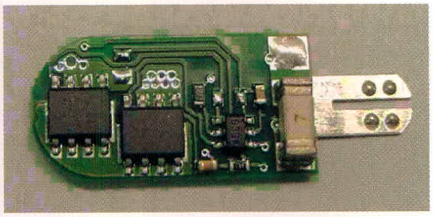
Призматические аккумуляторы при хранении под давлением выделяющегося газа могут потерять свою форму.

Особенности рынка литий-ионных источников тока

Требуемое для автономных источников энергии напряжение обычно больше напряжения одного аккумулятора. Литий-ионные батареи с большим напряжением реализуются в виде последовательной цепочки аккумуляторов, а увеличение ёмкости достигается параллельным соединением цепочек. При последовательном соединении аккумуляторов возникает опасность перезаряда наиболее слабых из них, при параллельном – существенной оказывается разница их внутреннего сопротивления: аккумулятор с меньшим сопротивлением будет заряжаться большим током. Поэтому безопасность эксплуатации батарей всегда обеспечивается системой внешней электронной защиты от перезаряда и переразряда отдельных аккумуляторов. Она включает контроллеры, измеряющие напряжение каждого аккумулятора или блока из параллельно соединённых аккумуляторов, и ключи для размыкания электрической цепи при достижении предельных величин напряжения, которые обычно делают с использованием полевых транзисторов. Для контроля температуры батареи используются термисторы.

Практически до настоящего времени основные производители литий-ионных источников тока для автономного электропитания малогабаритной аппаратуры различного рода поставляют их в Россию только в виде батарей вместе со встроенной электронной защитой. Электронные блоки защиты батарей могут существенно различаться, и компании часто защищают доступ к этой части изделия. На рисунке 3 показаны платы электронной защиты единичного аккумулятора компании SAFT и батареи из 16 аккумуляторов, которые размещаются на крышке источников тока.

Замена таких батарей, если они выходят из строя раньше самой аппаратуры, осуществляется на практике в каждом случае по-разному, либо за счет ЗИПа, либо при замене в сервисной службе аккумуляторов на другие. В последнем случае серьезной проблемой является сборка батарей из аккумуляторов той же компании, поскольку ведущие компании, производящие малогабаритные ЛИА, не поставляют их на рос-



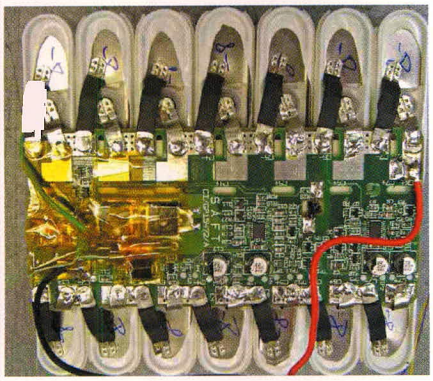


Рис. 3. Платы внешней электронной защиты литий-ионных источников тока компании SAFT

сийский рынок отдельно («россыпью»). Большое разнообразие в выборе электродов и электролита, разные технологии изготовления аккумуляторов не обеспечивают в настоящее время взаимозаменяемости аналогичных источников тока от разных производителей. К тому же в сервисных центрах, как правило, нет необходимой аппаратуры для грамотной диагностики состояния аккумуляторов, и батареи собираются без их сортировки, поэтому никаких гарантий сервисные службы не дают.

В заключение следует отметить, что для увеличения ресурса циклируемой батареи ответственного назначения рекомендуется периодическое (после нескольких десятков циклов) выравнивание характеристик аккумуляторов. Чаще всего это осуществляется при помощи сопротивлений, которые шунтируют аккумулятор, достигший предельно допустимого напряжения. Выравниванию характеристик способствует и построение системы для индивидуального заряда каждого аккумулятора.

Литература

1. Advances in Lithium-Ion Batteries. Ed. by *W.A. van Schalkwijk and B. Scrosati.* Kluwer Academic/Plenum Publishers. N.Y., 2002.
2. *Таганова А.А., Бубнов Ю.И., Орлов С.Б.* Герметичные химические источники тока: Элементы и аккумуляторы. Оборудование для испытаний и эксплуатации. Химиздат, 2005.

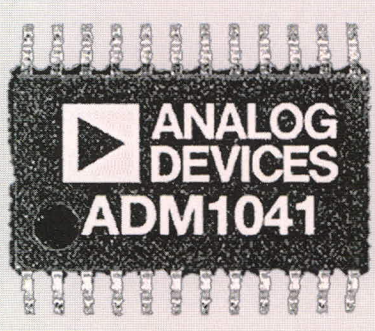
Новости мира News of the World

Интегральные схемы выделения тактовых сигналов и данных

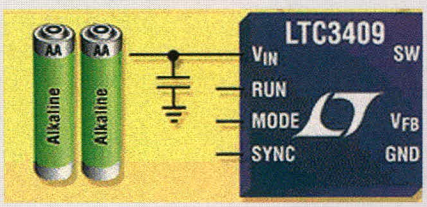
Фирма Analog Devices представила ADN2813, ADN2814, ADN2815 и ADN2816 – совместимые по выводам интегральные схемы выделения тактовых сигналов и данных (CDR). Эти ИС предназначены для сетевых приложений, работающих со скоростями передачи данных до 1,25 Гбод. Обычные CDR-решения рассчитаны на определённые скорости передачи данных или требуют для опознавания определённых частот или полос дополнительных внешних вмешательств. Благодаря способности непрерывной настройки ADN2813, ADN2814, ADN2815 и ADN2816 обеспечивают выделение любых данных без внешнего управления и опорного тактового сигнала. Семейство Continuous-Tuning-CDR-элементов отличается рассинхронизацией, которая превосходит спецификации SONET на коэффициент свыше трёх. Для питания достаточно обычного напряжения 3,3 В. Элементы ADN2813 (12,3 Мбод...1,25 Гбод) и ADN2814 (12,3...675 Мбод) содержат усилитель-ограничитель с чувствительностью на входе 6 мВ и возможностью подстройки порога ограничения и потребляют 430 мВт (в среднем). Элементы ADN2815 (12,3 Мбод...1,25 Гбод) и ADN2816 (12,3...675 Мбод) предназначены для модулей оптических трансиверов. Они содержат усилитель-ограничитель с чувствительностью на входе 50 мВ и потребляют 380 мВт (в среднем).

Контроллер для вторичной цепи AC/DC-источников питания

Компания Analog Devices представила ADM1041 – регулятор для AC/DC-источников питания с высокой готовностью. Регулятор имеет цифровое управление, не требует ручной калибровки и регулировки вторичной цепи. По данным производителя, плотность мощности регулятора достигает $1,62 \times 10^{-2}$ Вт/м^3 (21 Вт/дюйм^3). Он базируется на интеграционной платформе, которую Analog Devices разработала для Astec Power. Регулятор оснащен функцией Current-Sharing для поддержки разработки резервированных (N + 1) источников питания, функцией контроля и управления Share Bus, а также другими функциями контроля напряжения и тока. Кроме того, ADM1041 располагает возможностями цифрового управления с EEPROM, которые делают ненужными внешние подстроечные потенциометры. Программирование осуществляется через последовательный SMBus-порт, который предусматривает возможность коммуникации с микропроцессором или микроконтроллером. ADM1041 предлагается в – корпусе QSOP с 24 выводами. Цена при заказе от 10 тыс. шт. – $3,95.



Низковольтный синхронный понижающий преобразователь постоянного напряжения



Фирма Linear Technology выпустила LTC3409 – низковольтный синхронный понижающий преобразователь постоянного напряжения с частотой коммутации 1,7 или 2,6 МГц, который при входном напряжении 1,6 В способен выдавать постоянный выходной ток 600 мА. Элемент на базе архитектуры с фиксированной частотой/токовым режимом допускает входные напряжения от 1,6 до 5,5 В. Он может применяться для работы от одноэлементных литий-ионных, многоэлементных, щелочных и NiMH-батарей. Преобразователь может выдавать выходные напряжения не менее 0,61 В. LTC3409 содержит коммутатор с RDS(ON), равным 0,35 Ом, за счет чего достигается КПД до 95%. Ток покоя без нагрузки не превышает 60 мкА, а в режиме Shutdown – менее 1 мкА. Микросхема выпускается в корпусе DFN-8 размером 3 × 3 мм. Цена в партиях от 1000 шт. – $2,15.

www.ru.channel-e.de

Новости российских дистрибьюторов

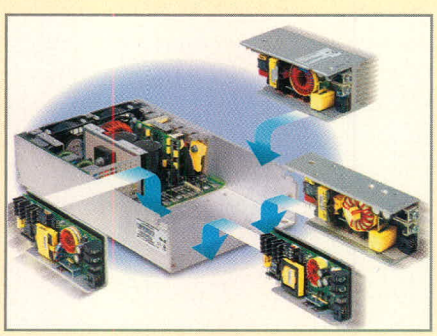
Конфигурируемый 700-ваттный источник электропитания с наименьшими в промышленности габаритами

Компания XP анонсировала выпуск компактных, многоканальных, конфигурируемых источников электропитания, которые «упаковывают» 700 Вт в корпус на 12,5 мм короче, чем существующие на рынке 600-ваттные модели. Модульный блок вторичного электропитания AC/DC F7 имеет габариты 266,7 × 127 × 63,5 мм и является наименьшим из доступных на рынке. Уменьшение габаритов было достигнуто усовершенствованием плотности упаковки компонентов и новой передовой конструктивной компоновкой.

Источник электропитания вмещает сменные модули и обеспечивает максимум 9 плавающих (независимых) выходных каналов с номинальными значениями напряжений от 1,9 до 150 В постоянного тока. Выходные каналы могут соединяться последовательно или параллельно. Параллельное соединение возможно с применением активного распределения тока нагрузки. Поэтому F7 является гибким энергетическим решением по более низкой стоимости, доступным в качестве альтернативы источникам электропитания, спроектированным по спецификациям заказчика.

Упрочнённая конструкция характеризуется универсальным входом со встроенным корректором коэффициента мощности и максимальным значением пускового тока 40 А (пиковое значение).

Выходные напряжения регулируются в диапазоне ±5% от номинального напряжения и характеризуются пульсацией выходного напряжения 50 мВ или 1% (от пика до пика), нестабильность по напряжению 0,1%, а нестабильность по току 1% (макс.) для одноканальных моделей и 2% для двух- и трёхканальных моделей. Модель A7 имеет защиту от перенапряжения в пределах от 115 до 140% номинального значения, а также защиту по току.



Источник электропитания имеет обширный набор сигналов, включая ТТЛ-совместимую функцию запрета выходного напряжения, сигнал состояния выходного напряжения DC OK, сигнал индикации аварийного состояния входного напряжения и служебную шину напряжения 5 В/1 А для электропитания внешних схем управления.

Блок питания F7 работает в диапазоне температур окружающей среды от 0 до +70°C. Поставляется полностью сконфигурированным в течение 48 часов, как и другие конфигурируемые источники электропитания с выходными мощностями от 300 до 2000 Вт в этой же серии изделий.

Новый DC/DC-преобразователь фирмы Lambda обеспечивает большой ток нагрузки в широком температурном диапазоне

Фирма Lambda представила новое 40-ваттное пополнение к своей UX серии DC/DC-преобразователей со стандартными размерами основания 2 × 1 дюйм (50,8 × 25,4 мм). UX40 превосходно подходит для применения в распределённых системах электропитания и может использоваться отдельно или как внешнее эффективное решение в случае, когда сопрягается с DC/DC-преобразователем класса «point-of-load». Это идеальный выбор для широкого ряда применений в технике связи, информационной технике, промышленности, позволяющий разработчикам использовать сполна преимущество принудительного охлаждения потоком воздуха, чтобы достичь более высокого тока нагрузки в широком диапазоне температур.

При окружающей температуре UX40 характеризуется чрезвычайно высоким значением КПД – 89%. Частота преобразования 265 кГц. UX40 работает от сети постоянного напряжения с номинальным значением 48 В в диапазоне 36…75 В и имеет один канал выходного напряжения с номинальным значением 3,3 В. UX40 обеспечивает в нагрузке ток 7,5 А при температуре 50°C. Применение принудительного обдува воздухом небольшой интенсивности 1,5 м/с позволяет достигнуть максимального тока нагрузки 12 А при температурах до +70°C.

Преобразователь обладает стандартными сервисными функциями, включая ограничение тока нагрузки, защиту от превышения выходного напряжения, защиту от перегрева, выключение при низком входном напряжении; регулировку выходного напряжения внешним резистором, доступны два варианта дистанционного включения/выключения. Так как новый преобразователь UX40 изготавливается на производственном оборудовании мирового класса в Илфракомбе (Ilfracombe), Lambda может предложить для заказа минимальные количества, идеальные для создания опытных образцов и выпуска опытной серии. Образцы могут быть поставлены в пределах одной недели, а заказ промышленных количеств может быть выполнен в пределах четырёх недель.

DC/DC-преобразователи с широким диапазоном изменения входных напряжений (4 : 1) созданы с применением новой элементной базы для сокращения стоимости

Компания XP начала поставки одноканальных и двухканальных DC/DC-преобразователей серии JTA, которые характеризуются широким диапазоном изменения входных напряжений 9…36 и 18…75 В. В состав серии входят изделия с выходными мощностями 10, 15 и 20 Вт; одноканальные модели предлагают выходные напряжения от 3,3 до 15 В. Преобразователи выполнены с применением новейшей элементной базы и технологических процессов, что позволило сократить стоимость при сохранении показателей надёжности: значение MTBF, рассчитанное по MIL-HDBK-217F, равно 1 млн. ч. Частота преобразования равна 300 кГц, что обеспечивает значение КПД до 83%.

Корпуса выполнены из меди, что обеспечивает экранирование и подавление помех излучения, основание корпуса является непроводящим. Расположение выводов стандартное.

Диапазон рабочих температур от –25 до +100°C.

Электрическая прочность гальванической развязки 1500 В (действующее значение).



Новости российских дистрибьюторов

Преобразователи оснащены защитой от перегрузки по току и перенапряжения, регулировкой выходного напряжения (для одноканальных моделей).

Изделия предназначены для применения в телекоммуникационных, промышленных применениях и подвижной аппаратуре.

Устройства соответствуют требованиям ГОСТ Р 50377-92 (МЭК950-86) Безопасность оборудования информационной технологии, включая электрическое конторское оборудование.

Недорогие 500/600-ваттные источники электропитания с небольшими габаритами для нагрузок с импульсным потреблением тока

В промышленности используются устройства с большим импульсным потреблением тока, особенно при запуске. Это означает, что системные разработчики зачастую вынуждены задавать технические требования к источникам электропитания таких систем с запасом, с сопутствующим увеличением габаритов и стоимости, которые прямо пропорциональны выходной мощности. 500/600-ваттные ИВЭ фирмы XP серии SCM500/600 устраняют эту проблему, выдавая в нагрузку в течение 500 мкс мощность на 80% больше по сравнению с номинальным значением. Это означает, что нагрузки с импульсным характером потребления тока могут обслуживаться ИВЭ с меньшими габаритами, менее дорогими, чем требовались бы при других обстоятельствах. Кроме того, максимизирован КПД и минимизировано выделение тепловой энергии, так как достигнуто наивысшее значение КПД в случае, когда ИВЭ функционирует вблизи полной номинальной мощности.

Одноканальные ИВЭ серии SCM500/600 имеют универсальный вход (90...264 В) с активной коррекцией коэффициента мощности и рядом номинальных значений напряжений от 3,3 до 54 В постоянного тока, с возможностью регулировки в пределах ±5% от номинального значения. В тех случаях, когда необходимо выдать в нагрузку мощность более 600 Вт, некоторые модели способны обеспечить 800 Вт при значениях входного напряжения от 180 до 264 В. Все модели имеют габариты корпуса 233 ×108 × 63,5 мм и укомплектованы кожухом и вентилятором для упрощения конструктивной и электрической установки.

Они не нуждаются во внешних системах охлаждения. Значение КПД по меньшей мере 80% при входном напряжении 230 В для выходных напряжений выше 5 В и минимум 70% для 5- и 3,3- вольтовых версий.

Всеобъемлющий набор сервисных функций включает дистанционное включение/выключение, выносную обратную связь и защиту от понижения входного напряжения ниже минимального, защиту от перегрузки и перегрева.

ИВЭ соответствуют требованиям международных стандартов безопасности и стандартам по ЭМС.

Nemic-Lambda поставила на дыбы удельную мощность в новых источниках электропитания серии HWS

Известный производитель источников электропитания фирма Nemic-Lambda объявила о начале выпуска новой серии HWS высоконадёжных источников электропитания AC/DC с высокими показателями удельной мощности и КПД. Источники электропитания соответствуют требованиям директивы RoHS (Restriction of Hazardous Substances in Electrical and Electronic Equipment Directive, 2002/5/EC), ограничивающей содержание опасных веществ в электротехническом и электронном оборудовании. Показатель удельной мощности ИВЭП серии HWS достигает значения 5 Вт/дюйм^3 , при этом габариты, которые на 60% меньше, чем у моделей предыдущего поколения, позволяют устанавливать их в стандартные конструктивы высотой 1U.

Выпускаются источники электропитания серии HWS с выходными мощностями 15, 30, 50, 100 и 150 Вт; ряд выходных напряжений составляет 3,3; 5, 12, 15, 24 и 48 В. ИВЭП способны работать в диапазоне входных напряжений питающей сети от 85 до 265 В. Источники электропитания серии HWS могут использоваться в любом оборудовании, требующем высоконадёжного электропитания, особенно в оборудовании автоматизации производственных процессов, испытательном и измерительном оборудовании, аппаратуре средств связи. Они соответствуют требованиям, предъявляемым к производственному оборудованию полупроводников SEMI-47.

Источники электропитания серии HWS по сравнению с источниками питания предыдущего поколения не только имеют двойное значение удельной мощности, но содействуют развитию производственных и конструкторских технологий, что означает значительно меньшую стоимость.

Диапазон рабочих температур от –10 до +70°C. Габариты: от 26,5 × 82 × 80 мм для 15-ваттных моделей до 37 × 82 × 160 мм для 150-ваттных моделей. Масса: от 180 до 500 г.

DC/DC-преобразователи eighth-brick, соответствующие требованиям RoHS от Nemic-Lambda

Фирма Nemic-Lambda объявила о начале поставок DC/DC-преобразователей серии PAE50/100 с форм-фактором eighth-brick, которые соответствуют требованиям RoHS-директив и являются идеальными для систем, использующих архитектуру распределённого электропитания. Компактные DC/DC-преобразователи с удельной мощностью 121 Вт/дюйм^3 обеспечивают высокую мощность, высокий КПД и пониженное тепловыделение. Доступны восемь различных моделей с выходными напряжениями 1,8...5 В. Выходные характеристики серии PAE50/100 не имеют себе равных в диапазоне токов нагрузки 10...30 А, обеспечивая выходную мощность до 100 Вт.

Номинальным значением входного напряжения питающей сети является 48 В, диапазон изменения входного напряжения 36…76 В. Выходное напряжение регулируется между –20% и +10% от номинального напряжения, предоставляя лучшую оптимизацию нагрузки; точность установки номинала напряжения равна 1% (тип.). Типичное значение КПД 90%. DC/DC-преобразователи обладают следующими сервисными функциями:

- защита от перенапряжения (с ручным восстановлением или по заказу с самовосстановлением);
- выносная обратная связь;
- дистанционное включение/выключение;
- защита от перегрузки по току с самовосстановлением.

С габаритами 57,9 × 8,5 × 22,76 мм, новые DC/DC-преобразователи имеют такое же расположение выводов, как у изделий форм-фактора quarter-brick фирмы Nemic-Lambda.

DC/DC-преобразователи серии PAE50/100 предназначены для широкого применения, включая аппаратуру техники связи и передачи данных, сетевое и испытательное оборудование, промышленную электронику и распределённые системы электропитания. Электрическая прочность гальванической развязки между первичной и вторичной цепью составляет 1500 В (действующее значение) и соответствует или превышает требования стандартов безопасности оборудования (ГОСТ Р 50377-92).

www.prosoft.ru, тел. (095) 234-0636

Сравнение модулей-преобразователей вторичных источников электропитания

Альберт Куреной (Санкт-Петербург)

На современном рынке преобразователей напряжения присутствует множество компаний. Попробуем разобраться в преимуществах и недостатках продукции конкретных производителей, доминирующих на российском рынке.

Современные вычислительные системы сбора, обработки, трансляции информации содержат в своём составе до 30...40% аппаратуры электропитания, что существенно влияет на стоимость, надёжность и габариты систем. По оценкам специалистов, 50% всех отказов сложных электронных систем приходится на средства электропитания или связаны с ними.

Преобразование электроэнергии первичных сетей в сети с параметрами, требуемыми потребителям, осуществляют вторичные источники электропитания (ИВЭП). Традиционно ИВЭП собирались на дискретной элементной базе собственными силами разработчиков цифровых систем. Действительно, в предельном случае специализированный источник питания для конкретной задачи по своим удельным параметрам, надёжности всегда лучше по сравнению с универсальным. Однако разработка, отладка решений, применяемых в ИВЭП, требуют больших временных затрат, наличия специального оборудования и персонала с высокой квалификацией, а с учётом мелкосерийности производства и необходимости внедрения технологических и схемотехнических новинок приводят к бесперспективности разработки оригинальных ИВЭП. Экономически оправдано производство непрофилирующих устройств только в случаях, когда востребована аппаратура, представленная на рынке единичными экземплярами.

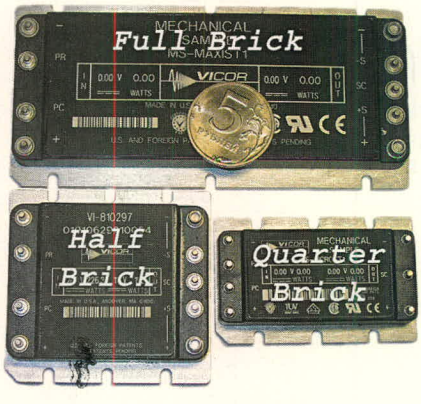


Рис. 1. Стандартные типоразмеры преобразователей

В настоящее время фирмами, специализирующимися на производстве ИВЭП, предлагаются конечные решения преобразования электроэнергии на базе модулей-преобразователей. Существуют как готовые интегрируемые блоки питания, имеющие широко распространённые наборы электрических параметров, так и отдельные модули, позволяющие создавать ИВЭП с гибко настраиваемыми и комбинируемыми характеристиками. Такие ИВЭП отличаются высокими удельными показателями мощности, КПД, применением современных технологий изготовления, высокой надёжностью.

На рынке предлагается огромное количество марок, моделей ИВЭП и модулей-преобразователей, причём применённые в них схемотехнические решения и элементная база схожи: МДП-ключи, быстрые диоды, диоды Шоттки, специальные магнитные материалы, применяемые в планарных трансформаторах, режим переключения при нулевом токе. Основные преимущества производители получают за счёт использования технологических «ноу-хау» [1].

Чтобы сопоставить достижения производителей современных источников питания, рассмотрим планарно монтируемые (SMD) DC/DC-преобразователи, известные под названием «конверторы». Конверторы являются самой динамично развивающейся группой преобразователей, параметры которых говорят о технологическом уровне производителя, так как они служат своеобразным полигоном для проверки последних разработок в области преобразования электроэнергии для нужд конечных потребителей.

Стандартно SMD-преобразователи выпускаются в трёх типоразмерах (рис. 1):

- brick – 117,0 × 56,0 × 12,7 мм;
- 1/2 brick – 58,0 × 56,0 × 12,7 мм;
- 1/4 brick – 58,0 × 37,0 × 12,7 мм.

Реже применяется типоразмер 1/8 brick.

На сегодняшний день модули-преобразователи имеют в среднем следующие характеристики:

- удельная мощность 6000 Вт/дм^3;
- КПД до 90%;
- наработка на отказ (MTBF) до 1 млн. часов;
- рабочий индустриальный температурный диапазон основания корпуса –40...+100°С.

Практически все современные конверторы обеспечивают:

- защиту от перегрузки по току и превышения выходного напряжения;
- дистанционное включение/выключение;
- регулировку выходного напряжения;
- защиту от понижения входного напряжения;
- параллельное включение.

Однако существуют определённые отличия продукции различных фирм. Чтобы понять сильные и сла-

бые стороны преобразователей разных торговых марок, проведём сравнительный анализ.

Существует множество мировых компаний, производящих преобразователи: Astec, Lorain Products, Vicor Corporation, Lite-On, C&D Technologies, Lambda Electronics, Lucent Technologies и др., а также отечественных: «ММП-Ирбис», «Александер-электрик», «Сфера-СМ», «Континент» и проч. Но в целях сравнительного анализа использована продукция фирм, имеющих в России хорошую дистрибьюторскую сеть или лидирующих в определённом сегменте рынка. Сравнительные данные представлены в таблице.

Для адекватности сравнения рассмотрены конверторы мощностью 50 Вт, так как группа преобразователей 50...100 Вт является самой продаваемой. Современные цифровые системы, предназначенные для нужд управления производственными процессами, медицины, телефонии, цифровых сетей и прочих систем обработки информации требуют в основном низковольтное питание в диапазоне 3,3...24 В, поэтому для сравнения используем конверторы с одним выходным напряжением 12 В [2]. Как правило, стандартная градация конверторов по входным напряжениям состоит из следующих групп: 8...18 В; 18...36 В; 36...75 В и так далее до 400 В. Группа с входным напряжением 36...75 В с номиналом напряжения 48 В наиболее широко применяемая, а значит, максимально подходит для сравнения. Преобразователи мощностью 50 Вт выпускаются в основном с типоразмером half brick, однако ввиду технологического прорыва и повышения показателей удельной мощности эти преобразователи всё чаще изготавливаются с габаритами quarter brick. Рассматриваемые конверторы имеют гальваническую изоляцию между входом и выходом не ниже 1500 В. Параметры сравниваемых преобразователей приведены при температуре 25°C и полной нагрузке, если не указано иного. Данная группа формировалась из моделей, которые уже зарекомендовали себя на российском рынке. Они хотя и не отличаются выдающимися характеристиками, свидетельствующими о технологическом уровне продукции, способны передать ценовую политику, которую формируют конкретные производители и дистрибьюторы.

Для оценки технологических достижений в значениях удельной мощности из существующей линейки конверторов каждого производителя выбирался конвертор с максимальными показателями этого параметра.

КПД

В вычислительных приборах с ограниченным пространством и невозможностью осуществления принудительного обдува для целей теплоотвода КПД имеет принципиальное значение. Несомненным лидером в эффективности преобразования электроэнергии являются конверторы Power One Group. Анализ всей линейки преобразователей этой фирмы указывает на превышение КПД над средним его значением среди преобразователей других производителей. Хорошие показатели КПД также у Ericsson Power Modules и у новинок от Artesyn. Неплохие параметры КПД демонстрируют последние разработки от «ММП-Ирбис» – российского лидера по производству преобразователей.

Частота импульсного преобразования

Частота преобразования говорит о технологическом уровне производителей. Следует упомянуть о квазирезонансном режиме работы силовых элементов DC/DC-преобразователей с пе-

Сравнительная таблица DC/DC-конверторов фирм, наиболее широко представленных на российском рынке

Фирма	Модель	Выходная мощность, Вт	КПД	Частота преобразования, кГц	Габариты, мм	Удельная мощность, Вт/дм³	Рабочая температура основания корпуса, °C	Наработка на отказ, тыс. час. (спецификация)	Удельная стоимость Вт/$
Artesyn	BXB50	50	84	500	60,96 × 57,91 × 12,70	–	–40...+100	1400 (Bellcore332), 580 (MIL-HDBK-217F)	2,6
	quarter brick new	200	92	850	58,42 × 36,83 × 7,62	12 200	–40...+100	1000 (Bellcore332), 200 (MIL-HDBK-217F)	–
Ericsson	PKN4511	50	90	160	61,0 × 61,0 × 7,8	–	–45...+100	200 при 75°C	–
	PKL4316	310	91	До 1000	61,5 × 61,0 × 12,7	6280	–40...+100	–	–
Interpoint	MFL2812s	60	87	550...650	76,33 × 38,23 × 10,16	–	–55...+125	200 при 85°C	21,7
	MK200	200	85	450...550	61,0 × 57,9 × 11,4	5600	–55...+125	200 при 85°C	–
Lambda	PAH 50s48	50	85	<265	60,96 × 57,91 × 12,70	–	–40...+100	–	2,6
	PAF700F48	700	91	<265	116,8 × 61,0 × 12,70	7700	–40...+100	–	–
Power One	HBS050ZH	50	85	500	61,0 × 57,9 × 12,7	–	–40...+100	2100 (Bellcore 332)	–
	FBC42ZH	504	92,5	400	116,8 × 60,9 × 12,7	5553	–40...+110	1000 (Bellcore 332)	–
Traco	TEN40-4812	40 (макс.)	89	300	50,8 × 50,8 × 10,2	1520	–40...+100	510 (MIL-HDBK-217F)	1,68
Vicor	V48B12H50B	50	90	До 2000	57,9 × 55,9 × 12,7	–	–40...+100	–	5,8
	V378A12H600A	600	86		117,0 × 56,0 × 12,7	7260	–40...+100	2000	–
XP	ICH5024WS12N	50	85	300...400	61,0 × 57,9 × 12,7	–	–40...+100	–	2,6
	DCH200	200	87	370	61,0 × 57,9 × 12,7	4460	–40...+100	260 (MIL-HDBK-217F)	–
Ирбис	CME60B	60	88	–	60,0 × 60,0 × 12,5	—	–40...+100	500	0,27
	CME150B	150	91	–	61,0 × 58,0 × 12,5	3391	–40...+100	300	–
Континент	TCA600	60	87	100	140 × 80 × 17	–	–40...+75	50	0,9
	TFA750.3	75	86	480	61,0 × 58,4 × 12,7	1660	–40...+100	75	–

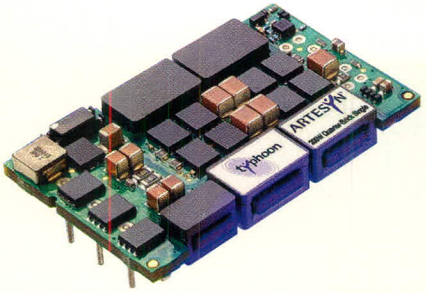


Рис. 2. Двухсотваттный преобразователь Artesyn в формате quarter brick

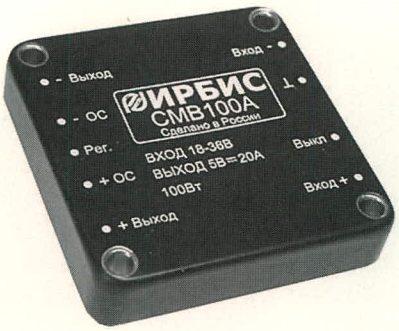


Рис. 3. Преобразователь «ММП-Ирбис»

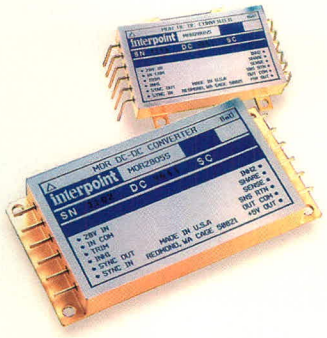


Рис. 4. Преобразователи Interpoint

ременной частотой, позволяющем реализовывать переключения при нулевом токе. Преимущества по этому параметру, несомненно, у бренда Vicor – до 2 МГц с применением технологий ZCS/ZVS (переключение не только при нулевом токе, но и при нулевом напряжении). Высокие частотные показатели у Ericsson Power Modules и в последних разработках Artesyn.

Габариты

Производители стараются придерживаться стандартизованных типоразмеров. Однако не исключены случаи изготовления преобразователей с оригинальными форм-факторами. В этом случае возможны проблемы при смене элементной базы. Опыт разработчиков аппаратуры с применением модульных преобразователей свидетельствует о трудностях с взаимозаменяемостью модулей Traco.

Удельная мощность

До недавнего времени пальму первенства в значениях мощности в единице объёма разделяли Vicor и Nemic Lambda. Но, видимо, устоявшееся положение не устроило корпорацию Artesyn, образованную в 1997 г. путём слияния таких известных компаний, как Computer Products и Zytec Corporation. 9 ноября 2004 г. Artesyn анонсировала выпуск первого в мире 200-Вт конвертора с типоразмером quarter brick и удельной мощностью более 12 000 Вт/дм^3 (рис. 2), тем самым более чем на 50% увеличив существовавший предел! До недавнего времени продукция Artesyn не выделялась из общего ряда, но новинки этой компании обладают выдающимися параметрами. Однако пока недостаточно опыта работы с новыми преобразователями этой фирмы. Следует отметить отечественного производителя «ММП-Ирбис» (рис. 3), который осуществил прорыв в показателях удельной мощности, превысив почти в 2 раза показатели российских аналогов и обойдя даже некоторых иностранных аутсайдеров.

Рабочие температуры

Температурные режимы работы важны для систем, работающих в экстремальных условиях. Особые требования прежде всего предъявляются к изделиям военного назначения. Корпорация Interpoint нацелена именно на данный сегмент рынка и является изготовителем преобразователей для работы в самых жёстких условиях (рис. 4). Конверторы Interpoint способны работать при температурах, которые являются предельными для хранения модулей других производителей. Некоторые модели фирм Power-One Group и Artesyn также перешагнули верхнюю рабочую границу нагрева корпуса преобразователя 100°C на 10°C и более.

Наработка на отказ

Существует определённая сложность в сравнении наработки на отказ разных фирм ввиду того, что при расчёте используются различные спецификации: Bellcore TR-NWT-332, MIL-HDBK-217F, Telcordia SR-332, HRD4 плюс отечественные стандарты. Все указанные методы определения времени наработки на отказ (MTBF) имеют между собой нелинейную зависимость.

Bellcore TR-NWT-332 обычно используется в США, а HRD4 распространён в Англии. Наработка на отказ, рассчитанная в соответствии с этими стандартами, имеет большие значения, чем наработка на отказ, посчитанная в соответствии со стандартом MIL-HDBK-217F, который широко распространён на практике. Например, для преобразователя напряжения серии BXA30 (в прошлом Computer Products) значения параметра наработки на отказ, рассчитанные согласно упомянутым стандартам, имеют следующие значения: MIL-HDBK-217F – 520 000 часов, Bellcore TR-NWT-332 – 750 000 часов, HRD4 – 2 500 000 часов. Стандарт MIL-HDBK-217F накладывает жёсткие ограничения на компоненты невоенного назначения. Принятые интенсивности отказов некоторых из этих компонентов не совсем соответствуют реальным значениям. Например, трансформаторы и магнитные компоненты имеют очень низкую реальную интенсивность отказов, в то время как MIL-HDBK-217F предсказывает очень высокую. Кроме того, интенсивность отказов микросхем определяется стандартом как даже более высокая, чем у магнитных компонентов [5].

В первом приближении можно сказать, что самыми надёжными являются преобразователи Interpoint, расчеты MTBF которых проводятся при 85°C. Заметим, что повышение температуры на 10°C приводит к снижению надёжности полупроводниковых устройств в среднем на 50%. Показатель MTBF продукции Interpoint при 85°C сравним с показателями конверторов некоторых других фирм, рассчитанными при 25°C. Сопоставимое время MTBF демонстрируют модули Ericsson при 75°C. Современную границу MTBF в 2 млн. часов, разделяющую аутсайдеров и форвардов, перешагнули: Artesyn, Lambda, Power-One, Vicor.

Удельная стоимость

«За надёжность нужно платить» – девиз фирмы Interpoint; стоимость её преобразователей на порядок выше прочих. Но если для вас главное – эксплуатационные характеристики, то потраченные деньги будут оправданы.

Средняя цена продукции Vicor в два раза выше средней рыночной цены в $2,5/Вт на преобразователи иностранного производства. Но наряду с

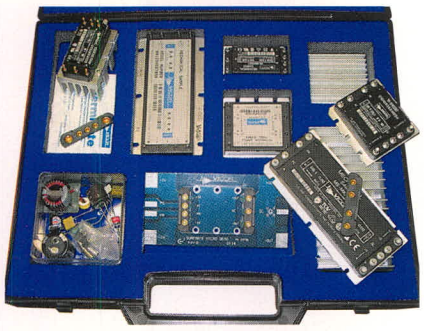


Рис. 5. Конструктор от Vicor

высокими техническими, технологическими и эксплуатационными показателями Vicor предлагает не только преобразователи, но и полный набор сопутствующих компонентов для монтажа, крепления, соединения, теплоотвода, превращая комплект для сборки ИВЭП в конструктор (рис. 5).

Аналогами Vicor, но без широкого круга аксессуаров, можно назвать Artesyn, Ericsson, Power-One).

Прочие иностранные производители предлагают преобразователи с более низкими техническими и эксплуатационными характеристиками по ценам почти на 40% ниже среднерыночной цены, но данный сегмент рынка по параметрам модулей соответствует продукции отечественных производителей, цена которой более чем в 2 раза ниже среднерыночной.

Следует заметить, что стоимость продукции на зарубежном заводе-производителе (EXW prices) может на порядок отличаться от цены на данную продукцию, предлагаемой российскими дистрибьюторами. Например, при заказе свыше 100 конверторов Vicor заводская стоимость одного ватта серийной продукции с типоразмером half brick составит $0,49/Вт. Есть дистрибьюторы, предлагающие эту же продукцию за $5,8/Вт.

Таким образом, каждый производитель предлагает либо повышение тех или иных показателей преобразователей с соответствующим увеличением стоимости, либо пытается ориентироваться прежде всего на конечную стоимость продукта. Надеюсь, настоящая статья помогла потребителям сделать выбор между торговыми марками преобразователей.

Литература

1. *Липанов В.А., Фрид Л.Е.* Источники электропитания на основе унифицированных модулей. Системы управления и обработки информации: Научн.-техн. сб. ФНПЦ «НПО "Аврора"». СПб., 2000. Вып. 2.
2. *Лукин А.*. Динамика индустрии источников вторичного электропитания. Компоненты и технологии. 2000. № 10.
3. *Родригес Э.* Методы охлаждения DC/DC-конверторов. ChipNews. 2001. № 5.
4. *Белотуров В.* Источники электропитания из модулей Vicor. Компоненты и технологии. 2003. № 3.
5. *Жданкин В.* Надёжность преобразователей напряжения и её количественная оценка. СТА. 1997. № 4.
6. www.artesyn.com.
7. www.astec.com.
8. www.cdtechno-cps.com.
9. www.continent-tm.ru.
10. www.ericsson.com.
11. www.interpoint.com.
12. www.itc-electronics.com.
13. www.lambdapower.com.
14. www.liteon.com.
15. www.mmp-irbis.ru.
16. www.power-one.com.
17. www.prosoft.ru.
18. www.sfera-sm.ru.
19. www.tracopower.com.
20. www.vicorpower.com.
21. www.xpplc.com.

Новости мира News of the World Новости мира

МОП-транзисторы на напряжение 40 и 60 В

Фирма Siliconix предлагает n-канальные МОП-транзисторы, которые обладают пороговым напряжением 3,4 В и сопротивлением в открытом состоянии 2,7 мОм. Десять новых транзисторов в 40- и 60-вольтовых версиях найдут применение в высокотемпературных/сильноточных схемах с индуктивными нагрузками в автомобилях, промышленности и стационарных телекоммуникационных сетях. По утверждению производителя, они предназначаются, например, для использования в качестве High-Side-переключателей, схем управления двигателями или бортовых сетей с напряжением 12 В. МОП-транзисторы выпускаются в корпусах DPAK-, D2PAK- и PowerPAK SO-8.

