

Российский рынок компонентов силовой электроники

Фирма	Телефон Сайт																													
		AIMTEC	Allegro Microsystems	Artesyn Technologies	C&D TECHNOLOGIES	CHINFA	Cree	CRYDOM	FRIMO	International Rectifier	Interpoint	Linear Technology	Magnetek	MEANWELL	MICREL	MPS	NEC	Nemic-Lambda	Omron	Pepperl+Fuchs Elcon	POWER-ONE	SEMIKRON	SEMTECH	Sharp	SPELLMAN	TDK	XP Power	Протон-Импульс	СИТ	Электровыпрямитель
АПИКОМ, ЗАО	(095) 778-5018 www.promelco.ru							■													■									
Компания НТНК, ЗАО	(095) 619-7818/5090 www.ntnk.ru																							■						
Новые Технологии, ООО	(3833) 46-4844 www.ntcom.ru																				■									
НТЦ СИТ, ЗАО	(0832) 41-4885 www.sitsemi.ru																											■		
Прософт, ООО	(095) 234-0636 www.prosoft.ru	■					■			■	■	■	■			■		■	■	■				■		■	■			
Протон-Импульс, ЗАО	(0862) 41-0434/0450 www.proton-impuls.ru																											■		
Электровыпрямитель, ОАО	(8342) 47-0288, 48-0733 www.elvpr.ru																												■	
Элтех, ООО	(812) 327-9090 www.eltech.spb.ru	■			■	■		■						■	■		■				■	■								
Продукция																														
Интегральные DC/DC-преобразователи			■									■			■								■	■						
Интегральные AC/DC-преобразователи			■									■												■						
Интегральные линейные стабилизаторы			■									■			■	■							■	■						
Элементы гальванической развязки																	■							■						
Конверторы DC/DC			■		■	■	■			■		■	■					■		■	■						■	■	■	
Конверторы AC/DC			■		■	■	■			■			■	■				■		■	■						■	■	■	
Конверторы DC/AC							■						■	■												■	■	■	■	
Высоковольтные конверторы DC/DC																													■	
Высоковольтные конверторы AC/DC																													■	
Модули управления электродвигателями переменного тока									■										■									■	■	
Модули управления электродвигателями постоянного тока			■						■										■					■				■	■	
Модули управления шаговыми электродвигателями			■																■									■		
Микроконтроллеры управления электродвигателями переменного тока										■								■												
Микроконтроллеры управления электродвигателями постоянного тока																		■												
Микроконтроллеры управления шаговыми электродвигателями															■		■													
Интегральные микросхемы для электропривода			■							■	■																			
Силовые модули MOSFET										■							■					■						■	■	
Силовые модули IGBT										■												■						■	■	
Силовые модули IPM										■												■						■		
Силовые модули CIB										■												■								
Силовые модули SFRD																													■	
Силовые модули тиристорно-диодные									■		■											■						■	■	
Силовые модули резисторные и диодно-резисторные																													■	
Драйверы биполярных транзисторов			■									■																■	■	
Драйверы IGBT			■							■		■										■		■				■	■	
Драйверы MOSFET			■							■		■			■							■		■				■	■	
Драйверы тиристоров																						■					■	■	■	
Силовые биполярные транзисторы																						■						■		
Силовые MOSFET										■												■						■	■	
Силовые IGBT										■												■						■	■	
Силовые выпрямительные диоды										■												■						■	■	
Высоковольтные диоды																							■						■	
Высоковольтные диоды Шоттки								■																					■	
Низковольтные диоды Шоттки										■																				

В таблицу включена информация о 12 наиболее активных российских дистрибьюторах и производителях, представляющих на российском рынке продукцию 45 брендов. С помощью данной информационной таблицы разработки изделий силовой электроники без труда найдут необходимые им компоненты, узлы и модули.

Фирма	Телефон Сайт	Allegro Microsystems																												
		AMP	Austerlitz Electronic	ATE	AVX	Bulgin	C&D TECHNOLOGIES	Conec	CRYDOM	Grayhill	Harting	ICAR	International Rectifier	MEANWELL	MICREL	Micrometals	Omron	POWER-ONE	ROSS ENGINEERING	SEMIKRON	SEWTECH	Sic-Saico	SPELLMAN	Switchcraft	ЛИГРА	Павит	Протон-Импульс	СИТ	ТОРЭЛ	Электровыпрямитель
АПИКОМ, ЗАО	(095) 778-5018 www.promelco.ru								■											■										
Компания НТНК, ЗАО	(095) 619-7818/5090 www.ntnk.ru																		■				■							
Литые игольчатые радиаторы, ООО	(812) 320-2924 www.ligra.narod.ru																								■					
Новые Технологии, ООО	(3833) 46-4844 www.ntcom.ru										■									■		■								
НТЦ СИТ, ЗАО	(0832) 41-4885 www.sitsemi.ru																											■		
Павит, ООО	(095) 362-6369, (926) 219-7716 www.toriki.ru																									■				
Пауэр Смарт Системс, ООО	(095) 256-8844 www.powersmartsystems.ru			■	■	■							■									■								
Прософт, ООО	(095) 234-0636 www.prosoft.ru	■	■				■		■	■			■			■	■							■						
Протон-Импульс, ЗАО	(0862) 41-0434/0450 www.proton-impuls.ru																										■			
ТОРЭЛ, ООО	(08242) 321-53 www.torel.ru																												■	
Электровыпрямитель, ОАО	(8342) 47-0288, 48-0733 www.elvpr.ru																													■
Элтех, ООО	(812) 327-9090 www.eltech.spb.ru							■						■	■				■		■									
Продукция																														
Высоковольтные выпрямительные столбы																														■
Мостовые выпрямители									■				■							■										■
Силовые тиристоры и триаки									■				■							■								■		■
Оптотиристоры																														■
Реверсивно включаемые динисторы																														■
Интеллектуальные защищённые ключи питания															■						■									
Силовые твердотельные реле									■																		■			
Высоковольтные резисторы					■																									■
Разрядные и уравнивательные резисторы					■																									■
Высоковольтные безындуктивные резисторы					■																									■
Высоковольтные делители																			■				■							
Высоковольтные конденсаторы						■						■																		
Снабберные импульсные конденсаторы						■														■										
Электролитические конденсаторы																						■								
Плёночные конденсаторы						■						■																		
Магнитопроводы и сердечники																■														
Трансформаторы силовые																										■			■	■
Трансформаторы импульсные								■																						■
Дроссели								■																					■	■
Фильтры								■						■					■											■
Супрессоры																					■									■
Компоненты электромагнитной защиты																					■									
Высоковольтные реле, контакторы, переключатели																			■											
Разъёмы, клеммы			■					■	■	■	■							■	■					■						
Датчики тока		■																												
Термодатчики																■														■
Контроллеры систем воздушного охлаждения																■														
Терморегуляторы																										■				
Радиаторы естественного воздушного охлаждения				■					■										■		■				■					■
Системы принудительного воздушного охлаждения				■																	■				■					■
Системы жидкостного охлаждения				■																	■									■
Теплопроводные подложки																										■				
Теплопроводные пасты																										■				
Теплопроводящие высоковольтные изоляторы																														

Оптика для твердотельных источников света

Юрий Широков (Москва)

В статье рассматривается дополнительная оптика для светодиодных ламп CREE XLamp™, позволяющая эффективно решать проблемы конструирования источников света в самых различных областях.

ВОЗНИКНОВЕНИЕ НОВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ПОРОЖДАЕТ НОВЫЕ РЕШЕНИЯ

В течение примерно сорока лет были созданы многочисленные технологии производства светодиодов. В наши дни перспективными считаются лишь три из их числа: InGaN, GaN на подложке из карбида кремния, и AlInGaP. Первые две из них наиболее интересны в плане производства высокоэффективных кристаллов зелёного и голубого цветов свечения. Этим кристаллам уделяется повышенное внимание, потому что на их основе производятся белые светодиодные лампы. AlInGaP-технология позволяет получать кристаллы красного свечения.

Светодиод – наиболее стабильный и управляемый на сегодняшний день

источник света. Время наработки на отказ у современных светодиодных ламп доходит до 100 000 часов (более 10 лет непрерывной работы!). Этот не боящийся вибраций и ударов малогабаритный прибор идеален для встраивания в любые конструкции. Широкий температурный диапазон, в котором сохраняется работоспособность твердотельных светодиодных (SSL) ламп, открывает перед ними принципиально недоступные для других технологий области применения.