Понижающие регуляторы

Фирма Sipex начала выпуск новых понижающих регуляторов SP7653. Регулятор 3 А/1,3 МГц выдерживает входные напряжения до 20 В и выдает выходные напряжения от 0,8 В. Благодаря встроенному низкоомному коммутатору с сопротивлением 40 мОм SP7653 превосходит, по заявлению производителя, все конкурентные решения по диапазону выходных напряжений – от 0,8 до 19 В, и КПД – до 91%. SP7653 обеспечивают программируемый мягкий запуск и включение с нагруженным выходом, имеют двойное пороговое значение UVLO (Under-Voltage Lock-out) и обладают устойчивостью к перегреву и короткому замыканию. Интегральная схема имеет интерфейс Chip-to-Chip, с помощью которого разработчик может имплантировать различные протоколы включения (логометрическое, последовательное и одновременное). SP7653 выпускается в корпусе DFN размером 7 × 4 мм. Цена при партии от 10 тыс. шт. – от $2,51. Регулятор рассчитан на работу в температурном диапазоне от –40 до 85°C.

Индуктивности для высокочастотных и беспроводных приложений

Компания NIC Components Europe начала выпуск тонкопленочных индуктивностей поверхностного монтажа для высокочастотных и беспроводных приложений серии NTL. Серия поставляется в корпусах 0201, 0402 и 0603 и имеет собственную резонансную частоту до 10 ГГц. Номинальный ток достигает 1,8 А, а добротность – до 52 на частоте 1,5 ГГц. Допуски нормируются величиной ±0,1 нГн или ±2% (в зависимости от элемента). Элементы содержат медную катушку, изготовленную травлением, на алюминиевой подложке. Благодаря витым, не содержащим свинца выводам, серия соответствует указаниям RoHS, которые вступают в действие в июле 2006 г.

CAN-трансивер для сетей транспортных средств

Компания AMI Semiconductor (AMIS) предлагает CAN-трансивер AMIS-42665, обладающий скоростью передачи 1 Мбод и управляемой по шине Wake-up-Routine. ИС пригодна для использования в автомобильном оборудовании с питанием 12 и 24 В и соответствует стандартам ISO-11898-2 и ISO-11898-5. Она интегрирует все функции интерфейса между CAN-контроллером и физической шиной, и может применяться для обеспечения работы двигателя и сервисных устройств – от электрических стеклоподъемников до автоматики кондиционера. ИС поставляется в «зелёном» миниатюрном корпусе SOIC8-150. Стоимость AMIS-42665 – 0,78 евро в партиях от 5000 шт.

www.ru.channel-e.de

Блоки электропитания AC/DC повышенной мощности с конвекционным охлаждением

Виктор Жданкин (Москва)

В тяжёлых условиях эксплуатации (при размещении РЭА в герметичных оболочках), когда температура среды достигает 60...70°С, приходится понижать номинальную выходную мощность стандартных AC/DC-источников питания для обеспечения их нормального теплового режима. В статье представлены AC/DC ИВЭП повышенной мощности (165...400 Вт) с отводом тепла через массивную плату-основание, которая, в свою очередь, присоединяется к внешнему теплоотводу, установленному снаружи корпуса. Это позволяет эксплуатировать ИВЭП при температуре до 70°С при отсутствии воздушного потока без необходимости понижения выходной мощности.

Надёжность средств связи во многом зависит от надёжности источников электропитания. Наиболее экономически эффективный подход к проектированию системы электропитания связного оборудования – применение специально разработанных для этого источников питания. Лучше всего для аппаратуры связи подходят источники питания, в которых отвод тепла от нагретых узлов и деталей осуществляется через массивные платы-основания к теплоотводам, установленным за пределами корпуса. Такие источники должны не только обеспечивать в нагрузке мощность постоянного уровня, но и устойчиво функционировать в широком диапазоне температур от –30 до 40°С.

При проектировании источников электропитания для аппаратуры связи разработчик должен принимать во внимание и другие внешние факторы, а также учитывать конструкционные особенности аппаратуры, в составе которой используется источник. Например, источники питания должны обеспечивать номинальное выходное напряжение и ток при широком диапазоне изменения сетевого напряжения, а также защищать систему от выбросов и провалов напряжения в сети. Кроме того, радиоэлектронная аппаратура внешнего или удалённого расположения зачастую герметизирована для защиты от посторонних предметов или воды, а также от несанкционированного доступа, что затрудняет отвод выделяемого тепла и обеспечение нормального теплового режима.

Наиболее распространённым решением в этом случае является применение стандартного источника электропитания с изменённой механической конструкцией для обеспечения отвода тепла из герметичной системы, а наиболее рациональным – выбор или разработка источника электропитания, специально предназначенного для работы в герметичных корпусах.

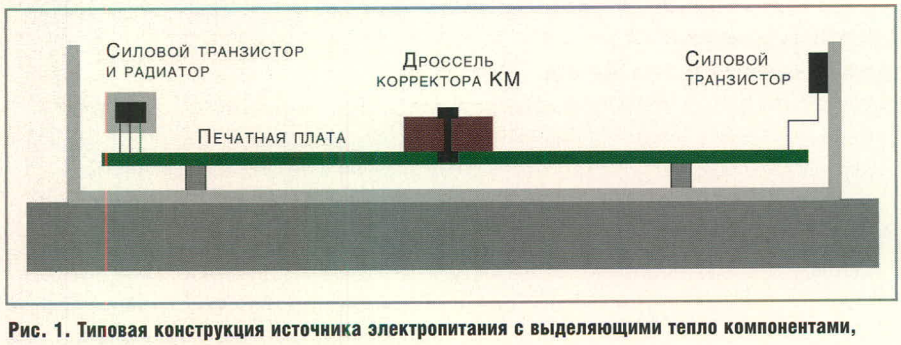


Рис. 1. Типовая конструкция источника электропитания с выделяющими тепло компонентами, установленными на локальные теплоотводы

Факторы, учитываемые при проектировании системы

Существует три основных фактора, которые необходимо учитывать при проектировании системы: обеспечение теплового режима, защита изделия от попадания внутрь посторонних тел и воды, защита электронной аппаратуры от динамических изменений напряжения сети электропитания.

Обеспечение теплового режима

Кроме предельных температур окружающей среды, которые при внешней установке оборудования зависят от климатических условий места размещения, следует учитывать повышение температуры на 15...20°С внутри корпуса источника питания по сравнению с внешней температурой. Расположение источника электропитания внутри корпуса может минимизировать влияние внешней температуры, что существенно повышает надёжность системы. Обычно среднее время наработки на отказ (MTBF) уменьшается вдвое с увеличением температуры на каждые 10°С относительно той температуры, для которой приведено MTBF. Источники электропитания связной аппаратуры должны функционировать в диапазоне температур –40...65°С.

Стандартные источники электропитания рассеивают тепло через небольшие «ажурные» теплоотводы (радиаторы), установленные на печатной плате или шасси. Такая конструкция показана на рисунке 1.

Большая часть выделяемого тепла рассеивается корпусом, в который установлен источник электропита-



Рис. 2. Компоненты источника питания, выделяющие наибольшее количество тепла

ния. Такие источники электропитания обычно требуют уменьшения нагрузки при температурах выше 50°C и уже при температуре 70°C обеспечивают только половину номинальной выходной мощности.

Удачная конструкция источника электропитания с герметичным корпусом предполагает создание контура с низким тепловым сопротивлением, через который осуществлялся бы перенос тепловой энергии.

К компонентам, которые выделяют наибольшее количество тепловой энергии, относятся мощный MOSFET-ключ, использующийся в схеме активной коррекции коэффициента мощности (ККМ), дроссель схемы ККМ, интегральные микросхемы выпрямителя, DC/DC-преобразователи. На рисунке 2 показаны элементы AC/DC-источника питания, в которых подводимая электрическая энергия преобразуется в тепло. Это тепло может быть отведено от компонентов путём их установки непосредственно на массивную плату-основание, которая, в свою очередь, может быть прикреплена к внешнему теплоотводу.

Защита от проникновения загрязнений

Корпуса, защищённые от проникновения посторонних твёрдых тел и воды, обычно имеют степени защиты IP65 или IP66 (ГОСТ 14254-80 «Изделия электротехнические. Оболочки. Степени защиты. Обозначения. Методы испытаний»). Но тогда как отводить тепло от узлов и деталей источника электропитания в условиях незначительного потока воздуха?

С точки зрения системы вторичного электропитания наиболее эффективным решением является отвод тепловой энергии посредством применения внешних теплоотводов, устанавливаемых снаружи оболочки. Однако большинство стандартных источников электропитания не могут обеспечить достаточно полную передачу тепла между компонентами, рассеивающими тепло внутри блока, и внешней средой.

Качество электропитания

Источник питания должен обеспечивать электрическую энергию требуемого вида и качества при отклонении напряжения питающей сети в пределах 90...264 В при заданных пределах изменения тока нагрузки. В европейских странах и США электросети характеризуются высоким качеством, но во многих развивающихся странах напряжение в сети пониженное, форма «волн» переменного напряжения имеет плоские вершины, обычными являются провалы, прерывания и выбросы. Производители связного оборудования, предназначенного для установки в удалённых местах, зачастую поставляют свои изделия именно в такие страны, поэтому источник электропитания должен работать и в качестве корректирующего фильтра.

Источники электропитания серии BCC фирмы XP

Блоки вторичного электропитания серии BCC фирмы XP (ww.xpplc.com) являются наглядным примером устройств, спроектированных с учётом изложенных факторов. Их надёжность повышена благодаря использованию электролитических конденсаторов с расширенным диапазоном рабочих температур (–40...105°C) и выбором DC/DC-преобразователей с интенсивностью отказов менее $50 \times \times 10^{-6}$ ч$^{-1}$.

Для отвода тепла из этих одноканальных 200- и 400-ваттных AC/DC-источников электропитания используется алюминиевая плата-основание толщиной 6 мм. Алюминиевые сплавы (АЛ2, АЛ9, Д16М, Д16Т) являются оптимальными материалами с точки зрения теплопроводности, стоимости и технологичности (медь М1, М2, М3, обладая лучшей теплопроводностью, весьма дорога). Доступны варианты исполнения ИВЭ серии BCC, способные функционировать при температуре среды –40°C, что обеспечивается применением накопительных электролитических конденсаторов, рассчитанных на работу вплоть до этой температуры.

На рисунке 3 показана типовая конструкция источника данной серии с основными выделяющими тепло элементами, установленными непосредственно на плате-основании. Данная конструкция требует точной предварительной формовки выводов компонентов, устанавливаемых на плату-основание, и точной установки в определённом положении печатной платы относительно платы-основания. Всё это несущественно не увеличивает сложность производства или затраты. На рисунке 4 показан внешний вид источника

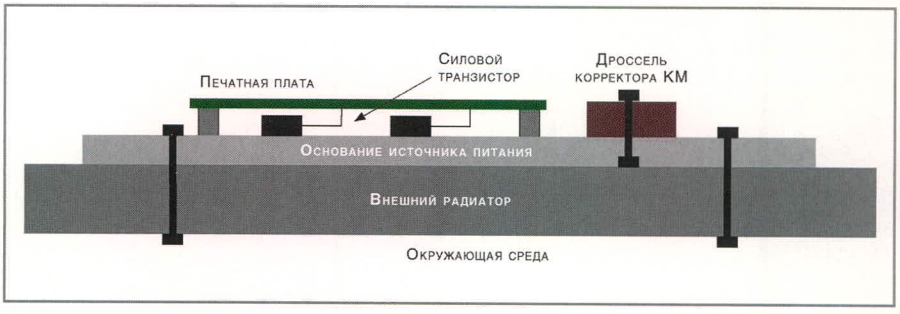


Рис. 3. Конструктивное оформление ИВЭП серии BCC с основными выделяющими тепло компонентами, установленными на плате-основании



Рис. 4. Внешний вид источника электропитания серии BCC

электропитания серии BCC. Основные параметры источников электропитания этой серии приведены в таблице.

Источники электропитания серии BCC обладают следующими сервисными функциями:

- защитой с самовосстановлением по току, которая ограничивает ток нагрузки на уровне 105...135%;
- защитой от перенапряжения на выходе, которая отключает блок при превышении некоторого опасного уровня (105...140% номинального напряжения);
- защитой с самовосстановлением от перегрева – отключает блок при достижении температуры основания 115°C;
- регулировкой выходного напряжения в диапазоне 40...110% номинального напряжения;
- выносной обратной связью – стабилизирует напряжение на входных контактах нагрузки, что исключает влияние падения напряжения на соединительной линии (до 0,5 В);
- дистанционным включением/выключением блока логическим уровнем (вход ROF) – блокирует выходное напряжение;
- возможностью параллельной работы двух и даже трёх блоков.

С надлежащим образом выполненным теплоотводом перенос тепловой энергии является столь эффективным, что необходимость в снижении номинальных параметров блока отсутствует до тех пор, пока температура окружающей среды не достигнет 70°C.

Активное распределение мощности важно в тех случаях, когда блоки питания включаются параллельно (до трёх блоков серии BCC). Эта задача решается путём контроля выходного тока каждого блока в системе и подачи обратно через усилитель сигнала ошибки для коррекции выходного напряжения и устранения дисбаланса. В изделиях серии BCC такое решение поддерживает функционирование блоков в пределах ±3% по выходной мощности и дополнительно увеличивает долговременную надёжность всей системы электропитания.

Фильтрация входного напряжения обеспечивает соответствие требованиям стандартов EN 61000-4-5 (ГОСТ Р 51317.4.5-99 «Устойчивость к микросекундным импульсным помехам большой энергии»), EN 61000-4-4 (ГОСТ Р 51317.4.4-99 «Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к наносекундным импульсным помехам. Требования и методы испытаний»), EN 61000-4-2 (ГОСТ Р 51317.4.2-99 «Устойчивость к электростатическим разрядам»).

В случаях сочетания источника питания, номинальная выходная мощность которого больше 200 Вт, с корректором коэффициента мощности в соответствии со стандартом EN 61000-3-2 (ГОСТ Р 5137.3.2-99), ограничивающим максимальную эмиссию гармонических составляющих тока [1], выходная мощность должна быть понижена на 25%, если входное напряжение упадёт ниже 110 В. Это обусловлено тем, что при уменьшении входного напряжения потребляемый ток растёт и может превысить ток дросселей, при котором обеспечивается соблюдение требований по электромагнитной совместимости, а также привести к превышению коэффициента мощности схем коррекции.

Основные преимущества ИВЭ серии BCC:

- надёжность: применение высококачественных конденсаторов и DC/DC-преобразователей;
- алюминиевый корпус: оптимальное сочетание хорошей теплопроводности и невысокой стоимости;
- точное исполнение конструкции: максимальный отвода тепла;
- эффективное охлаждение: нет необходимости снижать номинальные значения параметров при температуре среды до 70°C;
- активное распределение мощности: ИВЭП работают при параллельном включении с разницей выходной мощности в пределах 3% относительно друг друга;
- входная фильтрация: обеспечивается соответствие требованиям

Основные параметры источников электропитания серии BCC

Код модели*	Выходное напряжение, В	Ток нагрузки, А	Выходная мощность, Вт	Нестабильность по току, %
BCC200PS03	3,3	50	165	1,5
BCC200PS05	5	40	200	
BCC200PS07	7,5	28	210	
BCC200PS12	12	20	240	
BCC400PS03	3,3	80	264	
BCC400PS05	5	80	400	
BCC400PS07	7,5	54	405	
BCC400PS12	12	34	408	1,0
BCC400PS15	15	27	405	
BCC400PS18	18	22	396	
BCC400PS24	24	17	408	
BCC400PS28	28	14,5	406	

**Модели с рабочей температурой –40°C имеют суффикс L. Вариант с защитным покрытием имеет суффикс E.*

стандартов по устойчивости к воздействию нано- и микросекундных импульсных помех, а также наносекундных электростатических разрядов.

Рассеивание тепла

Алюминиевая плата-основание ИВЭП серии BCC прикрепляется болтами к поверхности теплоотвода. Три основных механизма способствуют рассеиванию тепловой энергии: перенос тепла кондукцией, передача излучением, конвекция между поверхностью твёрдого тела и окружающей его газообразной средой (этот вид передачи тепла является основным). Для обеспечения эффективной теплопередачи между платой-основанием и теплоотводом требуется обеспечить весьма высокую плоскостность их поверхностей, для того чтобы создать хороший контакт с низким тепловым сопротивлением. Передача тепла может быть улучшена применением различных прокладок и смазок, заполняющих неровности. Следует стремиться к значению теплового сопротивления между платой-основанием и теплоотводом не более 0,1°C/Вт. Этот показатель обеспечивается с помощью обычно применяемых теплопроводящих паст и мастик [2, 3].

Тепловое излучение с поверхности нагретого тела в окружающее пространство обеспечивает отвод менее 10% рассеиваемой тепловой энергии. Получение более точных данных связано со сложными расчётами, поэтому на практике принимают обычно эти 10%, имея в виду, что в них заложен некоторый запас надёжности.

Выбор теплоотвода

1. Вычисляется рассеиваемая тепловая мощность (P_p), которая расходуется на нагревание узлов и деталей. Она определяется по коэффициенту полезного действия (h, %) и значению выходной мощности ($P_{вых}$):

$$P_p = ((1 - h)/h)P_{вых},$$

2. Определяется тепловое контактное сопротивление R_{b-p} между платой-основанием и теплоотводом. Это значение обычно равно 0,1°C/Вт при применении теплопроводящей пасты, и именно оно может использоваться для приближённого расчёта.
3. Рассчитывается максимально возможная температура нагрева платы-основания. Для изделий серии BCC максимально допустимая температура основания T_b равна 85°C. Температура перегрева определяется разницей между температурой основания и максимальной температурой окружающей среды за пределами оболочки ($T_b - T_a$).
4. Требуемый теплоотвод прежде всего определяется на основе температурного сопротивления с использованием формулы:

$$R_p = (T_b - T_a)/P_p - R_{b-p},$$

где R_p – тепловое сопротивление теплоотвода; R_{b-p} – тепловое контактное сопротивление между платой-основанием и теплоотводом.

5. Окончательный выбор основывается на оценке физической конструкции теплоотвода, который должен обеспечить требуемое тепловое контактное сопротивление для конкретного применения. Конструкция системы позволяет определить максимально доступную площадь для контакта с платой-основанием ИВЭ и доступным пространством за пределами оболочки, а затем выбрать размер, число и структуру охлаждающих рёбер на теплоотводе, соответствующем требованию рассеиваемой мощности. Расчёт параметров радиатора (площадь теплоотдающей поверхности, толщина и ширина пластины) подробно представлен в работах [2, 3].

Литература

1. *Григорьев В., Дуплякин Е.* Коррекция коэффициента мощности во вторичных источниках электропитания. Электронные компоненты. 2000. №№ 2, 3.
2. *Найвельт Г.С., Мазель К.Б., Хусаинов Ч.И.* и др. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник. Под ред. *Г.С. Найвельта*. М.: Радио и связь, 1986.
3. *Борисов В.Ф., Лавренков О.П., Назаров А.С., Чекмарев А.Н.* Конструирование радиоэлектронных средств. Под ред. *А.С. Назарова*. М.: Изд-во МАИ, 1996.

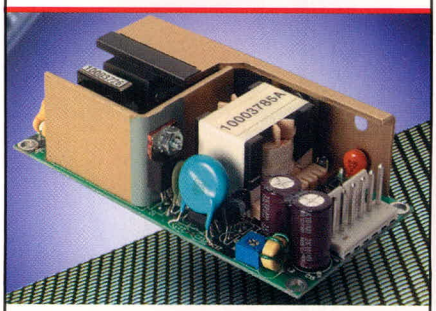
Источники питания для медицинского электрооборудования

Соответствие требованиям UL/cUL 60601-1/EN60601-1

Предохранители в цепях нулевого и фазного проводов

Ток утечки на землю менее 250 мкА

Среднее время безотказной работы >250 000 часов



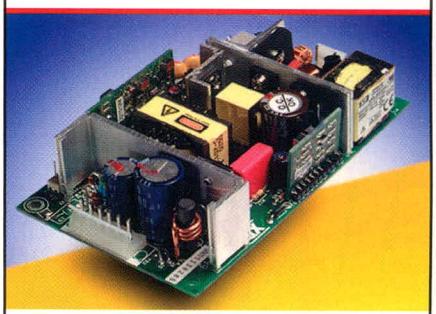
40/60 Вт

Небольшие габариты 101,6 × 50,8 × 30,5 мм

Одно-/двух-/трёхканальные модели с напряжениями 3,3...48 В

Применение в оборудовании классов I и II

КПД до 85%



130 Вт

Габариты 127 × 76,2 × 32 мм

Одно-/двух-/трёхканальные модели с напряжениями 3,3...48 В

КПД до 90%

XP

THE XPERTS IN POWER

PROSOFT®

www.prosoft.ru

Схемотехника DC/DC-преобразователей

Андрей Образцов, Сергей Образцов (г. Смоленск)

Важнейшей частью электронной аппаратуры является источник питания. От его надёжности и работоспособности во многом зависит не только качество функционирования, но подчас и сама возможность работы электронного устройства. В данной статье приведён анализ принципов работы DC/DC-преобразователей, широко применяемых для построения источников питания.

Современная аппаратура характеризуется достаточно высокой сложностью, и часто для питания её отдельных узлов требуются различные напряжения. В случае наличия одного источника питания для получения разных уровней необходимо использовать специальные преобразователи (регуляторы). Особенно остро проблема получения различных питающих напряжений стоит в портативной аппаратуре. Если в устройствах, питающихся от сети, можно построить блок питания с необходимыми напряжениями, то в портативных приборах, работающих от автономных источников энергии, требуемые уровни напряжений можно получить только с использованием DC/DC-преобразователей.

В данной статье мы рассмотрим только основные типы DC/DC-преобразователей, работающих в ключевом режиме, а именно регуляторы I, II и III типов. Ключевой режим работы позволяет получить достаточно высокий КПД в сравнении с линейными регуляторами. Требование получения высокого КПД особенно важно для приборов с автономными источниками энергии.

Рассмотрим особенности основных типов регуляторов.

Регулятор I типа (понижающий преобразователь)

Согласно названию – понижающий, – данный преобразователь обеспечивает регулирование выходного напряжения в диапазоне от нуля до величины входного напряжения (в реальности верхняя граница несколько меньше, что связано с потерями в элементах схемы). В англоязычной литературе понижающий регулятор называется «buck converter» или «step-down converter».

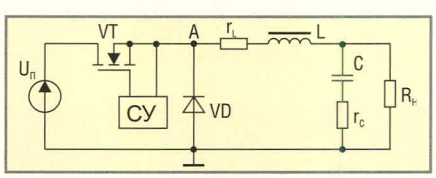


Рис. 1. Упрощённая схема понижающего регулятора I типа

Упрощённая схема регулятора I типа приведена на рисунке 1.

Силовой ключ VT преобразователя (см. рис. 1) может находиться в двух состояниях: открытом – ток протекает через ключ (интервал импульса – $t_И$) и закрытом (интервал паузы – $t_П$). Продолжительность интервала импульса определяется коэффициентом заполнения:

$$\gamma = \frac{t_И}{T}.$$

Когда транзистор VT открыт, ток от источника протекает по контуру VT–L–нагрузка, нарастая от минимального значения до максимального (см. рис. 2а). В интервале, когда VT открыт, идёт передача энергии в нагрузку и происходит накопление энергии в катушке индуктивности. При закрытии транзистора катушка индуктивности выступает в роли источника тока, передавая накопленную энергию в нагрузку по контуру L–VD–нагрузка.

Выделяют два режима работы регулятора – режим непрерывных и прерывистых токов. В первом ток катушки индуктивности всегда больше нуля, а во втором существует интервал времени, в течение которого он равен нулю. Временные диаграммы для обоих режимов приведены на рисунке 2.

Регулировочная характеристика регулятора I типа для режима непрерывных токов (т.е. зависимость выходного напряжения от коэффициента заполнения γ) описывается выражением [1]:

$$U_н = U_п\gamma - I_Н(r_{VT} + r_L) - U_{VD}(1 - \gamma).$$

Для идеального регулятора без потерь:

$$U_н = U_п\gamma.$$

Как видно из формулы, регулировочная характеристика реального преобразователя зависит от тока нагрузки. Чем больше ток нагрузки, тем больше характеристика отклоняется от идеальной (см. рис. 3).

Основные отличия режима прерывистых токов заключаются в наличии интервала времени $t_П$, когда ток катушки индуктивности (и диода) равен нулю. Для режима прерывистых токов характерны большие пульсации тока катушки индуктивности и тока конденсатора.

Регулировочная характеристика регулятора I типа в режиме прерывистых токов описывается выражением [1]:

$$U_н = U_п \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{\gamma^2}}},$$

где $K = 2L/R_НT$.

Как видно из этого выражения, напряжение в нагрузке нелинейно зависит от коэффициента γ.

Следует отметить, что режим прерывистых токов используется редко. Понижающие преобразователи проектируются так, чтобы в заданном диапазоне токов и напряжений нагрузки сохранялся режим непрерывных токов катушки индуктивности. Но, тем не менее, надо иметь в виду, что режим прерывистых токов возможен при падении тока нагрузки ниже критического значения.

Для обеспечения режима непрерывных токов индуктивность L должна выбираться согласно следующему условию [1]:

$$L \geq \frac{U_н\left[1 - \frac{U_н}{U_{п\,max}}\right]T}{\Delta I_L}.$$

Различают две основные модификации схемы понижающего преобразователя – синхронный понижающий преобразователь (synchronous-buck converter) и прямоходовой

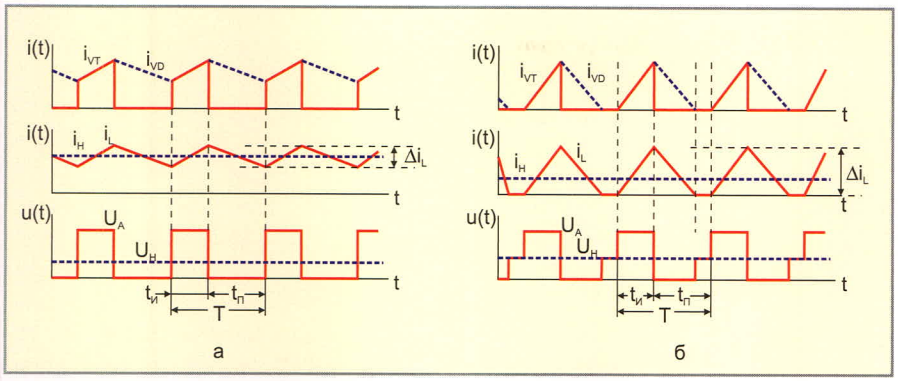


Рис. 2. Временные диаграммы режима непрерывного (а) и прерывистого (б) тока регулятора I типа

преобразователь (forward converter).

В схеме синхронного преобразователя (см. рис. 4а) диод заменён МОП-транзистором VT2. Так как падение напряжения на МОП-транзисторе может быть меньше падения напряжения на диоде при одинаковых токах, то КПД схемы может значительно возрасти, особенно при значениях выходного напряжения, соизмеримых с падением напряжения на диоде. Другая особенность заключается в том, что синхронный преобразователь работает только в режиме непрерывных токов, что объясняется способностью МОП-транзистора проводить ток в обоих направлениях (от стока к истоку и наоборот).

В схеме прямоходового преобразователя (см. рис. 4б) обеспечивается гальваническая развязка входного и выходного напряжений. При открывании транзистора VT по первичной обмотке трансформатора T начинает протекать ток, наводящий во вторичной обмотке ЭДС индукции, через диод VD1 начинает течь ток, заряжающий через дроссель L конденсатор C. Таким образом, рабочим является прямой ход преобразователя, благодаря которому он и получил своё название.

При закрытии транзистора VT ток через первичную обмотку начинает уменьшаться, соответственно, напряжение на вторичной обмотке приобретает обратную полярность, диод VD запирается. Ток дросселя L замыкается по контуру L–R2,C–VD2. Следует отметить, что на трансформаторе часто размещают дополнительную размагничивающую обмотку, число витков которой равно числу витков первичной обмотки. Размагничивающая обмотка через диод подключается к источнику питания и служит для отдачи энергии, накопленной в магнитопроводе трансформатора T за прямой ход. В противном случае эта энергия рассеивается на ключе VT1, что резко снижает КПД источника и ухудшает тепловой режим транзистора.

Следует также отметить, что так как время размагничивания сердечника равно времени намагничивания, в прямоходовых преобразователях принципиально невозможно получить коэффициент заполнения импульса больше 0,5 – магнитопровод просто не успеет размагнититься, в результате чего преобразователь после запуска не выйдет на режим. Форсированное же размагничивание сердечника приводит к появлению огромнейших перенапряжений на транзисторе VT1.

Прямоходовой преобразователь используется для питания устройств, потребляющих мощность от единиц до десятков ватт.

Затронув общие принципы работы регулятора I типа, перейдём к рассмотрению реализации преобразователя на примере источника питания процессора Intel Pentium 4. Данный преобразователь имеет ряд интересных особенностей.

Ток потребления современных микропроцессоров достигает 100 А. Однако при столь огромном токе потребления напряжение питания процессора составляет всего около 1,5 В. Поэтому к источникам питания процессоров предъявляются очень жёсткие требования. Так, выходное сопротивление источника строго регламентируется и должно составлять для разных конфигураций от 1,24 до 1,5 мОм [2]. Но при токе 80 А на выходном сопротивлении 1,5 мОм будет рассеиваться почти 10 Вт! Без радиатора не обойтись... Однако можно построить такой источник, который будет контролировать выходной ток и пропорционально ему уменьшать выходное напряжение, тем самым моделируя резистивный характер выхода с нужным сопротивлением. Наиболее оптимальным решением построения такого источника питания является использование регулятора I типа с входным напряжением 12 В.

Для питания процессоров на материнских платах на базе чипсетов i848/i865 используются регуляторы, построенные на микросхеме ADP3180 компании Analog Devices или аналогичной, функциональная схема которой приведена на рисунке 5. ADP3180 представляет собой специализированный многоканальный ШИМ-контроллер, предназначенный для преобразования 12 В в напряжение питания процессора. Такой регулятор может иметь от двух до четырёх независимых каналов. Высокие значения выходного тока делают невозможным построение источников питания процессора по одноканальной схеме. Это объясняется тем, что в этом случае потери в ключах и дросселе будут достаточно велики, а установить ключи на радиатор в рамках материнской платы и изготовить

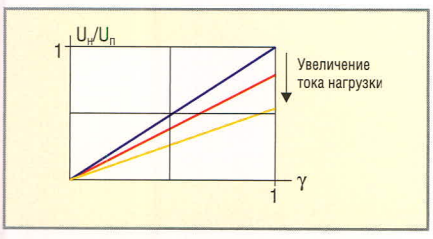


Рис. 3. Регулировочная характеристика преобразователя I типа

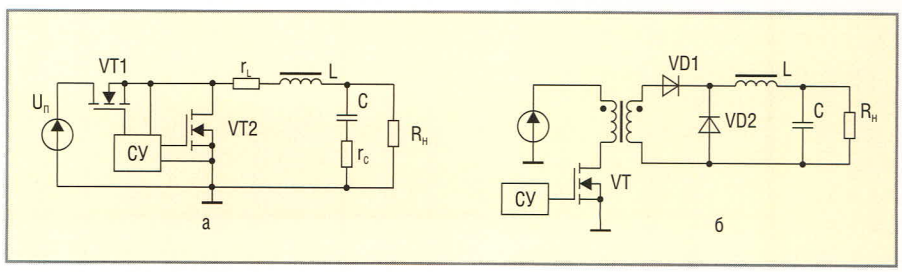


Рис. 4. Упрощенная схема синхронного (а) и прямоходового (б) преобразователя

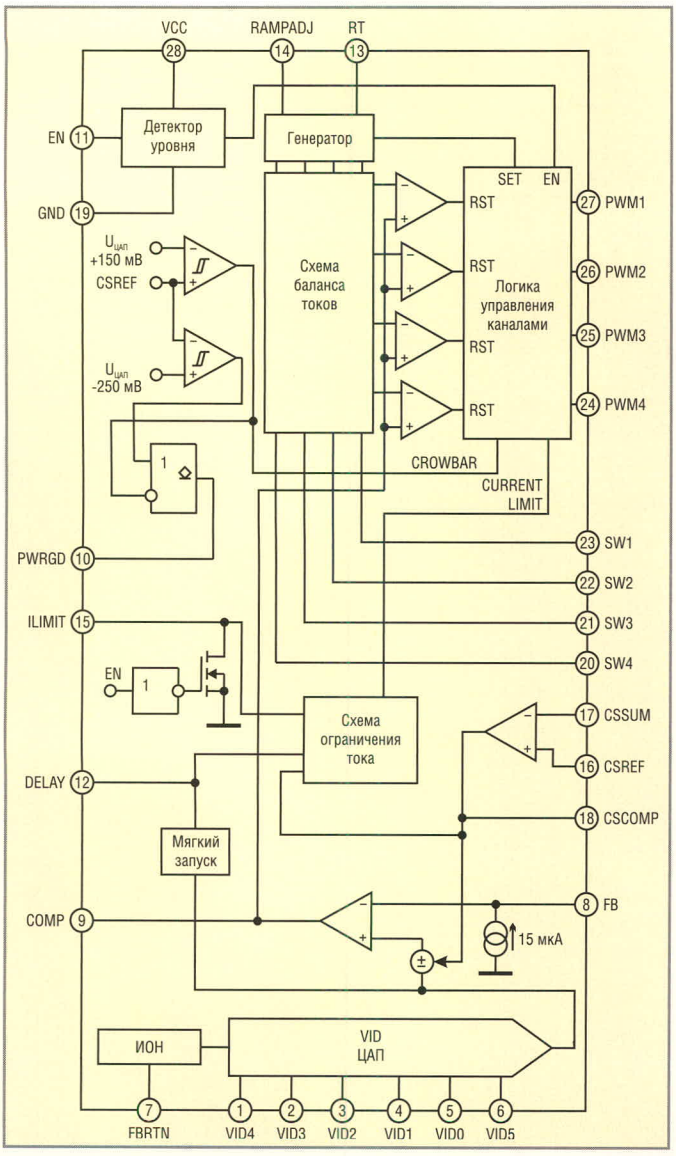


Рис. 5. Функциональная схема ШИМ-контроллера ADP3180

намически, «на лету», в зависимости от степени загруженности и температуры.

Схема включения ИМС ADP3180 на материнской плате ASUS P4P800S на базе чипсета Intel 848P представлена на рисунке 6.

Источник питания имеет три канала, каждый из которых представляет собой синхронный преобразователь, управляемый драйвером ADP3418 компании Analog Devices. Сигналы управления каналами подаются с выходов PWM ШИМ-контроллера на входы IN драйверов. Высокий уровень этого сигнала соответствует открытому верхнему транзистору полумоста, низкий – открытому нижнему. Число рабочих каналов определяется ШИМ-контроллером в момент запуска сканированием выходов PWM. Если оказывается заземлённым вывод PWM4, то контроллер работает в 3-канальном режиме, если же заземлены оба вывода PWM3 и PWM4, то в 2-канальном.

Номинальное значение питающего напряжения устанавливается формулой

$$U_{CC} = U_{VID} - \Delta U - I_{CC}R_{ВЫХ},$$

где U_{VID} – напряжение, соответствующее коду VID, I_{CC} – потребляемый ток, $R_{ВЫХ}$ – выходное сопротивление источника питания процессора, ΔU – предельное отклонение напряжения. Исходные данные для расчёта ΔU и $R_{ВЫХ}$ выбираются согласно [2]. Максимальное отклонение напряжения питания от номинального значения в обе стороны не должно превышать ΔU.

В качестве датчика тока выступает активное сопротивление выходных дросселей источника питания. Однако для измерения падения напряжения на нём приходится прибегать к специальным методам. Дело в том, что на выходе полумоста имеется пульсирующее напряжение, на другом выводе дросселя – постоянное, поэтому напряжение с выхода полумоста следует сначала сгладить активным фильтром, а затем уже сравнить с напряжением на выходе. Их разность будет равна падению напряжения на датчике тока.

Активный фильтр выполнен на ОУ в составе микросхемы. На неинвертирующий вход (CSREF) подаётся напряжение с выхода источника питания процессора, на инвертирующий (CSSUM) – просуммированные резисторами R596...R598 сигналы с выхода полумостов. С выхода ОУ фильтра сигнал подаётся на схему ограничения тока, срабатывающую при превышении установленной величины выходного тока. Этот сигнал также подаётся и на специальный источник, задающий смещение на входе ОУ ОС для уменьшения выходного напряжения при росте тока. Смещение напряжения ΔU задаётся резистором R593 при протекании через него тока 15 мкА от внутреннего источника тока.

ИМС ADP3180 выдаёт также специальный сигнал Power Good (вывод 10), высокий уровень которого говорит о том, что выходное напряжение находится в пределах –250...+150 мВ относительно номинального. При выходе из этих пределов срабатывает соответствующий компаратор, сигнал с которого подаётся на вход логической схемы, формирующей сигнал Power Good. При превышении значения номинального напряжения на 150 мВ выдаётся внутренний сигнал CROWBAR, по которому логика управления каналами открывает нижние ключи синхронного преобразователя, что в конечном счёте приводит к уменьшению напряжения на выходе. Таким способом осуществляется защита от перенапряжения.

Регулятор II типа (повышающий преобразователь)

Повышающий преобразователь (boost converter, или step-up converter) используется в тех случаях, когда требуется получить выходное напряжение, превышающее входное. Как и все рассматриваемые ре-

миниатюрный дроссель с рабочим током порядка 80...100 А не представляется возможным. При использовании нескольких независимых каналов эти проблемы отпадают. Кроме того, ИМС ADP3180 имеет схему баланса токов, позволяющую либо уравнять токи каналов, либо распределить их в определённой пропорции, что будет рассмотрено при описании схемы включения.

Значение питающего напряжения VCC процессора Pentium 4 определяется выдаваемым им 5-разрядным цифровым кодом VID. Следует отметить, что новейшие процессоры Intel Pentium в корпусе с 775 выводами выдают уже 6-разрядный код VID, что связано с уменьшением шага дискретности сетки выходных напряжений источника питания процессора. Каждый процессор имеет своё значение данного кода, наиболее современные могут даже изменять его ди-

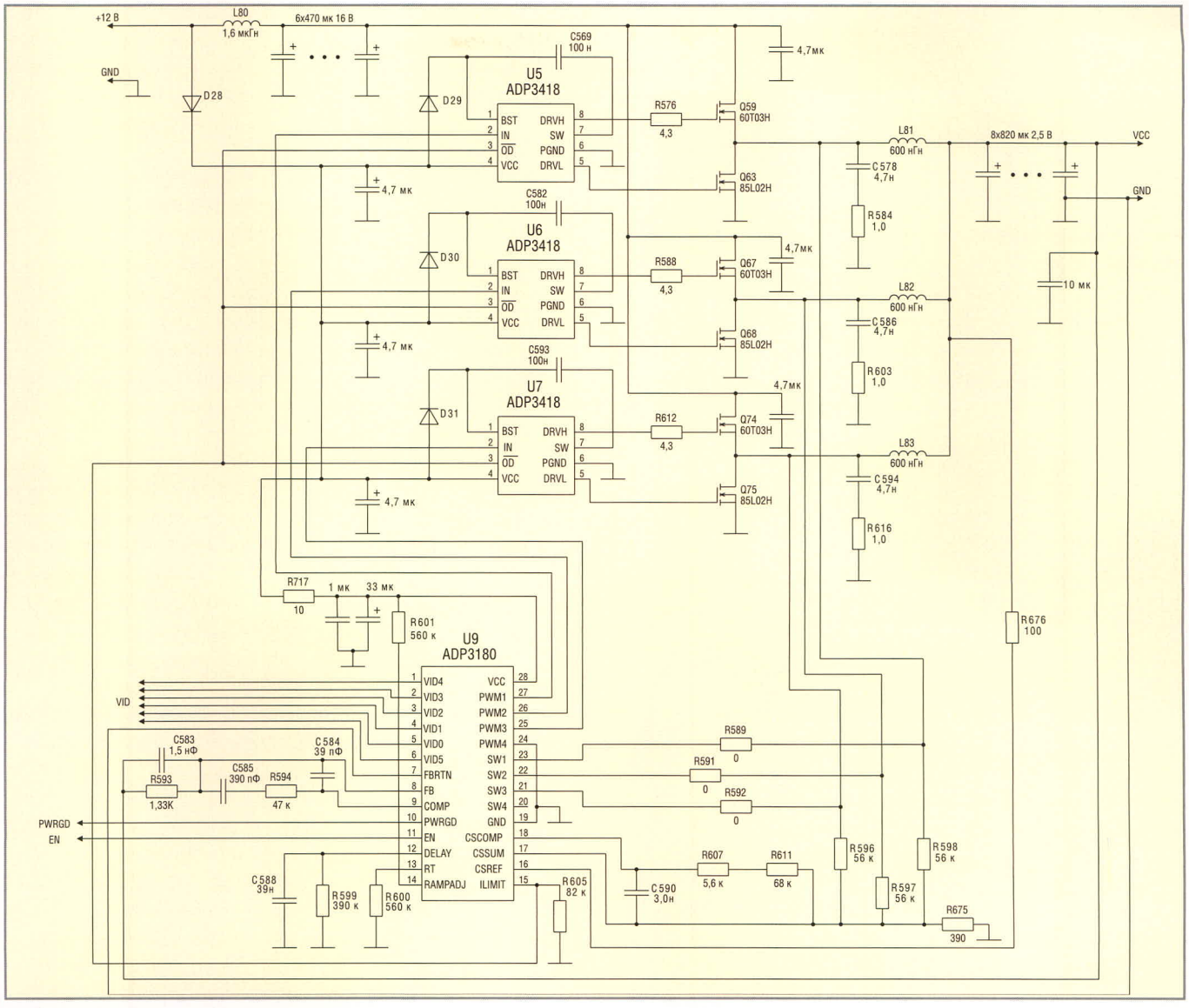


Рис. 6. Принципиальная схема источника питания процессора

гуляторы, данный преобразователь не обеспечивает гальванической развязки.