Упрощённо светодиодную лампу можно представить как конструкцию, состоящую из корпуса с закреплённым в нём излучающим кристаллом и простейшей оптической системы – собирающей линзы (рис. 1). У SSL-источника есть некоторые особенности, в силу принципов работы присущие только ему. В частности, его можно рассматривать практически как точечный, поскольку площадь излучающего кристалла мала и составляет даже у мощных светодиодов единицы квадратных миллиметров. Ещё одной особенностью является излучение цветными лампами в очень узкой полосе спектра. С некоторым приближением излучение любого светодиода, кроме белого, можно считать монохроматическим. Имеются твердотельные лампы, излучающие и в ультрафиолетовом, и в инфракрасном диапазоне. Мы же поговорим об оптике для ламп, излучающих видимый человеческим глазом свет.

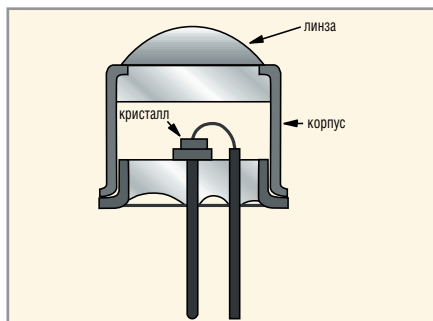
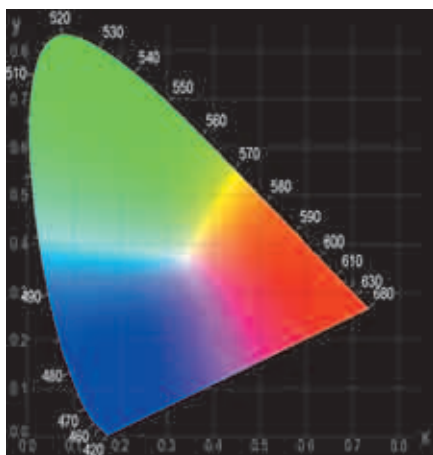


Рис. 1. Устройство светодиодной лампы



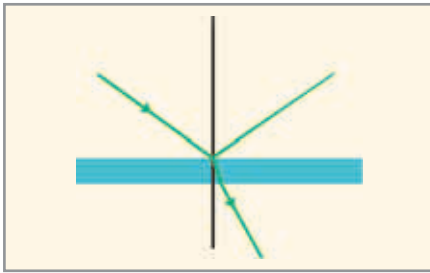


Рис. 3. Рефракция

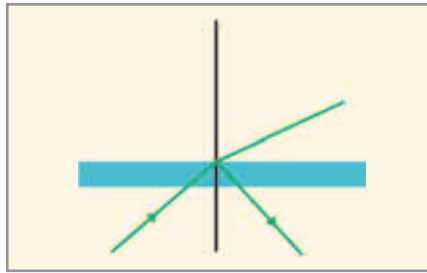


Рис. 4. Отражение

Внутреннее отражение

При переходе луча света из среды с большим коэффициентом рефракции в среду с меньшим коэффициентом наблюдается эффект отклонения луча от его нормального направления (рис. 4). Если угол, на который отклоняется луч, будет увеличиваться, то в какой-то момент наступят условия для полного отражения луча. Этот эффект используется, например, в оптоволокне, где лазерный луч распространяется на большие расстояния, отражаясь от границы стекло-воздух.

Поглощение и рассеивание

Многие светопрозрачные материалы имеют свойство селективного поглощения световых лучей. Поглощённое материалом световое излучение превращается в тепло. Рассеивание наблюдается при попадании светового луча на неровную неоднородную поверхность. При этом за счёт различных углов наклона участков поверхности к лучу и различных коэффициентов рефракции фрагментов неоднородной среды происходит рассеивание светового луча.

ЗАЧЕМ НУЖНА ОПТИКА?

По мере появления всё более совершенных образцов SSL-ламп и снижения цен на них интерес производителей светотехнического оборудования к этим приборам растёт. Можно считать, что психологический барьер недоверия к новой технологии преодолён и начался этап её активного внедрения.

Безусловно, производители светодиодных ламп не в состоянии выпускать сотни модификаций своих изделий со встроенной оптикой для различных областей, а число перспективных и совершенно неожиданных применений этих источников света растёт. Например, стандартная светодиодная лампа серии XLamp™ 7090 имеет угол рассеяния около 100°. Безуслов-

но, есть приложения, для которых эта её характеристика идеально подходит. Но в большинстве случаев для формирования луча с требуемыми характеристиками необходима другая оптика. Естественное решение проблемы – производство оптики для твердотельных ламп третьими фирмами (рис. 5, 6). В настоящее время можно назвать уже несколько компаний, изготавливающих такую оптику. Изготавливаются фокусирующие и рассеивающие линзы, в том числе и линзы Френеля, как для одиночных светодиодных ламп, так и для целых кластеров. Отдельное и весьма перспективное направление – автомобильные системы освещения (рис. 7). В этой области ведутся разработки практически всеми значимыми участниками рынка автомобильной промышленности. Можно ожидать, что в 2006 – 2007 гг. появятся коммерчески доступные модели светодиодных автомобильных фар, по своим параметрам не уступающих нынешним ксеноновым.

Какими же свойствами должна обладать линза, чтобы не свести на нет все достоинства уникального источника света?

Конечно же, она должна быть сделана из высококачественного светопрозрачного материала и иметь качественно обработанные поверхности, дабы исключить поглощение и рассеяние значительной части излучения лампы. Она должна быть компактной и легко устанавливаемой на плату, где смонтирована лампа. Она должна хорошо согласовываться с оптической системой лампы и минимизировать потери, возникающие в результате отражения луча (в том числе и внутреннего).

Поскольку в настоящее время общепризнанным лидером в производстве твердотельных ламп является компания CREE, предлагается рассмотреть наиболее интересную оптику, доступную для её изделий.



Рис. 5. RelyOn – модель фонаря с тремя светодиодными лампами XLamp™ производства компании CREE

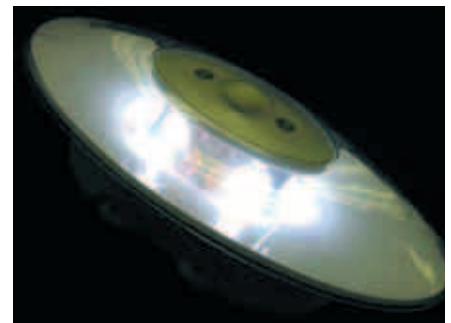


Рис. 6. EverOn – многоцелевой аварийный светильник с питанием от 4 батарей AA



Рис. 7. Концептуальная разработка: автомобильная светодиодная фара

Заметим, что для любой оптики у цветных ламп будет всегда несколько более узкий пучок, нежели у белых с теми же линзами.

Линзы производства компании FRAEN серии FC

Представляют собой низкопрофильную оптику, специально оптимизированную для использования с лампами XLamp™ 7090. Асферический профиль обеспечивает собирание луча в узкий пучок с минимальными потерями. Выходной поток составляет 85% от полного потока лампы. Линзы не имеют собственного крепления и снабжаются специальными холдерами для закрепления на плате (на рис. 8 – чёрные). Типовые области применения этой оптики:

- настольные лампы,



Рис. 8. Оптика компании Fraep. Серия FC

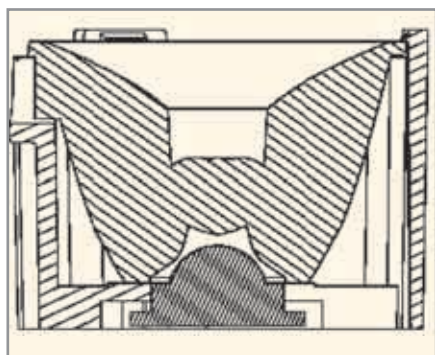


Рис. 9. Сборка из лампы, линзы и холдера

- световые сигналы и указатели,
- архитектурная подсветка,
- уличное освещение.

Материал линз – оптически чистый PMMA (полиметилметакрилат) с пропускающей способностью в видимой части спектра порядка 90%.

На рис. 9 показана сборка из лампы, линзы и холдера.

Линзы производства компании КНАТОД OPTOELECTRONIC СЕРИИ KEPL35

Формируют узконаправленный пучок с углом 21° (модель с индексом 06) и 41° (модель с индексом 25) для ламп белого свечения. Габариты линз можно увидеть на рис. 10. На рис. 11 приведены сравнительные значения яркости на различных расстояниях для лампы с линзой относительно лампы без линзы. Например, 6,6X означает, что на расстоянии 1 метр яркость с линзой в 6,6 раза больше.

Линзы производства компании L2OPTICS СЕРИИ OPTX

На рисунке 12 показана базовая линза серии. Оригинальный, простой и надёжный способ крепления линз заслуживает особого внимания, поскольку идеально подходит для промышленного производства (см. рисунок 13): линзы не имеют отдельного

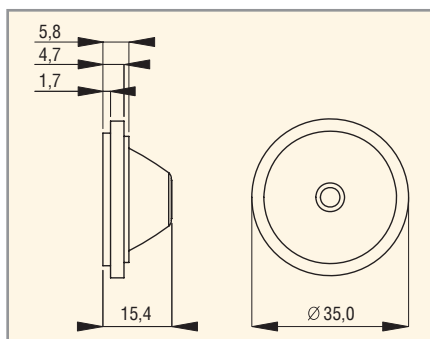


Рис. 10. Линзы производства компании Khatod optoelectronic

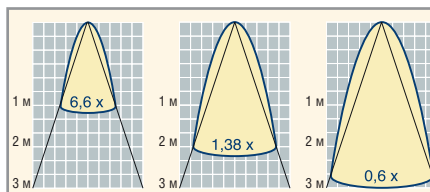


Рис. 11. Относительная яркость на различных расстояниях от источника

холдера и крепятся к основанию посредством адгезивной прокладки. Серия так же, как и оптика Fraep, оптимизирована для использования с лампами Xlamp™ 7090. Материал линз – также оптически чистый PMMA, гарантирующий стабильные свойства и высокую прочность изделия. Базовая линза серии представляет собой формирователь узкого пучка. Она может использоваться как сама по себе, так и в комплекте с диффузерами (рассеивателями), также входящими в состав этой серии. Базовые линзы, дополненные насадками, могут применяться для создания рассеянного пучка, широкого круглого пучка и овального пучка. Выходной поток линзы гарантированно составляет не менее 85% исходного потока лампы. Вид насадок на базовую линзу показан на рис. 14. Здесь слева направо: рассеивающая насадка, насадка широкого пучка, насадка овального пучка. Базовая линза серии без насадок обеспечивает угол 6° , наименьший из всех доступных на данный момент линз. Применение диффузера увеличивает угол до 8° , широкоугольная насадка увеличивает угол ещё больше – до 16° , а эллиптическая создаёт овал $8^\circ \times 25^\circ$.

На базе оптики L2Optics удачно реализуются различные автономные осветительные приборы, как то:

- фонари,
- прожекторы,
- светильники аварийного освещения.

К примеру, линза L2Optics OPTX без дополнительных насадок в сочета-



Рис. 12. Базовая линза серии OPTX



Рис. 13. Принцип крепления линзы на плату



Рис. 14. Насадки на базовую линзу

нии с лампой CREE Xlamp™ 7090 идеальна для шахтерских или спасательских фонарей.

Итак, мы вкратце рассмотрели специализированную оптику от трёх производителей. Всех их объединяет профессиональный подход и отсутствие стремления создать «универсальный» продукт – линзу, подходящую ко всем твердотельным лампам, имеющимся на рынке. Пагубность «универсализации», которой грешат производители дешёвой оптики, очевидна: при этом нарушаются все основные требования, предъявляемые к таким изделиям. Выгода в цене также весьма спорна, поскольку оптика из низкокачественного материала, поглощая и рассеивая весьма значительную часть светового потока, снижает уникальную светоотдачу лампы Xlamp™ до уровня дешёвых низкокачественных продуктов. Вся оптика, рассмотренная в данной статье, опробована в лаборатории компании ПРОСОФТ и поставляется как в составе модулей, так и отдельно. Более подробную информацию о применении светодиодных модулей, производимых на базе ламп CREE, можно получить, обратившись в отдел перспективных разработок ПРОСОФТ.

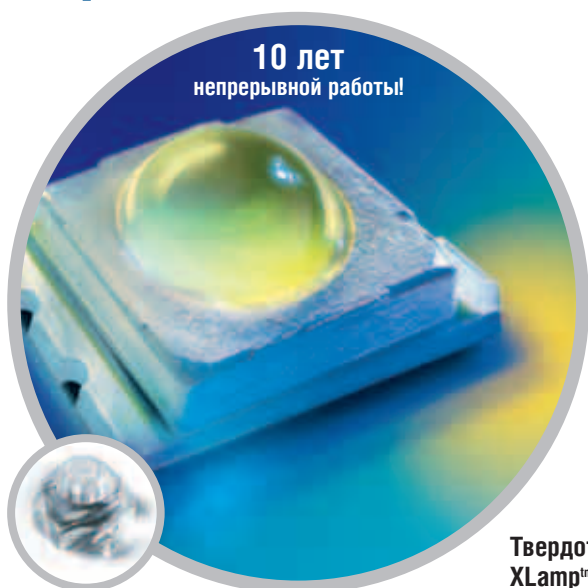
Продолжение следует.



Яркая идея для вашего бизнеса



Готовые источники света на основе твердотельных ламп



10 лет
непрерывной работы!

Твердотельная лампа
XLamp™ 7090

Области применения

- Автономные источники света
- Взрывобезопасное осветительное оборудование
- Уличные и бытовые светильники
- Ландшафтная подсветка
- Светофоры и сигнальные устройства
- Автомобильное осветительное оборудование

Технические характеристики ламп XLamp™

	Мощность лампы, Вт		
	0,5	1	3
Габариты, мм	4,5x5	7x9	7x9
Световой поток, лм	до 23,5	до 87	до 113
Рабочий ток, мА	125	350	700
Угол излучения, град	100	100	100

Цвета свечения

Белый		●	●
Глубокий голубой	●	●	●
Голубой	●	●	●
Бирюзовый	●	●	●
Зелёный	●	●	●
Янтарный	●	●	●
Красно-оранжевый	●	●	●
Красный	●	●	●



Контроллер бесперебойного
питания для автономных систем
освещения



Контроллер для управления
лампами XLamp™ 7090

Технические характеристики контроллеров

Напряжение питания, В	Модель XLD-001	+0,9...3,2
	Модель XLD-002	+2,7...4,2
	Модель XLD-003	+4,75...24
	Модель XLD-004**	~80...250 В, 50 Гц
Номинальный выходной ток, мА*		350/700
Электронное включение/отключение		+
Индикатор разряда батареи*		+
Регулировка яркости* (управление одной кнопкой)		Четырёхступенчатая: 0%–30%–70%–100%
Режим экономии энергии при разряде батареи*		+
Средний КПД, %**		94

* В моделях XLD-001- XLD-003

** Выход до 10 XLamp™



Любые модификации контроллеров
в соответствии с вашими требованиями!

ProSoft®

ПРОСОФТ — АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА

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

Драйверы MOSFET и IGBT

Дмитрий Козенков (Самарская обл.)

Несмотря на заявления производителей MOSFET и IGBT о простоте управления их изделиями, отчасти справедливые для маломощных приборов, попытки создания простой и недорогой схемы управления мощными транзисторами наталкиваются на определённые сложности. Облегчить эту задачу позволяет использование специализированных микросхем-драйверов.

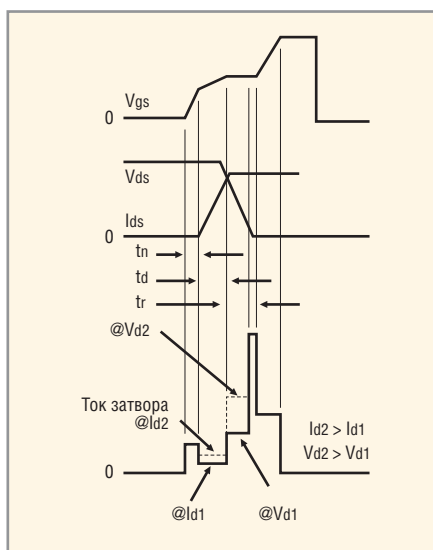


Рис. 1. Оптимальная форма кривой зарядного тока MOSFET при включении

Известно, что MOSFET и IGBT представляют собой переключающие устройства, управляемые напряжением и практически не потребляющие ток в цепи управления в статическом режиме. Однако в моменты переключения в мощных транзисторах возникают существенные броски тока в цепи затвора, обусловленные наличием паразитных элементов в структуре этих устройств [1]. Главенствующую роль в этом случае играет ёмкость затвора, от величины которой зависит скорость включения прибора и амплитуда импульса зарядного (разрядного) тока. Обычно при включении MOSFET ток стока нарастает быстрее, чем происходит спад напряжения в канале транзистора. В результате могут наблюдаться существенные потери мощности при переключении, вызывающие к тому же увеличение тока управления затвором. Оптимальная форма кривой зарядного тока при включении MOSFET показана на рис. 1. На рисун-

ке изображены диаграммы изменения напряжения на затворе V_{gs} , напряжения сток-исток V_{ds} , тока стока I_{ds} и тока затвора. Очевидно, что такой закон изменения тока затвора сложно реализовать на практике, однако этого и не требуется. Важно, чтобы ток затвора имел время нарастания, равное требуемой сумме времени нарастания тока стока и времени спада напряжения, и достаточную амплитуду для заряда эффективной ёмкости затвора. И если схема управления транзисторами нижнего плеча относительно несложна, то для управления транзисторами верхнего плеча нужно использовать различные схемотехнические ухищрения.