Упрощённая схема преобразователя приведена на рисунке 7.

Когда транзистор VT открыт, к катушке индуктивности L прикладывается всё напряжение источника питания, т.е. $U_L = U_П$. Под действием этого напряжения в контуре источник–катушка индуктивности L–ключ VT нарастает ток и накапливается энергия в катушке индуктивности (см. рис. 8а). Ток нагрузки $I_Н$ определяется разрядом конденсатора C.

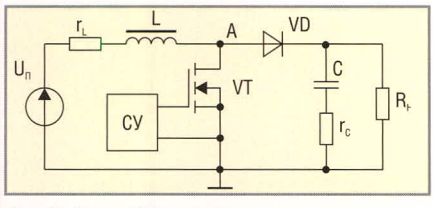


Рис. 7. Упрощённая схема повышающего регулятора II типа

Когда транзистор VT закрывается (интервал паузы $t_П$), ток катушки индуктивности замыкается в контуре источник питания–катушка индуктивности L-диод VD-нагрузка. Конденсатор $C_Ф$ заряжается током $i_C(t) \approx i_L(t) - I_Н$. Таким образом энергия, накопленная в катушке индуктивности, передаётся в нагрузку и определяет уровень выходного напряжения.

Как и для понижающего преобразователя, можно выделить два режима работы регулятора – режим непрерывных и прерывистых токов. В первом ток катушки индуктивности всегда больше нуля, а во втором существует интервал времени, в течение которого ток катушки индуктивности равен нулю. Временные диаграммы для обоих режимов приведены на рисунке 8.

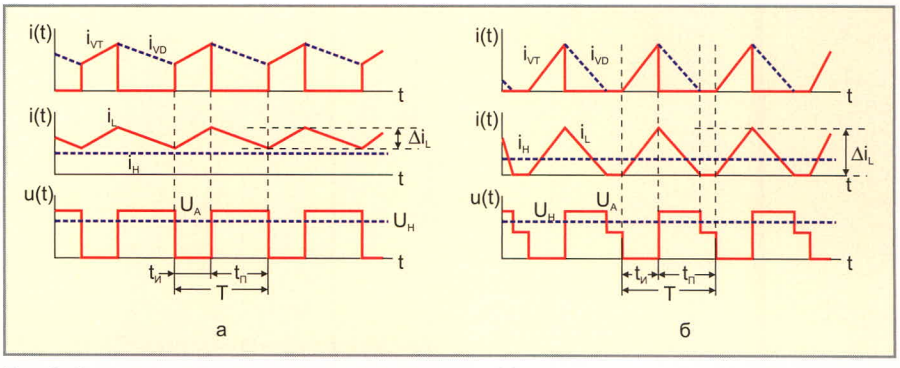


Рис. 8. Временные диаграммы режима непрерывного (а) и прерывистого (б) тока регулятора II типа

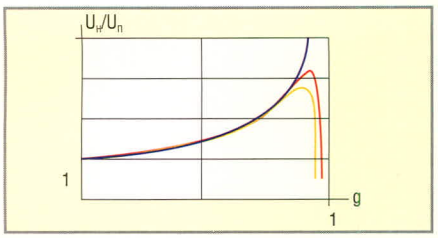


Рис. 9. Регулировочная характеристика регулятора II типа

Регулировочная характеристика регулятора II типа для режима непрерывных токов описывается выражением [3]:

$$U_н = \frac{U_n}{1-\gamma} - \frac{I_H(r_{VT}+r_L)}{(1-\gamma)^2} - U_{VD}.$$

Для идеального регулятора без потерь:

$$U_н = \frac{U_n}{1-\gamma}.$$

Как видно из формулы, регулировочная характеристика реального преобразователя зависит от тока нагрузки. При большом токе появляется характерный максимум на характеристике для значений γ, близких к 1, обусловленный потерями в преобразователе. При дальнейшем увеличении коэффициента заполнения потери начинают значительно уменьшать энергию, передаваемую в нагрузку. Таким образом, напряжение в нагрузке падает (см. рис. 9).

Как видно из рисунка 9, напряжение на выходе ограничивается некоторым значением, определяемым сопротивлением потерь. Проектируя реальные источники питания, необходимо учитывать этот факт и ограничивать максимальное значение коэффициента заполнения. Если необходимо получить напряжение, значительно превышающее входное, то необходимо использовать модификации регулятора I типа с трансформатором.

Основные отличия режима прерывистых токов заключаются в наличии интервала времени $t_П$, когда ток катушки индуктивности равен нулю.

Регулировочная характеристика регулятора II типа в режиме прерывистых токов описывается выражением [3]:

$$\frac{U_н}{U_n} = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{\gamma^2}{K}},$$

где $K = 2L/R_HT$.

Как правило, повышающий преобразователь проектируется для работы как в режиме прерывистых, так и в режиме непрерывных токов.

Важной особенностью повышающего преобразователя является то, что он потребляет от источника не импульсный ток, как преобразователи I и III типов, а непрерывный. Эта особенность используется для построения корректоров коэффициента мощности.

Следует отметить, что часто можно встретить модифицированную схему повышающего преобразователя – синхронный повышающий преобразователь. В таком преобразователе, как и в понижающем, диод заменяется полевым транзистором, что позволяет повысить КПД регулятора. Как правило, схема синхронного повышающего регулятора находит применение в портативной аппаратуре с батарейным питанием (см. рис. 10).

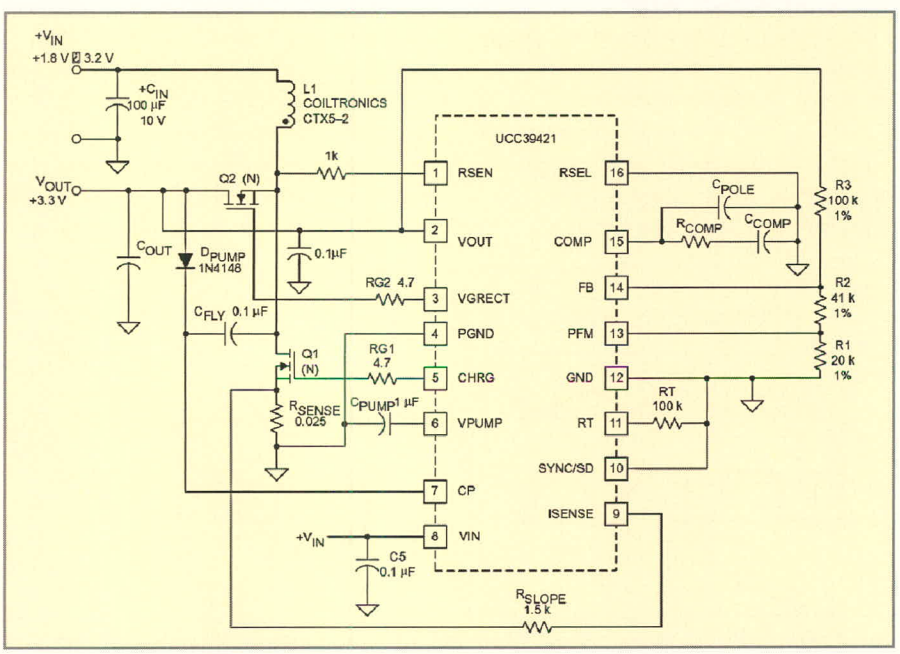


Рис. 10. Схема повышающего синхронного преобразователя

Регулятор III типа (инвертирующий преобразователь)

Инвертирующий преобразователь (buck-boost converter, или step-up/down converter) позволяет получать выходное напряжение как большего значения по сравнению с входным, так и меньшего. Упрощённая схема преобразователя приведена на рисунке 11.

Когда транзистор VT открыт, к катушке индуктивности L прикладывается всё напряжение источника питания, т.е. $U_L = U_П$. Под действием этого напряжения в контуре источник–катушка индуктивности L–ключ VT нарастает ток и накапливается энергия в катушке индуктивности (см. рис. 12а). Ток нагрузки I_H определяется разрядом конденсатора C.

Когда транзистор VT закрывается (интервал паузы $t_П$), ток катушки индуктивности замыкается в контуре, содержащем катушку индуктивности L, нагрузку и диод VD. Таким образом, энергия, накопленная в катушке индуктивности, передаётся в нагрузку и определяет уровень выходного напряжения.

Можно выделить два режима работы регулятора – непрерывных и прерывистых токов. В первом ток катушки индуктивности всегда больше нуля, а во втором существует интервал времени, в течение которого ток катушки индуктивности равен нулю. Временные диаграммы для обоих режимов приведены на рисунке 12.

Регулировочная характеристика регулятора III типа для режима непрерывных токов описывается выражением:

$$U_н = U_n \frac{\gamma(1-\gamma)}{(1-\gamma)^2 + \frac{r}{R_H}},$$

где r – сопротивление потерь, R_H – сопротивление нагрузки.

Для идеального регулятора без потерь ($r = 0$):

$$U_н = \frac{U_n\gamma}{1-\gamma}.$$

Как видно из формулы, регулировочная характеристика реального пре-

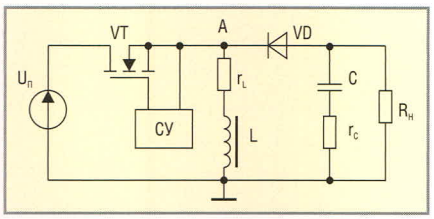


Рис. 11. Упрощенная схема повышающего регулятора III типа

образователя зависит от тока нагрузки (определяется величиной $R_н$) и сопротивления потерь. При большом токе появляется характерный максимум на характеристике для значений γ, близких к 1, обусловленный потерями в преобразователе (см. рис. 13).

Регулировочная характеристика регулятора II типа в режиме прерывистых токов описывается выражением [4]:

$$U_н = U_п \frac{\gamma}{\sqrt{K}},$$

где $K = 2L/R_н T$.

Как правило, инвертирующий преобразователь проектируется для работы как в режиме прерывистых, так и в режиме непрерывных токов.

Основной модификацией схемы инвертирующего преобразователя является обратноходовой преобразователь (flyback converter).

В схеме обратноходового преобразователя (рис. 14) обеспечивается гальваническая развязка входного и выходного напряжений. При открытии транзистора VT по первичной обмотке трансформатора протекает ток, сердечник трансформатора накапливает энергию. При этом во вторичной обмотке наводится ЭДС обратной полярности; диод VD заперт. При закрытии ключа ток первичной обмотки начинает уменьшаться, напряжение вторичной обмотки меняет полярность, диод VD открывается. Трансформатор сбрасывает накопленную в магнитопроводе энергию в нагрузку. При этом происходит размагничивание сердечника, поэтому специальных мероприятий, таких как введение размагничивающей обмотки в прямоходовом преобразователе, здесь не требуется.

Таким образом, передача энергии в данном преобразователе происходит во время обратного хода, откуда преобразователь и получил своё название.

Обратноходовой преобразователь используется для питания устройств, потребляющих десятки – сотни ватт, то есть в основном классе бытовых устройств. Поэтому обратноходовой преобразователь нашёл широкое применение.

Следует также отметить, что в некоторых преобразователях используется два хода: во время прямого хода происходит накопление энергии в магнитопроводе, а также передача энергии в нагрузку, как в прямоходовом преобразователе, во время обратного хода запасённая энергия отдаётся в нагрузку.

В блоках питания современных устройств часто одновременно используются преобразователи нескольких типов. Рассмотрим схему блока питания плазменного телевизора Philips на шасси FM23 (см. рис. 15) [6]. Эта схема иллюстрирует разнообразие типов применённых в блоке питания DC/DC-преобразователей.

Источник питания Standby (модуль P2) построен на базе прямоходового преобразователя и служит для питания схем телевизора в дежурном режиме. В данном режиме в телевизоре работает лишь несколько блоков, осуществляющих включение телевизора при нажатии кнопки на пульте дистанционного управления или на передней панели телевизора. Потребление этих цепей мало (несколько ватт), поэтому здесь используется прямоходовой преобразователь.

Как видно на схеме, модуль P2 разделён на две части: высоковольтную HOT («горячую») и низковольтную COLD («холодную»), гальванически развязанные между собой.

Модуль P5 содержит корректор коэффициента мощности, предназначенный для увеличения коэффициента потребляемой мощности. Как было отмечено выше, корректор мощности строится на базе регулятора II типа, на выходе которого присутствует повышенное до 400 В напряжение. Согласно современным европейским стандартам по качеству электроэнергии, любое бытовое устройство, потребляющее свыше 150...200 Вт, должно иметь коэффициент мощности не хуже 0,9. Для устройств, потребляющих меньшую мощность, эта норма носит лишь рекомендательный характер, поэтому во многих случаях для удешевления устройства корректор мощности не устанавливается. Однако вполне возможно, что в ближайшее время этот стандарт распространится и на устройства с потреблением 50...100 Вт.

Следующим структурным звеном блока питания является основной источник питания телевизора – модуль P6. Он построен по полумостовой схеме, являющейся двухтактной модификацией понижающего регулятора. Полумост образован транзисторами 7005, 7006, управляемыми контроллером MC34067 компании Motorola. Источник имеет схему мягкого запуска, обеспечи-

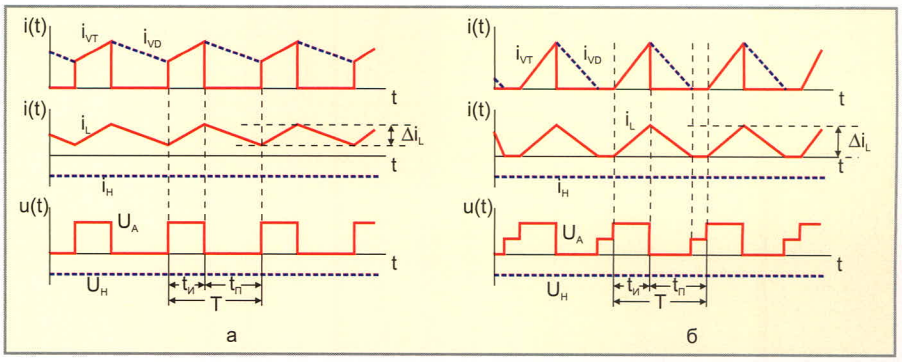


Рис. 12. Временные диаграммы режима непрерывного (а) и прерывистого (б) тока регулятора III типа

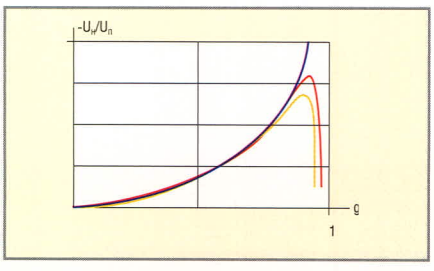


Рис. 13. Регулировочная характеристика регулятора III типа

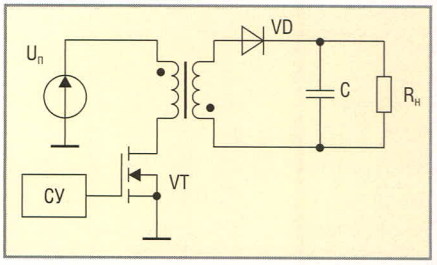


Рис. 14. Упрощённая схема обратноходового преобразователя

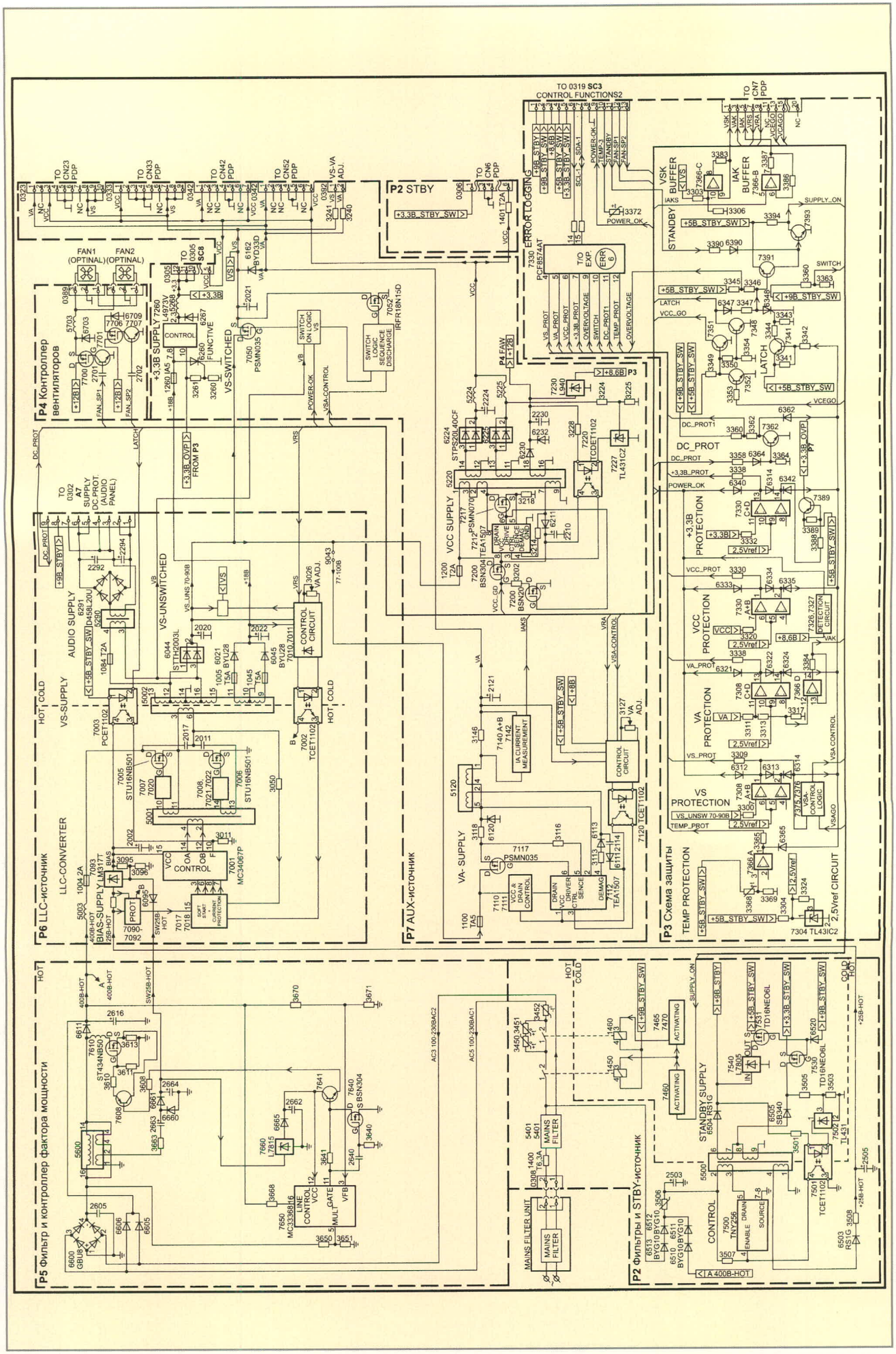


Рис. 15. Схема блока питания плазменного телевизора Philips на шасси FM23

вающую плавный выход на режим без экстратоков и перенапряжений, а также схему защиты по току, обеспечивающую отключение источника при коротком замыкании в нагрузке.

Обратная связь к микросхеме контроллера подведена через оптопары, обеспечивающие гальваническую развязку высоковольтных и низковольтных цепей блока питания.

Напряжение во вторичной обмотке трансформатора выпрямляется двуполупериодными выпрямителями на диодной сборке 6044 и диодах 6021 и 6045, выпрямленное напряжение с которых подаётся на преобразователи следующего звена – модуля P7. Модуль P7 содержит три преобразователя: VA-SUPPLY, VCC SUPPLY, +3,3В SUPPLY. Преобразователи VA-SUPPLY и +3,3В SUPPLY представляют собой регуляторы I типа. В первом из них имеются специальные схемы защиты, во втором ключевой транзистор интегрирован в микросхему контроллера.

Преобразователь VCC SUPPLY представляет собой совмещённый прямо- и обратноходовой преобразователь, построенный на контроллере TEA1507 и транзисторе 7217.

Кроме того, рассмотренный блок питания имеет модуль P3, содержащий в себе схемы защиты всех преобразователей.

Литература

1. Understanding Buck Power Stages in Switchmode Power Supply.
2. Voltage regulator-down 10.0. Design Guide. Intel Corp., February 2004.
3. Understanding Boost Power Stages in Switchmode Power Supply.
4. Understanding Buck-Boost Power Stages in Switchmode Power Supply.
5. *Образцов С.А.* Схемотехника цепей питания процессоров Pentium 4. Ремонт электронной техники. 2004. № 11. С. 45–50.
6. Ремонт и сервис. 2004. № 11. Вкладка, с. IX.

Новости мира News of the World Новости мира

Philips меняет рекламный лозунг

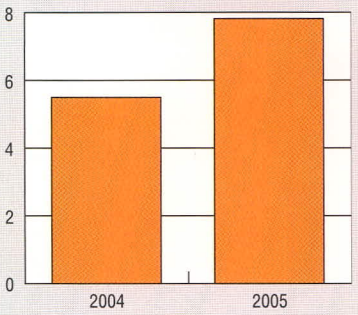
На состоявшейся недавно в Москве пресс-конференции фирма Philips объявила о замене старого рекламного лозунга «Изменим жизнь к лучшему» новым: «Разумно и просто». Задача кампании – создать у потребителей образ корпорации, создающей высокотехнологичные, но легкие в обращении устройства. «Целевой группой новой рекламной кампании являются те 20% потребителей, которые совершают 80% всех покупок. Это люди, принимающие решения в той или иной области, в возрасте 35...55 лет, которые разделяют общее недовольство излишней сложностью высокотехнологичных устройств и приборов» – сказал на пресс-конференции Эндерсон Гимараес, директор по международному маркетингу. Для англоязычных стран новый лозунг звучит «Sense and Simple» и обращается скорее к чувствам потребителя, чем к его разуму. Общая сумма, которую предполагается затратить на проведение кампании в первом полугодии 2005 г, составит около 80 млн. евро. В России новая рекламная кампания начнётся с мая 2005 г., и в ближайшее полугодие на неё будет потрачено 250 млн. руб.

По материалам пресс-службы Philips Россия

Объём рынка преобразователей постоянного тока к 2008 году достигнет 8 млрд. долл. США

Компания Venture Development Corp., занимающаяся анализом и прогнозированием рынка электронных компонентов, опубликовала результаты недавнего исследования, в фокусе которого оказался глобальный рынок преобразователей постоянного тока.

В 2004 году мировой объем потребления этих устройств, к числу которых можно отнести микросхемы преобразования уровня напряжения постоянного тока, регуляторы параметров преобразования, контроллеры широтно-импульсной и частотно-импульсной модуляции, превысил 5 миллиардов долларов США. По оценке исследователей, в 2008 году он подойдет к отметке 8 миллиардов. Соотношение между объемами поставок в 2004 и 2008 годах видно на прилагаемой иллюстрации.



В докладе были отмечены основные факторы, влияющие на рост рынка:

Распространение архитектурных решений, в которых понижение напряжения выполняется непосредственно в точке потребления питания. Этот подход характерен для большого числа потребительских устройств, мобильных приложений и вычислительной техники.

Заметный рывок, который индустрия полупроводниковых приборов сделала в минувшем году, достигнув пикового уровня 2000 года. По оценкам аналитиков, устойчивый рост будет иметь место и в ближайшие годы.

Растущие потребности изготовителей комплектного оборудования (OEM). Производители строят все более сложные системы, которые требуют современных технических решений, связанных с понижением напряжения питания конечных устройств и использованием дополнительных источников питания. Эти потребности влекут за собой появление более универсальных и многофункциональных микросхем, интегрирующих в одном кристалле несколько подсистем. В качестве примера можно привести микросхему, объединяющую в одном корпусе функции преобразователя напряжения, схемы питания и заряда батарей, о которой мы недавно писали.

http://www.ixbt.com

Против Microsoft подан иск о нарушении патентных прав, связанных с форматом JPEG

Техасская фирма Forgent Networks объявила о подаче судебного иска о нарушении патентного законодательства против компании Microsoft. Данный шаг стал ответом на действия софтверного гиганта, который несколькими днями ранее обратился в суд с просьбой аннулировать принадлежащий Forgent патент №4698672, известный также как «672-й патент» и описывающий метод сжатия информации, применяемый в технологии JPEG.

Напомним, что ровно год назад Forgent уже были поданы аналогичные иски против 31 компании компьютерной, коммуникационной, издательской и фотоиндустрии.

http://itc.ua/article.phtml?ID=20492

Эскизный проект системы статических преобразователей напряжения

Владимир Силкин (г. Калуга)

В предлагаемой статье представлен вариант эскизного проекта многофункциональной системы статических преобразователей напряжения. Данная разработка основывается на последних достижениях в области системотехники и схемотехники силовой электроники, подтверждённых моделированием в среде OrCAD 9.2. В проекте используется элементная база силовой электроники, выполненная по самой совершенной в настоящее время технологии Power MOS 7.

Технические требования, предъявляемые к разрабатываемой системе

Электрические требования

Общей поставленной задачей является создание статических преобразователей однофазного напряжения (СПО) и трёхфазного напряжения (СПТ). Частной рассматриваемой задачей является выбор вариантов построения системы и алгоритма управления, а также выбор микроконтроллера. Требуемые электрические параметры преобразователей приведены в таблице.

Функциональные требования

Разрабатываемая система должна обладать всеми функциями защиты и мониторинга, характерными для современных систем силовой электроники:

- контроль входного, промежуточного и выходного напряжения преобразователя;
- контроль входного и выходного тока;
- защита от токовой перегрузки;
- защита от короткого замыкания;
- защита от перегрева.

Кроме того, для осуществления параллельной работы силовых элементов и трёхфазного построения на систему дополнительно накладываются функции динамического выравнивания токов выходных силовых ключей и синхронизации работы силовых элементов.

Технические требования к электрическим параметрам

Наименование параметра	Численное значение	
	СПТ	СПО
Номинальное выходное напряжение синусоидальной формы (действующее значение), В	230	
Пределы изменения выходного напряжения при изменении нагрузки от 0 до 100%, %, не более	±2	
Пределы изменения выходного напряжения при изменении нагрузки от 50 до 100%, %, не более	±1,5	
Низкочастотная модуляция выходного напряжения, %, не более	0,2	
Номинальная выходная мощность, кВт	30	8
Число фаз выходного напряжения	3	1
Частота выходного напряжения, Гц	400	
Пределы изменения частоты выходного напряжения при изменении нагрузки от 0 до 100%, %, не более	±1	
Разность линейных напряжений при холостом ходе и симметричной нагрузке, %, не более	2	
Коэффициент нелинейных искажений формы выходного напряжения, %, не более	5	
Коэффициент мощности нагрузки, не менее	0,8	
КПД, не менее	0,8	
Диапазон срабатывания схемы защиты от перегрузки по току и КЗ по выходу, % от номинального тока нагрузки	120...130	
Время установления напряжения, с, не более	5	

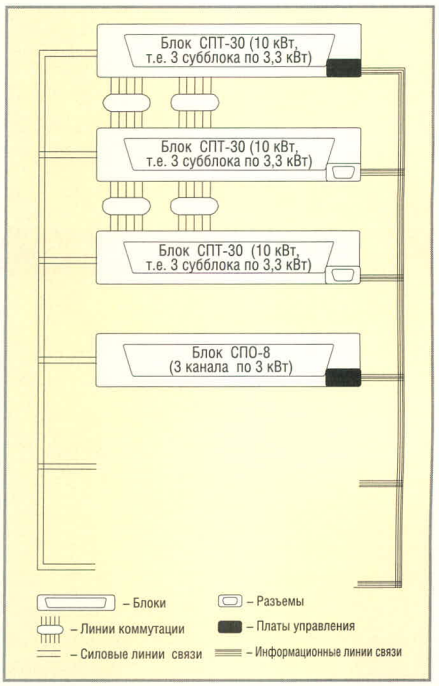


Рис. 1. Эскиз функциональной схемы однофазного и трёхфазного статических преобразователей напряжения (СПО и СПТ)

Конструктивные требования

Габариты в плане не должны превосходить 600 × 600 мм, высота должна быть не более 600 мм.

Системное определение варианта построения статических преобразователей напряжения

Рассмотрим часть системы – однофазные и трёхфазные преобразователи напряжения, построенные на основе схем инверторов напряжения и питаемые выпрямленным напряжением сети. В качестве базового предлагается вариант построения системы статических преобразователей, приведённый на рисунке 1.

Предлагаемый вариант логически проистекает из осмысления поставленной в технических требованиях задачи. Рассмотрим это подробнее. Необходимо разработать трёхфазный статический преобразователь мощностью 30 кВт и однофазный мощностью 8 кВт. Поставленная задача неявно подразумевает возможность (или даже необходимость) параллельного включения какого-то минимального элемента. Если найти наименьшее общее кратное, то оно будет равно 3,3 кВт. Таким образом, предлагаемый вариант будет соответствовать рисунку 1: три трёхфазных блока по 10 кВт (в каждом по три субблока мощностью 3,3 кВт) и один однофазный блок мощностью 8 кВт (состоит из трёх субблоков по 3,3 кВт).

Приведённая система позволяет:

- использовать глубокую внутреннюю унификацию;
- применить параллельное включение блоков СПТ и каналов СПО;
- применить апробированный вариант построения статического преобразователя (с корреляцией по мощности);
- легко наращивать и снижать мощность статических преобразователей.

Рассмотрим вышесказанное по пунктам. Унификация заключается в том, что блоки СПТ и СПО можно собирать на одной печатной плате, с одинаковыми навесными элементами, при незначительном изменении в коммутации (в основном в сильноточной части) и в комплектации.

Параллельное включение блоков СПТ и каналов СПО возможно при использовании в качестве силовых ключей IGBT – транзисторов с положительным коэффициентом напряжения насыщения – и при соединении параллельных элементов непосредственно на выходе мостов и после силовых фильтров. Динамическое выравнивание токов и балансировка фаз возложены на систему управления.

Информация об аналогичном по мощности варианте построения канала статического преобразователя изложена в статье [1].

Сама предлагаемая структура построения статических преобразователей напряжения подразумевает возможность простого варьирования мощности статических преоб-

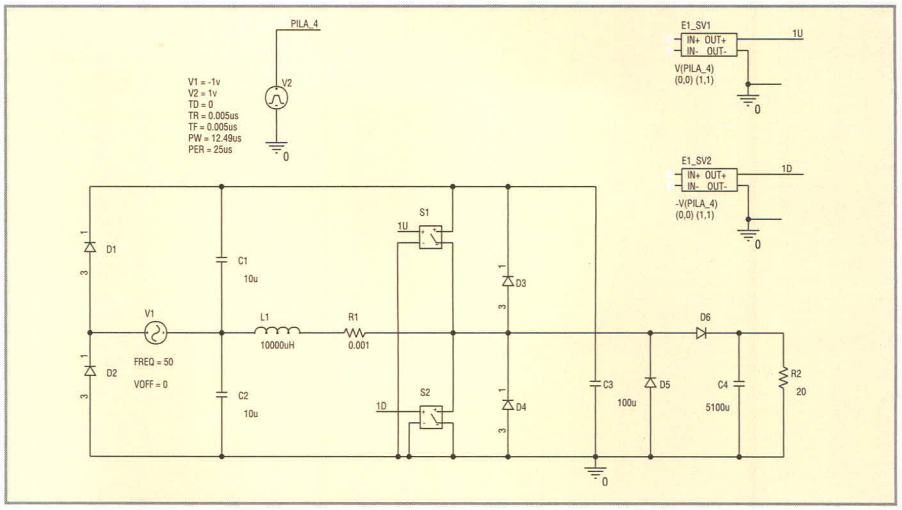


Рис. 2. Схема плавающего полумостового повышающего преобразователя, подготовленная для моделирования в среде OrCAD 9.2

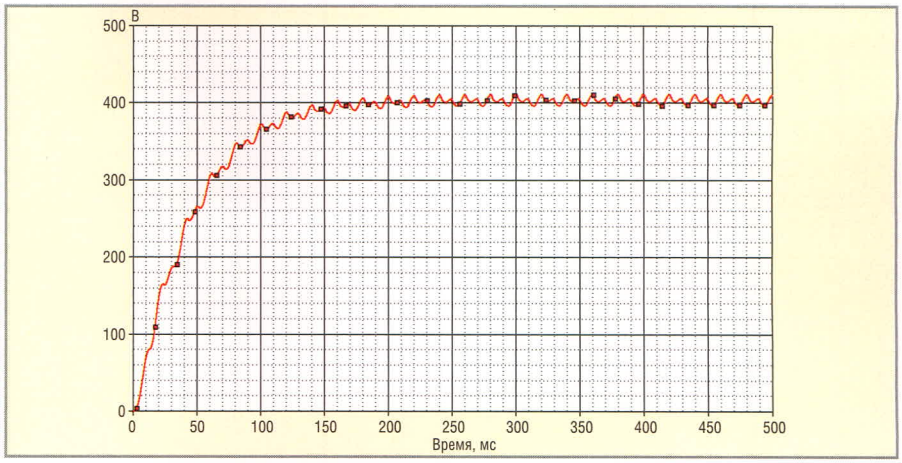


Рис. 3. Эпюра выходного напряжения ППП преобразователя

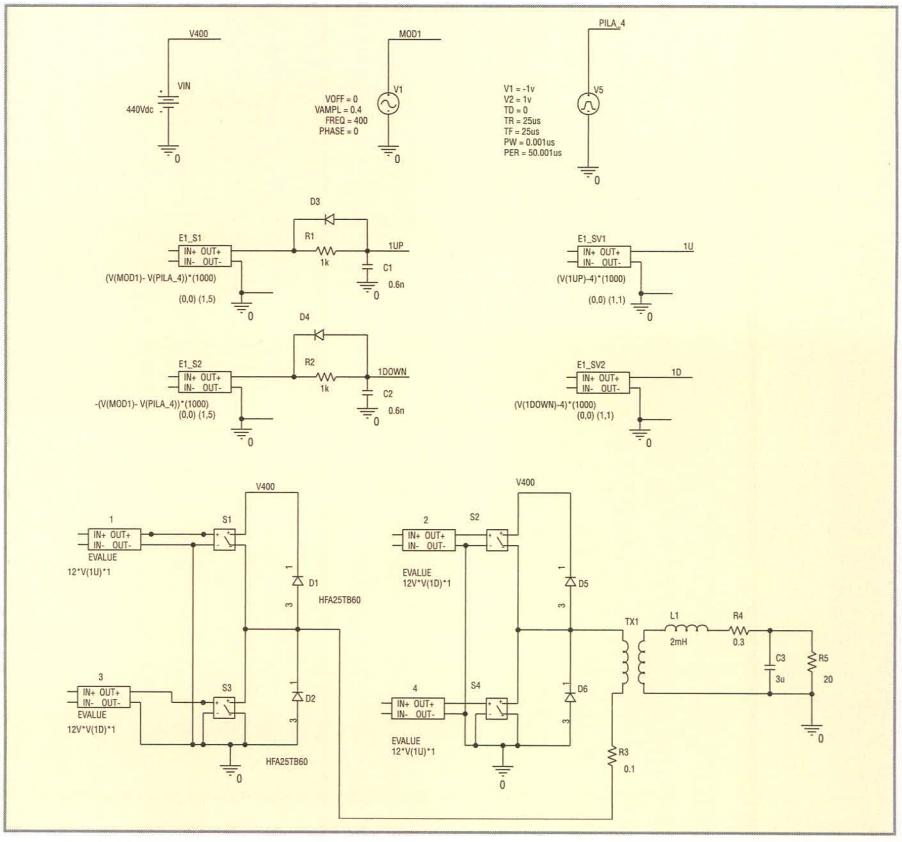


Рис. 4. Схема полномостового инвертора, подготовленная для моделирования в среде OrCAD 9.2

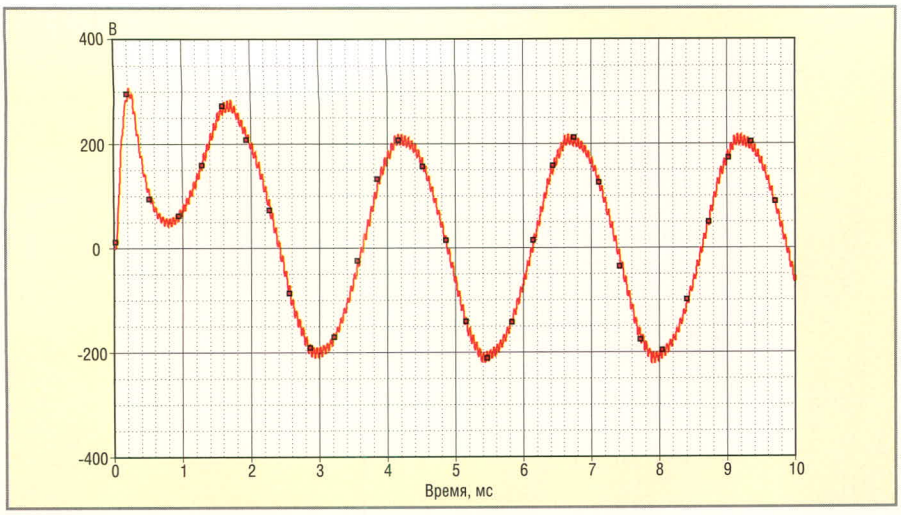


Рис. 5. Эпюра выходного напряжения полномостового инвертора

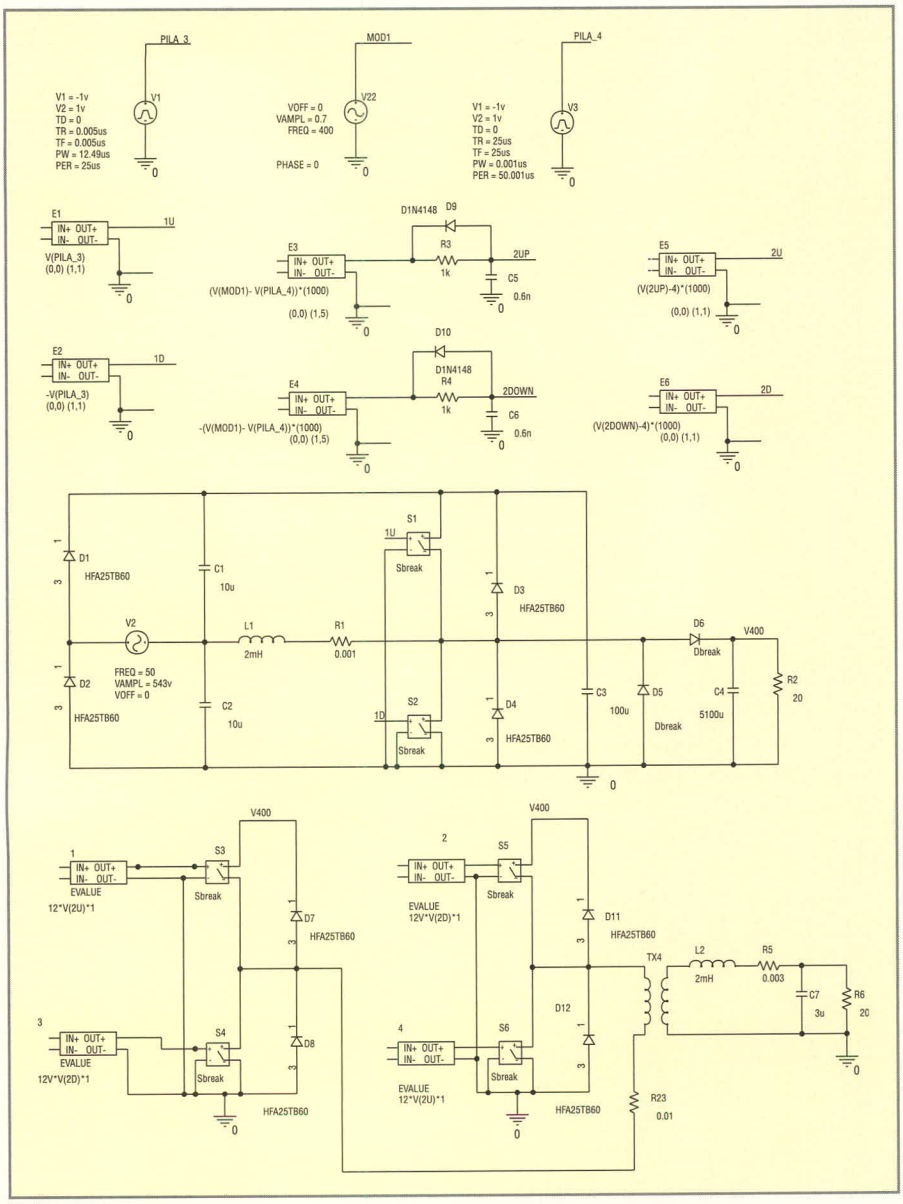


Рис. 6. Схема предложенного варианта статического преобразователя напряжения, подготовленная для моделирования под оболочкой Capture OrCAD

разователей благодаря параллельному включению блоков и каналов. Рассматриваемый вариант представляет собой систему построения статических преобразователей напряжения на основе унифицированной базовой ячейки (УБЯ). УБЯ – это законченный блок, выполняющий функции выпрямителя входного напряжения переменного тока, корректора коэффициента мощности, стабилизатора постоянного напряжения, преобразователя постоянного напряжения в переменное и стабилизатора выходного напряжения переменного тока (с функцией корректора формы выходного напряжения).