Традиционно для создания драйверов MOSFET используются импульсные трансформаторы. Помимо обеспечения гальванической развязки к их преимуществам также относится возможность управления транзисторами «верхнего плеча» в полумостовых и мостовых схемах. Однако по совокупности характеристик, в том числе и по соображениям стоимости и габаритов гораздо выгоднее использовать специализированные

микросхемы-драйверы. В настоящее время многие фирмы (TI, IR, National) предлагают огромный ассортимент интегральных драйверов MOSFET/IGBT, некоторые из которых способны управлять транзисторами верхнего плеча при напряжениях до 1200 В.

Обширную гамму получивших широкое распространение драйверов нижнего плеча выпускает корпорация Texas Instruments [2]. Основные характеристики её микросхем показаны на рис. 2 и в таблице 1. Компания предлагает приборы общего назначения с максимальным пиковым током затворов до 9 А (у драйверов UCC3732х), а также драйверы синхронных выпрямителей. Для этих микросхем характерны следующие параметры и особенности:

- диапазон напряжения питания. Некоторые семейства драйверов TI работоспособны при напряжениях 4...40 В;
- число выходов. Доступны как одноканальные, так и двухканальные приборы;
- выходная конфигурация. Возможны инвертирующая, неинвертирующая, AND- и NAND-конфигурации;
- выходной каскад TrueDrive. В большинстве драйверов TI используется комбинированная архитектура выходных каскадов, состоящая из соединённых параллельно биполярных и КПОМ-транзисторов. Такое решение позволяет обеспечить

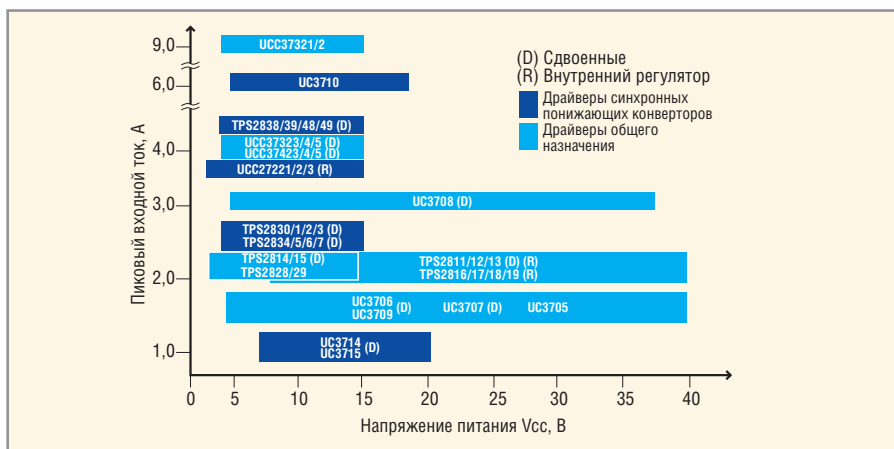


Рис. 2. Распределение семейств микросхем-драйверов Texas Instruments в зависимости от напряжения питания и выходного тока

Таблица 1. Драйверы MOSFET/IGBT фирмы Texas Instruments

Прибор	Количество выходов	Выходная конфигурация	Тип выхода ¹	Пиковый выходной ток, А (вытекающий/втекающий)	Время нарастания/спада, нс	Диапазон напряжения питания, В	Задержка распространения сигнала, нс	Входной уровень	Вход включения/выключения	Управление «мёртвым временем»	Защитные функции	Внутренний регулятор
TPS2811	2	Инверт.	TrueDrive	2,0/2,0	25/25	4...40	40	КМОП	–	–	–	+
TPS2812	2	Неинверт.	TrueDrive	2,0/2,0	25/25	4...40	40	КМОП	–	–	–	+
TPS2813	2	²	TrueDrive	2,0/2,0	25/25	4...14	40	КМОП	–	–	–	+
TPS2814	2	Сдвоен. 2-вх. AND; один инверт.	TrueDrive	2,0/2,0	25/25	4...14	40	КМОП	+	–	–	–
TPS2815	2	2-вх. NAND	TrueDrive	2,0/2,0	25/25	4...14	40	КМОП	+	–	–	–
TPS2816	1	Инверт.	TrueDrive	2,0/2,0	25/25	4...40	40	КМОП	–	–	–	+
TPS2817	1	Неинверт.	TrueDrive	2,0/2,0	25/25	4...40	40	КМОП	–	–	–	+
TPS2818	1	Инверт.	TrueDrive	2,0/2,0	25/25	4...40	40	КМОП	–	–	–	+
TPS2819	1	Неинверт.	TrueDrive	2,0/2,0	25/25	4...40	40	КМОП	–	–	–	+
TPS2828	1	Инверт.	TrueDrive	2,0/2,0	25/25	4...14	40	КМОП	–	–	–	–
TPS2829	1	Неинверт.	TrueDrive	2,0/2,0	25/25	4...14	40	КМОП	–	–	–	–
UC3714	2	Неинверт.	Биполярная	0,5/1,0	30/25	7...20	50	ТТЛ/ШИМ	+	Регулир.	–	–
UC3715	2	³	Биполярная	1,0/2,0	30/25	7...20	50	ТТЛ/ШИМ	+	Регулир.	–	–
UCC27323	2	Инверт.	TrueDrive	4,0/4,0	25/25	4...15	35	ТТЛ/КМОП	–	–	–	–
UCC27324	2	Неинверт.	TrueDrive	4,0/4,0	25/25	4...15	35	ТТЛ/КМОП	–	–	–	–
UCC27325	2	³	TrueDrive	4,0/4,0	25/25	4...15	35	ТТЛ/КМОП	–	–	–	–
UCC27423	2	Инверт.	TrueDrive	4,0/4,0	25/25	4...15	35	ТТЛ/КМОП	+	–	–	–
UCC27424	2	Неинверт.	TrueDrive	4,0/4,0	25/25	4...15	35	ТТЛ/КМОП	+	–	–	–
UCC27425	2	³	TrueDrive	4,0/4,0	25/25	4...15	35	ТТЛ/КМОП	+	–	–	–
UCC28089	2	–	Биполярная	0,5/1,0	28/13	8...15	45	–	–	Регулир.	ОСР ³	–
UCC37321	1	Инверт.	TrueDrive	9,0/9,0	20/20	4...15	30	ТТЛ/КМОП	+	–	–	–
UCC37322	1	Неинверт.	TrueDrive	9,0/9,0	20/20	4...15	30	ТТЛ/КМОП	+	–	–	–
UCC37323	2	Инверт.	TrueDrive	4,0/4,0	25/25	4...15	35	ТТЛ/КМОП	–	–	–	–
UCC37324	2	Неинверт.	TrueDrive	4,0/4,0	25/25	4...15	35	ТТЛ/КМОП	–	–	–	–
UCC37325	2	³	TrueDrive	4,0/4,0	25/25	4...15	35	ТТЛ/КМОП	–	–	–	–
TPS2830	2	Неинверт.	TrueDrive	2,4/2,4	50/50	4,5...15	75	КМОП	+	Адаптивно	OVPC	–
TPS2831	2	Инверт.	TrueDrive	2,4/2,4	50/50	4,5...15	75	КМОП	+	Адаптивно	OVPC	–
TPS2832	2	Неинверт.	TrueDrive	2,4/2,4	50/50	4,5...15	75	КМОП	–	Адаптивно	–	–
TPS2833	2	Инверт.	TrueDrive	2,4/2,4	50/50	4,5...15	75	КМОП	–	Адаптивно	–	–
TPS2834	2	Неинверт.	TrueDrive	2,4/2,4	30/30	4,5...15	70	ТТЛ	+	Адаптивно	OVPC	–
TPS2835	2	Инверт.	TrueDrive	2,4/2,4	30/30	4,5...15	70	ТТЛ	+	Адаптивно	OVPC	–
TPS2836	2	Неинверт.	TrueDrive	2,4/2,4	30/30	4,5...15	70	ТТЛ	–	Адаптивно	–	–
TPS2837	2	Инверт.	TrueDrive	2,4/2,4	30/30	4,5...15	70	ТТЛ	–	Адаптивно	–	–
TPS2838	2	Неинверт.	TrueDrive	4/4	120	10...15	40	ТТЛ	+	Адаптивно	–	+
TPS2839	2	Инверт.	TrueDrive	4/4	120	10...15	40	ТТЛ	+	Адаптивно	–	+
TPS2848	2	Неинверт.	TrueDrive	4/4	120	10...15	20	ТТЛ	+	Адаптивно	–	+
TPS2849	2	Инверт.	TrueDrive	4/4	120	10...15	20	ТТЛ	+	Адаптивно	–	+
UCC27221	2	Инверт.	TrueDrive	3,3/3,3	20/20	3,7...20	82/103	ТТЛ	–	PGD ⁴	–	+
UCC27222	2	Неинверт.	TrueDrive	3,3/3,3	20/20	3,7...20	82/103	ТТЛ	–	PGD	–	+
UCC27223	2	Неинверт.	TrueDrive	3,3/3,3	25/35	4,15...20	82/103	ТТЛ	+	PGD	–	+
UCD7100PWP	1	Свободный/неинверт.	TrueDrive	4/4	10/10	4,5...16	20	КМОП/ТТЛ	–	Адаптивно	Регулир.	–
UCD7201PWP	2	Свободный/неинверт.	TrueDrive	4/4	10/10	4,5...16	20	КМОП/ТТЛ	–	Адаптивно	Регулир.	–