Структура схемотехнического построения ячейки, краткое теоретическое обоснование и пояснения на основании результатов моделирования

Схема построения унифицированной базовой ячейки логически проистекает из заявленных функций – выпрямление входного напряжения переменного тока, коррекция коэффициента мощности, стабилизация постоянного напряжения возлагается на «плавающий» полумостовой повышающий (ППП) преобразователь (теоретически обоснован в статье [2]). Схема, подготовленная для моделирования в среде OrCAD 9.2, приведена на рисунке 2.

Отметим наличие в схеме конденсатора С4, который является не только фильтрующим, но и энергозапасающим (для обеспечения возможности переключения входного напряжения). Эпюра выходного напряжения приведена на рисунке 3.

Преобразование постоянного напряжения в переменное и стабилизация выходного напряжения переменного тока (с функцией корректора формы выходного напряжения) реализуется хорошо известной схемой полномостового инвертора. Схема, подготовленная для моделирования в среде OrCAD 9.2, приведена на рисунке 4; эпюра выходного напряжения – на рисунке 5.

Описанная архитектура позволяет с необходимым качеством решить поставленные задачи и избежать многих неприятностей. Общая схема моделирования приведена на рисунке 6.

Результаты моделирования демонстрируют полное соответствие поставленным задачам. Эпюра выходного напряжения показана на рисунке 7, а его спектральный состав – на

рисунке 8. Все представленные материалы доказывают правильность сделанного выбора.

Для подтверждения правильности выбранного решения представленных результатов достаточно, а для разработки принципиальной электрической схемы и выдачи технического задания на расчёт и разработку трансформатора и дросселей потребуется дополнительное моделирование.

Основные алгоритмы управления

Алгоритм управления первым звеном, основанный на позиционном пропорциональном регулировании, приведён на рисунке 9. Представленный алгоритм позволяет не только эффективно стабилизировать промежуточное постоянное напряжение, но и в случае необходимости изменять величину стабилизируемого напряжения. Эта необходимость может возникнуть при работе комплекса алгоритмов в режиме коррекции формы выходного сигнала, когда величины промежуточного постоянного напряжения может быть недостаточно.

Алгоритм управления вторым звеном на базе самонастраивающейся системы на основе синусоидальной ШИМ приведён на рисунке 10.

Коррекция формы выходного напряжения

Рассмотрим работу представленной схемы на емкостной выпрямитель, представленный на рисунке 11. Такой вариант работы статических преобразователей напряжения встречается достаточно часто. Но самое главное, что такой вариант работы характеризуется максимальными искажениями формы выходного сигнала. Таким образом, это наиболее наглядное представление возможностей алгоритма в плане коррекции формы выходного напряжения. Эпюра нескорректированного выходного напряжения при работе на емкостной выпрямитель показана на рисунке 12.

На рисунке наглядно видно, что, несмотря на правильную форму ШИМ-сигнала, форма выходного низкочастотного сигнала искажена. Это позволяет построить концепцию коррекции формы выходного напряжения на основе изменения ШИМ-сигнала пропорционально отличию реального сигнала от идеального. В алгоритме управления вторым звеном используется метод стабилизации выходного напряжения (с функцией корректора формы выходного напряжения), когда измеряется выходное напряжение в каждой точке дискретизации периода (идея опубликована в статье [3]).

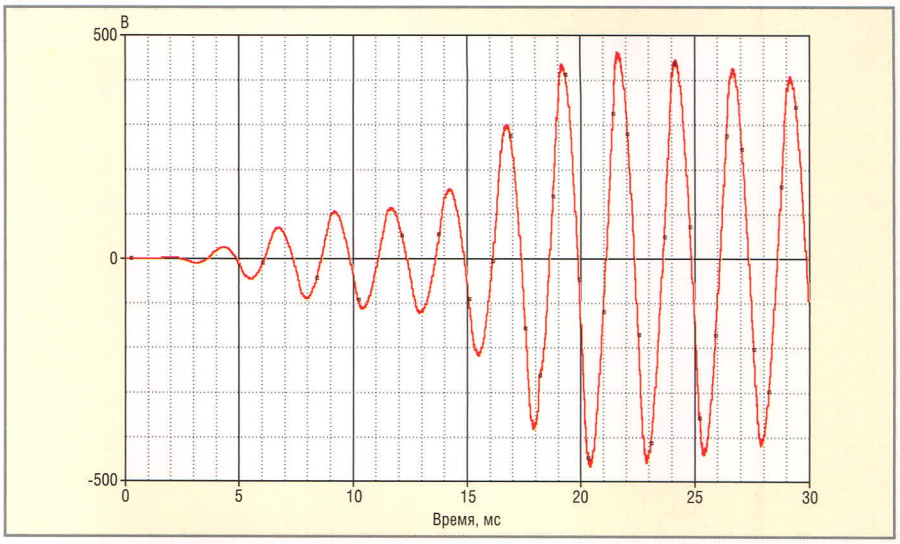


Рис. 7. Эпюра выходного напряжения схемы, приведённой на рис. 6

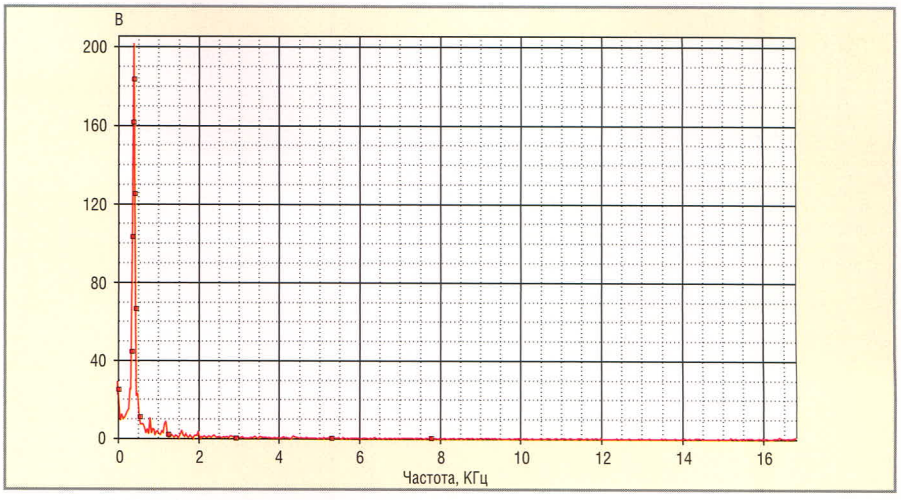


Рис. 8. Спектральный состав выходного сигнала

Зная выходное напряжение в каждой точке, можно вычислить значение длительности ШИМ-сигнала для следующей точки:

$$Sin_n = U_{ref}/U_{izm} \times Sin_{n-1},$$

где $1 < n < N$, U_{ref} – стабилизируемое амплитудное напряжение в единицах АЦП, U_{izm} – измеренное напряжение в единицах АЦП, Sin_{n-1} – расчётное значение длительности ШИМ-сигнала для предыдущего кванта времени.

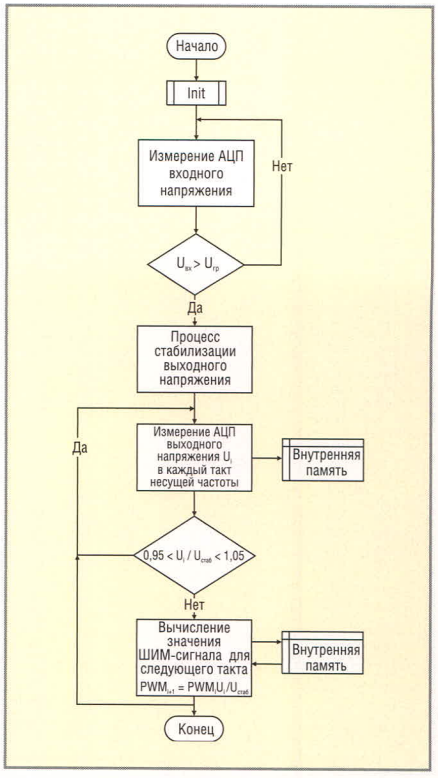


Рис. 9. Алгоритм управления на основе позиционного пропорционального регулятора

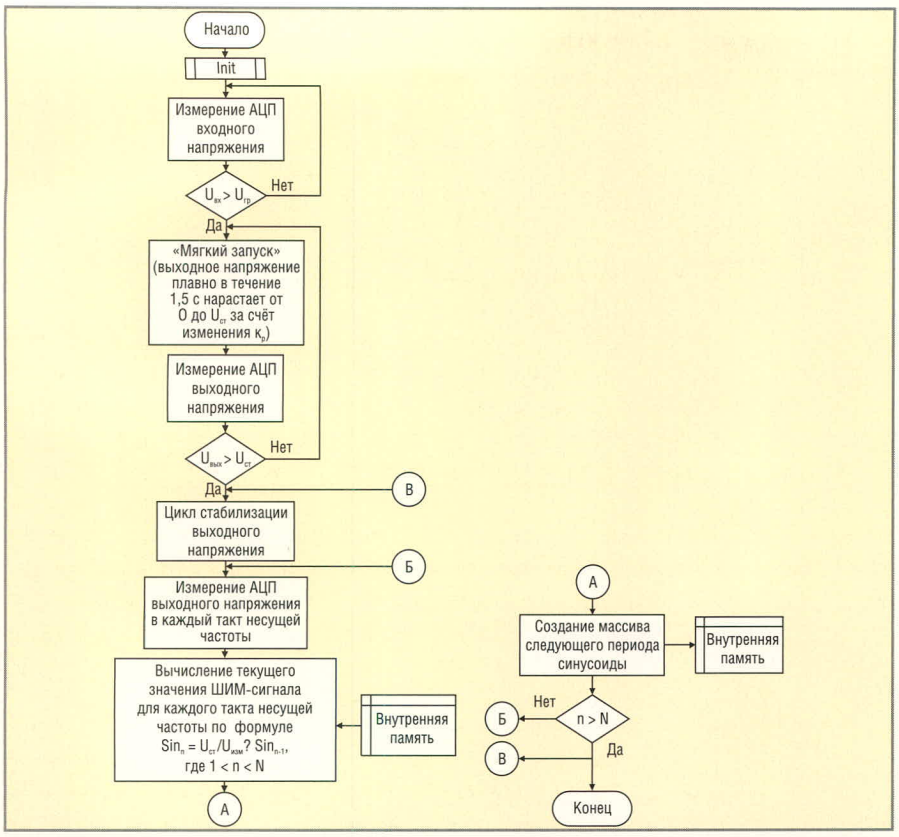


Рис. 10. Алгоритм управления самонастраивающейся системы на основе синусоидальной ШИМ

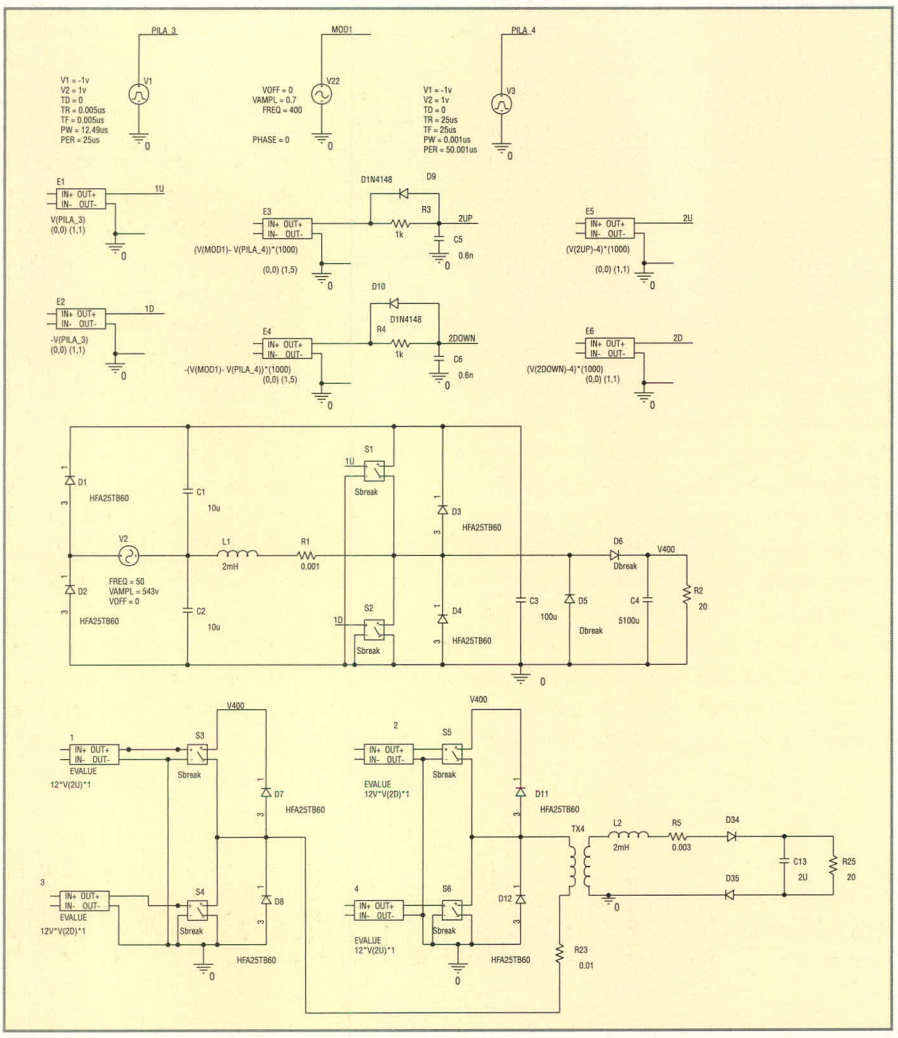


Рис. 11. Схема моделирования работы статического преобразователя напряжения на ёмкостную нагрузку

Параллельное включение

Параллельное включение чревато опасностью разбалансировки параллельно включённых плеч, особенно если происходит аварийный рост тока в отдельном плече. На систему управления накладывается задача динамического выравнивания выходного тока параллельно включённых плеч с целью предотвращения аварий. Существуют два возможных пути динамического изменения выходного тока: первый – путём изменения величины промежуточного постоянного напряжения; второй – путём изменения коэффициента регулирования k_p.

Процесс изменения величины промежуточного постоянного напряжения наглядно изображён на рисунке 13.

Динамическое изменение выходного тока путем изменения коэффициента регулирования k_p изображено на рисунке 14.

Представленные результаты доказывают жизнеспособность предложенных методов.

Предотвращение насыщения выходного трансформатора

Предложенный комплекс алгоритмов позволяет предотвратить насыщение сердечника выходного трансформатора. Действительно, сердечник рассчитывается так, чтобы не войти в область насыщения при номинальном значении выходного напряжения с запасом, необходимым не только для коррекции формы выходного напряжения, но и для предотвращения аварийных ситуаций за счёт различных факторов, например за счёт технологических разбросов свойств материалов.

Работа алгоритма коррекции формы выходного напряжения в большинстве случаев приводит к повышению намагниченности, поэтому при расчёте сердечника необходимо учитывать эту дополнительную намагниченность. Для предотвращения аварийного насыщения в алгоритм вводится дополнительная цепь предохранения, которая независимо от необходимости повышения намагниченности (допустим, при коррекции выходного напряжения) ограничивает её рост. Реально это означает, что при наступлении кри-

тического случая система управления прекращает корректировать форму выходного напряжения и удерживает работу статического преобразователя напряжения в граничном состоянии, несмотря на искажения формы выходного напряжения. Такая защита предотвращает аварийный выход из строя выходных ключей и действует до изменения условий функционирования системы.

Обоснование выбора элементной базы и варианта системы управления

Наиболее критичными элементами схемы являются силовые ключи. Мы остановили выбор на IGBT-транзисторах Power MOS 7 компании Advanced Power Technology (обоснование – в статье [4]).

Исходя из задач, алгоритмов и параметров системы для управления был выбран контроллер с цифровым сигнальным процессором (DSP). Для управления формой выходного напряжения за каждый квант ШИМ, измерения тока каждого ключа для динамического выравнивания токов параллельно включенных субблоков и работы IGBT-транзисторов на частоте 40 кГц, DSP является чуть ли не единственным средством реализации.

В системах управления вторичными источниками питания часто используются DSP серии TMS320 фирмы Texas Instrument. Они отличаются высокой производительностью и большим количеством периферийных устройств, необходимых при построении систем управления статическими преобразователями напряжения.

Габариты и конструктивные особенности ячейки статических преобразователей напряжения

Как уже было сказано выше, ячейка должна вписываться в размер 19 × 19 дюймов (482,6 × 482,6 мм) в соответствии с требованиями международной унификации. Высота ячейки не должна превышать 150 мм.

Выбранные схемотехнические решения и элементная база позволяют вписаться в указанные габариты.

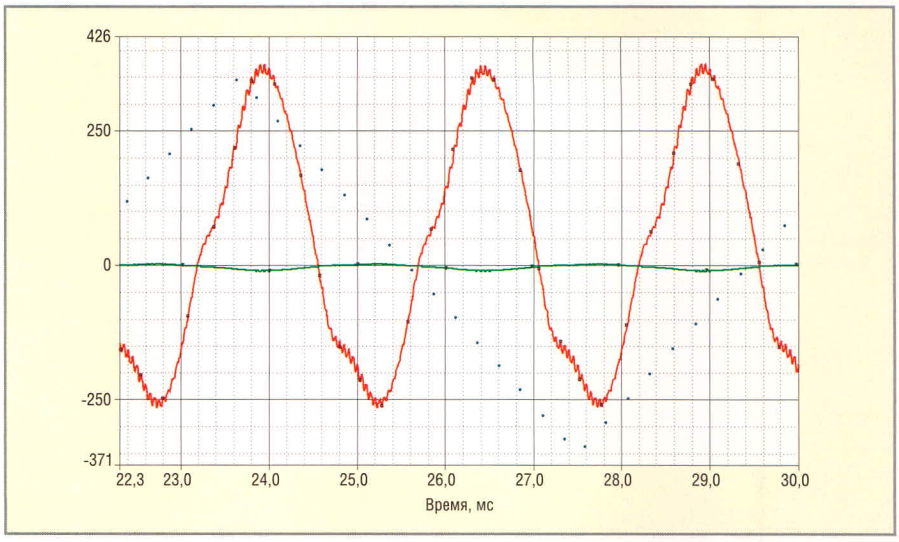


Рис. 12. Эпюры выходного напряжения, напряжения ШИМ-сигнала и выходного тока схемы при работе на емкостной выпрямитель

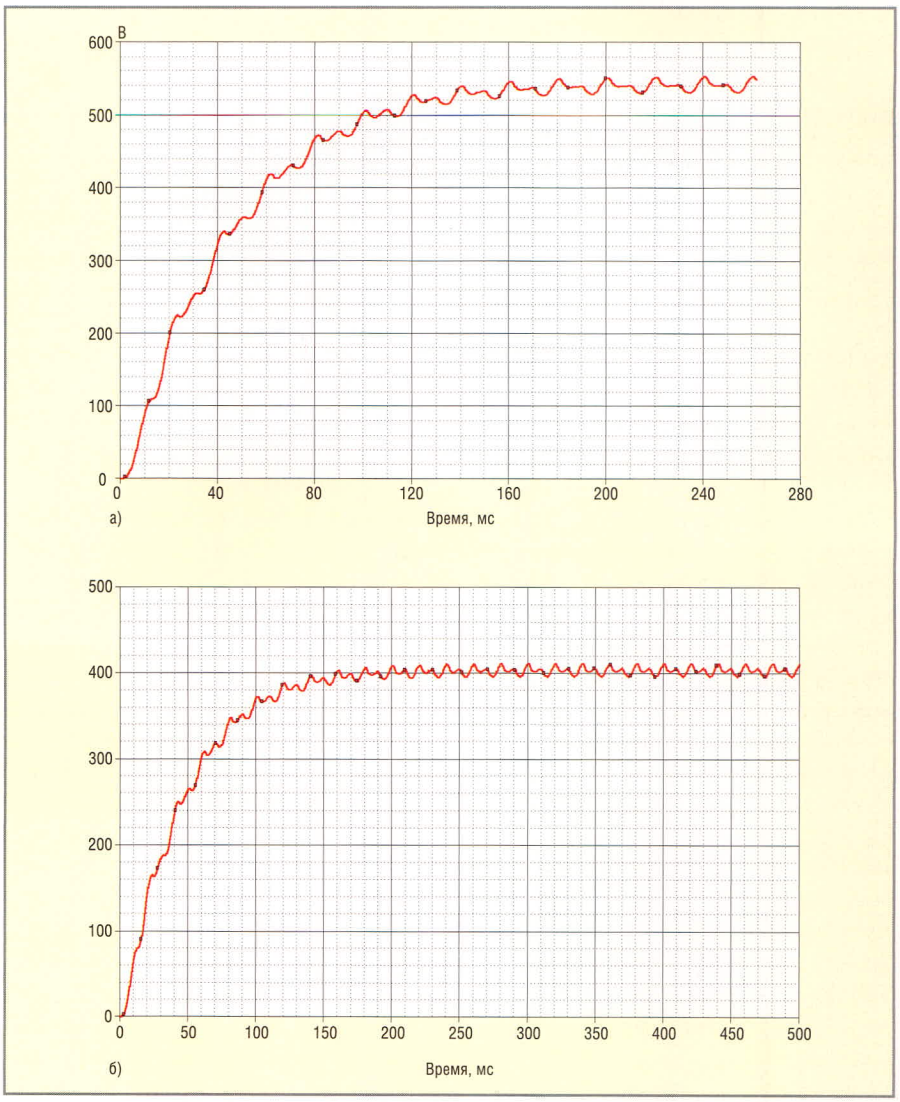


Рис. 13. Эпюры промежуточного постоянного напряжения: а) при $U_{пп}$ =545 В; б) при $U_{пп}$ = 400 В

Конструктивно ячейка строится классическим образом: на передней панели – плата дискретного ввода/вывода, микроконтроллер и элементы сигнальной коммутации; сзади – радиатор с мощными тепловыделяющими элементами и элементы мощной коммутации; между ними – плата с остальными элементами схемы. Такая компоновка, как пока-

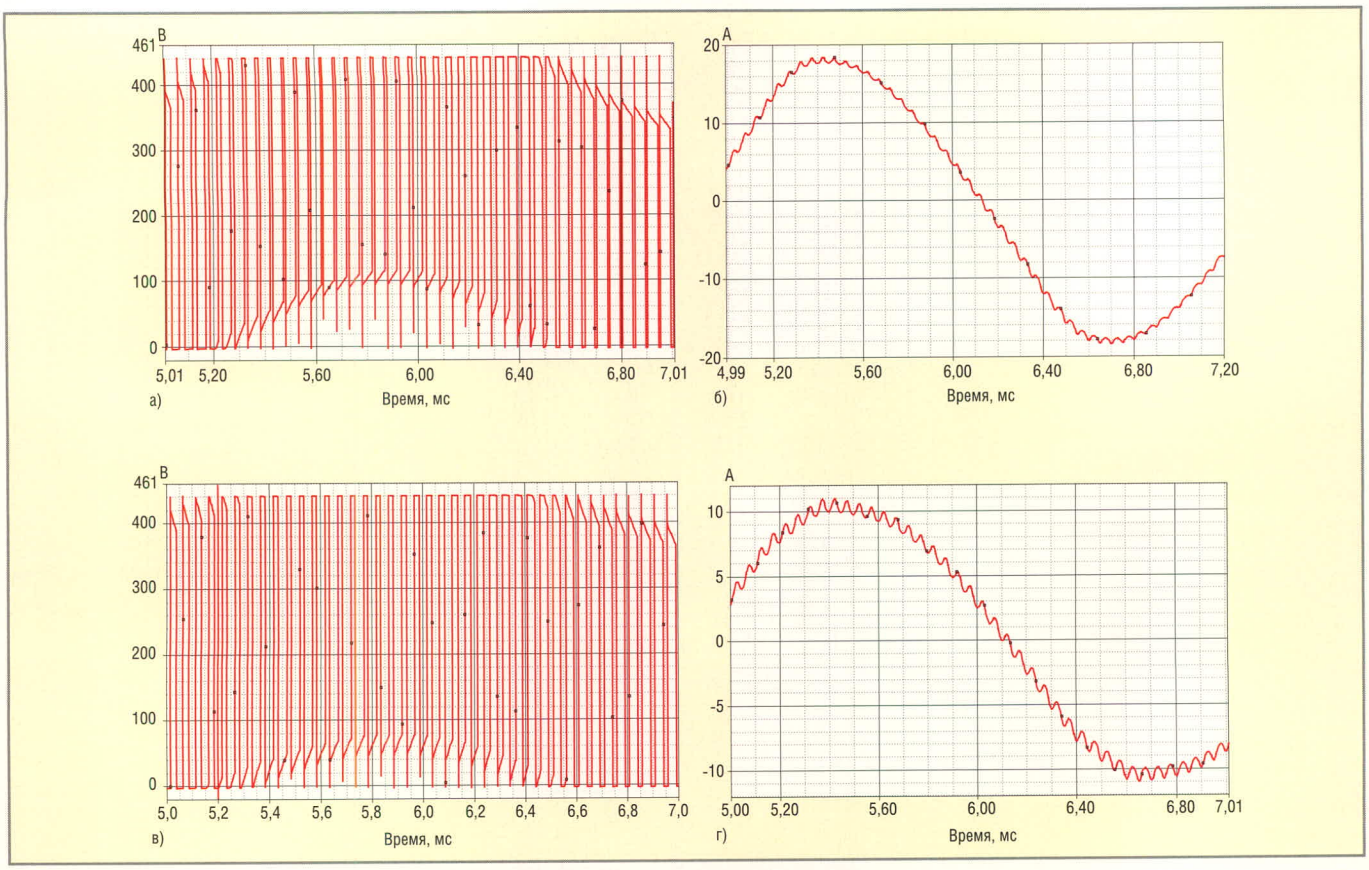


Рис. 14. Динамическое изменение выходного тока путем изменения коэффициента регулирования $k_р$

а) ШИМ-сигнал при $k_р$ = 0,7; б) выходной ток при $k_р$ = 0,7; в) ШИМ-сигнал при $k_р$ = 0,4; г) выходной ток при $k_р$ = 0,4

зывает практика, помогает решить проблемы с отводом тепла. Кроме того, моделирование электромагнитных процессов на этапе конструкторской разработки позволит решить многие вопросы электромагнитной совместимости. Так, после моделирования фирме Semikron удалось снизить уровень паразитных электромагнитных излучений в своих интеллектуальных модулях в 2 раза.

Моделирование может включать в себя трёхмерное представление разрабатываемого блока в среде AutoCAD и его анализ математическим аппаратом линий с распределёнными параметрами.

Рассмотрим также один из показателей современных преобразователей силовой электроники, наглядно характеризующий качество изделия, – удельную мощность. Предельно допустимая мощность нашего преобразователя – 4 кВт. Объём блока равен 4,826 × 4,826 × 1,5 = 34,94 дм³. Удельная мощность нашего двухкаскадного многофункционального преобразователя: 4000/34,94 = 114,5 (Вт/дм³), что весьма неплохо по современным меркам даже для однокаскадного преобразователя. Кроме того, в этих габаритах существует возможность повысить мощность вдвое.

Заключение

В заключение хотелось бы отметить, что предложенный вариант построения статических преобразователей напряжения использует самые последние достижения в различных областях и может быть положен в основу построения целого ряда преобразователей.

Необходимо также отметить гибкость используемого решения, так как для изменения, допустим, значения выходного параметра (в небольших пределах) достаточно изменить программу, практически не затрагивая самого изделия. Кроме того, возможно использование УБЯ без первого каскада, то есть в качестве преобразователя DC/AC. Необходимо отметить и функциональную оснащённость систем управления, позволяющую решить целый ряд весьма важных задач.

Таким образом, представленный эскизный проект может лечь в основу разработки семейства статических преобразователей напряжения на основе одной унифицированной, тщательно просчитанной ячейки.

Литература

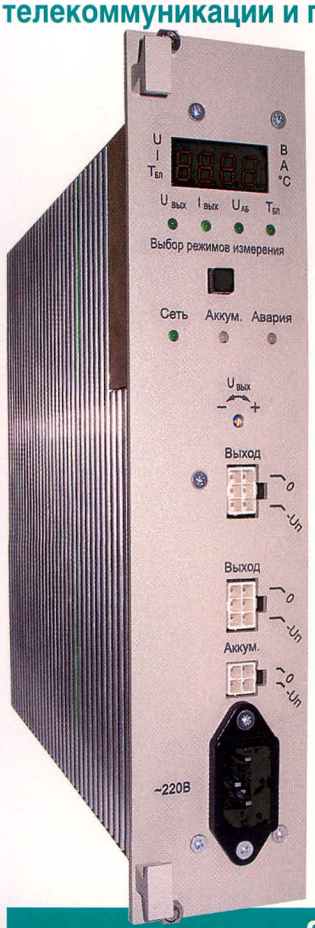
1. *Темирёв А.П., Апиков В.Р., Лозицкий О.Е., Никифоров Б.В., Луговец В.А., Москаленко Г.М., Харитонов С.А., Ляпидов К.С., Скачков Ю.В., Цветков А.А.* Статический преобразователь для питания потребителей синусоидальным напряжением 50 Гц, 3,75 кВА. Электропитание. 2003. Вып. 5.
2. Однокаскадный корректор коэффициента мощности. Схемотехника. 2001. № 10.
3. *Темирев А.П., Федоров А.Е., Маснюк С.И., Юрин А.В.* Алгоритм формирования синусоидального напряжения для систем бесперебойного питания. Электропитание. 2003. Вып. 5.
4. *Щукина И., Некрасов М.* Новая технология PT IGBT против мощных полевых МОП-транзисторов. Силовая электроника. 2004. № 1.
5. *Силкин В.А.* Пример создания комплекса алгоритмов управления высококачественными статическими преобразователями напряжения. Компоненты и технологии. 2004. № 9.
6. *Силкин В.А.* Вариант построения статических преобразователей напряжения. Компоненты и технологии. 2004. № 8.

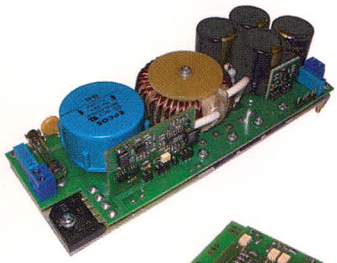
НАДЁЖНОСТЬ
ЭКОНОМИЧНОСТЬ
ПЕРЕДОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА

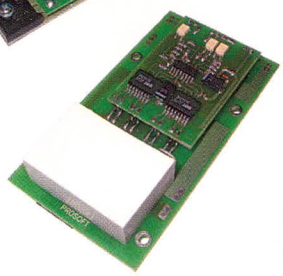
Fastwel

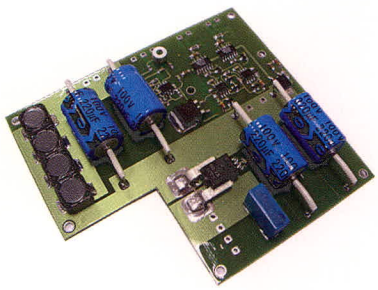
Новая линейка

высокоэффективных источников электропитания с резонансным преобразованием, синхронным выпрямлением и функцией UPS – идеальное решение для высоконадёжных систем телекоммуникации и промышленной автоматики









СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ

ККМ на базе контроллера промышленного стандарта Linear Technology и высоковольтного SiC-диода Шоттки CREE

Резонансный преобразователь напряжения с переключением в режиме нулевого напряжения

Синхронное выпрямление выходного напряжения

ОСНОВНЫЕ ДОСТОИНСТВА

- Высокая удельная мощность
- Естественное охлаждение без применения вентилятора
- Высокая эффективность
- Низкий уровень электромагнитных помех
- Стандартное исполнение 6U-12HP
- Опция заряда аккумуляторной батареи
- Промышленный температурный диапазон

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

НАИМЕНОВАНИЕ	МИНИМУМ	НОМИНАЛ	МАКСИМУМ
Выходное напряжение, В	10	13,6	14
	18	28	36
	36	48	48
	48	60	72
Входное напряжение, ~50/60 Гц, В	180	220	250
Максимальная мощность нагрузки, Вт	1200		
Коэффициент мощности	0,99		
КПД не менее, %	90		
Относительный уровень пульсаций, %	0,1		
Габариты, мм	235 x 225 x 60		
Масса, кг	2,8		

ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА

Активные компоненты

CREE
Linear Technology
International Rectifier
IXYS
MAXIM
Texas Instruments
ST Microelectronics
Philips

Пассивные компоненты

EPCOS
Micrometals
Murata
Sumida

PROSOFT®
ПРОСОФТ – АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА
Телефон: (095) 234-0636 E-mail: info@prochip.ru Web: www.prochip.ru

Вопросы разработки твердотельных импульсных модуляторов для электровакуумных приборов СВЧ

Александр Полищук (Москва)

За последние 10 лет в нашей стране в силу ряда экономических причин почти перестало развиваться направление разработки современных высокоэффективных систем электропитания с импульсной формой выходного напряжения. В то же время современная элементная база позволяет не только отказаться от использования в таких устройствах электровакуумных приборов и перейти на полностью твердотельную схемотехнику, но и значительно повысить надёжность, а также добиться ранее недостижимых характеристик импульсных модуляторов. В статье автор на основании своего опыта обосновывает принципиальные возможности построения твердотельных модуляторов и предлагает пути повышения их эффективности на высоких частотах.

Особый класс вторичных источников электропитания выходных генераторных СВЧ-приборов представляют так называемые импульсные модуляторы, в которых выходное напряжение имеет форму высоковольтных импульсов длительностью от десятков наносекунд до сотен микросекунд при токах до нескольких десятков ампер. Повышение эффективности таких устройств возможно за счёт отказа от использования в ключевых каскадах электровакуумных приборов и применения современных высоковольтных полупроводниковых транзисторов и диодов.

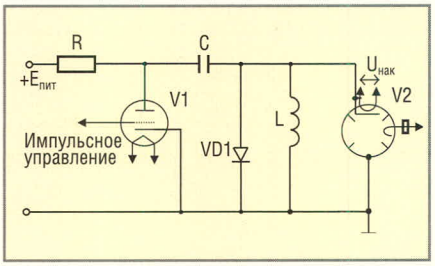


Рис. 1. Традиционная схема импульсного модулятора с частичным разрядом накопительной ёмкости

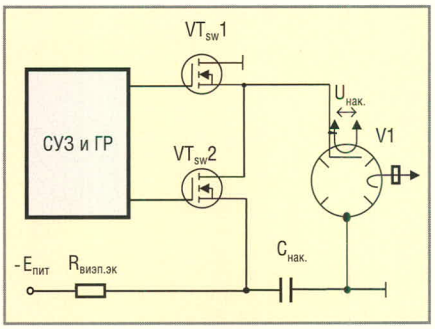


Рис. 2. Схема твердотельного двухтактного импульсного модулятора с частичным разрядом накопительной ёмкости

Традиционная схема импульсного модулятора с частичным разрядом накопительной ёмкости приведена на рисунке 1, где для примера в качестве генераторного прибора показан магнетрон.

В интервале между импульсами модуляторная лампа V1 заперта, и накопительный конденсатор C заряжается через резистор R и открытый диод VD1 до напряжения, близкого к напряжению питания $E_{пит}$. Для формирования импульса напряжения на нагрузке V2 на сетку модуляторной лампы подаётся положительный прямоугольный импульс, под действием которого лампа отпирается и подключает накопительный конденсатор к магнетрону. Длительность импульса, создаваемая таким модулятором, определяется длительностью импульса на сетке модуляторной лампы. Для формирования заднего фронта импульса в модулятор вводится формирующая цепь, состоящая из индуктивности L и диода VD1.

Основные трудности, возникающие при реализации этой схемы, следующие:

- практическое отсутствие малогабаритных высоковольтных электровакуумных приборов, способных формировать импульсы длительностью от 50 нс при напряжении 6...30 кВ и токах до нескольких десятков ампер и обеспечивающих высокие надёжность и наработку на отказ;
- большие потери на зарядном резисторе R и, как следствие, снижение КПД модулятора;
- отсутствие возможности использовать полупроводниковые кремниевые диоды в цепи формирования спада импульса из-за наличия чрезвычайно больших потерь, связанных с процессом обратного восстановления. Применение же электровакуумных диодов резко снижает ресурс работы модулятора, увеличивает массу и габариты;
- наличие индуктивности L приводит к возникновению резонансных выбросов на вершине импульса, неблагоприятно влияющих на работу генераторного прибора.

Устранение перечисленных трудностей и недостатков возможно за счёт отказа от приведённой классической схемы и использования в качестве модулятора высоковольтной двухтактной схемы с непосредственным питанием, реализованной на современной полупроводниковой элементной базе.

Упрощённая эквивалентная схема такого модулятора приведена на рисунке 2.

Схема работает следующим образом. С приходом на затворы ключа $VT_{sw}2$ положительного импульса, вырабатываемого схемой управления затворами и гальванической развязки (СУЗ и ГР), последний открывается и подключает заряженный накопительный конденсатор $C_{нак}$ к магнетрону V1. Одновременно на затворы ключа $VT_{sw}1$ подаётся импульс отрицательной полярно-

сти, надёжно запирающий транзисторы этого ключа. Время, в течение которого к магнетрону приложено напряжение, определяется длительностью управляющего импульса. Через временной интервал, равный длительности высоковольтного импульса напряжения, приложенного к магнетрону, полярность напряжения на затворах транзисторов ключей $VT_{sw}2$ и $VT_{sw}1$ меняется на противоположную, что вызывает переключение ключей. При этом $VT_{sw}2$ закрывается, отключая $C_{нак}$ от магнетрона, а $VT_{sw}1$ открывается и шунтирует магнетрон своим внутренним сопротивлением $R_{sw.вкл}$, разряжая тем самым паразитную ёмкость магнетрона и формируя на нём спад импульса напряжения.

Скорость нарастания импульса напряжения на магнетроне определяется временем включения ton транзисторов ключа $VT_{sw}2$, величиной паразитной ёмкости магнетрона и монтажа и крутизной вольт-амперной характеристики ключевых транзисторов S. Это время можно определить, зная параметры транзисторов и схемы управления. Очевидно, что время включения столба из N последовательно соединённых транзисторов равно времени включения одного транзистора при работе на нагрузку сопротивлением, приведённым к его стоку, равным

$$R_{li} = \frac{U_P}{NI_P}, \qquad (1)$$

где U_P – амплитуда импульса напряжения на магнетроне, I_P – амплитуда импульса тока через транзисторы ключа, N – количество последовательно соединённых транзисторов в ключе.

Типовые параметры МОП ПТ третьего поколения с максимальным напряжением сток–исток от 1 до 1,5 кВ приведены в таблице.

Время включения МОП ПТ определяется из выражения:

$$t_{on} = 0{,}8C_{12}R_G \frac{\left(U_P/N - I_P R_{ds/on}\right)}{U_{gs} - U_0 - \left(\left(U_P/N - I_P R_{ds/on}\right)/2R_{li}S_0\right)}, \qquad (2)$$

Выражение (2) обеспечивает точность около 5% и получено из анализа активного усилительного режима МОП ПТ при наличии глубокой ООС через ёмкость C_{12} (эффект Миллера) от момента времени, когда $U_{gs}(t) \geq U_0$, и до момента установления включения. Коэффициент 0,8 учитывает стандарт измерения длительности фронта импульса как интервал времени изменения $U_{ds}(t)$ от $0{,}1U_{max}$ до $0{,}9U_{max}$. Это увеличивает точность (2), поскольку при расчёте t_{on} исключаются участки нелинейного изменения $U_{ds}(t)$ при переходе ключа из закрытого состояния в открытое.

В выражении (2) R_G – приведённое к затвору МОП ПТ последовательное сопротивление генератора управляющих импульсов. Очевидно, что для обеспечения крутых фронтов переключения транзисторов R_G должно быть весьма малым (0,5...10 Ом). Эту величину можно считать потенциально достижимым временем включения высоковольтного МОП ПТ, что позволяет в большинстве случаев удовлетворить требования к быстродействию при условии обеспечения соответствующего внутреннего динамического сопротивления СУЗ и ГР.

Скорость спада импульса напряжения на магнетроне определяется двумя составляющими: временем выключения МОП ПТ t_{off1} и временем разряда паразитной ёмкости $C_{ка} \approx \approx 10^{-10}$ Ф магнетрона t_{off2} через сопротивление открытого ключа $R_{sw.on}$. Последняя составляющая может быть оценена из выражения:

$$t_{off2} = 2{,}2NR_{ds.on}C_{ка}. \qquad (3)$$

Время выключения t_{off1} МОП ПТ определяется из полученного аналогично (2) выражения:

$$t_{off1} = 0{,}8C_{12}R_G \frac{\left(U_P/N - I_P R_{ds/on}\right)}{U_0 + \left(\left(U_P/N - I_P R_{ds/on}\right)/2R_{li}S_0\right)}, \qquad (4)$$

Нестабильность переднего фронта импульса огибающей по СВЧ будет во многом определяться нестабильностью переднего фронта импульса напряжения на магнетроне. Стабильность временного положения переднего фронта зависит от величины времени задержки включения ключа МОП ПТ $t_{d.on}$, определяемой как время заряда входной ёмкости ($C_{11} + C_{12}$) до напряжения U_0:

$$t_{d.on} = R_G(C_{11} + C_{12})\ln[U_{gs}/(U_{gs} - U_0)]. \qquad (5)$$

Задержка включения ключей на МОП ПТ практически не влияет на нестабильность переднего фронта импульса, которая в большей мере определяется стабильностью временного положения управляющих импульсов на выходе СУЗ и ГР.

Для удовлетворительной работы генераторного устройства типа магнетрона в большинстве случаев достаточно, чтобы спад вершины к концу импульса не превышал 1%, то есть:

$$\delta = \frac{U_C(0) - U_C(\tau)}{U_C(0)} \leq 10^{-2}. \qquad (6)$$

Выражение (6) определяет величину ёмкости высоковольтного накопительного конденсатора $C_{нак}$. За время импульса t амплитуда напряжения на нагрузке уменьшается на величину:

$$\Delta U = E_{пит} \frac{\tau}{\left(\frac{U_P}{I_P} + NR_{ds.on}\right)C_{нак}}. \qquad (7)$$

Приняв $U_C(0) = E_{пит}$ и $U_C(0) - U_C(t) = \Delta U$, из (6) и (7) получим:

$$C_{нак} \geq \frac{\tau}{\left(\frac{U_P}{I_P} + NR_{ds.on}\right)\delta}. \qquad (8)$$

Как следует из анализа схемы рисунке 2, напряжение $E_{пит}$ должно превышать U_P на величину падения напряжения ΔU_{sw} на сопротивлении $R_{sw.on}$:

$$\Delta U_{sw} = NR_{ds.on}I_P. \qquad (9)$$

Применение описанных выше принципов построения импульсных модуляторов позволяет значительно повысить их эффективность и надёжность по сравнению с традиционно применяемыми схемотехническими решениями. В качестве примера на рисунке 3 показана практическая реализация твердотельного двухтактного модулятора со встроенным высоковольтным источником электропитания для магнетрона диапазона 3 мм с напряжением на аноде 11,5 кВ и импульсным током 12 А. Модулятор формирует импульсы длительностью 80...150 нс при минимальной скважности 500.

Несмотря на бесспорные достоинства, описанные выше твердотельные

Типовые параметры МОП ПТ третьего поколения

Наименование	Обозначение	Значение
Пороговое напряжение, В	U0	4
Входная ёмкость, нФ	C11	1,5...3
Проходная ёмкость, пФ	C12	20...50
Крутизна, А/В	S0	3...6
Сопротивление канала в открытом состоянии, Ом	Rds.on	2...10
Амплитуда напряжения на затворе, В	Ugs	20

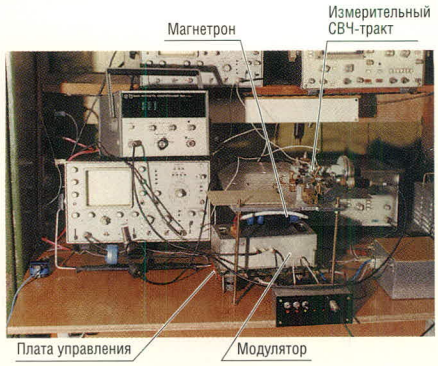


Рис. 3. Практическая реализация твердотельного двухтактного модулятора со встроенным высоковольтным источником электропитания

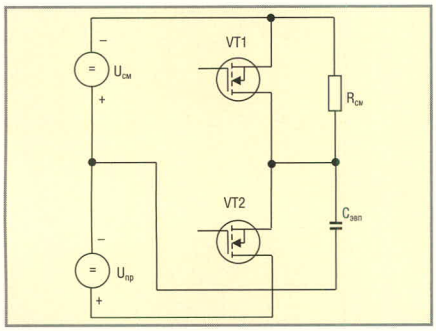


Рис. 4. Традиционная схема твердотельного двухтактного импульсного модулятора управляющего электрода ЭВП

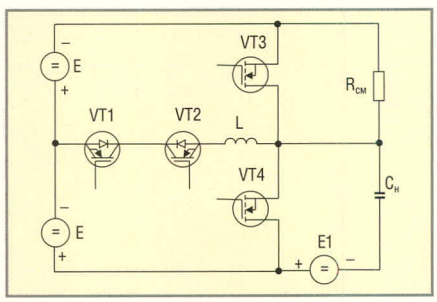


Рис. 5. Схема твердотельного двухтактного импульсного модулятора с резонансным переключением

модуляторные схемы не свободны от важнейшего недостатка, связанного с большими потерями на высоких частотах повторения импульсов.

Проблема получения высокой (более 100 кГц) частоты повторения импульсов (ЧПИ) в модуляторах усилительных и генераторных электровакуумных СВЧ-приборов (ЛБВ, клистронов, магнетронов и т.п.) является очень актуальной, поскольку определяет возможность реализации высоких тактико-технических характеристик современных радаров. Она заключается в необходимости отвода большой мощности рассеивания от ключевых элементов модулятора, находящихся в гермообъёме под высоким потенциалом (10...150 кВ) при жёстких требованиях к массе и габаритам радиопередающего устройства. Особенно это актуально для бортовой аппаратуры летательных аппаратов [1, 2].

Для вычисления потерь рассмотрим схему двухтактного импульсного модулятора управляющего электрода ЭВП (ЛБВ, клистрон и т.п.), упрощённый вид которой приведён на рисунке 4.

На схеме обозначены: $U_{см}$, $U_{пр}$ – источники электропитания смещения и превышения (отпирания) управляющего электрода соответственно, VT1, VT2 – ключевые элементы, обеспечивающие поочерёдную подачу на управляющий электрод соответствующих потенциалов, $C_{эвп}$ – ёмкость катод – управляющий электрод электровакуумного прибора, которая в современных электровакуумных приборах имеет величину 50...300 пФ, $R_{см}$ – резистор, обеспечивающий выдачу напряжения смещения в паузе.

Динамические потери, возникающие при перезарядке выходной ёмкости модулятора $C_0 = 2C_{си}$ и ёмкости электровакуумного прибора $C_{эвп}$, определяются соотношением:

$$P_1 = (C_0 + C_{эвп})(|U_{см}| + |U_{пр}|)^2 f, \qquad (10)$$

где f – частота повторения импульсов. Значение $(|U_{см}| + |U_{пр}|)$ может меняться от 1...3 кВ (ЛБВ) до 20 кВ (гироклистроны). Очевидно, что при частотах повторения импульсов (100...1000 кГц) рассеиваемая на ключевых элементах мощность достигает 100...2000 Вт.

Идея значительного снижения динамических потерь заключается в переводе части мощности, выделяемой при коммутации паразитной ёмкости, в реактивную составляющую. Схема, реализующая данный принцип, приведена на рисунке 5, где обозначены: E – источники напряжения канала смещения, $E = (|U_{см}| + |U_{пр}|)/2$, $E1 = U_{пр}$ – источник напряжения превышения, VT1, VT2 – ключевые транзисторы двунаправленного коммутатора, VT3, VT4 – ключевые транзисторы фиксации напряжения на вершине импульса и в паузе, L – катушка индуктивности, $C_н = C_0 + C_{эвп}$ – эквивалентная ёмкость нагрузки модулятора.

В исходном состоянии $C_н$ заряжена через $R_{см}$ до уровня напряжения смещения $U_{см} = 2E - E1$; VT1...VT4 закрыты. В момент прихода импульса VT2 открывается и $C_н$ начинает разряжаться через VT2, катушку индуктивности L и встроенный диод транзистора VT1. Этот разряд имеет резонансный характер с амплитудой, приблизительно равной удвоенному перепаду напряжения $2E$ на последовательном контуре $LC_н$. Таким образом, через четверть периода свободных колебаний в контуре $LC_н$ напряжение на нагрузке $C_н$ достигает величины $E1$. В этот момент открывается транзистор VT4 и фиксирует это напряжение (формируется вершина импульса).

Отметим, что к моменту открывания VT4 напряжение на нём близко к нулю, поэтому процесс его включения происходит практически без потерь. Транзистор VT2 должен закрыться к моменту окончания импульса. В момент окончания импульса VT4 закрывается, а VT1 открывается, обеспечивая через встроенный диод транзистора VT2 перепад напряжения на контуре $LC_н$, равный E. Через четверть периода свободных колебаний в контуре напряжение на нагрузке $C_н$ достигает величины $2E - E1$. В этот момент открывается транзистор VT3 и фиксирует это напряжение (формируется пауза). К моменту открывания VT3 напряжение на нём близко к нулю, поэтому процесс его включения происходит практически без потерь. При скважности более 2 транзистор VT3 может закрываться, а смещение будет обеспечиваться через высокоомный резистор $R_{см}$.

Процесс формирования фронта (спада) импульса описывается нелинейным дифференциальным уравнением, в правой части которого стоит функция, описывающая форму импульса на формирующем контуре, вида:

$$U_{LC}(t) = E(1 - e^{-\beta t}), \qquad (11)$$

где β – коэффициент, определяющий длительность фронта. График функции (11) приведён на рисунке 6.

Дифференциальное уравнение для схемы рис. 5 имеет вид:

$$\frac{d^2U}{dt^2} + 2\alpha\frac{dU}{dt} + \omega_0^2 U = \omega_0^2 E\left(1 - e^{-\beta t}\right). \qquad (12)$$

Решение уравнения (12):

$$U(t) = E\left[\left(1 - \frac{\omega_0^2}{(\beta-\alpha)^2 + \omega_c^2}\right)e^{-\beta t} - \left(1 - \frac{\omega_0^2}{(\beta-\alpha)^2 + \omega_c^2}\right)e^{-\alpha t}\cos\omega_c t - \right. \qquad (13)$$

$$\left. - \left(\frac{\alpha}{\omega_c} + \frac{(\beta-\alpha)\omega_0^2}{\omega_c\left((\beta-\alpha)^2 + \omega_c^2\right)}\right)e^{-\alpha t}\sin\omega_c t\right],$$

где $\omega_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$, $\alpha = \frac{R}{2L}$, R – эквивалентное сопротивление двунаправленного

ключа VT1, VT2 в открытом состоянии, $\omega_c = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$. График выражения (13) приведён на рисунке 6 (сплошной линией) для следующих значений: $R = 0{,}5$ Ом, $L = 4$ мкГн, $C_н = 300$ пФ, $\beta = 2 \times 10^8$. Как видно из рисунка 6, длительность фронта формируемого импульса по уровню 0,1...0,9 составляет 100 нс, а его амплитуда практически равна удвоенной амплитуде импульса возбуждения.

При заданных длительности фронта выходного импульса $t_ф$ и величине $C_н$ значение L находится по формуле:

$$L = \frac{t_ф^2}{\pi^2 C_н}. \qquad (14)$$

На рисунке 6 пунктиром показана форма контурного тока $i_k(t)$.

Максимума ток достигает в момент времени, равный:

$$t_1 = \frac{\pi}{2}\sqrt{LC_н}. \qquad (15)$$

Очевидно, что необходимое условие получения максимальной амплитуды импульса имеет вид:

$$\tau_ф \le \frac{\pi}{2}\sqrt{LC_н}, \qquad (16)$$

где $\tau_ф$ – длительность фронта импульса, возбуждающего формирующий контур. Физически это означает, что формирование возбуждающего импульса должно полностью завершиться до момента достижения контурным током своего максимума. Если $\alpha/\omega_c << 1$ и выполняется условие (16), то выражение для тока на интервале формирования фронта можно записать в виде:

$$i_k(t) = E\sqrt{\frac{C_н}{L}}e^{-\alpha t}\sin\omega_c t, \quad 0 \le t \le t_ф. \qquad (17)$$

Максимальное значение контурного тока

$$I_{kmax} = E\sqrt{\frac{C_н}{L}}e^{-\frac{\pi}{4}R\sqrt{\frac{C_н}{L}}}. \qquad (18)$$

Рассмотрим потери, возникающие в данной схеме. Их можно разделить на динамические и статические. Динамические потери обусловлены перезарядом выходной ёмкости C22 транзисторов двунаправленного ключа VT1, VT2:

$$P_{дин} = C_{22}E^2 f. \qquad (19)$$

Статические потери обусловлены протеканием контурного тока (17) через эквивалентное сопротивление транзисторов VT1, VT2:

$$P_{ст} = \frac{2}{T}\int_0^{t_ф} i_k^2(t)R dt = \frac{t_ф}{T}\frac{E^2 C_н (R+r)}{L}, \qquad (20)$$

где $T = 1/f$ – период повторения импульсов, r – активное сопротивление дросселя L.

Таким образом, полные суммарные потери в транзисторах схемы рис. 5:

$$P_2 = \left(C_{22} + \frac{t_ф C_н (R+r)}{L}\right)E^2 f. \qquad (21)$$

Для сопоставления величин потерь в схемах рис. 4 и рис. 5, с учётом (15), запишем формулы (10) и (21) в следующем виде:

$$P_1 = C_н[|U_{см}| + |U_{пр}|]^2 f, \qquad (22)$$

$$P_2 = \frac{1}{4}\left(C_{22} + C_н \pi \frac{R+r}{\rho}\right)[|U_{см}| + |U_{пр}|]^2 f \qquad (23)$$

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{1}{4}\left(\frac{C_{22}}{C_н} + \pi\frac{R+r}{\rho}\right), \qquad (24)$$

где $\rho = \sqrt{\frac{L}{C_н}}$.

Как следует из выражения (24), схема, приведённая на рисунке 5, обеспечивает значительное снижение потерь по сравнению с традиционной. Например, при $(|U_{см}| + |U_{пр}|) = 3000$ В, $f = 250$ кГц (прямоугольные импульсы типа «меандр»), $t_ф = 100$ нс, $C_{эвп} = 200$ пФ, $L = 4$ мкГн, $R + r = 0{,}5$ Ом, $C_{22} = 50$ пФ (четыре последовательно соединенных IGBT с выходной ёмкостью 200 пФ каждый), суммарная рассеиваемая мощность в традиционной схеме (см. рис. 4) $P_1 = 675$ Вт, а в схеме на рисунке 5 $P_2 = 30{,}4$ Вт.

Как следует из выражения (24), для получения минимальной рассеиваемой мощности необходимо выполнение условия:

$$\frac{R+r}{\rho} << 1. \qquad (25)$$

Как правило, характеристическое сопротивление контура $\rho = 100...200$ Ом; современные высоковольтные MOSFET имеют сопротивление в открытом состоянии $r_{си} = 2...10$ Ом, при этом сопротивление одного ключа может достигать 50 Ом. Это не позволяет в полной мере реализовать преимущества квазирезонансного переключения. Поэтому в качестве ключей VT1, VT2 в схеме на рисунке 5 целесообразно использовать высоковольтные IGBT, у которых эквивалентное сопротивление в открытом состоянии составляет 0,03...0,06 Ом [3], что полностью удовлетворяет условию (25).

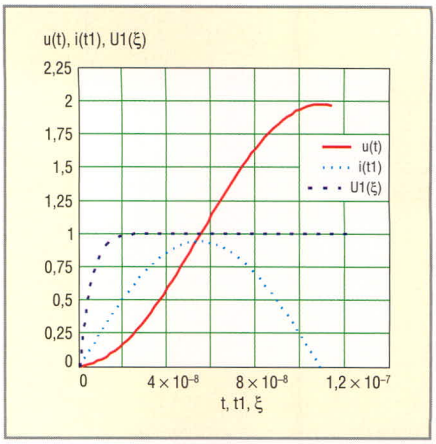


Рис. 6. Графики сигналов в модуляторе с резонансным переключением.
Пунктир – контурный ток, штрих-пунктир – напряжение на контуре, сплошная линия – фронт напряжения на нагрузке

Таким образом, применение современной полупроводниковой элементной базы, а также использование передовых схемотехнических решений позволяет разрабатывать и конструировать высоконадёжные малогабаритные импульсные модуляторы для нужд радиолокации и других областей, где требуется формирование мощных высоковольтных импульсов.

Литература

1. *Полищук А.Г.* и др. Высокоэффективные источники вторичного электропитания радиопередающих устройств СВЧ. Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана, спецвыпуск «Радиоэлектроника», № 4(41). М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2000.
2. *Brown P.D., Casey J.A.* Improvements in Radar Transmitter Performance and Reliability Using High Voltage Solid-State Modulators and Power Supplies. 2002 IEEE International Radar Conference, April 2002.
3. Силовые полупроводниковые приборы. Книга по применению. Пер. с англ. Под ред. *В.В. Токарева*. Воронеж, 1995.
4. *Казанцев В.И., Полищук А.Г.* Источники питания с резонансными инверторами для выходных каскадов радиопередающих устройств. Синтез, передача и приём сигналов управления и связи. Межвузовский сборник научных трудов. Воронеж: ВГУ, 1997. С. 176–185.

Моделирование однотактных DC/DC-преобразователей в пакете VisSim

Георгий Волович (г. Челябинск)

В статье описаны основные принципы моделирования силовых схем и систем управления однотактных импульсных DC/DC-преобразователей в пакете VisSim. Приведены блок-схемы моделей понижающих, повышающих и инвертирующих преобразователей с учётом входных и выходных фильтров, а также блок-схемы систем управления.

При разработке импульсных преобразователей со сложной динамикой для источников питания или электропривода необходимо ещё на этапе проектирования иметь возможность прогнозировать их важнейшие свойства, такие как предельные и средние значения напряжений и токов на отдельных элементах и выходе схемы, качество переходных процессов при пуске, коммутации нагрузки, изменении уставки и питающего напряжения. Математические методы анализа могут оказаться либо слишком грубыми, неточными, либо слишком трудоёмкими для инженера-электронщика. Макетирование же отнимает очень много времени, особенно при проектировании мощных устройств. Значительно большей точностью, гибкостью, простотой и наглядностью результатов отличается моделирование динамических систем на компьютерах при помощи специальных моделирующих программ.

Такие пакеты моделирования электронных устройств, как PSpice, MicroCAP и др., детально описывающие процессы в транзисторах и диодах, полезны для выбора демпфирующих цепей и цепей управления силовыми ключами, хотя в них и не учитывается влияние топологии печатных плат. Однако при выборе и отладке систем управления преобразователями подобная детализация становится излишней, напрасно занимая вычислительные ресурсы компьютера. Простая в применении программа Electronic Workbench удобна для использования преимущественно в учебных целях.

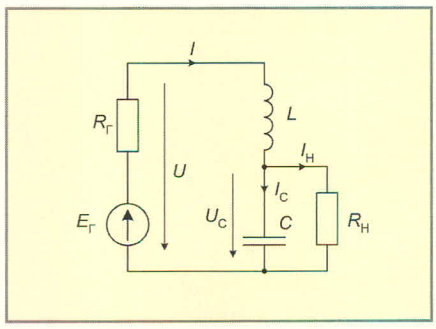


Рис. 1. Схема электрической цепи

Моделирование процессов в сложных динамических системах на компьютерах в настоящее время используется очень широко. Для этого применяются пакеты программ моделирования VisSim, Simulink, SistemView и др. Наибольшей популярностью у инженеров пользуется VisSim фирмы Visual Solutions, благодаря доступности (версия 3.0 рассылается бесплатно), простоте применения и удобному интерфейсу. VisSim интегрируется с массовыми системами компьютерной математики Mathcad и MATLAB и превосходит другие системы моделирования по скорости.

Моделирование в VisSim электрических цепей

Описание пакета VisSim и основные правила работы в нём приведены в [1, 2]. Его главная особенность – построение структурных схем из блоков (однонаправленных графов), имеющих различное функциональное назначение. Рассмотрим пример моделирования в пакете VisSim простейшей электрической цепи (см. рис. 1). Процессы в этой цепи описываются следующей системой уравнений в операторной форме:

$$U = E_Г - IR_Г,$$

$$U_C = U - IsL \text{ или } I = \frac{1}{sL}(U - U_C), \quad (1)$$

$$I_Н = \frac{U_C}{R_Н},$$

$$I_C = I - I_Н,$$

$$U_C = \frac{1}{sC} I_C.$$

Используя блоки генерации постоянного сигнала, суммирования, интегрирования и усиления, построим на основании системы (1) схему моделирования в пакете VisSim (см. рис. 2).

В пакете VisSim можно легко создать пользовательские блоки моделей отдельных элементов. Рассмотрим, например, реальную катушку, обладающую, помимо индуктивности L, ещё и сопротивлением постоянному току R (см. рис. 3а). Напряжение и ток в катушке связаны операторным уравнением:

$$U = IsL + IR \text{ или } I = (U - IR)\frac{1}{L}\frac{1}{s}.$$

Этому уравнению соответствует схема моделирования, представленная на рисунке 3б. Часть схемы, расположенную между блоками переменных «variable» UL и IL, преобразуем в субблок, который назовём YL, т.к. его передаточная функция имеет размерность проводимости. Этот блок изображён на рисунке 3в. Для него справедливо:

$$I = \mathrm{YL} \cdot U.$$

Конденсатору с учётом эквивалентного последовательного сопротивле-

ния $R_{ЭП}$ (см. рис. 4а) соответствует уравнение:

$$U = IR_{ЭП} + I\frac{1}{C}\frac{1}{s}.$$

Модель конденсатора в пакете VisSim приведена на рисунке 4б. Эту модель также можно преобразовать в субблок (см. рис. 4в), который обозначим ZC, т.к. его передаточная функция имеет размерность сопротивления.

Модели силовых ключей

Основными ключевыми элементами в импульсных преобразователях являются транзисторы и диоды. Рассмотрим моделирование диода. В VisSim возможно точное воспроизведение вольт-амперной характеристики (ВАХ) диода в соответствии с уравнением Эберса-Молла, поскольку здесь есть экспоненциальный блок. Однако достаточную точность для анализа динамических характеристик преобразователей даёт упрощённая модель, отображающая ВАХ, представленную на рисунке 5а. В этом случае статическая характеристика диода описывается уравнением:

$$U = \begin{cases} U_{ПОР} + IR_{ПР}, I > 0 \\ IR_{ОБР}, I < 0 \end{cases},$$

где $R_{пр}$ – прямое сопротивление диода (обычно доли ома), $R_{обр}$ – обратное сопротивление диода (обычно мегаомы), U – пороговое напряжение (примерно 0,7 В), которое в простейших случаях можно не учитывать. Схема моделирования этой зависимости представлена на рисунке 5б.

При моделировании силового ключа следует учитывать, что он коммутирует не только напряжение, но и ток. Во многих типах преобразователей силовой ключ S1 и диод имеют соединение (см. рис. 6а), в котором вместо диода (или параллельно ему) может включаться противофазный ключ S2 (так называемый синхронный выпрямитель). В этом случае структурно ключ может быть представлен двумя блоками перемножения (см. рис. 6б). Буквой ρ обозначена булева функция, называемая коммутационной, такая, что:

$$\rho(t,\gamma) = \begin{cases} 1, nT < t \le (n+\gamma)T; \\ 0, (n+\gamma)T < t < (n+1)T; n = 0,1,2,... \end{cases}, \quad (2)$$

где γ – относительная длительность замкнутого состояния ключа, формируемого широтно-импульсным модулятором; T – период следования импульсов.

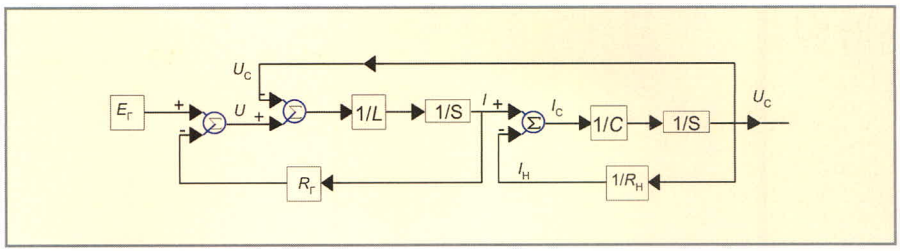


Рис. 2. Модель в VisSim электрической цепи, приведённой на рисунке 1

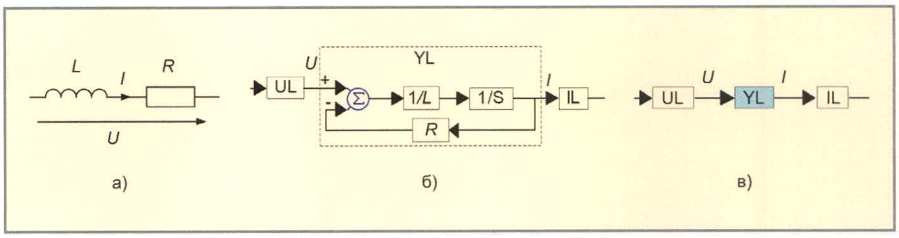


Рис. 3. Модель катушки индуктивности

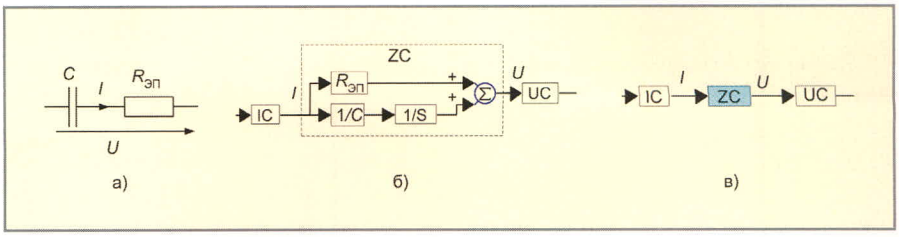


Рис. 4. Модель конденсатора

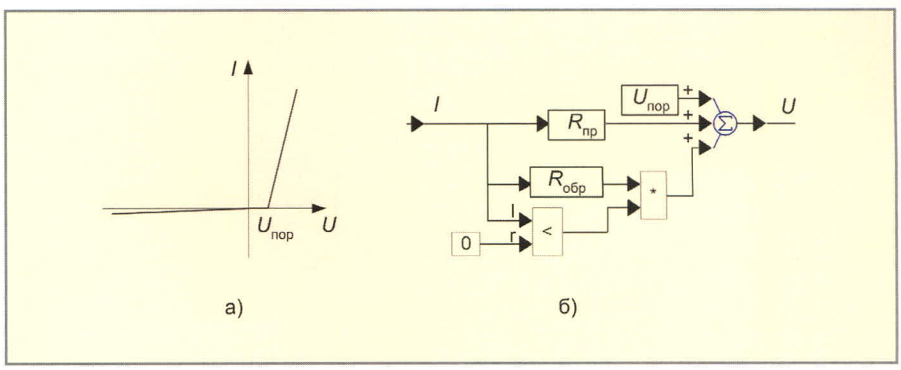


Рис. 5. Моделирование диода

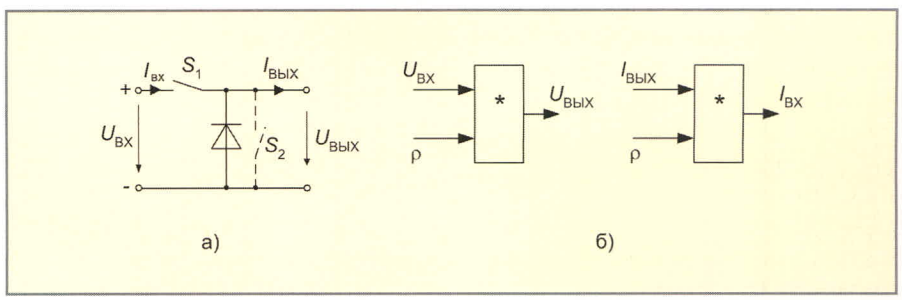


Рис. 6. Модель силового ключа

Моделирование в VisSim понижающих импульсных преобразователей

Схема простейшего понижающего преобразователя приведена на рисунке 7. Процессы в схеме

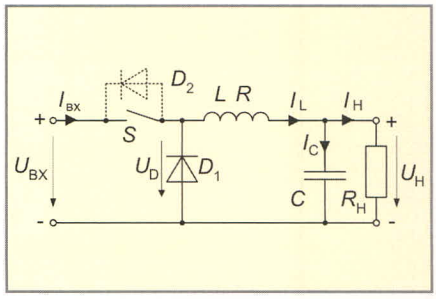


Рис. 7. Схема понижающего преобразователя

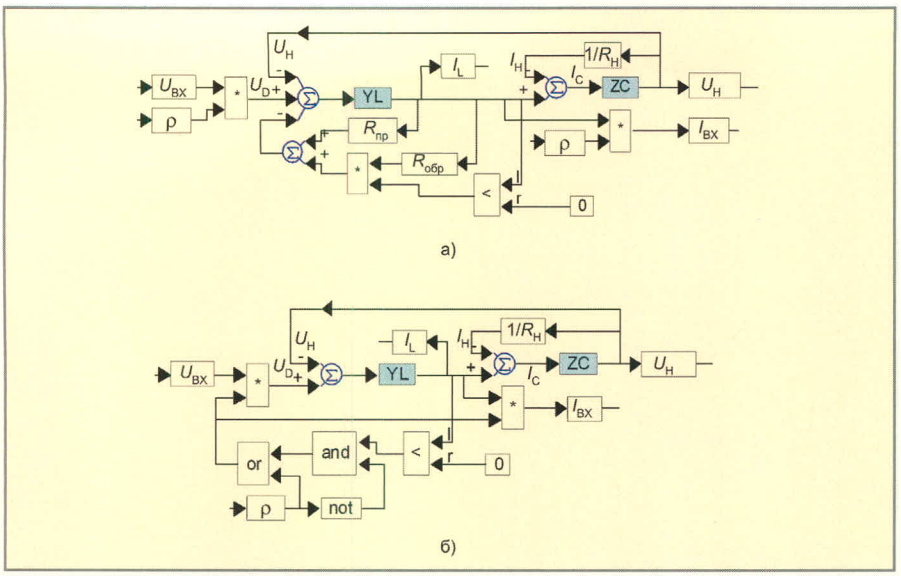


Рис. 8. Модель понижающего преобразователя

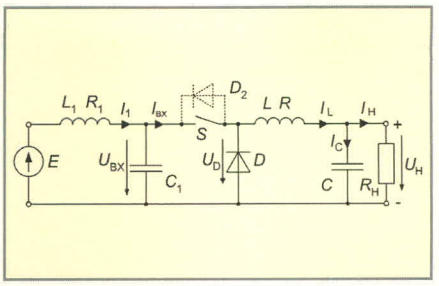


Рис. 9. Схема силовой части понижающего преобразователя со входным фильтром

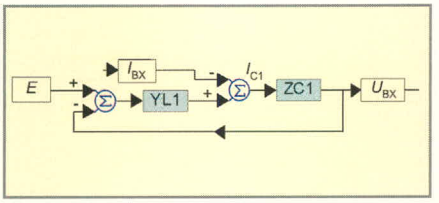


Рис. 10. Модель входного фильтра

описываются системой уравнений:

$$U_D = \begin{cases} U_{BX}\rho, & I_L > 0 \\ U_H, & I_L \le 0 \end{cases}, \quad (3)$$

$$U_D = I_L(sL + R) + U_H, \quad (4)$$

$$I_C = I_L - I_H, \quad (5)$$

$$I_H = U_H/R_H, \quad (6)$$

$$U_H = I_C/sC, \quad (7)$$

$$I_{BX} = \rho I_L. \quad (8)$$

Этой системе соответствует схема моделирования, представленная на рисунке 8. Здесь блоки с обозначением U_{BX}, I_{BX}, r и др. – это блоки переменных, с помощью которых может быть осуществлена связь с другими частями схемы, например, со входным фильтром и системой управления. При использовании вместо диода в схеме на рисунке 7 синхронного выпрямителя модель диода (рис. 5) не нужна, т.е. блоки умножения, сравнения, $R_{пр}$, $R_{обр}$, а также сумматор следует исключить.

В настоящее время в качестве ключа в составе импульсных преобразователей наиболее часто используются МОП-транзисторы с вертикальной структурой. Эти транзисторы имеют паразитный диод между подложкой и стоком, показанный на рисунке 7 пунктиром (D2). Наличие этого диода заметно влияет на процессы в преобразователе, поскольку ключ S проводит ток в обратном направлении даже в закрытом состоянии. В этом случае напряжение на диоде D1 и ток через ключ (уравнения (3) и (8) соответственно) будут определяться другими выражениями:

$$U_D = U_{BX}[\overline{\rho} \cap (I_L < 0) \cup \rho],$$
$$I_{BX} = I_L[\overline{\rho} \cap (I_L < 0) \cup \rho],$$

где $\rho = 1 - \gamma$ – инверсия коммутационной функции (2). Вариант модели преобразователя с учётом диода D2 приведён на рисунке 8б.

Наличие блока коммутации входного тока позволяет легко ввести в модель преобразователя входной фильтр. Схема силовой части понижающего преобразователя со входным фильтром показана на рисунке 9.

Используя блоки переменных «variable», можно дополнить модели преобразователя (рис. 8) подсистемой входного фильтра, схема моделирования которого приведена на рисунке 10.

Моделирование системы управления преобразователем

Поскольку VisSim создан для моделирования в первую очередь систем автоматического управления, в нём легко реализуются практически любые линейные и нелинейные регуляторы. В настоящее время в импульсных преобразователях постоянного тока для источников питания и электропривода наиболее широко используются регуляторы с дополнительной обратной связью по току дросселя [3, 4]. Блок-схема преобразователя с такой связью представлена на рисунке 11.

Регуляторы напряжения и тока легко могут моделироваться в пакете VisSim блоками передаточных функций «transferFunction». При необходимости учёта насыщения усилителей этих регуляторов могут использоваться также блоки ограничения «limit». Широтно-импульсный модулятор (ШИМ) обычно включает генератор опорного напряжения (ГОН) и компаратор (см. рис. 12а).

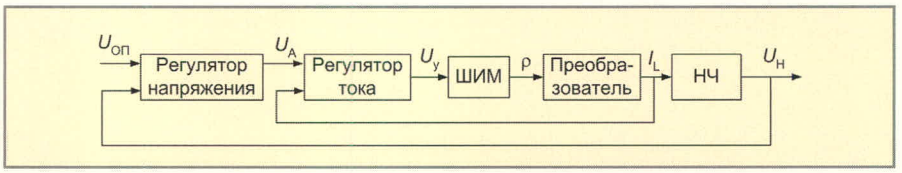


Рис. 11. Блок-схема преобразователя с дополнительной обратной связью по току

ШИМ – широтно-импульсный модулятор, НЧ – непрерывная часть, включающая выходной фильтр и нагрузку

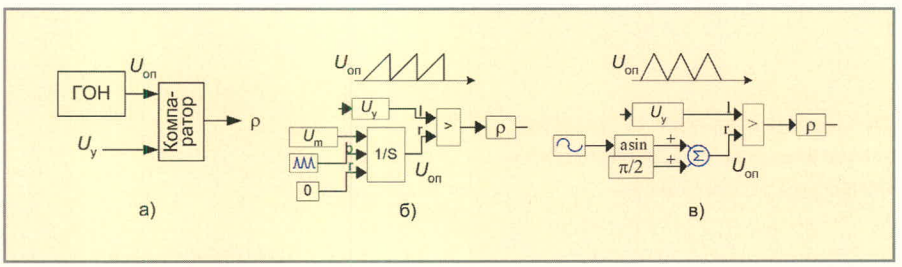


Рис. 12. Моделирование ШИМ

Чаще других используется опорное напряжение пилообразной формы (одностороняя ШИМ второго рода) или симметричной треугольной (двухсторонняя ШИМ второго рода). На рисунке 12б представлена реализация в пакете VisSim ШИМ с пилообразным опорным напряжением. Здесь, помимо уже применявшихся блоков, используется интегратор со сбросом и генератор импульсов. Частота импульсов ШИМ определяется частотой генератора импульсов, а амплитуда опорного напряжения вычисляется по формуле:

$$U_{оп} = U_m/f,$$

где f – частота импульсов ШИМ, Гц. Модель ШИМ с симметричным треугольным опорным напряжением приведена на рисунке 12в. Частота задаётся генератором синусоиды. Блок «asin» преобразует эту синусоиду в колебания треугольной формы, с частотой синусоиды и амплитудой в $\pi/2$ больше амплитуды синусоиды.