¹Тип выхода: TrueDrive – гибридная биполярная/КМОП архитектура выхода для увеличения выходного тока при малых напряжениях.²Один инвертирующий, один неинвертирующий.³ОСР (Over Current Protection) – защита от перегрузки по току, OVPC (Over-Voltage Protection Crowbar) – защита от перенапряжения.

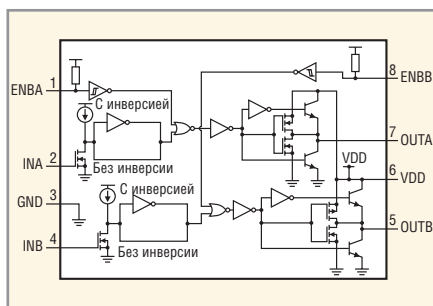


Рис. 3. Блок-схема драйверов семейства UCC27423/24/25

большой ток при малых напряжениях, что важно для быстрого заряда ёмкости затвора управляемого транзистора;

- технология PGD. В приборах семейства UCC2722x используется запатентованная цифровая техника управления временем задержки между моментом выключения «верхнего» MOSFET и моментом включения «нижнего» MOSFET в схеме синхронного выпрямителя. В результате общий КПД преобразователя повышается примерно на 4%. Подробные сведения о принципе действия и использовании технологии PGD можно получить из руководства [3].

Наглядной иллюстрацией стандартных решений, используемых в драйверах TI, является блок-схема семейства UCC2742x, показанная на рис. 3 (наличие или отсутствие показанных на рисунке каскадов инвертирования зависит от конкретного

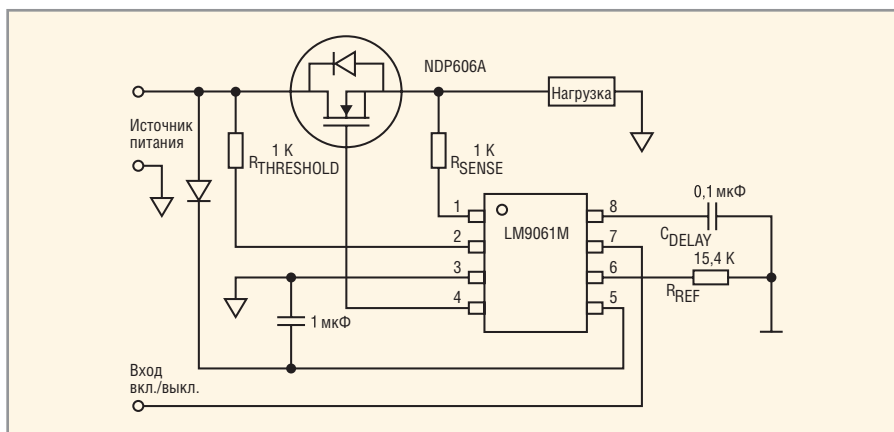


Рис. 4. Типовая схема включения драйвера LM9061

типа изделия). Эти двухканальные микросхемы имеют независимые входы включения, выходной каскад TrueDrive и обеспечивают пиковый выходной ток ± 4 А. Приборы поставляются в корпусе со стандартным для подобных микросхем расположением выводов.

Аналогичную продукцию, сравнимую с драйверами TI, предоставляет также компания Vishay. Некоторые характеристики её изделий приведены в таблице 2.

В случаях, когда необходимо управлять MOSFET, включённым в качестве коммутатора или драйвера верхнего плеча от микроконтроллера или подобного устройства, может оказаться удобным использование специализированного драйвера LM9061 от National Semiconductor. Он имеет КМОП-совместимый вход

и интегрированный повышающий преобразователь на переключаемых конденсаторах. При подаче на управляющий вход сигнала включения напряжение с повышающего преобразователя подаётся на затвор управляемого транзистора (рис. 4). Встроенный стабилитрон на 15 В ограничивает максимальную амплитуду напряжения на затворе. Ключевой особенностью LM9061 является наличие схемы защиты MOSFET, действующей без дополнительных потерь энергии. Величина падения напряжения на коммутируемом транзисторе непрерывно отслеживается и сравнивается с заданным внешними элементами пороговым напряжением. При достижении установленного порога, вызванном превышением допустимого тока через транзистор, драйвер закрывает его. Следует добавить, что LM9061 работает при напряжении источника питания до 26 В, выдерживая перегрузки по питанию до 60 В, и имеет диапазон рабочих температур $-40...+125^{\circ}\text{C}$.

Настоящим экспертом в создании микросхем драйверов MOSFET/IGBT является компания International Rectifier. Предлагаемые ею изделия существенно упрощают задачу создания схем управления транзисторами в приложениях при напряжениях до 1200 В и мощностях до 12 кВт. Использование драйверов IR позволяет сэкономить до 50% площади печатной платы в сравнении с дискретными решениями на оптопарах или трансформаторах. Интегральные драйверы IR генерируют токи и напряжения, достаточные для открытия и закрытия MOSFET/IGBT от сигналов с логических выходов микроконтроллеров, DSP и пр. Типовое напряжение ло-

Таблица 2. Драйверы MOSFET производства Vishay

Прибор	Описание	Максимальное напряжение стока управляемых транзисторов, В	Пиковый ток, А	Диапазон напряжений питания, В	Частота переключения, кГц	Корпус
Si9910	Адаптивный драйвер с КМОП-входной логикой	500	1	10,8...16,5	50	8-PDIP
Si9912	Сдвоенный MOSFET-драйвер	30	1	4,5...5,5	1000	8-SO
Si9913	Сдвоенный MOSFET-драйвер	30	1	4,5...5,5	1000	8-SO
SiP41101	Полумостовой N-канальный MOSFET-драйвер	30	4,1	4,5...5,5	1000	16-TSSOP
SiP41103	Полумостовой N-канальный MOSFET-драйвер	50	1,5	4,5...5,5	1000	10-MLP33
SiP41104	Полумостовой N-канальный MOSFET-драйвер	55	1,5	4,5...5,5	1000	8-SO
SiP41105	Полумостовой N-канальный MOSFET-драйвер	50	1,5	4,5...5,5	1000	16-TSSOP
SiP41108	Полумостовой N-канальный MOSFET-драйвер с регулируемой задержкой распространения сигнала верхнего плеча	48	1,8	10,8...13,2	1000	16-TSSOP
SiP41109	Полумостовой N-канальный MOSFET-драйвер	48	1,8	10,8...13,2	1000	16-TSSOP
SiP41110	Полумостовой N-канальный MOSFET-драйвер	48	1,8	10,8...13,2	1000	8-SO