Пример. На рисунке 13 приведена схема моделирования понижающего импульсного преобразователя со входным фильтром, схема силовой части которого представлена на рис. 9. Параметры преобразователя: E = 12 В, $U_н$ = 5 В, $L = L_1$ = 5 мкГн, R = = 0,01 Ом, R_1 = 0,02 Ом, C = 2000 мкФ, C_1 = 1000 мкФ, номинальный ток нагрузки – 40 А, частота коммутации ключа – 200 кГц. Шаг интегрирования выбран равным 50 нс. Метод интегрирования и другие параметры – те, что используются в пакете VisSim по умолчанию. Верхний блок схемы представляет собой основную часть преобразователя с ключом, имеющим встречно-параллельный диод, средний блок – входной фильтр с первичным источником энергии, нижний блок – систему управления, включающую дополнительную связь по току дросселя L. Регулятор тока (РТ) представляет собой безынерционное звено с коэффициентом передачи 0,1 (коэффициент передачи датчика тока предполагается равным 1 В/А). Регулятор напряжения – пропорционально-интегральный (ПИ) с передаточной функцией:

$$W_{РН}(s) = \frac{1 + s \times 5 \times 10^{-5}}{s \times 2 \times 10^{-7}}.$$

На рисунке 14 представлены временные диаграммы переходных процессов в модели, возникающие при скачкообразном увеличении нагрузки от 2 до 40 А в момент t_1 = 0,3 мс и уменьшении от 40 до 2 А в момент t_2 = 1 мс. Ясно виден временный переход в режим нулевого тока дросселя после сброса нагрузки.

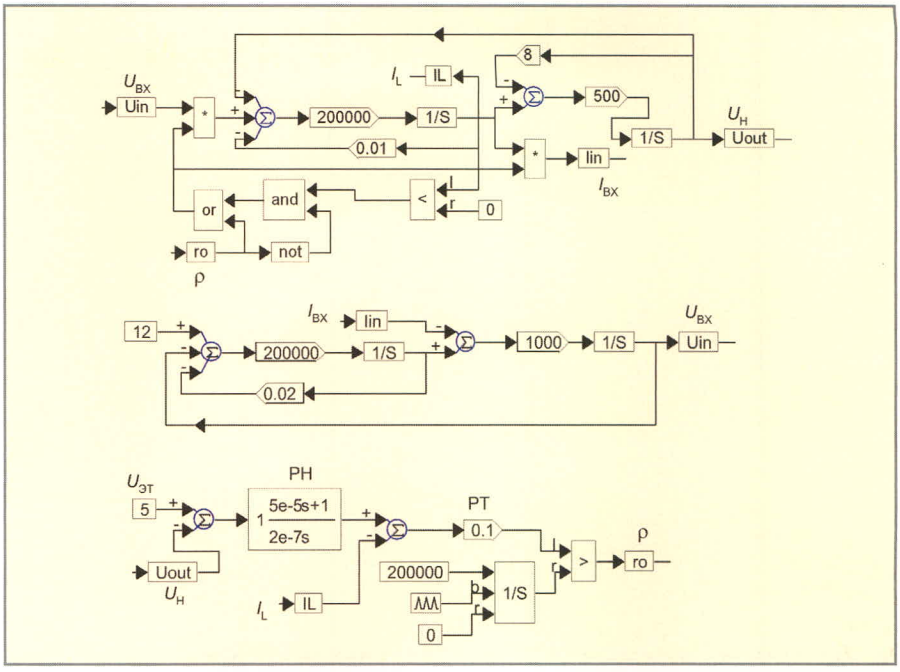


Рис. 13. Схема моделирования из примера

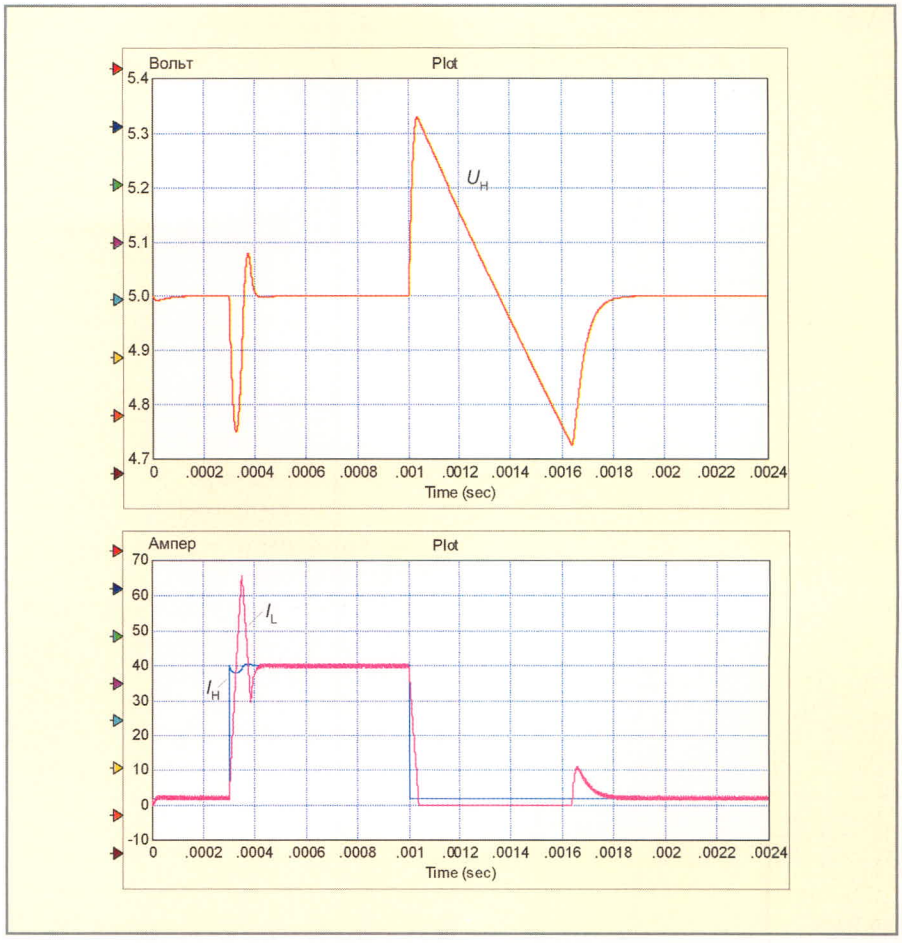


Рис. 14. Временные диаграммы переходных процессов в модели

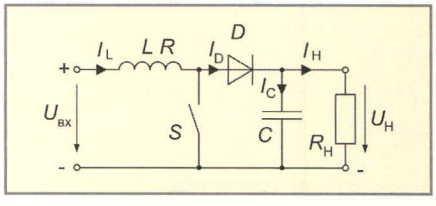


Рис. 15. Схема силовой части повышающего преобразователя

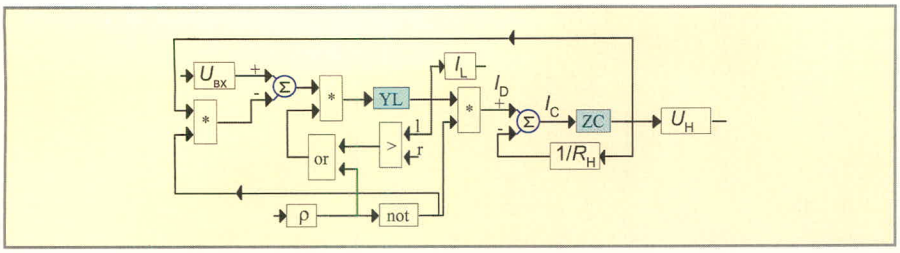


Рис. 16. Модель силовой части повышающего преобразователя

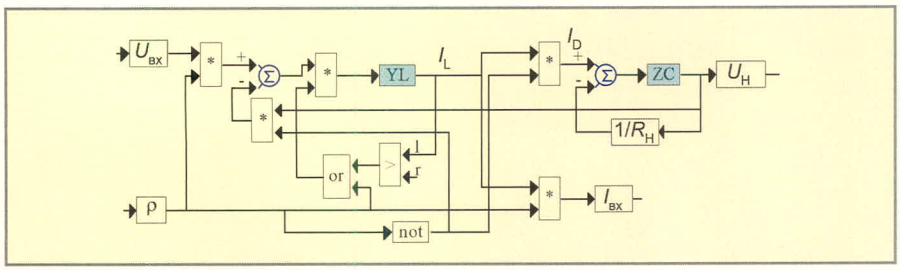


Рис. 18. Модель силовой части инвертирующего преобразователя

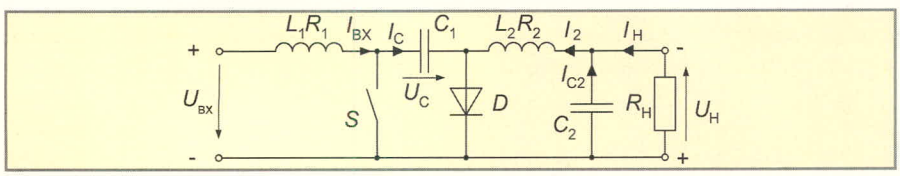


Рис. 19. Схема силовой части преобразователя Кука

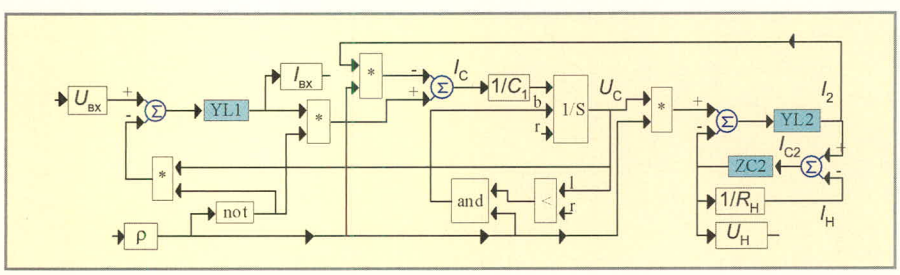


Рис. 20. Модель силовой части преобразователя Кука

Моделирование повышающего импульсного преобразователя

Основная схема силовой части повышающего преобразователя приведена на рисунке 15. Для этой схемы справедливы уравнения:

$$U_{BX} = I_L(sL + R) + \bar{\rho}U_H,$$
$$I_D = I_C + I_H,$$
$$I_D = \begin{cases} \bar{\rho}I_L, & I_L > 0 \\ 0, & I_L \le 0 \end{cases}, \qquad (9)$$
$$U_H = I_C/sC,$$
$$I_H = U_H/R_H.$$

Этой системе соответствует модель, показанная на рисунке 16. Эта модель может быть дополнена системой управления, аналогичной нижнему блоку на рис. 13, входным фильтром, аналогичным среднему блоку на рис. 13, и выходным фильтром, аналогичным показанному на рис. 2.

Моделирование инвертирующего импульсного преобразователя

Схема силовой части инвертирующего преобразователя приведена на рисунке 17. С учётом принципа действия этой схемы для неё справедливы следующие соотношения:

$$I_L(sL + R) = \rho U_{BX} + \bar{\rho}U_H,$$
$$I_D = I_C + I_H,$$
$$I_D = \begin{cases} \bar{\rho}I_L, & I_L > 0 \\ 0, & I_L \le 0 \end{cases}, \qquad (10)$$
$$U_H = I_C/sC,$$
$$I_H = U_H/R_H,$$
$$I_{BX} = \rho I_L.$$

Модель силовой части инвертирующего преобразователя показана на рисунке 18. Как и в предыдущем случае, она может быть дополнена моделями системы управления, а также входным и выходным фильтрами.

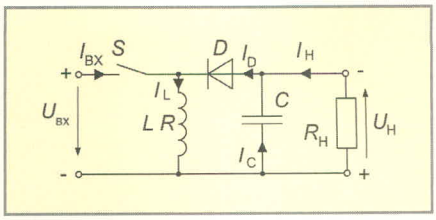


Рис. 17. Схема силовой части инвертирующего преобразователя

Напряжение на выходе модели, в отличие от реального преобразователя, имеет ту же полярность, что и у источника входного напряжения. При необходимости полярность можно изменить аналоговым инвертором (блок «-x»).

Моделирование преобразователя Кука

Преобразователь Кука относится к однотактным составным DC/DC-преобразователям [5]. Он имеет такую же регулировочную характеристику, как и инвертирующий преобразователь, но при необходимости сглаживания входного тока и получения малых пульсаций выходного напряжения содержит меньше силовых LC-элементов. Поэтому в последнее время его популярность растёт, и уже выпускаются интегральные микросхемы таких преобразователей (например, LT1611). Схема силовой части преобразователя Кука приведена на рисунке 19.

Процессы в схеме описываются следующей системой уравнений:

$$U_{BX} = I_{BX}(sL_1 + R_1) + \bar{\rho}U_C,$$
$$\rho U_C = I_2(sL_2 + R_2) + U_H,$$
$$I_C = \bar{\rho}I_{BX} + \rho I_2$$
$$U_H = I_{C2}/sC_2, \qquad (11)$$
$$I_2 = IC_2 + I_H,$$
$$U_C = I_C/sC_1,$$
$$I_H = U_H/R_H.$$

Модель силовой части преобразователя Кука представлена на рисунке 20. Напряжение на конденсаторе C1 при замкнутом силовом ключе S может быть только положительным (иначе он разрядится через диод). В стационарных условиях это напряжение всегда положительно, но в переходных режимах (например, при снижении уставки выходного напряжения скачком) это напряжение при разомкнутом ключе может быть отрицательно. Для воспроизведения этой ситуации в схеме моделирования используется блок интегратора

со сбросом. Логика управления сбросом этого блока следующая:

$$b = (U_C < 0) \cap \rho.$$

Эта модель также дополняется моделью системы управления.

Моделирование SEPIC-преобразователя

SEPIC-преобразователь [5] так же, как инвертирующий преобразователь и схема Кука, способен как повышать, так и понижать напряжение первичного источника, но в отличие от первых, полярность его выходного напряжения относительно общего провода совпадает с полярностью первичного источника. SEPIC-преобразователь является наилучшим вариантом стабилизированного DC/DC-преобразователя в случае, если первичное (входное) напряжение может принимать значения как большие, так и меньшие номинального выходного.

Дополнительное достоинство этой схемы заключается в том, что входная цепь отделена по постоянному току от нагрузки конденсатором. Это защищает нагрузку от перенапряжения при пробое ключа или выходе из строя системы управления. Схема силовой части SEPIC-преобразователя приведена на рисунке 21. Для этой схемы имеют место уравнения:

$$U_{BX} = I_{BX}(sL_1 + R_1) + \overline{\rho}[U_C - I_2(sL_2 + R_2), \quad (12)$$

$$\rho U_C - \overline{\rho} U_H = I_2(sL_2 + R_2), \quad (13)$$

$$I_C = \overline{\rho} I_{BX} + \rho I_2, \quad (14)$$

$$I_D = [\overline{\rho} \cap (I_C > I_2)](I_C + I_2), \quad (15)$$

$$U_C = I_C / sC_1, \quad (16)$$

$$U_H = IC_2 / sC_2, \quad (17)$$

$$I_H = U_H / R_H. \quad (18)$$

Уравнение (15) отражает тот факт, что диод проводит ток, если только

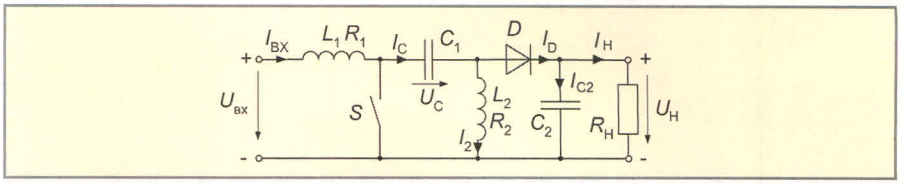


Рис. 21. Схема силовой части SEPIC-преобразователя

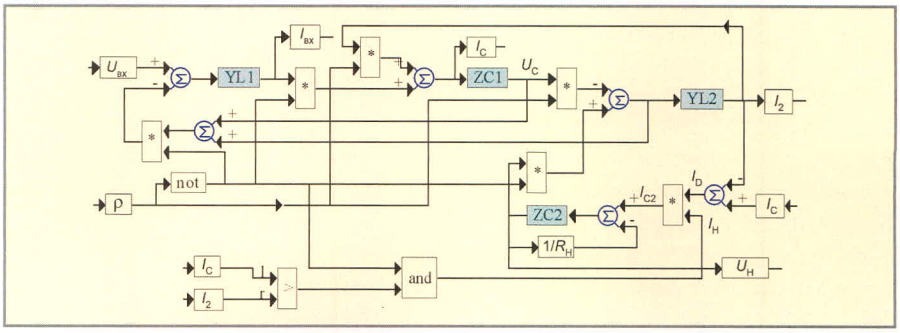


Рис. 22. Модель силовой части SEPIC-преобразователя

при разомкнутом ключе выполняется условие:

$$I_C > I_2.$$

Модель в VisSim, соответствующая системе уравнений (12)...(14), представлена на рисунке 22.

В заключение несколько примечаний и рекомендаций.

Шаг интегрирования должен быть выбран не более 0,01 от периода тактового генератора ШИМ и кратен ему.

После окончания процесса моделирования необходимо просмотреть сигнал на выходе ШИМ. Если при моделировании системы с обратной связью за период тактового генератора сигнал на выходе ШИМ c(t) совершает более одного колебания – это признак неустойчивости системы (обычно токового контура). Необходимо снизить усиление токового контура в области высоких частот.

Модели в VisSim не учитывают влияния на вход широтно-импульсного модулятора коротких импульсов («пичков»), обусловленных переходными процессами в паразитных элементах и связях преобразователей.

Блоки задания нуля «const» на входах блоков сравнения, интегратора со сбросом и др. можно не подключать.

Литература

1. *Дьяконов В.П.* VisSim+Mathcad+MATLAB. Визуальное математическое моделирование. М.: СОЛОН-Пресс, 2004.
2. *Клиначёв Н.В.* Моделирование систем в программе VisSim. Справочная система. http://vissim.nm.ru/help/vissim.htm.
3. *Гудинаф Ф.* Интегральные схемы управления импульсными источниками питания. Электроника. 1989. № 23. С. 62–74.
4. *Волович Г.И.* Устойчивость импульсных стабилизаторов напряжения. Схемотехника. 2001. № 12. С. 16–20; 2002. № 1. С. 32–35.
5. *Волович Г.И.* Составные DC/DC преобразователи. Схемотехника 2002 № 6. С. 10–11.

Вторичные источники питания

www.platan.ru ПЛАТАН

надежность • эффективность • универсальность

Изолированные и неизолированные

DC–DC КОНВЕРТЕРЫ

Количество выходов: от одного до трех

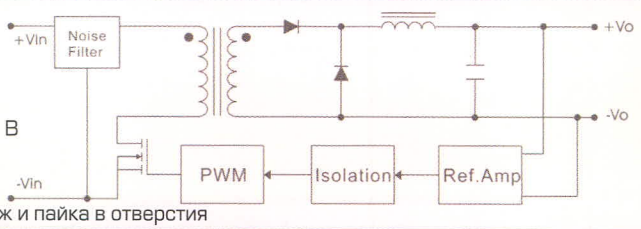
Входное напряжение: 3.3 – 72 В

Выходное напряжение: 3.3, 5, 9, 12, 15 В

Мощность: 3, 5, 8, 10, 20 Вт

КПД: до 86%

Корпуса DIP, SIP, поверхностный монтаж и пайка в отверстия





Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2 Тел./факс: (095) 73-75-999 Почта: 121351, Москва, а/я 100 E-mail: platan@aha.ru

Связь индуктивности рассеяния трансформатора и потерь в снаббере обратноходового преобразователя

Дмитрий Бердников (Москва)

Рассмотрено влияние индуктивности рассеяния трансформатора на потери в снаббере обратноходового преобразователя. Выведена формула расчёта потерь через коэффициент связи трансформатора. Даны практические рекомендации по определению значения коэффициента связи по результатам измерений параметров трансформатора.

Введение

При проектировании обратноходового преобразователя возникает необходимость защиты ключа от выброса напряжения на этапе его запирания. Как правило, эта задача решается за счёт использования специальной срезающей цепи (снаббера), которая не позволяет напряжению на ключе превысить определённого, безопасного для него уровня. Простейшим вариантом, часто применяемым в преобразователях небольшой мощности, является применение для этой цели стабилитрона (Zener-диода) либо TVS-диода (Transient Voltage Suppression). Поскольку энергия выброса при этом выделяется в снаббере, возникает необходимость количественно оценить рассеиваемую мощность в зависимости от параметров схемы. Кроме того, при проектировании (синтезе) полезно представлять, как на эти потери влияют значения либо соотношения определённых параметров схемы. Ниже рассматривается вывод некоторых соотношений для обратноходового преобразователя с широтно-импульсной модуляцией второго рода (ШИМ-2), работающего в режиме прерывистого тока, позволяющих оценить эти зависимости и численно рассчитать величину потерь в снаббере.

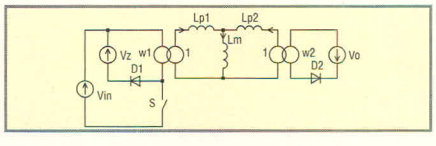


Рис. 1. Схема замещения обратноходового преобразователя

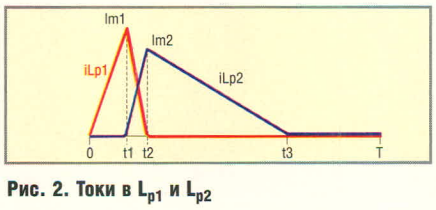


Рис. 2. Токи в L_{p1} и L_{p2}

Расчёт с Т-образной моделью трансформатора

Рассмотрим схему замещения обратноходового преобразователя для установившегося режима, показанную на рисунке 1. Двухобмоточный трансформатор показан в виде Т-образной схемы замещения, включающей индуктивность намагничивания L_m и индуктивности рассеяния обмоток L_{p1} и L_{p2}, приведённые к единичному витку. V_{in} – входное напряжение, V_o – выходное напряжение, V_z – напряжение на снаббере (стабилитроне).

Форма тока в катушках индуктивности L_{p1} и L_{p2} для случая режима прерывистого тока (РПТ) показана на рисунке 2.

На интервале $0 < t < t_1$ ключ S замкнут, диоды D1, D2 – разомкнуты. Происходит накопление энергии в L_m и L_{p1}, $iL_m = iL_{p1}$, $iL_{p2} = 0$. На этом интервале ток в ключе определяется как $i_s = iL_{p1}/w_1$.

На интервале $t_1 < t < t_2$ ключ S разомкнут, D1, D2 – замкнуты. Происходит передача энергии в источники V_z и V_o. Напряжение на ключе S ограничено на уровне $V_{in} + V_z$. Ток в L_{p1} спадает, в L_{p2} – нарастает. Токи в диодах определяются как $i_{D1} = iL_{p1}/w_1$, $i_{D2} = iL_{p2}/w_2$.

К моменту t_2 ток в D1 достигает нуля, и диод выключается (для простоты будем считать диоды безынерционными). Диод D2 продолжает проводить ток на интервале $t_2 < t < t_3$ до момента t_3, когда ток в нём достигнет нуля и он выключится.

$$\left(L_{p1} + L_m\right)\frac{I_{m1}}{GT} = \frac{V_{in}}{w_1} \qquad (1)$$

$$\begin{pmatrix} L_{p1}+L_m & L_m \\ L_m & L_{p2}+L_m \end{pmatrix}\begin{bmatrix} \frac{-I_{m1}}{G_2 T} \\ \frac{I_{m2}}{G_2 T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{V_z}{w_1} \\ -\frac{V_o + V_{d2}}{w_2} \end{bmatrix} \qquad (2)$$

$$\left(L_{p2} + L_m\right)\frac{I_{m2}}{G_3 T} = \frac{V_o + V_{d2}}{w_2} \qquad (3)$$

$$\frac{I_{m2}}{2}\left(G_2 + G_3\right)\frac{1}{w_2} = I_o \qquad (4)$$

Для рассмотренных интервалов справедливы соотношения (1)...(3), где $G = t_1/T$, $G_2 = (t_2 - t_1)/T$, $G_3 = (t_3 - t_2)/T$ – их относительные длительности, I_{m1}, I_{m2} – максимальные (пиковые) значения токов в L_{p1} и L_{p2}, показанные на рис. 1. Соотношение (4) определяет равенство среднего тока в диоде D2 току нагрузки I_o и позволяет получить замкнутое решение для установившегося режима. V_{d2} – падение напряжения на проводящем диоде D2 (считаем постоянной величиной). Отметим, что падением на диоде D1 мы пренебрегаем из-за очевидной малости по сравнению с V_z.

Для случая стабилизированного преобразователя считаем заданными параметры V_o, V_{d2}, I_o, V_z, V_{in}, w_1, w_2, L_{p1}, L_{p2}, L_m, T. Неизвестные – G, G_2, G_3, I_{m1}, I_{m2} – могут быть найдены решением системы (1)...(4).

Интересующая нас величина – потери в стабилитроне V_z – определяется уравнением (5) как произведение среднего тока диода D1 на напряжение V_z:

$$P_z = \frac{I_{m1}}{2} G_2 \frac{1}{w_1} V_z. \qquad (5)$$

Для качественной оценки удобно воспользоваться относительной величиной $K_z = P_z/P_o$ – отношением потерь в снаббере к выходной мощности преобразователя. После решения системы (1)...(4) и подстановки полученных значений I_{m1} и G_2 в (5) при-

ходим к формуле для K_z в рамках данной модели – уравнению (6):

$$K_z = \frac{\left(1+\frac{L_{p2}}{L_m}\right)\left(1+\frac{L_{p1}}{L_m}\right)-1}{\frac{V_z}{V_o+V_{d2}}-\frac{w_1}{w_2}\left(1+\frac{L_{p1}}{L_m}\right)}\frac{V_z}{V_o}. \quad (6)$$

Определение K_z через коэффициент связи

Как правило, величина рассеяния в двухобмоточном трансформаторе оценивается при помощи коэффициента связи K_c. Двухобмоточный трансформатор в общем случае описывается системой дифференциальных уравнений (7):

$$\begin{cases} u_1 = L_1\frac{di_1}{dt} + M\frac{di_2}{dt} \\ u_2 = L_2\frac{di_2}{dt} + M\frac{di_1}{dt}. \end{cases} \quad (7)$$

Коэффициент связи по определению – это уравнение (8). А через параметры Т-образной модели трансформатора на рис. 1 он может быть получен в виде уравнения (9):

$$K_c = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad (8)$$

$$K_c = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{L_{p1}}{L_m}+1\right)\left(\frac{L_{p2}}{L_m}+1\right)}}. \quad (9)$$

Воспользовавшись этим соотношением и приняв, что $L_{p1}/L_m << 1$, получим из (6) формулу для вычисления относительных потерь в снаббере непосредственно через коэффициент связи (10):

$$K_z = \frac{1}{1-\frac{w_1}{w_2}\frac{V_o+V_{d2}}{V_z}}\frac{V_o+V_{d2}}{V_o}\left(\frac{1}{K_c^2}-1\right). \quad (10)$$

Определение параметров трансформатора

Если индуктивность намагничивания для трансформатора может быть определена исходя из справочных данных на сердечник, то с определением индуктивностей рассеяния и коэффициента связи дело обстоит сложнее. В справочных данных можно встретить лишь оценочные величины индуктивности рассеяния определённых типов сердечников, да и то не всегда. Поэтому заранее, на этапе синтеза, оценить индуктивность рассеяния разработчик, как правило, может лишь на основе эмпирических данных , если они есть.

Правда, следует отметить, что существуют программы, позволяющие рассчитывать электромагнитные поля в трёхмерных и двумерных моделях магнитных компонентов методом конечных элементов – Finite Element Analysys (FEA). Использование этих программ позволяет рассчитать характеристики магнитных компонентов, исходя из их геометрии [1].

Всё же самым достоверным методом определения параметров следует считать их экспериментальное измерение. Наиболее доступным и простым средством получения параметров трансформатора для вышеописанной модели является их измерение приборами – измерителями LRC [2]. Можно произвести измерения, например, индуктивности первичной обмотки при условиях разомкнутой либо замкнутой вторичной обмотки трансформатора (и наоборот) и определить затем параметры трансформатора по измеренным данным. Однако следует учитывать, что указанные приборы производят измерения, как правило, на частоте 1 кГц, которая гораздо ниже, чем рабочие частоты преобразователей. На низкой частоте измеряемое значение импеданса реактивной составляющей может оказаться сравнимо с активной составляющей (сопротивлением обмотки), что приведёт к недопустимой погрешности. Ниже предлагается методика определения параметров трансформатора по результатам измерения LRC-метром, учитывающая сопротивления обмоток и обеспечивающая высокую точность при определении коэффициента связи трансформатора.

Если учесть сопротивления обмоток, то двухобмоточный трансформатор будет описываться системой (11).

$$\begin{cases} u_1 = \frac{di_1}{dt}L_1 + \frac{di_2}{dt}M + i_1 r_1 \\ u_2 = \frac{di_2}{dt}L_2 + \frac{di_1}{dt}M + i_2 r_2, \end{cases} \quad (11)$$

где r_1, r_2 – сопротивления обмоток.

Рассматривая эту систему, можно прийти к формуле для определения коэффициента связи через измеряемые величины (12):

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

где: L_a – индуктивность первичной обмотки при разомкнутой вторичной обмотке; L_b – индуктивность первичной обмотки при замкнутой вторичной обмотке; L_c – индуктивность вторичной обмотки при разомкнутой первичной обмотке; r_c – сопротивление вторичной обмотки при разомкнутой первичной обмотке; f – частота измерения.

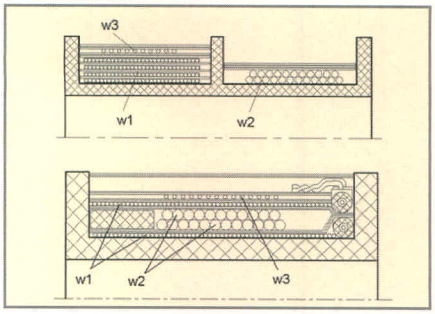


Рис. 3. Различные варианты размещения обмоток трансформатора:
(а) на двухсекционном каркасе (K_c=0,944);
(б) на односекционном каркасе с переслоением (K_c=0,993)

Точно так же можно определить взаимоиндуктивность M (13). Поскольку количество витков в обмотках трансформатора известно (w_1, w_2), теперь можно по измеренным данным определить параметры Т-образной модели трансформатора L_m, L_{p1}, L_{p2} – (14)...(16):

$$M = \sqrt{(L_a - L_b)\left[L_c + \frac{r_c^2}{L_c^2(2\pi f)^2}\right]}, \quad (13)$$

$$L_m = \frac{M}{w_1 w_2}, \quad (14)$$

$$L_{p1} = \frac{L_a}{w_1^2} - L_m, \quad (15)$$

$$L_{p2} = \frac{L_c}{w_2^2} - L_m. \quad (16)$$

Экспериментальная проверка

Для двух трансформаторов с одинаковыми числами витков первичной и вторичной обмоток ($w_1 = 120, w_2 = 23$) и с одним и тем же сердечником (EFD-15), но с различным взаимным расположением обмоток (см. рис. 3) были проведены измерения коэффициента связи и параметров Т-образной модели трансформатора по вышеизложенной методике. Полученные значения K_c существенно различаются (0,944 для разнесённых обмоток и 0,993 для переслоенных), что подтверждает эффективность техники переслаивания обмоток для снижения рассеяния в трансформаторе [3].

Далее были получены экспериментальные осциллограммы для схемы, показанной на рис. 4, в равных условиях V_{in}, V_z, V_o, I_o для двух вариантов трансформатора ((а) и (б) на рис. 5).

На рис. 4 в качестве ключа и одновременно ШИМ-контроллера используется микросхема TOP232G, для заведения обратной связи применена обмотка управления w_3, напряжение на TVS дио-

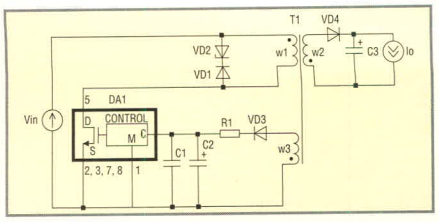


Рис. 4. Принципиальная схема макета

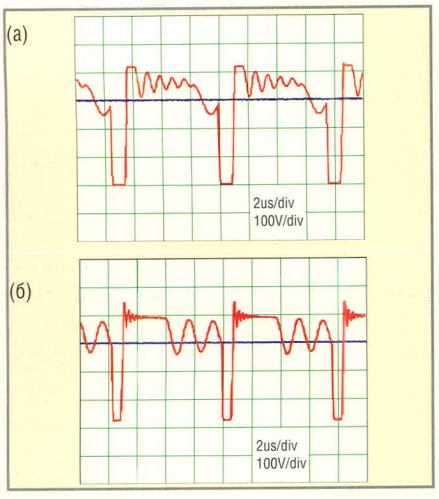


Рис. 5. Экспериментальные осциллограммы:
(а) при K_c = 0,944; (б) при K_c = 0,993

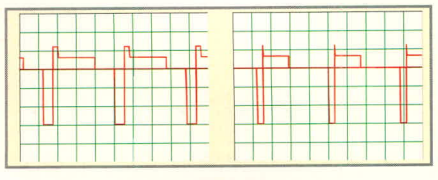


Рис. 6. Расчётные осциллограммы:
(а) при K_c = 0,944; (б) при K_c = 0,993

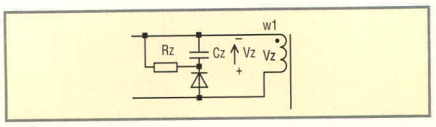


Рис. 7. RCD-снаббер

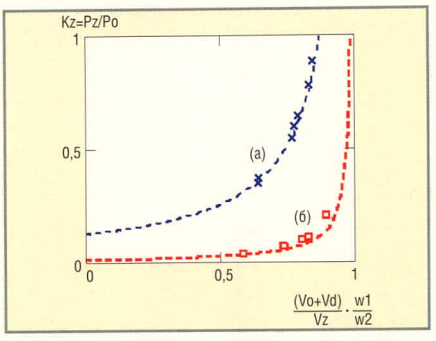


Рис. 8. K_z – сравнение теории и эксперимента при заданном K_c:
(а) K_c = 0,944 (- - - формула, x – эксперимент);
(б) K_c = 0,993 (- - - формула, п – эксперимент)

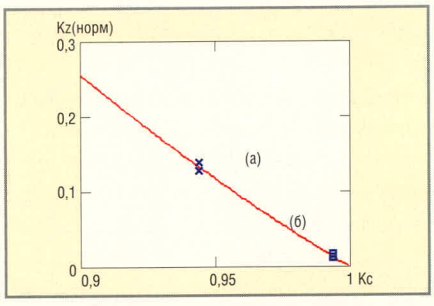


Рис. 9. Нормализованный K_z – зависимость от коэффициента связи трансформатора сплошная линия – теория:
(а) K_c = 0,944; (б) K_c = 0,993 – эксперимент

де VD2 – около 120 В (V_z). Осциллограммы на рис. 5 сняты при следующих значениях параметров: V_{in} = 300 В, V_o = 12 В, I_o = 0,12 А. На них красным цветом показано напряжение на ключе (выв. 5 DA1), а синим – напряжение V_{in}. Видно, что выброс по напряжению в случае (б) существенно уже при той же амплитуде.

Расчётные осциллограммы с Т-образной моделью трансформатора показаны на рис. 6. Исходные параметры для расчёта следующие (все величины даны в СИ):

Вариант (а): V_{in} = 300 В; w_1 = 120; w_2 = 23; V_o = 12 В; V_{d2} = 0,7 В; I_o = 0,12 А; $L_m = 2{,}088 \times 10^{-7}$; $L_{p1} = 6{,}306 \times 10^{-9}$ Гн; $L_{p2} = 1{,}865 \times 10^{-8}$ Гн; $T = 7{,}6 \times 10^{-6}$ с; V_z = 120 В.

Вариант (б): V_{in} = 300 В; w_1 = 120; w_2 = 23; V_o = 12 В; V_{d2} = 0,7 В; I_o = 0,12 А; $L_m = 9{,}694 \times 10^{-8}$ Гн; $L_{p1} = 1{,}61 \times 10^{-10}$ Гн; $L_{p2} = 1{,}166 \times 10^{-9}$ Гн; $T = 7{,}6 \times 10^{-6}$ с; V_z = 120 В.

Из сравнения результатов расчёта и эксперимента можно заключить, что длительности рабочих интервалов схемы отражены достаточно верно при разных вариантах расположения обмоток трансформатора, и следовательно, подход справедлив, несмотря на то что он не учитывает паразитные ёмкости ключей (отсутствие осцилляций на теоретических осциллограммах).

Но следует ответить на вопрос: справедлив ли данный подход для расчёта потерь в снаббере? Расчёт с Т-образной моделью трансформатора по формуле (6) даёт следующие значения для рассмотренного случая: P_z(а) = 0,432 Вт, P_z(б) = 0,047 Вт. Расчёт по формуле (10) непосредственно через коэффициент связи даёт P_z(а) = 0,416 Вт, P_z(б) = = 0,048 Вт – то есть весьма мало различающиеся значения.

К сожалению, экспериментальное измерение потерь в снаббере (рис. 4) затруднительно, поскольку напрямую измерить можно только напряжение V_z, но не протекающий через диод VD2 ток. Поэтому для экспериментальной проверки формулы (10) вместо Zener-снаббера был использован RCD-снаббер, показанный на рис. 7. В этом случае потери в снаббере легко вычислить: $P_z = V_z^2/R_z$. Отметим, что ёмкость C_z достаточно велика, чтобы пренебречь пульсацией напряжения на ней.

В схеме были проведены измерения потерь P_z при различных значениях входного напряжения и тока нагрузки. Сравнение теоретической кривой и экспериментальных точек показано на рис. 8. Показаны две кривые, построенные для трансформаторов с различными значениями K_c. По оси абсцисс отложен относительный параметр – отношение выходного напряжения (с учётом падения на диоде) к приведённому напряжению снаббера. Эта величина в явном виде присутствует в уравнении (10) и изменяется в эксперименте. Видно, что при увеличении этого параметра происходит рост потерь P_z.

На рисунке 9 показана нормализованная кривая относительных потерь (17) в зависимости от коэффициента связи трансформатора K_c. Сплошной линией показана теоретическая кривая, буквами «а» и «б» обозначены экспериментальные точки для двух вариантов трансформатора. Как видно из графика, все полученные значения при разных параметрах попадают практически в одну точку и хорошо согласуются с теоретической кривой:

$$K_z = \frac{K_z}{1 - \frac{w_1}{w_2}\frac{1}{V_z}(V_o + Vd_2)\frac{V_o + Vd_2}{V_o}}. \quad (17)$$

Выводы

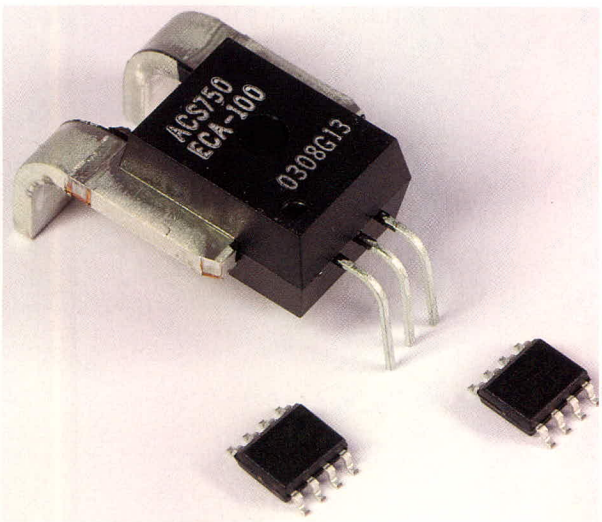
Получена формула (10) для вычисления потерь в снаббере обратноходового преобразователя через коэффициент связи трансформатора. Исследованы и экспериментально подтверждены характеристики относительных потерь, следующие из (10). Приведена практическая методика измерения коэффициента связи трансформаторов импульсных преобразователей напряжения в случае использования стандартных измерителей LRC.