Таблица 3. Высоковольтные драйверы MOSFET/IGBT производства IR

Прибор	Конфигурация	Пиковый выходной ток, А (вытекающий/втекающий)	Напряжение сдвига уровня, В	Диапазон напряжения питания ¹ , В	Максимальное выходное напряжение, В	Тип корпуса ²
Драйверы верхнего плеча						
IR2117	Одноканальный	0,2/0,4	600	10...25	20	8-DIP
IR2118	Одноканальный	0,2/0,4	600	10...25	20	8-DIP
IR2125	Одноканальный	1,0/2,0	500	10...25	18	8-DIP
IR2127/IR2128	Одноканальный	0,2/0,4	600	10...25	20	8-DIP
Драйверы нижнего плеча						
IR2121	Одноканальный	1,0/2,0	5	10...25	18	8-DIP
IR4426	Двухканальный	1,5/1,5	–	6...20	20	8-DIP
IR4427	Двухканальный	1,5/1,5	–	6...20	20	8-DIP
IR4428	Двухканальный	1,5/1,5	–	6...20	20	8-DIP
Независимые сдвоенные драйверы верхнего и нижнего плеча						
IR2010	Двухканальный	3,0/3,0	200	10...25	20	14-DIP
IR2011	Двухканальный	1,0/1,0	200	10...25	20	8-DIP
IR2086S	Двухканальный	1,2/–	100	10...25	20	16-SOIC
IR2101	Двухканальный	0,1/0,21	600	10...25	20	8-DIP
IR2102	Двухканальный	0,1/0,21	600	10...25	20	8-DIP
IR2106	Двухканальный	0,12/0,25	600	10...25	20	8-DIP
IR21064	Двухканальный	0,12/0,25	600	10...25	20	14-DIP
IR2110	Двухканальный	2,0/2,0	500	10...25	20	14-DIP
IR2112	Двухканальный	0,2/0,42	600	10...25	20	14-DIP
IR2113	Двухканальный	2,0/2,0	600	10...25	20	14-DIP
IR2181	Двухканальный	1,7/1,7	600	10...25	20	8-DIP
IR2213	Двухканальный	1,7/2,0	1200	10...20	20	14-DIP
IR2301	Двухканальный	0,12/0,25	600	10...25	20	8-DIP
IRS2011SPBF	Двухканальный	1,0/1,0	200	10...20	20	8-SOIC
IRS20124S	Двухканальный	1,0/1,2	200	10...20	20	14-SOIC
Сдвоенные полумостовые драйверы						
IR2085S	Полумостовой драйвер	1,0/1,0	100	10...25	–	8-SOIC
IR2103	Полумостовой драйвер	0,13/0,27	600	10...25	20	8-DIP
IR2104	Полумостовой драйвер	0,13/0,21	600	10...25	20	8-DIP
IR2105	Полумостовой драйвер	0,1/0,21	600	10...25	20	8-DIP
IR2108	Полумостовой драйвер	0,12/0,25	600	10...25	20	8-DIP
IR21084	Полумостовой драйвер	0,12/0,25	600	10...25	20	14-DIP
IR2109	Полумостовой драйвер	0,12/0,25	600	10...25	20	8-DIP
IR21094	Полумостовой драйвер	0,12/0,25	600	10...25	20	14-DIP
IR2111	Полумостовой драйвер	0,2/0,42	600	10...20	20	8-DIP
IR21141SS	Полумостовой драйвер	2,0/3,0	600	10...25	20	24-SSOP
IR2153	Полумостовой драйвер	0,2/0,4	600	10...20	20	8-DIP
IR2155	Полумостовой драйвер	0,21/0,42	600	10...20	20	8-DIP
IR21592	Полумостовой драйвер	–/–	600	10...25	20	16-DIP
IR2183	Полумостовой драйвер	1,7/1,7	600	10...25	20	8-DIP
IR2184	Полумостовой драйвер	1,7/1,7	600	10...25	20	8-DIP
IR22141SS	Полумостовой драйвер	2,0/3,0	1200	10...25	20	24-SSOP
IR2214SS	Полумостовой драйвер	2,0/3,0	1200	10...25	20	24-SSOP
IR2302	Полумостовой драйвер	0,12/0,25	600	10...25	20	8-DIP
IR2304	Полумостовой драйвер	0,12/0,25	600	10...25	20	8-DIP
IR2308	Полумостовой драйвер	0,12/0,25	600	10...20	20	8-DIP
3-фазные независимые драйверы верхнего и нижнего плеча						
IR2131	3-фазный драйвер	0,2/0,42	600	10...25	20	28-DIP
IR2131J	3-фазный драйвер	0,2/0,42	600	10...25	20	44-PLCC
3-фазные микросхемы управления электродвигателями переменного тока						
IR2130/32/33	3-фазный мостовой драйвер	0,2/0,42	600	10...25	20	28-DIP
IR2135/36/3362	3-фазный мостовой драйвер	0,12/0,25	600	12...25	20	28-DIP
IR21367	3-фазный мостовой драйвер	0,12/0,25	600	12...25	20	28-DIP
IR21368	3-фазный мостовой драйвер	0,12/0,25	600	12...25	20	28-DIP
IR21381Q	3-фазный мостовой драйвер IGBT	0,22/0,46	600	10...25	20	64-MQFP
IR2233/35	3-фазный мостовой драйвер	0,2/0,42	1200	10...25	20	28-DIP
IR22381Q	3-фазный мостовой драйвер IGBT	0,22/0,46	1200	10...25	20	64-MQFP
IR2238Q	3-фазный мостовой драйвер	0,22/0,46	1200	10...25	20	64-MQFP

¹PGD (Predictive Gate Drive™) – технология TI «прогнозирующего» драйвера затвора.²Все драйверы имеют встроенную схему UVLO.³Микросхемы с буквой «S» в конце обозначения изготовлены в корпусе SOIC.