Литература

1. *Матвеев К.* Использование пакета Ansys для моделирования электромагнитных элементов импульсных преобразователей. Силовая электроника. 2004. № 2.
2. Цифровой измеритель иммитанса Е7-22. Руководство по эксплуатации. М., 2004.
3. Optimizing the winding strategy of the transformer in a flyback converter. *R. Prieto, J.A. Cobos, O. Garcha, R. Asensi, J. Uceda.* IEEE PESC'96 Rec. 1996.

Датчики тока на эффекте Холла

Allegro Microsystems Europe Ltd.



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

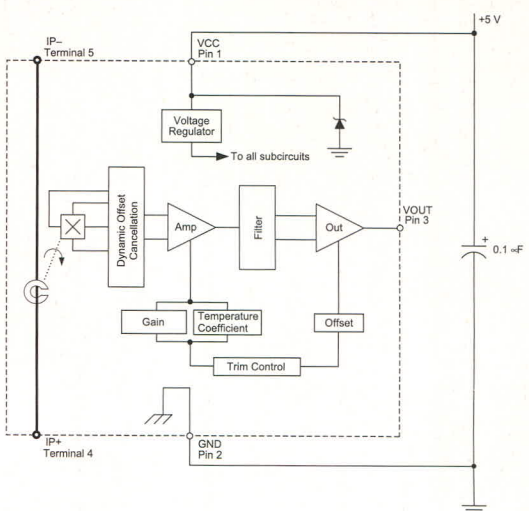
Области применения

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

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		
ACS754-050	±50	40	35	
ACS754-100	±100	20		
ACS754-130	±130	14,2		
ACS754-150	±150	13,3		
ACS754-200	±200	10		

Конструкция датчиков тока Allegro



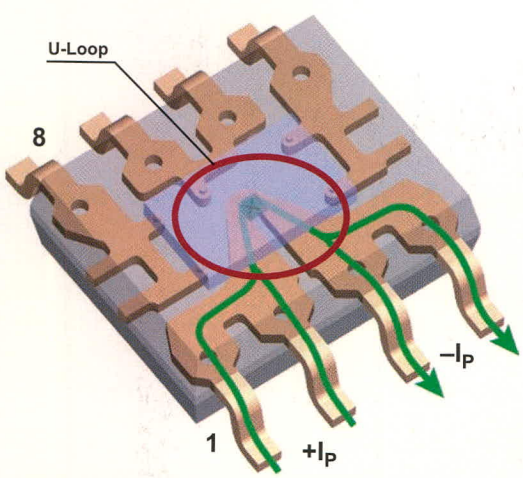
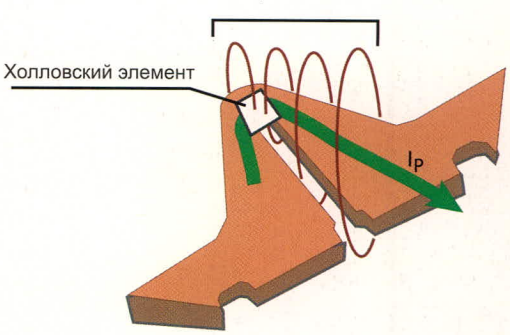


Схема протекания тока в датчике ACS704 и конструкция токовой шины

Магнитный поток, порождаемый протекающим в шине током



Конструкция токовой шины и элемент Холла в датчике ACS704

PROSOFT®
ПРОСОФТ – АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА
МОСКВА (095) 234-0636 • С.-ПЕТЕРБУРГ (812) 326-2216
E-mail: info@prochip.ru • Web: www.info@prochip.ru

Электромагнитная совместимость и ограничения при конструировании печатных плат (часть 2)

Продолжение. Начало см. СЭ № 2, 2005

Публикуется по: Electromagnetic Compatibility and Printed Circuit Boards Constraints, Philips Semiconductors Application Note ESG 89001 (http://www.semiconductors.philips.com/acrobat/applicationnotes/U89001.pdf).

Перевод Владимира Семёнова (г. Великий Новгород)

Во второй части Руководства по обеспечению электромагнитной совместимости электронных устройств, перевод которого публикуется с согласия фирмы Philips, рассматриваются правила развязки цепей питания интегральных схем и ограничения, накладываемые на длину и площадь контуров, образованных сигнальными проводниками.

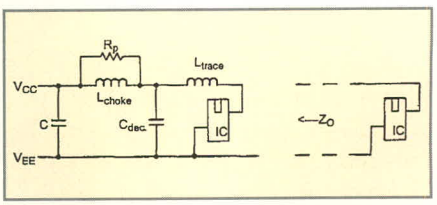


Рис. 6. Предлагаемая развязывающая цепь для каждой интегральной схемы

Правильная развязка по питанию для каждой интегральной схемы

Обычно интегральные схемы развязываются по питанию только с использованием конденсаторов. Однако из-за того, что конденсаторы не являются идеальными, возникают резонансы. Выше частоты резонанса конденсатор ведет себя как индуктивность, что означает ограничение dI/dt. Ёмкость этого конденсатора определяется колебаниями напряжения, которые допускаются на выводах питания интегральной схемы. В соответствии со сложившейся практикой, эти колебания не должны превышать 25% от максимально допустимого напряжения помехи на входе (запас помехоустойчивости). Оптимальный (в смысле минимальной ёмкости при данном критерии помехоустойчивости. – *Прим. пер.*) развязывающий конденсатор для каждого семейства логических микросхем может быть рассчитан из соотношения $I = C \times dV/dt$.

Соответствующие данные для нескольких логических семейств вместе с рекомендованной величиной развязывающего конденсатора C_{dec}, который необходимо добавлять к каждому выходному вентилю, даны в таблице 3.

Для быстрых логических семейств эти значения могут оказаться бесполезными, если последовательно с ёмкостью конденсатора включена индуктивность, образуемая выводами конденсатора или длинными проводниками печатной платы. Тогда необходимо добавить дополнительные керамические конденсаторы небольшой ёмкости (100...1000 пФ) как можно ближе к выводам интегральной схемы параллельно основным «низкочастотным» развязывающим конденсаторам. Частота резонанса этого керамического конденсатора (с учётом длин проводников до выводов питания интегральной схемы) должна превышать ширину спектра этого логического семейства $[1/(\pi\tau_r)]$, где τ_r является длительностью фронта выходного напряжения.

Таблица 3. Рекомендуемые величины развязывающих конденсаторов

Семейство логических микросхем	Запас помехоустойчивости, В	*dI*, мА	*dt*, нс	C_{dec}, нФ
CMOS (5 В)	1,75	2	100	0,5
TTL-LS	0,4	50	10	5,0
TTL-F	0,4	50	2...3	22,0
HCT	0,7	50	2...3	12,8
HC (5 V)	1,2	50	2...3	7,5
ACT	1,7	175	1...2	35,0

Если развязывающий конденсатор подключён к каждой интегральной схеме, возвратный ток может протекать через любую дорожку, V_{ee} или V_{cc}, в зависимости от взаимной индуктивностью между ней и сигнальным проводником.

Два развязывающих конденсатора (по одному на интегральную схему) и индуктивность L_{trace}, образованная проводниками питания, образуют последовательную резонансную цепь. Этот резонанс допустим только тогда, когда он возникает на низких частотах (менее 1 МГц) или когда добротность Q этой резонансной цепи является низкой (менее 2).

Резонансную частоту можно удерживать ниже 1 МГц, используя дроссель с большими высокочастотными потерями последовательно с цепью V_{cc} и развязываемой интегральной схемой. Недостаточные высокочастотные потери могут быть компенсированы добавлением резистора параллельно R_p или последовательно R_s (см. рис. 6).

Дроссель не может иметь открытого сердечника, так как в этом случае он будет действовать или как радиопередатчик, или как магнитная антенна.

Пример расчёта добавочных резисторов:

1 МГц × 1 мкГн → Z1 = 6,28 Ом → R_s = = 3,14 Ом,

при $Q \le 2$, R_p = 12,56 Ом.

Выше частоты резонанса характеристический импеданс «линии передачи» Z_o (в этом случае импеданс наблюдается на выводах питания) равняется:

$$Z_o = \sqrt{L_{trace} / C_{decoupling}} .$$

Последовательная индуктивность развязывающего конденсатора и индуктивность соединяющих проводников оказывают незначительное влияние на распределение тока питания на высокой частоте при использовании дросселя, к примеру, 1 мГн. Однако они определяют колебания напряжения между выводами питания интегральной схемы. Рекомендованные максимальные индуктивности, L_{trace}, при которых колебания напряжения не превышают 25%, обеспечивая запас помехоустойчивости, даны в таблице 4.

С предложенной на рисунке 6 развязкой число необходимых линий передачи (с определённым путём протекания обратного тока сигнала) между двумя интегральными схемами уменьшилось с 3 до 1 (см. рис. 7).

Вывод 4: Если используется правильная развязка для каждой интегральной схемы (L_{choke} + C_{dec}), достаточно и одной линии передачи между блоками схемы.

Для высокоскоростной логики с τ_r < 3 нс необходимо, чтобы общая индуктивность, включённая последовательно с развязывающим конденсатором, была низкой (см табл. 4). Проводник длиной 50 мм последовательно с выводами питания имеет индуктивность 50 нГн. Вместе с типичной нагрузкой на выходе вентиля 50 пФ это даст минимальное время нарастания в 3,2 нс. Если требуется более короткое время нарастания, необходимы более короткие выводы развязывающего конденсатора (предпочтительнее безвыводные конденсаторы) и более короткие проводники внутри корпуса интегральной схемы. Этого можно достигнуть, используя интегральные схемы с выводами питания в середине корпуса в комбинации с маленькими безвыводными керамическими конденсаторами. Другим вариантом

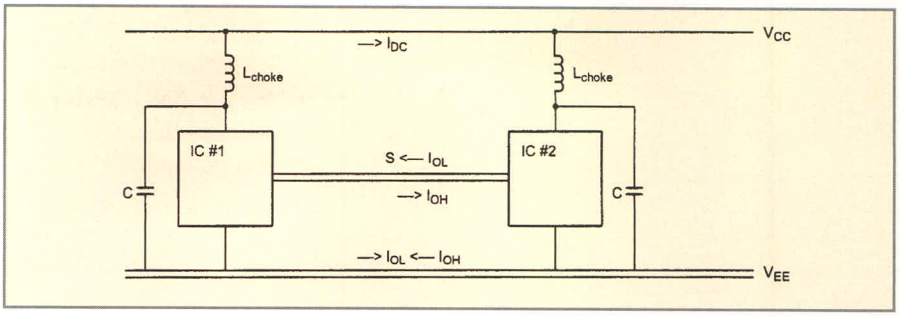


Рис. 7. Правильно развязанные блоки схемы

I_{DC} – ток источника питания; I_{CC} – ток потребления; I_{OL} – втекающий сигнальный ток; I_{OH} – вытекающий сигнальный ток

является многослойная плата с плоскостью питания и земляной плоскостью. Дальнейшее улучшение может быть достигнуто при применении SO-корпусов с выводами питания в середине корпуса.

Вывод 5: При использовании быстрой логики следует использовать многослойные печатные платы.

Ограничение длины линий связи и площади контуров

Максимальная длина линии связи определяется отражениями в несогласованной линии передачи. Площади контуров и длины связи ограничиваются электромагнитным излучением, допускаемым законодательством для данного класса аппаратуры. Последние ограничения относятся непосредственно к печатной плате, если она размещена в неэкранированном объёме, например в пластмассовом корпусе (рис. 8).

Ограничение длины связи вследствие отражений в линии

Первое ограничение на длину связи накладывается допустимым уровнем отражений в несогласованной линии передачи. Линия передачи может быть согласована добавлением резистора либо в конец линии (который в отсутствие разделительного конденсатора будет рассеивать мощность постоянного тока), либо последовательно с выходом драйвера. В последнем случае сумма выходного сопротивления драйвера и добавочного сопротивления должна равняться волновому сопротивлению линии передачи.

В отсутствие согласования допустимая длина связи определяется запасом помехоустойчивости используемого логического семейства, его быстродействием и задержкой распространения линии, которая подразумевается равной 5 нс/м. Быстродействие логики определяет допустимый динамический запас помехоустойчивости, который приблизительно обратно пропорцио-

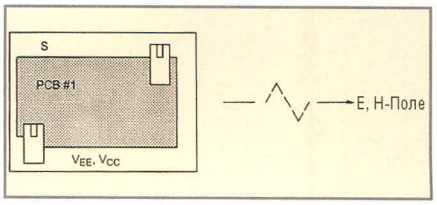


Рис. 8. Излучение контура на печатной плате

Таблица 4. Допустимая индуктивность последовательно с выводами питания

Семейство логических микросхем	Запас помехоустойчивости, В	L_{trace}, нГн
CMOS (5 V)	1,75	200
TTL-LS	0,4	20
TTL-F	0,4	4
HCT	0,7	7
HC (5 V)	1,2	12
ACT	1,7	2,4

Таблица 5. Допустимые длины линий передачи, несогласованных или согласованных последовательно, для различных семейств логических элементов

Семейство	Максимальная длина связи, м	
	без согласования	последовательное согласование
CMOS	14,3	*
TTL-LS	0,4	0,5
TTL-F	0,08	0,15
HCT	0,14	∞
HC	0,24	*
ACL	0,18	*

**При использовании последовательного согласования в асинхронных логических схемах должно быть уделено внимание метастабильности, когда симметричные логические входные цепи «не могут решить», является ли входной уровень сигнала высоким или низким; результатом может быть неопределённое выходное состояние.*

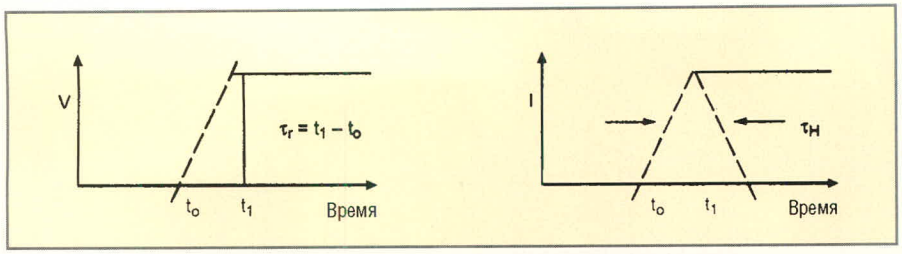


Рис. 9. Формы выходного напряжения (а) и тока логического элемента (б) при емкостной нагрузке

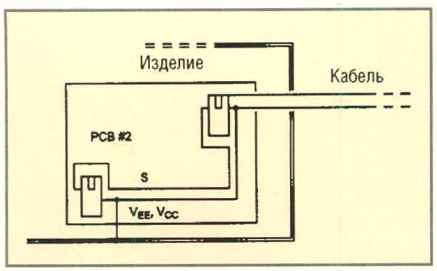


Рис. 10. Излучение изделия, содержащего печатную плату, вместе с отходящим кабелем

нален полуширине отражённого импульса.

Ограничивая отражённый сигнал 25% динамического запаса помехоустойчивости, получаем максимальные длины связей для различных семейств логических элементов (см. табл. 5).

Вывод 6: Линии передачи при необходимости следует согласовывать последовательно (на ближнем конце). Если длина связи длиннее значений, указанных в таблице, то требуется параллельное согласование (на дальнем конце).

Ограничение площади контура вследствие электромагнитного излучения

Излучение от печатной платы (или изделия в целом) ограничено 100 мкВ/м на расстоянии 10 метров на частотах свыше 30 МГц [FCC, IEC CISPR публикации, класс B] (указанная величина соответствует классу A. – *Прим. пер.*). Это излучение определяется произведением площади контура A, контурного тока I и магнитной проницаемостью среды внутри контура μ_r (обычно 1). Это произведение называется магнитным дипольным моментом M:

$$M(f) = I(f)A\mu_r.$$

При наличии нескольких контуров, работающих на одной частоте, предельное значение магнитного момента следует разделить на $\sqrt{n}$, где n – количество контуров, поскольку эти сигналы будут складываться случайным образом. (Здесь с автором можно поспорить. Существует очевидная корреляция между токами и, соответственно, излучениями отдельных цифровых цепей, работающих от одного задающего генератора. – *Прим. пер.*).

Предельное значение магнитного момента может быть рассчитано исходя из излучаемой мощности [7, 8]:

$$E = (7/r)\sqrt{P_{rad}},$$
$$P_{rad} = 31\,200\,I^2A^2/\lambda^4 = 31\,200M^2/\lambda^4,$$

где: I – контурный ток на данной частоте;

A – площадь контура;

λ – длина волны, соответствующая данной частоте.

После извлечения корня получаем следующий результат:

$$E = (7/r) \times 176IA/\lambda^2.$$

Приравняв правую часть к требуемому значению E = 100 мкВ/м на расстоянии 10 м от источника помехи, получаем следующий результат:

$$M \le 8{,}1 \times 10^{-7}\lambda^2 \text{ [А м}^2\text{]}.$$

Амплитуда гармоник тока для логических сигналов в частотной области выше частоты $1/\pi\tau_r$ убывает пропорционально квадрату частоты, в то время как сопротивление излучения контура увеличивается пропорционально квадрату частоты. Поэтому можно рассчитать максимальную площадь контура, которая определяется частотой повторения импульсов в контуре, длительностью фронтов логических элементов и амплитудой импульса тока. Форма импульса тока определяется формой импульса напряжения, и полуширина импульса тока приблизительно равна времени нарастания напряжения (см. рис. 9).

Амплитуда тока на граничной частоте $1/(\pi\tau_r)$:

$$I(f) = 2I\tau_r/T,$$

где I – амплитуда импульса тока;

T = 1/частота повторения – период повторения импульсов;

τ_r = время нарастания (длительность фронта) $\cong \tau_H$ – полуширина импульса тока.

Из последнего уравнения может быть рассчитана максимальная площадь контура при заданной частоте повторения и для определённого семейства логических элементов. Эти значения приведены в таблице 6.

Вывод 7: Максимальная площадь контура определяется тактовой частотой, семейством логических элементов (иными словами, параметрами выходного сигнала) и количеством одновременно переключающихся контуров на этой печатной плате.

При использовании двусторонней печатной платы толщиной 1,5 мм максимальная допустимая длина связи, определяемая из ограничений по пло-

Таблица 6. Допустимые площади одиночных контуров для различных семейств логических элементов

Семейство	Максимальная площадь контура в мм² при тактовой частоте, МГц			
	4	10	30	100
CMOS	$4{,}5 \times 10^6$	$1{,}8 \times 10^6$		
TTL-LS	$1{,}8 \times 10^4$	7200	2400	
TTL-F	$3{,}6 \times 10^3$	1400	480	144
HCT	$3{,}6 \times 10^3$	1400	480	144
HC	$3{,}6 \times 10^3$	1400	480	144
ACL	515	206	69	21*

**В этом случае при использовании обычных DIP-корпусов предел площади контура будет превышен и неизбежны дополнительные экранирующие меры совместно с надлежащей фильтрацией.*

Таблица 7. Допустимая длина дорожки печатной платы без дополнительного экранирования для различных семейств логических элементов

Семейство	Максимальная длина связи в мм для двухслойной/многослойной печатной платы при тактовой частоте, МГц			
	4	10	30	100
CMOS	108/–	44/–	–	–/–
TTL-LS	4,3/–	1,75/–	0,6/–	–/–
TTL-F	4,3/55	1,75/40	0,6/4,4	–/2,2
HCT	4,3/55	1,75/40	0,6/4,4	–/2,2
HC	4,3/55	1,75/40	0,6/4,4	–/2,2
ACL	–/15,4	–/3,2	–/2,1	–/0,62

щади контура, будет много меньше, чем определённая из допустимых отражений в этой линии. Если тактовая частота превышает 30 МГц, неизбежно использование многослойной печатной платы. В этом случае толщина слоя зависит от их количества и может варьироваться в пределах 60...300 мкм.

При небольшом числе сигналов с высокой частотой повторения тщательная разводка с использованием линий связи с близкими прямым и обратным проводниками может дать приемлемые результаты и на двухслойной печатной плате.

Ограничение длины связи вследствие электромагнитного излучения

Допустимая длина связи оказывается ещё меньше, когда линия связи непосредственно соединена с системным общим проводом и неэкранированным кабелем, отходящим от платы. Упрощённая схема показана на рисунке 10. Разность потенциалов между двумя общими точками каждой микросхемы становится генератором напряжения для антенны, образованной шиной общего провода и отходящим кабелем. В наихудшем случае сопротивление излучения этой антенны предполагается равным 150 Ом и является частотнонезависимым. Амплитуда указанного генератора создаст мощность излучения:

$$P_{rad} = U^2/150 \text{ Ом}.$$

С учётом ограничений, накладываемых на мощность излучения, разность потенциалов между общими точками:

$$U \le 1{,}75 \text{ мВ}.$$

Эта разность потенциалов определяется амплитудой тока на граничной частоте данного логического элемента и эффективной индуктивностью линии связи между двумя этими точками (см. второй раздел в предыдущей части статьи):

$$U(f) = I(f)Z(f) = I(f)j\omega(L - M) = I(f)j\omega L(1 - k).$$

Допустимая длина дорожки печатной платы (см. табл. 7) может быть определена с использованием таблицы 1 и амплитуды тока в частотной области.

Из таблицы 7 видно, что во многих практических случаях эти требования не выполняются.

В большинстве случаев фильтрация или экранирование отходящего кабеля будет достаточной. Экранирование изделия в целом при соответствующей фильтрации становится неизбежным, когда превышены ограничения для площади магнитной петли.

Вывод 8. Схемотехническое проектирование должно быть выполнено так, чтобы разность потенциалов между общими точками не возбуждала непосредственно антенну, которой является любой отходящий кабель.

С помощью несложных расчётов можно определить требования к фильтрации или экранированию. Для этого нужно использовать таблицы 6 и 7, сосчитав число связанных источников в изделии. (Практически это очень непросто, по крайней мере, вручную. – *Прим. пер.*)

В следующей части будет дана основная информация об экранировании кабелей и фильтрации помех.

Продолжение следует.

МОДУЛЬНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Активная коррекция коэффициента мощности в соответствии с ГОСТ Р 51317.3.2-99

Заказные конфигурации

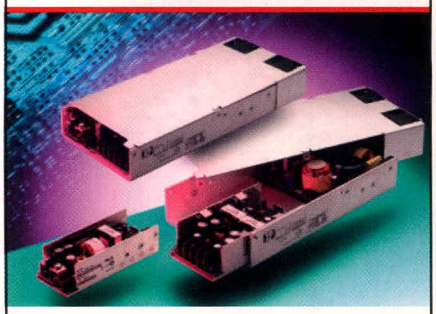
Низкий профиль, установка в конструктивы 1U

LP-серия предлагает 4 силовые платформы

До 5 пяти конфигурируемых выходных каналов: 1,8...48 В

Исполнение медицинское и общепромышленное

Среднее время безотказной работы >500 000 ч

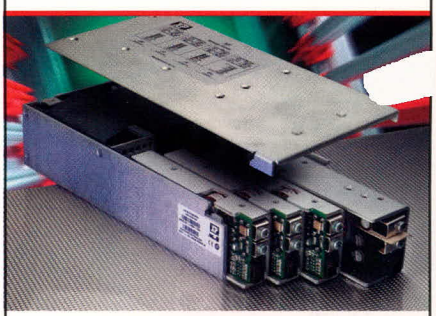


С выходными мощностями 150-450 В

MP-серия предлагает до 10 силовых платформ

До 24 конфигурируемых выходных каналов: 1,8...60 В

Среднее время безотказной работы >200 000 ч



С выходными мощностями 300-2400 Вт

XP

THE XPERTS IN POWER

PROSOFT®

www.prosoft.ru

Прибор для проверки параметров аккумуляторов

Олег Пушкарёв (г. Омск)

В статье описан микропроцессорный прибор, который позволяет оценить ключевые параметры никель-кадмиевых и никель-металлгидридных аккумуляторов – реальную ёмкость и выходное сопротивление. Приведены результаты измерения параметров 20 «пальчиковых» батарей различных производителей.

Характеристики химических источников тока

Первая электрическая батарея была сконструирована итальянским изобретателем Александро Вольта в 1800 г. Она представляла собой набор серебряных и цинковых пластин, разделённых между собой картоном, пропитанным солевым раствором. Несмотря на значительный прогресс в развитии электротехники, в современных батареях и аккумуляторах (не считая новомодных топливных элементов) используются те же физические принципы, что и в первой батареи Вольта.

Для питания современной портативной аппаратуры используются аккумуляторы и батареи различных типов. В отличие от перезаряжаемых аккумуляторов, под батареями мы будем понимать гальванические источники тока однократного применения (использовал – выбросил). Основные типы аккумуляторов приведены в таблицах 1 и 2, батарей – в таблице 3.

Для питания портативной аппаратуры наиболее часто используются никель-кадмиевые (NiCd) и никель-металлгидридные (NiMh) аккумуляторы типоразмеров AA и AAA. Несмотря на то что новое поколение литий-

Таблица 1. Основные типы аккумуляторов и их ключевые параметры

Тип	Международное обозначение	Номинальное напряжение, В	Внутреннее сопротивление, мОм	Число рабочих циклов	Плотность энергии, Вт ч/кг
Никель-кадмиевый	NiCd	1,25	100...200	1500	40...60
Никель-металлгидридный	NiMh	1,25	200...300	500	60...80
Литиевый	LiIon	3,6	150...250	500...1000	100
Литий-полимерный	LiPol	2,7	Нет данных	150	150...200
Кислотный	SLA (Sealed Lead Acid)	2,0	Менее 100	200...500	30

Таблица 2. Основные характеристики разных типов аккумуляторов

Тип	Положительные свойства	Отрицательные свойства
Никель-кадмиевый (MiCd)	Недорогой, большой срок службы, легко переносит перезаряд при зарядных токах менее 0,1С	Обладает эффектом «памяти» (требует полного разряда перед зарядкой), высоким саморазрядом. Требует правильной утилизации
Никель-металлгидридный (MiMh)	Большая ёмкость по сравнению с NiCd	Высокий ток саморазряда, низкая способность к перезаряду. Меньший (по сравнению с NiCd) срок службы
Литиевый (LiIon)	Высокая удельная ёмкость. Нет эффекта «памяти». Низкий саморазряд	Ограниченный срок службы вне зависимости от количества циклов заряд–разряд. Высокая цена. Требуют «интеллектуальных» зарядных устройств. При неправильной эксплуатации может произойти самовозгорание
Литий-полимерный (LiPol)	Очень легкие. Высокая удельная ёмкость. Возможность придания любой формы	Короткий срок службы. Дороговизна
Кислотный (SLA)	Незаменимы при больших токах разряда. Большая устойчивость при отрицательных температурах. Нет эффекта «памяти»	Плохие массогабаритные показатели

Таблица 3. Типы батарей и их характеристики

Тип	Международное обозначение	Номинальное напряжение, В	Внутреннее сопротивление	Цена	Общие характеристики
Угольно-цинковые	Standard duty	1,5	Среднее	Низкая	Низкая ёмкость. Сильное изменение напряжения во время разряда. Рассчитаны на низкие разрядные токи (единицы – десятки мА). Узкий температурный диапазон
На основе хлорида цинка	Heavy duty	1,5	Низкое	Низкая	Примерно в полтора раза большая ёмкость по сравнению с угольно-цинковыми элементами
Щелочные	Alcaline	1,5	Очень низкое	Высокая	Высокая ёмкость (в 5…8 раз по сравнению с угольно-цинковыми). Допускают большие разрядные токи. Очень долгий срок хранения
Серебряные	Silver Oxide Cell	1,5	Низкое	Высокая	Малое падение напряжения в процессе разряда, способность работы при отрицательных температурах
Ртутные	Mercury Cell	1,35	Низкое	Высокая	Стабильное напряжение в течение рабочего цикла разряда. Требуют правильной утилизации
Литиевые	Lithium	3	Низкое	Очень высокая	Высокая удельная ёмкость. Низкий саморазряд (срок службы может быть более 5 лет)

ионных (LiIon) аккумуляторов практически вытеснило NiCd- и NiMh-аккумуляторы с рынка батарей для сотовых телефонов, NiCd- и NiMh-аккумуляторы ещё прочно удерживают позиции в разнообразной бытовой портативной технике – кассетных, CD- и MP3-плеерах, игрушках, цифровых диктофонах, радиоприёмниках, цифровых фотоаппаратах, радиостанциях и т.д.

В процессе эксплуатации NiCd- и NiMh-аккумуляторы постепенно деградируют, т.е. их рабочие характеристики ухудшаются. Ключевыми параметрами для оценки работоспособности NiCd- и NiMh-аккумуляторов являются:

- реальная ёмкость;
- выходное сопротивление;
- величина саморазряда.

В процессе эксплуатации реальная ёмкость аккумулятора уменьшается, выходное сопротивление растёт. Многократный перезаряд приводит к *росту саморазряда*. Повышенный саморазряд может быть практически незаметен, если аккумулятор регулярно заряжается и разряжается в рабочем режиме. Однако устройство с вроде бы заряженным аккумулятором, оставленное на несколько дней (недель), может оказаться неработоспособным, т.к. за этот период аккумулятор потерял энергию из-за повышенного тока саморазряда. *Уменьшение ёмкости* приводит к очевидной проблеме – сокращению времени работы устройства. *Рост выходного сопротивления* приводит к различным, порой неочевидным эффектам:

1. Уменьшение эффективной ёмкости. Падение напряжения на возросшем внутреннем сопротивлении приводит к тому, что устройство отключается раньше, чем аккумулятор отдал всю свою энергию. Чем больше потребляемый устройством ток, тем заметнее сокращается эффективная ёмкость аккумулятора. При этом на низких токах разряда аккумулятор может отдавать даже номинальную ёмкость. Чем выше напряжение срабатывания схемы отключения питания по разряду аккумулятора, тем ярче выражен описанный эффект.
2. Сокращение времени работы устройства из-за того, что *аккумулятор не получает нормальную зарядку при исправном зарядном устройстве*. Современные «быстрые» интеллектуальные устройства одновременно используют несколько способов определения момента полной зарядки аккумулятора. Один из методов – прекращение зарядки, если напряжение на аккумуляторе превысило определенный порог. Высокое значение внутреннего сопротивления приводит к тому, что этот порог достигается намного раньше того момента, когда аккумулятор полностью заряжен. Устройство при этом сигнализирует об успешном окончании режима зарядки.
3. *Мнимая неисправность оборудования*, где применяется такой аккумулятор. Наиболее характерный пример – множество обращений пользователей мобильных телефонов с типовой жалобой на неисправность трубки – «телефон самопроизвольно отключается». Истинной причиной может быть аккумулятор с высоким внутренним сопротивлением. В режиме ожидания ток, потребляемый сотовым телефоном, существенно меньше, чем в моменты работы передатчика. Даже если пользователь не разговаривает по мобильному телефону, передатчик телефона периодически включается для обмена служебной информацией с базовой станцией (т.н. периодическая регистрация). Из-за высокого внутреннего сопротивления напряжение на аккумуляторе в этот момент опускается ниже заданного порога. В результате телефон штатно отключается из-за «разряда аккумулятора».

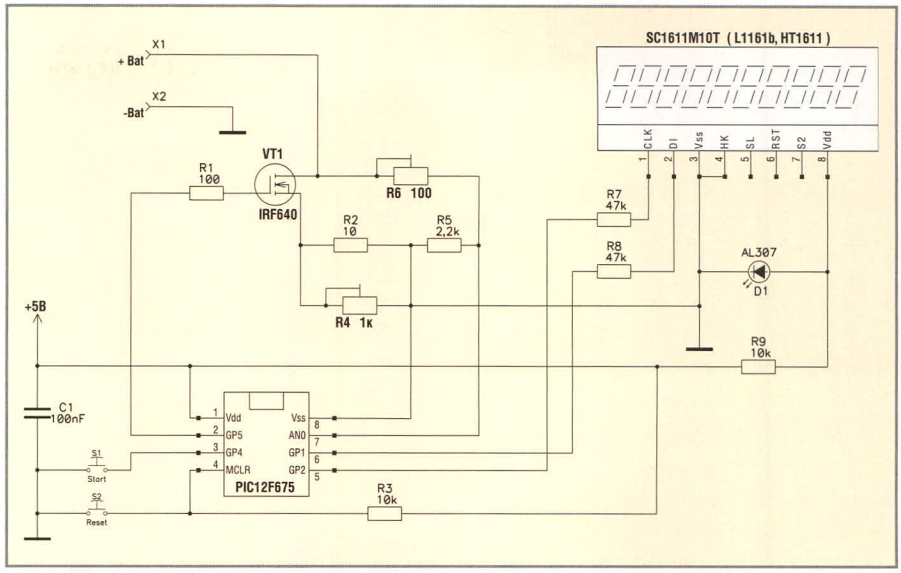


Рис. 1. Принципиальная схема прибора для проверки параметров аккумуляторов

Описание прибора

Для оценки ключевых параметров, определяющих качественные характеристики NiCd- и NiMh-аккумуляторов, было разработано микропроцессорное устройство, принципиальная схема которого приведена на рисунке 1.

Прибор позволяет измерять внутреннее сопротивление и ёмкость единичных (не многоэлементных) NiCd- и NiMh-аккумуляторов с номинальным напряжением до 1,2...1,5 В. Результаты измерений выводятся на 10-разрядный ЖКИ SC1611M10T. Дисплеи подобного типа предназначены в первую очередь для бытовых телефонных аппаратов и не содержат десятичной точки. На практике встречаются аналогичные ЖКИ различных производителей, содержащие одинаковые линии управления. Преимуществом такого дисплея является то, что для вывода информации достаточно задействовать две линии микроконтроллера. Напряжение питания дисплея (1,5 В) формируется на светодиоде D1, который в данном случае работает как стабилитрон с едва заметным свечением. Резистор R4 компенсирует сопротивление открытого транзистора VT1 (примерно 0,2 Ом). В режиме измерения ёмкости, подключив вместо аккумулятора источник напряжения 1 В, с помощью R4 необходимо выставить ток в цепи контакта X1, равный 100 мА. Резистором R6 необходимо добиться показаний 1000 мВ на ЖКИ.

Прибор питается от аккумуляторной батареи напряжением 7,2 В. Напряжение батареи подаётся на схему



Рис. 2. Солевые батарейки формата AA



Рис. 3. Щелочные (Alkaline) батарейки формата AA

через Low-Drop-стабилизатор LM2931. Потребляемый от батареи ток не превышает 1,5 мА. Файл прошивки для микроконтроллера PIC12F675 находится в файле battest.hex, размещённом на сайте журнала.

Работа с прибором

Измерение внутреннего сопротивления

Испытуемый аккумулятор подключается к клеммам X1 и X2. Необходимо обеспечить хороший контакт между выводами аккумулятора и клеммами. Измерение внутреннего сопротивления необходимо производить на заряженном аккумуляторе. Нажатием кнопки Reset (Сброс) прибор переводят в режим измерения внутреннего сопротивления. На дисплей выводится величина внутреннего сопротивления в омах, например 1-680 (1,68 Ом). В качестве десятичной точки выступает «тире». Измерения повторяются с интервалом около 1 с. Если нажать кнопку Reset (Сброс), удерживая кнопку Start, то включается режим расширенной индикации. В этом режиме на дисплей последовательно выводятся две строки информации: после отображения внутреннего сопротивления выводится напряжение аккумулятора на холостом ходу и под нагрузкой 10 Ом в милливольтах, например 1295__1125 (напряжение холостого хода 1,295 В, напряжение под нагрузкой 1,125 В).

Внутреннее сопротивление определяется по падению напряжения в режиме холостого хода и под нагрузкой и вычисляется по формуле:

$$R_{вн} = (U_{хх} - U_н)/I_н,$$

где $R_{вн}$ – выходное сопротивление, Ом, $U_{хх}$ – напряжение холостого хода, В, $U_н$ – напряжение под нагрузкой, В, $I_н$ – ток через нагрузку, А.

В реальности с учётом того, что нагрузочное сопротивление равно 10 Ом, формула для расчётов принимает вид:

$$R_{вн} = 10 \times ((U_{хх} - U_н)/I_н).$$

Для вычислений используются подпрограммы целочисленной 16...24-разрядной арифметики. В диапазоне $R_{вн} <$ < 0,2 Ом погрешность довольно велика (см. файл accuracy.xls на сайте), что обусловлено следующими причинами: высокое опорное напряжение АЦП по сравнению с измеряемым напряжением и малое падение напряжения вследствие низкого разрядного тока (120...150 мА). Однако данная точность вполне допустима для качественной оценки аккумулятора (хорошо – удовлетворительно – плохо). При таком подходе важно знать не точное значение выходного сопротивления, а соответствие его допустимым пределам. Допустим, некоторое устройство потребляет ток 100 мА, начальное напряжение аккумулятора 1,2 В, конечное 0,9 В. Диапазон изменения напряжения равен 0,3 В. Будем считать допустимым такое внутреннее сопротивление аккумулятора или батарейки, при котором мы теряем не более 20% диапазона питающего напряжения, т.е. 0,06 В. Для этого случая выходное сопротивление аккумулятора (батареи) не должно превосходить 0,6 Ом.

Для повышения точности измерения малых величин выходного сопротивления можно уменьшить нагрузку до величины 1 Ом (без изменения программы и схемы прибора). При этом отражаемый на дисплее результат измерений необходимо делить на 10.

Измерение ёмкости аккумулятора

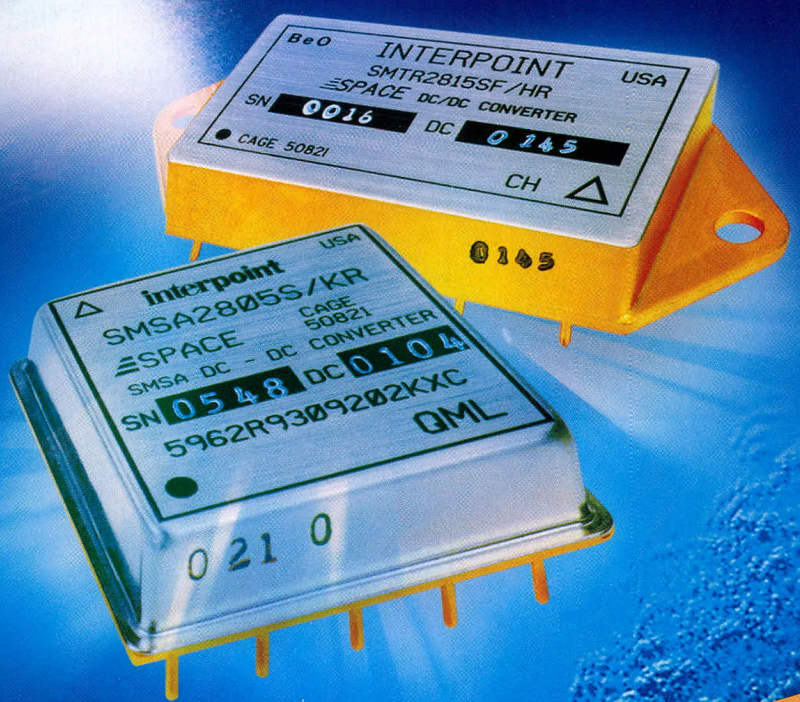
Нажатием кнопки Start запускается процесс разряда аккумулятора до уровня 0,9 В (это напряжение жёстко задано в программе может быть изменено только при программировании МК). В течение цикла разряда на дисплее отображается: текущее напряжение аккумулятора и отданная в нагрузку ёмкость в мАч, например 1–095_0120 (текущее напряжение нагруженного аккумулятора 1,095 В, отданная емкость 120 мАч). Мигающее тире индицирует процесс разряда. Нажатие кнопки Start в режиме измерения ёмкости приводит к кратковременному (5 с) выводу на дисплей времени, прошедшего с начала разряда, например 01–37–59 (1 ч 37 мин 59 с).