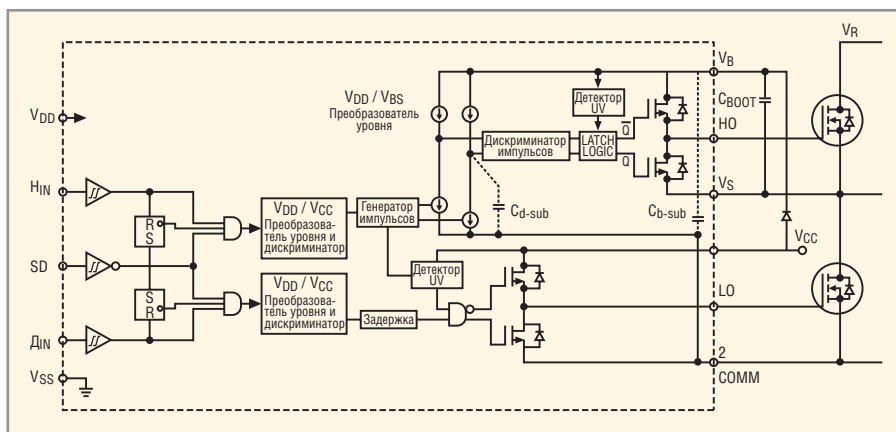


Рис. 5. Блок-схема драйвера IR2110

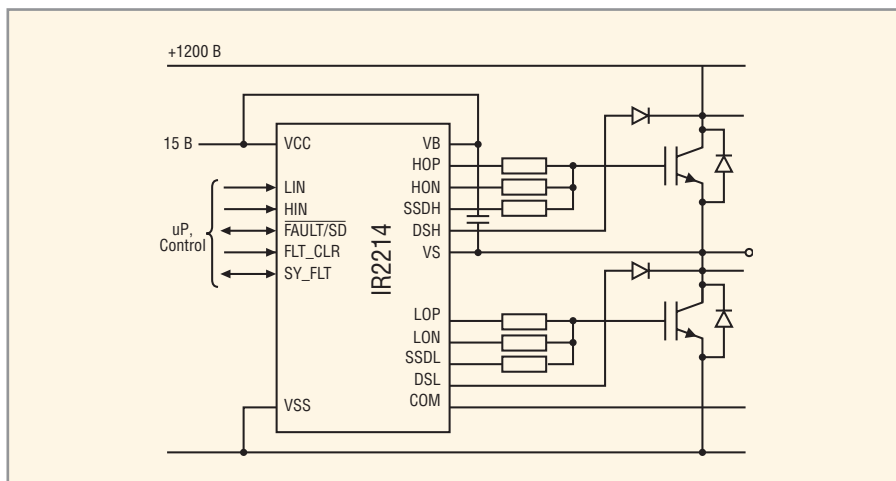


Рис. 6. Схема включения драйвера IR2214

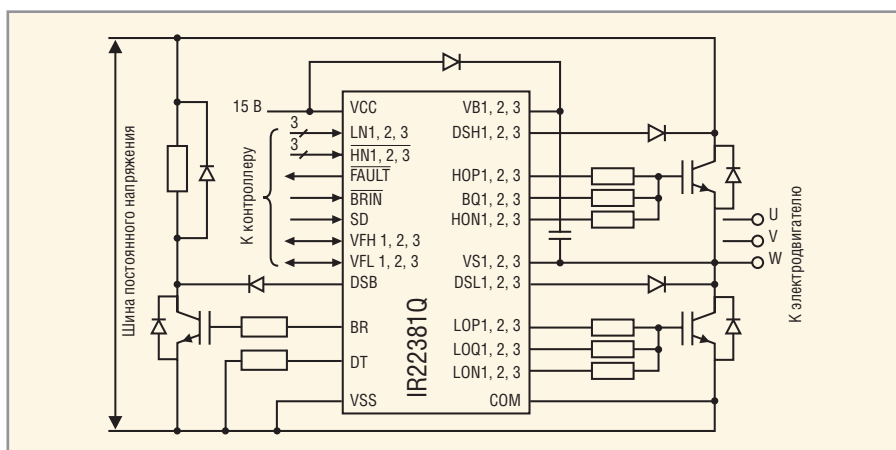


Рис. 7. Схема включения 3-фазного драйвера IR22381Q

гических входов драйверов составляет 3,3 В. Все драйверы IR являются КМОП-совместимыми, а многие и ТТЛ-совместимы. Выходные токи некоторых микросхем достигают 2 А.

Драйверы IR охватывают весь диапазон возможных ситуаций управления MOSFET/IGBT (таблица 3):

- одноканальные драйверы верхнего плеча на напряжения до 600 В;
- одно- и двухканальные драйверы нижнего плеча с выходными токами до 1,5 А;

- двухканальные отдельные драйверы верхнего и нижнего плеча на напряжения до 1200 В;
- полумостовые драйверы на напряжения до 1200 В и токи до 2 А;
- 3-фазные драйверы верхнего и нижнего плеча;
- специализированные драйверы для управления 3-фазными электродвигателями переменного тока.

Они могут использоваться в самом разнообразном оборудовании, прежде всего в инверторах и электронных

блоках, а также в автомобильной электронике.

В основе всех драйверов IR, содержащих каскад управления транзистором верхнего плеча, лежит специализированная высоковольтная схема сдвига уровня, подобная показанной на рис. 5. Для питания схемы сдвига уровня используются два внешних компонента: диод и конденсатор C_{BOOT} . Схема работает следующим образом. Когда вывод V_S подключен к общему проводу (например, через открытый транзистор нижнего плеча), конденсатор C_{BOOT} заряжается через диод от источника постоянного напряжения V_{CC} . Затем, когда вывод V_S отключается от общего провода, напряжение на конденсаторе используется для питания схемы управления транзистором верхнего плеча, формирующей импульс для открытия этого транзистора.

Такое решение характеризуется простотой и надёжностью, однако имеет некоторые ограничения, связанные с необходимостью регулярного поциклового подзаряда конденсатора C_{BOOT} . Прежде всего, они касаются продолжительности рабочего цикла и длительности включенного состояния транзисторов. В редких случаях может потребоваться использование вспомогательного повышающего преобразователя. Подробную информацию о расчёте внешних компонентов драйверов верхнего плеча IR можно получить из рекомендаций [4].

Дальнейшее развитие линейки драйверов IR идёт по пути интеграции в них модулей повышения надёжности и отказоустойчивости конечных систем, в составе которых используются эти микросхемы. Так, например, семейство полумостовых драйверов IR2214xSS имеет целый ряд функциональных новшеств (рис. 6). Приборы, входящие в него, обеспечивают полную защиту от короткого замыкания путём определения момента выхода из насыщения мощных транзисторов. Драйверы IR2214xSS «мягко» выключают управляемые транзисторы при любых неисправностях в полумостовой схеме, предотвращая появление скачков напряжения и уменьшая электромагнитные излучения и помехи. В многофазных системах эти приборы поддерживают возможность коммуни-

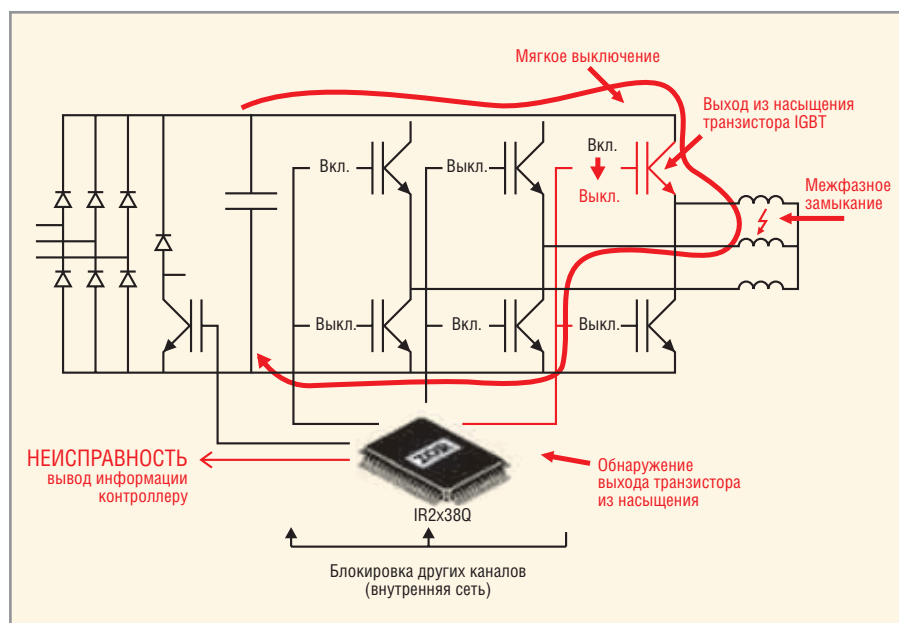


Рис. 8. Реакция драйвера IR22381Q на обнаружение межфазного короткого замыкания

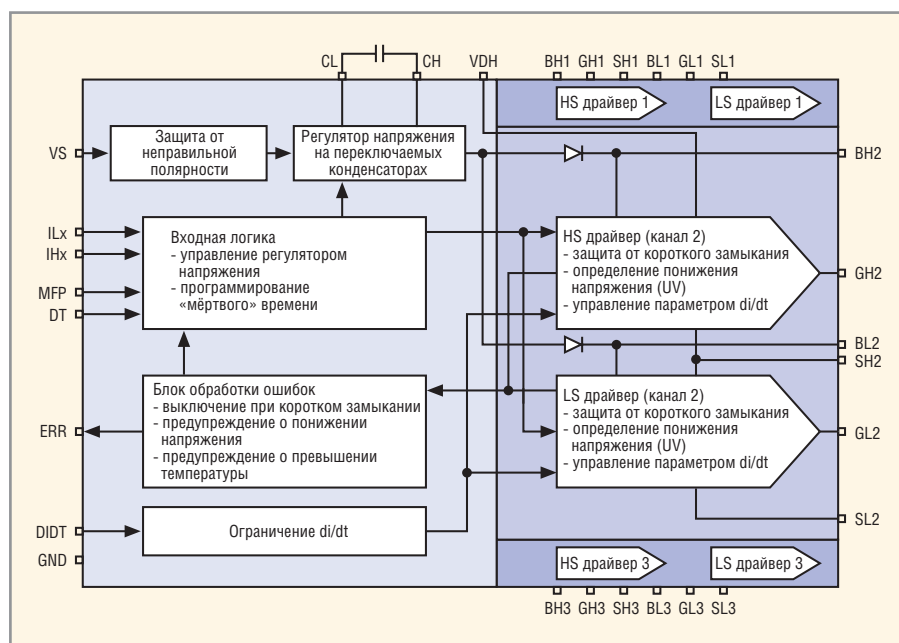


Рис. 9. Блок-схема 3-фазного мостового драйвера TLE6280GP

кации через специальную локальную сеть (выводы SY_FLT и FAULT/SD) для правильной обработки ситуаций возникновения фазных коротких замыканий. Системный контроллер может форсировать выключение драйвера или считать информацию о неисправности через двунаправленный вывод FAULT/SD. Для повышения помехоустойчивости общие выводы внутренней логики и выходных каскадов разделены и выведены на разные ножки.