По окончании разряда на дисплей выводится общее время разряда и результирующая ёмкость аккумулятора в мАч, например 2F46_300 (время разряда равно 2 часа 46 минут, ёмкость аккумулятора 300 мАч). Мигающий символ F (Finish) сообщает об окончании процесса измерения. Точность измерения ёмкости напрямую зависит от точности и стабильности внутреннего RC-генератора МК. Для достижения точного хода внутренних часов конкретного экземпляра PIC12F675 применяется программная коррекция времени.

В процессе работы над прибором был выявлен следующий факт. Сопротивление контактов нового батарейного отсека на одну AA-батарею составляло порядка 0,3 Ом. При малых токах (до 100 мА) такое сопротивление несущественно. При токе же около 0,5...1 А применение стандартного отсека может стать причиной неработоспособности устройства. Дополнительное падение напряжения на стальных контактах становится недопустимо большим – 0,15...0,3 В. При питании устройства от одного аккумулятора напряжением 1,2 В и конечном напряжении разряда 0,9 В практически не остаётся запаса по напряжению. Именно поэтому в качественной бытовой аппаратуре с низковольтным питанием, например MP3- и CD-плеерах, контакты батарейного отсека выполнены очень качественно, имеют достаточную площадь и усилие прижима.

При проектировании устройств с низковольтным питанием необходимо учитывать влияние таких параметров, как внутреннее сопротивление батареи питания и сопротивление контактов батарейного отсека. Если устройство кратковременно потребляет повышенный ток, например,

Энергия космоса



CRANE AEROSPACE & ELECTRONICS

interpoint
A CRANE CO. COMPANY

БОЛЕЕ 800 ТИПОВ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ для военного, аэрокосмического и промышленного оборудования

- многообразие вариантов конструктивного исполнения, в том числе возможность монтажа на поверхность (SMD)
- рабочий диапазон температур от −55 до +125°C
- высокая радиационная стойкость
- удельная мощность свыше 5000 Вт/дм^3
- выходная мощность от 1 до 200 Вт
- входные напряжения: 16...40 В и 160...400 В постоянного тока
- выходные напряжения: 2,2; 3,3; 5; 12; 15; ±5; ±12; ±15; 28 В
- выходной контроль по MIL-STD-883 и MIL-PRF-38534

ProSoft®

МОСКВА Тел.: (095) 234-0636 • Факс: (095) 234-0640 • E-mail: info@prosoft.ru • www.prosoft.ru
С.-ПЕТЕРБУРГ Тел.: (812) 325-3790 • Факс: (812) 325-3791 • E-mail: root@spb.prosoft.ru • www.prosoft.ru
ЕКАТЕРИНБУРГ Тел.: (343) 376-2820 • Факс: (343) 376-2830 • E-mail: info@prosoftsystems.ru • www.prosoftsystems.ru

при включении подсветки, то на это время необходимо понижать порог срабатывания схемы отключения питания по уровню разряда батареи.

Режим глубокой разрядки

NiCd-аккумуляторы обладают так называемым эффектом памяти, который приводит к уменьшению реальной ёмкости аккумулятора. Подобный эффект возникает в том случае, если на подзарядку ставится не до конца разряженный аккумулятор. Действенный способ борьбы с эффектом памяти – периодический, например, один раз в месяц, полный разряд аккумулятора. Под полным разрядом понимается разряд в рабочем режиме до напряжения 0,9 В. Если полный разряд не приводит к восстановлению ёмкости аккумулятора, то можно попробовать провести цикл восстановления, который заключается в полной зарядке и затем глубокой разрядке аккумулятора. При глубокой разрядке аккумулятор разряжается до напряжения 0,4 В. Включить режим глубокой разрядки можно после окончания цикла измерения ёмкости нажатием кнопки Start.

Таблица 4. Результаты измерений параметров щелочных батарей формата AA (Alkaline)

Наименование батареи	Страна-производитель	Срок годности	Цена, руб.	Начальное напряжение, В	Выходное сопротивление, мОм
Varta Maxi Tech	Германия	06.2011	23	1,635	160
Varta Photo			22	1,633	
Sony Walkman	Индонезия	10.2008	16	1,611	140
TDK SuperAlkaline	EU	04.2007	15	1,600	360
GP Super Alkaline	Китай	01.2011		1,617	220
Panasonic Photo	EU	04.2011		1,627	190
Panasonic PowerMax3				1,632	120
Toshiba	Япония	01.2009	16	1,632	220
Energizer	Не указана	2011	22	1,631	160
Duracell MN1500	ЕС	03.2009	17	1,622	630

Практическое измерение параметров «пальчиковых» батарей

На рынке присутствует огромное количество «пальчиковых» (формат AA) батареек разных торговых марок. При этом стоимость батареек одного типа, например щелочных (Alkaline), может различаться в 2 раза (от 10 до 20 руб.), а угольно-цинковых (солевых или Standard) – в 4 раза (от 2,5 до 10 руб.). При помощи описываемого прибора было произведено измерение параметров 10 щелочных (Alkaline) и 20 солевых батарей различных производителей (см. рис. 2 и 3).

Параметры щелочных батарей приведены в таблице 4. Результаты измерения их ёмкости и внутреннего сопротивления приведены в таблице 5.

Полученные значения ёмкости пригодны для сравнения батарей различных производителей между собой, но только для данного режима разряда. Максимальная величина энергии, которую может отдать ба-

Таблица 5. Результаты измерений параметров солевых батарей формата AA

Наименование батареи	Тип, указанный на элементе	Срок годности	Цена, руб.	Начальное напряжение, В	Сопротивление, мОм	Измеренная емкость, мАч (время разряда)
DURODELL*	Strong Energy	12.2008	4	1,590	710	146 (1 ч 26 мин)
EASTPOWER	Heavy Duty	12.2006	2,5	1,630	480	397 (3 ч 34 мин)
АТС (Гонконг)**	Super Heavy Duty	12.2006	3,5	1,604	600	360 (3 ч 14 мин)
РАЙДЕР. EnergoLux Inc. USA	Солевой	08.2005	4	1,665	510	374 (3 ч 13 мин)
ЭнерМакс. EnergoLux Inc. USA	Повышенной ёмкости	10.2005	5	1,660	510	650 (5 ч 42 мин)
Camelion	Super Heavy Duty	08.2006	5	1,644	580	627 (5 ч 31 мин)
MAXELL (Red)	Super Power Ace	10.2005	5	1,639	480	718 (6 ч 14 мин)
Varta	LongLife	03.2006	7	1,631	550	554 (4 ч 50 мин)
Varta	Super	09.2005	5	1,606	510	348 (3 ч 06 мин)
Panasonic	General Purpose	11.2006	6	1,603	670	396 (3 ч 38 мин)
Panasonic	Special	08.2007	6	1,652	540	543 (4 ч 51 мин)
SONY dry	New Ultra	02.2006	7	1,628	490	689 (6 ч 06 мин)
GP Supercell	Super Heavy Duty	06.2006	5	1,582	750	426 (3 ч 49 мин)
Toshiba	Heavy Duty	06.2007	5,5	1,622	490	584 (5 ч 14 мин)
TDK	Dynamic Power	02.2007	6	1,630	550	498 (4 ч 27 мин)
Sanyo SUPER	Марганцевый	07.2005	5	1,620	560	429 (3 ч 50 мин)
Philips	LongLife	04.2007	5,5	1,644	510	625 (5 ч 29 мин)
Kodak	Цинк-Хлорид	08.2007	6	1,634	550	479 (4 ч 16 мин)
Samsung	Super Heavy Duty	10.2007	5,5	1,692	520	721 (6 ч 16 мин)
Daewoo	Heavy Duty	11.2007	5,5	1,692	530	641 (5 ч 34 мин)

**Мимикрия под Duracell. Некачественное исполнение. Есть индикатор разряда, но он не работает. Имеется знак Росстандарта и надпись «Сделано в Китае». Второй разряд – 62 мАч, время разряда – 0 ч 37 м.*

***Производителем заявлено 4 часа 50 минут (было испытано 2 батареи, указано большее значение ёмкости).*

Таблица 6. Контрольные режимы разряда солевых батарей R6S фирмы ATC Batteries Industry

Параметры контрольного режима разряда			Требования стандарта IEC	Минимальное время разряда	
нагрузка, Ом	продолжительность ежедневного разряда	конечное напряжение, В		первые 30 дней после производства	после 12 месяцев хранения
43	4 ч	0,9	27 ч	29 ч	26 ч
3,9	1 ч	0,8	1 ч	130 мин	115 мин
10	1 ч	0,9	4 ч	6 ч	5,4 ч
1,8	По 15 с в минуту	0,9	75 циклов	150 циклов	135 циклов
10	24 ч	0,9	–	320 мин	290 мин

тарея, в большой степени зависит от тока и режима разряда. Непрерывный разряд на нагрузку 10 Ом применяется некоторыми производителями для оценки своей продукции (см. табл. 6), но, согласно стандартам IEC, измерение ёмкости батарей производят в режиме ежедневного одночасового разряда. В таком режиме разряда батарея может отдать большую ёмкость. Для иллюстрации этого факта уже разряженные батареи «отдыхали» не менее 48 часов и затем ставились на разрядку повторно. Во втором цикле батареи отдавали: Panasonic General Purpose – 22%, Varta Super – 25%, ATC – 22%, Durodell – 42% (в процентах от ёмкости, показанной в первом цикле разряда).

Будет ли заяц бегать в 10 раз дольше?

С помощью прибора было произведено измерение ёмкости щелочных (Alkaline) батарей. Полученные значения ёмкости таковы:

1. Duracell – 2220 мАч (время разряда 19 часов 21 минута);
2. Energizer – 2249 мАч (время разряда 19 часов 07 минут);
3. Panasonic PowerMax3 – 2205 мАч (время разряда 18 часов 12 минут).

На первый взгляд, рекламные заверения производителей не противоречат реальности. Действительно, щелочные батареи показывают десятикратный выигрыш по ёмкости, но только в сравнении с некачественными подделками «дядюшки Ляо». Если же сравнивать по эффективности затрат покупателя, т.е. соотношению цена/ёмкость, то здесь разница между щелочными и солевыми батареями известных брэндов существенно меньше. Поэтому некорректно сравнивать между собой только ёмкость солевых и щелочных батареек, не учитывая такого фактора, как цена. Это товары разного типа, и предназначены они для разных сфер применения. Солевые батареи хорошо работают в устройствах с низким потреблением тока и периодическим режимом включения – пультах, часах, радиоприёмниках и т.д.; щелочные вне конкуренции в устройствах с большим потреблением тока – фонарях, механических игрушках, фотоаппаратах и всевозможных цифровых устройствах, например CD- и MP3-плеерах.

Новости мира News of the World Новости мира

Интегральная схема для заряда литий-ионных и литий-полимерных аккумуляторов

Компания Intersil представляет ISL6298 – ИС для заряда литий-ионных и литий-полимерных аккумуляторов. ISL6298 содержит схему регулирования малых токов заряда, соответствующий «паспортный» элемент, функцию измерения тока (Current Sense), обратный диод и таймер для автоматического отключения зарядного тока. При токе заряда 250 мА ИС работает с погрешностью менее 10%. Зарядный ток может программироваться до 450 мА. Напряжение заряда равно 4,2 В и выдерживается с точностью до ±1%. Дополнительно микросхема оснащена функциями отключения, защиты от перегрева, а также встроенным ограничивающим таймером.

DC/DC-преобразователи от C&D Technologies

Серия DC/DC-преобразователей NPX20 имеет три конфигурации выводов. Open-Frame-модули поверхностного монтажа имеют два входных диапазона: с номиналом 24 В (18...36 В) и с номиналом 48 В (36...72 В). Выходные напряжения – 1,8; 2,5 и 3,3 В при выходном токе 6 А. Размеры



SMT-преобразователей – 51,2×25,7×8,5 мм, THT-преобразователей – 50,4×25,6×6 мм. Цена при крупной партии – менее $24.

Схема управления для литий-ионных батарей

Микросхема S1F77500 компании Epson Electronics объединяет в себе функции заряда и разряда литий-ионных батарей. С помощью встроенного источника постоянного напряжения может производиться подзарядка частично разряженной батареи. Почти полностью разряженная батарея может сначала быть предварительно заряжена специальным процессом зарядки для низких напряжений батареи. Встроенный источник постоянного напряжения управляет также полевым транзистором, который обеспечивает контролируемый разряд литий-ионных батарей. Использование полевого транзистора исключает необходимость диода для процесса разрядки и обеспечивает возможность применения литий-ионных батарей даже при самых низких напряжениях.

Основные параметры S1F77500:

- точность при зарядке с помощью источника постоянного напряжения – 4,1/4,2 В ±1%;
- точность поддержания выходного тока ±3%;
- автоматические функции зарядки (Preliminary Charge/Full charge);
- возможность автоматической подзарядки батарей;
- опознавание напряжения питания;
- измерение температуры батареи внешним термистором;
- функция Power on Reset.

Спецификации:

- напряжение питания 4,5...5,5 В;
- напряжение батареи 2...4,2 В;
- внутреннее напряжение питания 2...5,5 В;
- выходной ток (ERR, CLK, Vccerr,FC), макс. 2 мА;
- выходной ток (LEDR, LEDG), макс. 10 мА;
- выходной ток (EXT1, EXT2), тип. 10,0 мА;
- выходной ток (Vref), макс. 200 мкА;
- выходной ток (Imon), макс. 20 мкА;
- температурный диапазон –20...70°C;
- Корпус – SSOP3-24.

Для быстрого освоения микросхемы Epson предлагает отладочную плату.

www.ru.channel-e.de

7-я Международная научно-техническая конференция и выставка «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA'2005»

16–18 марта 2005 г. в Москве состоялись 7-я Международная научно-техническая конференция и выставка «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA'2005», организованные Российским НТОРЭС имени А.С. Попова и компанией AUTEX Ltd. совместно с IEEE Signal Processing Society, Отделением информатики, вычислительной техники и автоматизации РАН, ФГУП НИИ Радио, Институтом радиотехники и электроники РАН, Институтом проблем управления РАН, Институтом проблем передачи информации РАН, Российской секцией IEEE. В работе конференции и выставки приняли участие более 1300 человек.

На конференции было заслушано 177 докладов, по материалам которых изданы Труды конференции в двух томах на русском и английском языках общим объёмом 536 стр.

Работа Конференции проходила по десяти секциям:

- теория сигналов и систем (руководители – д.т.н., проф. Шинаков Ю.С.; д.т.н., проф. Немировский М.С);
- теория и методы цифровой обработки сигналов (руководители – д.т.н., проф. Ланнэ А.А.; д.т.н., проф. Брюханов Ю.А.);
- обработка сигналов в системах телекоммуникаций (руководители – д.т.н., проф. Прохоров Ю.Н.; д.т.н., проф. Артемьев М.Ю.);
- обработка сигналов в радиотехнических системах (руководители – д.т.н., проф. Сосулин Ю.Г.; к.т.н., проф. Сперанский В.С.);
- обработка и передача изображений (руководитель – д.т.н., проф. Дворкович В.П.);
- обработка измерительной информации (руководитель – к.т.н., проф. Скачко Ю.В.);
- проектирование и техническая реализация систем ЦОС (руководитель – д.т.н., проф. Витязев В.В.);
- цифровое радиовещание (руководитель – к.т.н. доцент Зелевич Е.П.);
- цифровая обработка многомерных сигналов (руководитель – д.т.н., проф. Миронов В.Г.);
- нейрокомпьютерная обработка сигналов и изображений (руководитель – д.т.н., проф. Галушкин А.И.).



Одновременно с Конференцией компанией AUTEX Ltd. была организована Выставка новых информационных технологий реального времени и инструментальных средств ЦОС. В работе Выставки приняли участие: AUTEX Ltd., «Альтернатив Солюшнз Альт-С», ООО «Альтоника», Белорусский государственный университет, ЗАО «Инструментальные системы», ИПУ РАН, «Компэл», «Л-Кард», ООО «Лаборатория автоматизированных систем (АС)®», НТЦ «Модуль», МЭИ (ТУ) – Кафедра электрофизики, PCB Technology, ООО МНТЦ «Радиоэлектронные информационные системы», ООО «Растр Технолоджи», РНТОРЭС им. А.С. Попова, ООО НПО «Роста», ЗАО «Скан Инжиниринг Телеком», «Центр АЦП», ГУП НПЦ «Элвис», ЗАО «Электронные технологии и метрологические системы – ЗЭТ».

В дни работы конференции и выставки состоялись семинары по новым разработкам в области DSP, которые посетили около 800 человек:

- ЗАО «Невод»: «Процессор обработки сигналов АП-10» и «Классификатор гидроакустических шумящих источников».
- SPIRIT: «Технологии/продукты/решения SPIRIT DSP».
- ГУП НПЦ «ЭЛВИС»: «Отечественные серии сигнальных контроллеров «Мультикор», преобразователей частоты «Мультифлекс», элементов системного сопряжения «Мультикор-конструктор» разработки ГУП НПЦ «ЭЛВИС», программное обеспечение, отладочные средства и модули обработки сигналов».
- «Круглый стол DSPA». Доклады:
  - Белорусский государственный университет. Центр информационно-измерительных систем:

«Виртуальные средства измерений AURIS»;
- ЗАО «Инструментальные системы»: «Принципы построения автономных высокопроизводительных модулей ЦОС производства ЗАО "Инструментальные системы"»;
- ООО «РАСТР ТЕХНОЛОДЖИ»: «Видеопроцессоры реального времени»;
- ООО «Лаборатория автоматизированных систем (АС)®»: «Организация обработки данных в комплексе автоматизации экспериментальных и технологических установок ACTest»;
- НТЦ «Модуль»: «БИС 1879ВА1Т. Универсальная связная машина (терминал) мультиплексного канала обмена по ГОСТ Р 52070-2003 (ГОСТ 26765.52-87)/MIL-STD-1553B»;
- ЗАО «Электронные технологии и метрологические системы – ЗЭТ»: «Применение сигнального процессора BF в цифровой обработке виброакустической информации»;
- ООО НПО «РОСТА»: «Масштабируемые системы обработки цифровой информации на базе ПЛИС XILINX».
- ЗАО «Скан Инжиниринг Телеком»: «Модули цифровой обработки сигналов и телекоммуникаций фирмы "СКАН ИНЖИНИРИНГ ТЕЛЕКОМ"».
- ANALOG DEVICES Inc. – AUTEX Ltd.: «Сигнальные процессоры, микроконтроллеры, программное обеспечение и отладочные средства ANALOG DEVICES».
- ЗАО «Инструментальные системы»: «Современные средства сбора и цифровой обработки сигналов производства ЗАО "Инструментальные системы"».
- «Альтернатив Солюшнз Альт-С»: «САПР Synopsys для проектирования и прототипирования СБИС и систем на кристалле».

Информационную поддержку обеспечивали журналы: «Датчики и системы», «Компоненты и технологии», «Радиотехника», «Современная электроника», «Схемотехника», «HiT: Разработки в электронике», «Цифровая обработка сигналов», «Chip News», «Электроника: НТБ», «Электронные компоненты», «Электросвязь»; издательства: «Горячая линия – Телеком», ИТЦ «Мобильные коммуникации».

Следующая, 8-я Конференция и выставка DSPA'2006 состоится в марте 2006 г. в Москве, в здании ИПУ РАН, м. Калужская. Следите за объявлениями на сайтах www.autex.ru и www.dspa.ru.

В рамках 7-й Международной выставки и конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение» DSPA-2005, 17 марта, состоялся однодневный специализированный семинар ANALOG DEVICES Inc. – AUTEX Ltd. по DSP-продукции ANALOG DEVICES. Семинар имел насыщенную программу и привлек внимание около 450 участников.

Вели семинар представитель ANALOG DEVICES Алексей Соловьев и руководитель AUTEX Ltd. Алексей Кирпичников. С сообщением о новых процессорах семейства Blackfin и средствах разработки устройств с портируемым ядром операционной системы uClinux на базе этих процессоров выступил специалист ANALOG DEVICES по встраиваемому программному обеспечению Michael Hennerich (перевод – Алексей Соловьев и Юрий Бочаров).

Ведущие семинар представители компаний ANALOG DEVICES и AUTEX Ltd. помимо данных по DSP-компонентам представили также обзор наиболее перспективных микросхем из других семейств изделий, производимых ANALOG DEVICES, а также ответили на многочисленные вопросы слушателей.

В качестве раздаточных материалов участники получили CD с материалами ANALOG DEVICES по тематике DSP & Embedded Processing, подготовленный специально для этого семинара и содержащий, в том числе, Visual DSP++ (Release 4.0) и документацию по uClinux, а также книги ADSP-BF533 Blackfin Processor Hardware Reference и Blackfin Processor Instruction Set Reference.

В офисе AUTEX Ltd. ещё некоторое время можно будет получить эти материалы. Также приглашаем на консультации всех, у кого появились дополнительные вопросы. Презентация прошедшего семинара размещена на сайте www.autex.ru.

Такие семинары проводятся на регулярной основе уже более 11 лет.

По информации http://www.autex.ru

Новости мира News of the World Новости мира

На развитие нанотехнологий в России необходимо $500 миллионов в год

Российские парламентарии и ученые намерены добиваться государственного финансирования на развитие нанотехнологий. Участники круглого стола по проблемам государственной политики в развитии нанотехнологий, среди которых помимо парламентариев и государственных чиновников присутствовали известные ученые, отметили, что в современных условиях государство должно всемерно способствовать приоритетному развитию научных исследований в области нанотехнологий и их активному внедрению в производство.

По итогам обсуждения участники круглого стола рекомендовали Федеральному собранию России предусмотреть во втором полугодии текущего года выделение из стабилизационного фонда России финансовых ресурсов в размере $70 миллионов, а с 2006 года выделить на целевое финансирование индустрии нанотехнологий в размере $500 миллионов. Помимо этого, парламентариям предлагается внести изменения в Налоговый кодекс, которые, в частности, освободили бы научные организации, технопарки и наукограды, занятые в индустрии нанотехнологий от налога на имущество и земельного налога без ограничения срока действия этой льготы, а вновь создаваемые научные организации, работающие в этой сфере, предлагается освободить от всех видов налогообложения сроком на пять лет.

Правительству России участники встречи рекомендовали до 1 июля текущего года разработать и принять федеральную целевую программу, обеспечивающую приоритетное развитие нанотехнологий в стране, начиная с 2006 года.

По прогнозу Национального фонда науки США, к 2015 году годовой оборот рынка нанотехнологий достигнет $1 триллиона. Ежегодное государственное финансирование исследований и разработок в этой области составляет в ЕС около 800 млн. евро, в США – $800 млн., в Японии – до $500 млн., в Китае – более $100 млн., сообщает РИА «Новости».

http://science.compulenta.ru

ПРОСОФТ на «ЭкспоЭлектронике-2005»: выставка завершена, время подводить итоги

ПРОСОФТ представил новую программу поставок электронных компонентов, интересные совместные разработки, а также обозначил приоритеты в своей деятельности.

Успех этих четырёх дней обеспечен слаженной и профессиональной работой множества сотрудников компании. Теперь можно сказать, что труд этот не был напрасным. За время выставки состоялось множество интересных встреч. Проведены не одни продуктивные переговоры, заложен фундамент нескольких совместных проектов.

Успешный выход на столь конкурентный рынок предполагает наличие привлекательных предложений. И действительно, компании есть чем заинтересовать как разработчиков, так и представителей производственных предприятий. Помимо традиционной линейки средств промышленной автоматизации и поставок электронных компонентов, ПРОСОФТ представлял на выставке два новых направления деятельности: разработки в области силовой электроники и решения для обработки данных в системах АСУ ТП.

В рамках первого направления особое внимание гостей выставки заслужила новая совместная разработка компаний ПРОСОФТ, Fastwel и зеленоградского завода «Компонент» – линейка блоков питания для телекоммуникационной и промышленной электроники. В них использованы самые передовые схемотехнические решения и приёмы: синхронное выпрямление, резонансное преобразование, коррекция коэффициента мощности, встроенные функции UPS. Заложенная в разработку прогрессивная элементная база (в частности, высоковольтные SiC-диоды Шоттки фирмы CREE, датчики тока на эффекте Холла фирмы Allegro Microsystems, управляющий микроконтроллер Linear Technology) позволила добиться очень хорошей удельной мощности и исключительной надёжности. Разработанные и первоначально изготовляемые по заказу телекоммуникационного предприятия, эти изделия вызвали серьезный интерес у компаний, посетивших стенд ПРОСОФТ.

В рамках направления сбора и обработки данных ПРОСОФТ продолжает продвижение программируемых аналоговых микросхем Anadigm, а также однокристальных приёмопередатчиков фирмы Nordic Semiconductor. Используя эти продукты, можно создавать весьма эффективные системы сбора, беспроводной передачи и аналоговой обработки данных с различных датчиков в системах автоматики. Особый интерес к этим продуктам проявляют производители и разработчики продукции оборонного назначения, поскольку простота реализации сложных алгоритмов прецизионной аналоговой обработки сигналов, расширенный диапазон рабочих температур, возможность создания защищённых от копирования и взлома систем позволяют создавать изделия с уникальными свойствами.

Интерес к этим новинкам был столь велик, что во время презентаций стенд ПРОСОФТ на выставке просто физически не мог вместить всех желающих. Сейчас рассматривается вопрос о проведении регулярных семинаров для разработчиков на базе Учебного центра ПРОСОФТ.

Высокий уровень компетентности технической службы – это, по единодушному мнению разработчиков, одно из важнейших конкурентных преимуществ компании-дистрибьютора в наше время. Посетители стенда ПРОСОФТ на выставке «ЭкспоЭлектроника» смогли лично убедиться в высочайшем уровне специалистов компании. Косвенным признанием этого служат договорённости об участии специалистов ПРОСОФТ в но-





вых разработках изделий силовой электроники.

Подведя предварительные итоги, можно сказать, что ЭкспоЭлектроника-2005 была для ПРОСОФТ ещё более успешной, чем прошлогодняя выставка.

Компания ПРОСОФТ успешно работает на рынке автоматизации и промышленной электроники более 13 лет. Одним из направлений деятельности ПРОСОФТ является дистрибуция компонентов микроэлектроники. В номенклатуре компании электронные компоненты от крупнейших зарубежных поставщиков для любых областей применения: микросхемы, датчики, источники питания и преобразователи напряжения, широкий спектр различных электромеханических изделий. Производителям электронного оборудования предлагаются комплексные поставки электронных компонентов (www.prochip.ru). Наличие собственной производственной базы позволяет ПРОСОФТ планировать и осуществлять долгосрочные совместные проекты. Компания ПРОСОФТ располагает офисами в Москве, Санкт-Петербурге и Екатеринбурге, а её партнерская сеть насчитывает три десятка авторизованных дилеров на территории России, стран СНГ и Балтии.

Семинар компании Mentor Graphics по проектированию систем на печатных платах

19 апреля в отеле Балчуг Кемпински состоялся однодневный семинар по проектированию систем на печатных платах. Семинар был организован компанией Mentor Graphics и её официальным дистрибьютором, компанией Megratec-Inline Group. Семинар по данной тематике проводился во второй раз – первый состоялся в апреле 2004 года – и вызвал большой интерес. Присутствовало более 130 специалистов и руководителей подразделений из 80 организаций.

Компания Mentor Graphics является одним из мировых лидеров в области САПР электроники. Диапазон средств, предлагаемых Mentor Graphics, охватывает все основные этапы проектирования и верификации интегральных схем, печатных плат и систем – от концептуального уровня до подготовки производства изделий. Одним из направлений, в которых Mentor Graphics занимает доминирующее положение на мировом рынке, является проектирование систем на печатных платах (37% мирового рынка – данные за 2004 год). Mentor Graphics является также одним из пионеров российского рынка. Начиная с 1992 года в России и других республиках СНГ было инсталлировано более 700 рабочих мест.

На семинаре был сделан обзор маршрутов проектирования, предлагаемых комаией для корпоративных решений и крупных рабочих групп (Expedition), а также для небольших рабочих групп и индивидуальных разработчиков (PADS). Далее были рассмотрены все основные этапы проектирования, а именно управление библиотеками компонентов и базами данных проекта (DMS), создание принципиальной схемы (DxDesigner), проектирование FPGA и его интеграция с маршрутом проектирования платы (FPGA Advantage, I/O Designer), функциональное моделирование проекта (SystemVision, DxAnalog, ModelSim), предварительный анализ целостности сигналов и электромагнитных наводок (HyperLynx, ICX), непосредственно размещение и трассировка печатной платы (Expedition PCB, PADS Layout, PADS Router, PADS AutoRouter), пост-трассировочный анализ задержек, целостности сигналов и электромагнитных наводок (HyperLynx, ICX, Quiet Expert), подготовка файлов для изготовления печатной платы (FabLink XE/Pro). Основные презентации сопровождались демонстрациями на реальном проекте.

Особое внимание было уделено последним разработкам компании, а именно сквозной интеграции маршрутов проектирования FPGA и PCB (I/O Designer), системе редактирования и управления ограничениями (CES – Constraint Editor System), системе коллективного проектирования топологии PCB (Xtreme PCB), поддержке высокотехнологичных (HDI/microvia, «встроенные» пассивные и активные компоненты) и высокоскоростных проектов (мультигигабитные последовательные интерфейсы), а также поставке готовых решений (design kits) от поставщиков процессорных наборов (Intel, AMD, VIA и др.).

В заключение представители компаний Mentor Graphics и Megratec-Inline Group ответили на все вопросы участников семинара, после чего состоялся открытый обмен мнениями о проблемах внедрения сквозных САПР на российских предприятиях. В частности, были отмечены такие положительные моменты средств проектирования Mentor Graphics, как большой объём переведённой на русский язык пользовательской и учебной документации (Expedition, PADS, FPGA Advantage), поставка специальных утилит для выпуска документации в соответствии с отечественными стандартами, высокий уровень технической поддержки пользователей. Последнее представляется особенно важным, поскольку пользователи Mentor Graphics могут быть уверены, что ни один их технический запрос не останется без внимания.

В завершение семинара представители Mentor Graphics подчеркнули, что они придают исключительно важное значение российскому рынку, как одному из наиболее перспективных на сегодняшний день. В ближайшее время внимание будет сфокусировано на улучшении качества курсов обучения и выпуске дополнительной литературы на русском языке.

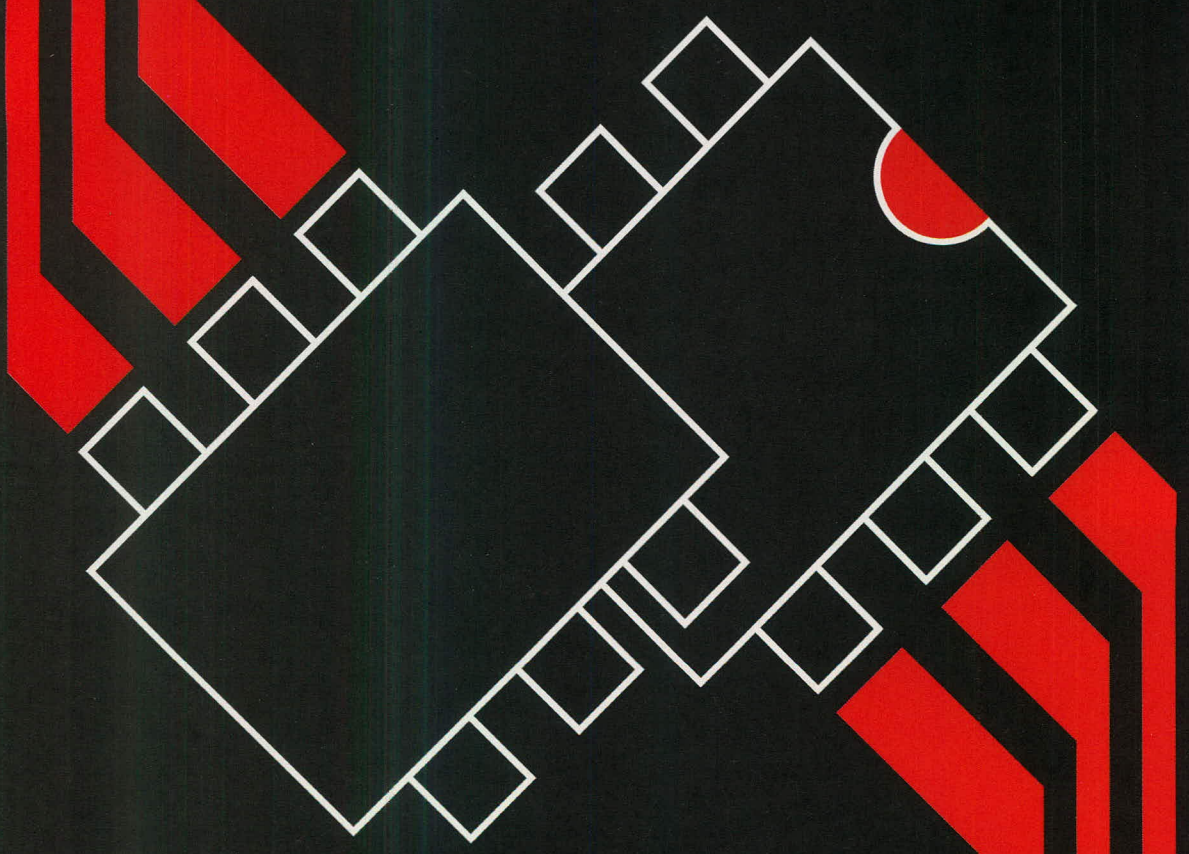
ChipEXPO-2005

ОКТЯБРЬ 18-20

3-Я МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА
РОССИЯ • МОСКВА • ЭКСПОЦЕНТР

ПРИ ПОДДЕРЖКЕ:

Министерство промышленности и энергетики Российской Федерации
Министерство экономического развития и торговли Российской Федерации
Федеральное агентство по промышленности
Департамент науки и промышленной политики города Москвы
Московская торгово-промышленная палата



ПЕРЕДОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ АВТОМАТИЗАЦИИ
ПТА
ВЫСТАВКА
Москва, Экспоцентр
18 - 21 октября 2005 г.

ИНФОРМАЦИОННАЯ ПОДДЕРЖКА

ЖУРНАЛ CHIP NEWS ИНЖЕНЕРНАЯ МИКРОЭЛЕКТРОНИКА

КОМПОНЕНТЫ И ТЕХНОЛОГИИ
Components & Technologies

ЭЛЕКТРОНИКА НАУКА ТЕХНОЛОГИИ БИЗНЕС

ЖУРНАЛ РАДИО www.radio.ru

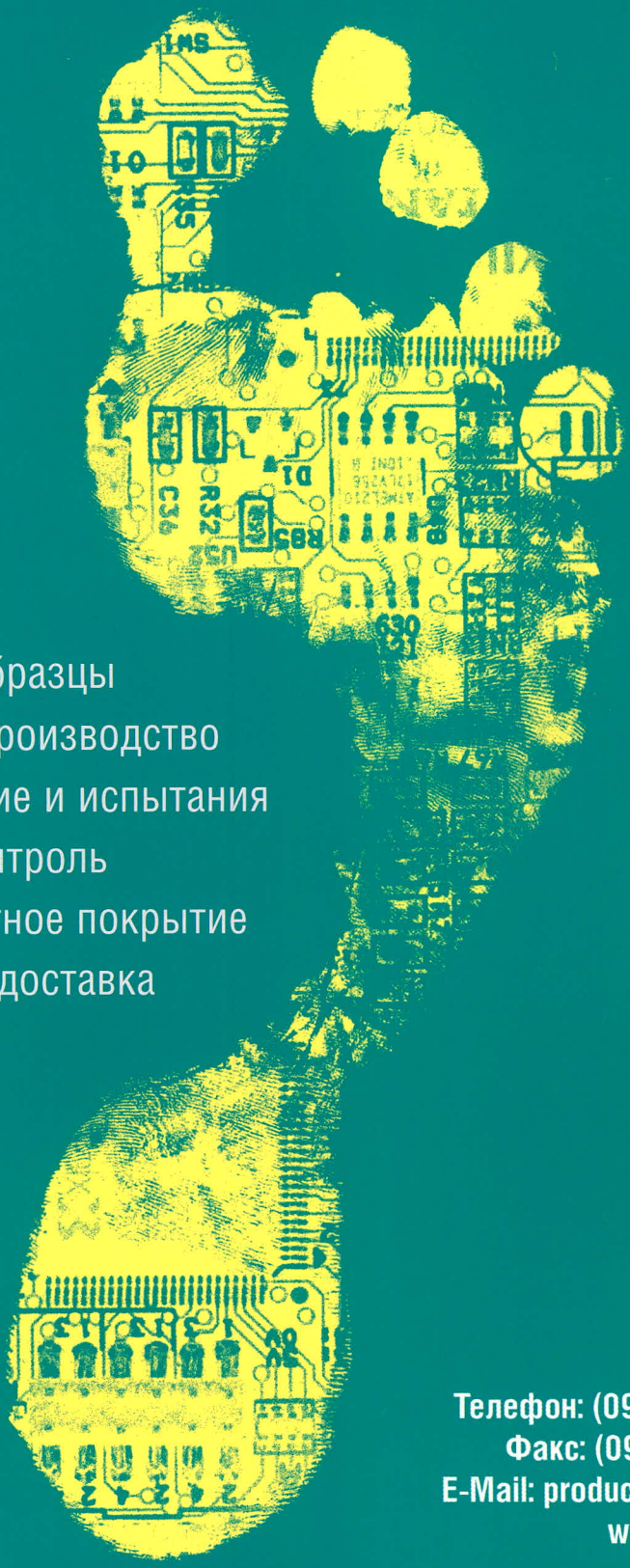
ОРГАНИЗАТОР ВЫСТАВКИ

ЗАО «ЧипЭкспо», Россия,
111141, Москва, ул. Перовская 19/2, стр. 3,
тел./факс: (095) 368-1039, e-mail: info@chipexpo.ru

www.chipexpo.ru

Fastwel

МОНТАЖНОЕ ПРОИЗВОДСТВО



- Опытные образцы
- Серийное производство
- Тестирование и испытания
- Рентген-контроль
- Влагозащитное покрытие
- Упаковка и доставка

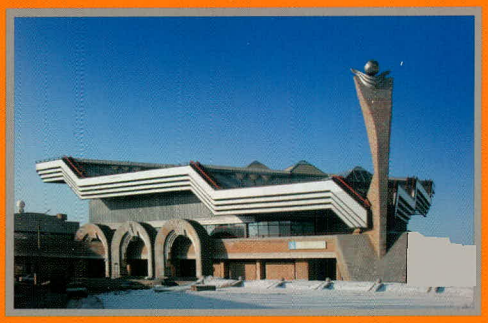
Телефон: (095) 234-0639
Факс: (095) 232-1654
E-Mail: product@fastwel.ru
www.fastwel.ru

Санкт-Петербург, Ленэкспо,
февраль 2006 года

ElectronExpo

идеальный контакт

Второй форум для профессиональных разработчиков, производителей и поставщиков электронной аппаратуры и компонентов.



Ориентирован на промышленный рынок Северо-Западного региона России!

Мы делаем идеальные контакты возможными!

www.electronexpo.ru