Другим примером сложного интеллектуального устройства является 3-фазный драйвер IGBT IR2x381. Он был специально разработан для ис-

пользования в инверторах напряжения с полной защитой от нештатных ситуаций в нагрузке. Одна такая микросхема заменяет семь традиционных драйверов с опторазвязкой. IR2x381 содержит семь каналов управления затворами мощных транзисторов и может управлять 3-фазным мостом и схемой торможения в системе управления электродвигателем переменного тока мощностью до 3,5 кВт (рис. 7).

Как и в описанном ранее семействе драйверов, в IR2x381 обеспечивается отслеживание выхода из насыщения транзисторов в каждом из семи каналов, которое может произойти вследствие токовых перегру-

зок (рис. 8). При этом проблемный канал «мягко» выключается, все остальные каналы блокируются и драйвер выдаёт управляющему контроллеру информацию о возникновении неисправности.

Специально для автомобильных применений (с напряжением бортовой сети 12 В) компания Infineon производит линейку трёхфазных драйверов TLE62xx. Блок-схема одного из них, TLE6280GP, представлена на рис. 9. Он характеризуется следующими возможностями:

- ток включения / выключения 0,9/0,85 А;
- напряжение питания 8...20 В;
- напряжение на затворах управляемых транзисторов 10 В;
- отдельные входы для каждого MOSFET и работоспособность при частоте ШИМ до 30 кГц;
- регулируемое «мёртвое» время и регулируемое ограничение скорости нарастания тока di/dt ;
- защита от короткого замыкания с регулируемым ограничением тока;
- TTL-совместимые входы, защита от обратной полярности при подключении;
- температурный диапазон $-40...+150^{\circ}\text{C}$.

Явно прослеживаемая тенденция к интеллектуализации и усложнению изначально довольно простых микросхем драйверов мощных MOSFET/IGBT даёт возможность разработчику достигнуть более полного контроля над поведением конечного устройства. В большинстве случаев широкая доступность микроконтроллеров, обусловленная большим ассортиментом и сравнительно низкой стоимостью, позволяет использовать их совместно с драйверами MOSFET последних поколений. Тем самым облегчается создание высоконадёжных и недорогих конкурентоспособных изделий.

ЛИТЕРАТУРА

1. Andreyak B. New Driver ICs Optimize High Speed Power MOSFET Switching Characteristics, U-118, UNITRODE Integrated Circuits Corporation, Merrimack, N.H.
2. Power Management Selection Guide SLVT145e. 3Q 2005. Texas Instruments.
3. Predictive Gate Drive Frequently Asked Questions, Application Report SLUA285. February 2003. Texas Instruments.
4. Adams J. Bootstrap Component Selection For Control ICs. Design Tip DT98-2, IR. ©

Микросхемы драйверов для электронных балластов люминесцентных ламп (применение, проблемы и решения)

Игорь Безверхний (г. Киев, Украина)

Люминесцентные лампы, которые по старой привычке не совсем точно принято называть «лампами дневного света» (ЛДС), широко применяются более полувека, но только в последние десять лет в схемах управления ими (балластах) начали активно применять специализированные микросхемы. Об особенностях, схемах включения, корпусах и цоколёвке этих микросхем и идёт речь в настоящей статье.

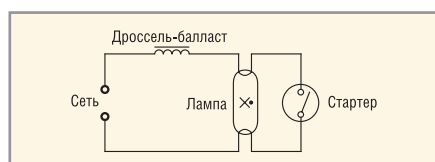


Рис. 1. Типовая схема включения люминесцентной лампы с дросселем в качестве балласта и стартером

С момента изобретения люминесцентной лампы на протяжении десятилетий для её поджига и поддержания устойчивого свечения в основном использовали стартер и дроссель (рис. 1). Главный недостаток такого балласта – большие габариты и вес дросселя.

Стартер в этой схеме необходим для того, чтобы в момент включения, пока лампа холодная и в её баллоне практически нет свободных носителей заряда, обеспечить условия, необходимые для поджига лампы. Во-первых, это получение тока через нити накала лампы, а во-вторых, накопление энергии в сердечнике дросселя. В установившемся режиме дроссель-балласт ограничивает ток и напряжение на лампе. Долговечность люминесцентной лампы зависит не только от её качества, но и от качества стартера и правильно подобранной индуктивности дросселя. Срок службы лампы сокращается при недостаточной индуктивности дросселя, а также в том случае, если при включении она несколько раз «моргает» (в технической литературе этот дефект называется по-спортивному – «фальш-старт»).

Ещё один недостаток такого включения люминесцентной лампы – это

мерцание с частотой 100 Гц. Большинство людей его не замечает, но все же оно повышает утомляемость зрения.

Электронные балласты заставляют работать люминесцентные лампы на значительно более высоких частотах, при которых не происходит деионизации газа в баллоне, т.к. этот процесс имеет инерционность. Это значит, что лампа с электронным балластом работает без мерцаний.

До последнего времени традиционная схема включения люминесцентной лампы имела одно достоинство – небольшую себестоимость. Однако, поскольку цены на микросхемы для электронных балластов снижаются, а себестоимость моточных изделий возрастает, говорить о перспективности применения низкочастотных дросселей в качестве балласта не приходится. Справедливости ради следует отметить, что даже самый современный электронный балласт не обходится без балластного дросселя. Правда, по-

скольку высокочастотный балласт рассчитан на рабочие частоты 12...50 кГц и выше, индуктивность, габариты и цена такого дросселя невелики.

Одним из первых и, пожалуй, самым популярным производителем микросхем для электронных балластов стала фирма International Rectifier. Выпускают ИС для балластов и другие производители – Unitrode, STMicroelectronics и Motorola. Первое поколение ИС, широко применяемых в электронных балластах, – это серия шестивыводных микросхем IR2151...IR2155 фирмы International Rectifier и их аналоги L6569, L6571 (STMicroelectronics) и MC2151 (Motorola). Эти микросхемы рассчитаны на управление полумостовой схемой на высоковольтных МДП-транзисторах с n-каналом, например, IRF720 или IRF730.

Функциональная схема микросхем IR2151...IR2155 фирмы International Rectifier изображена на рис. 2.

Левая часть микросхемы (по функциональной схеме) представляет собой генератор – полный аналог популярного таймера 555, а правая – драйвер управления высоковольтными МДП-транзисторами.

Микросхемы изготавливаются в корпусах PDIP-8 и SO8 (SOIC-8). Обозначение и назначение выводов этих микросхем сведено в таблицу 1.

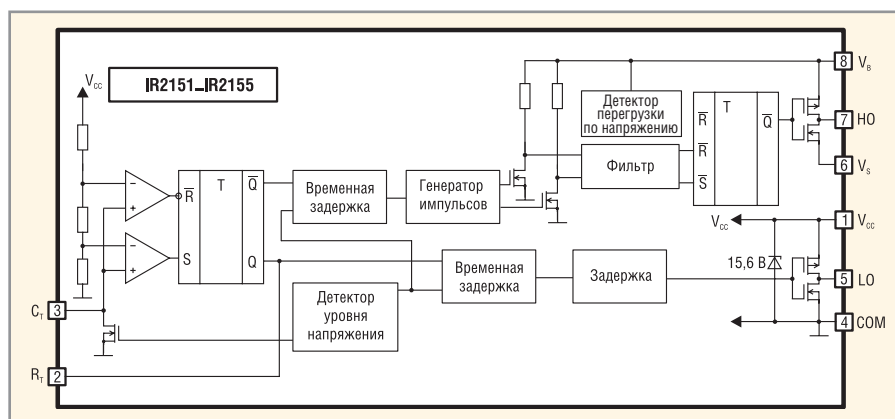


Рис. 2. Функциональная схема микросхем IR2151...IR2155 фирмы International Rectifier

Принципиальная схема балласта на микросхемах IR2151...IR2155 и их аналогах приведена на рис. 3.

Назначение деталей схемы рис. 3:

- C1, L1, C2 – цепь помехозащиты;
- D1...D4 – мостовой диодный выпрямитель;
- R1 – резистор, ограничивающий ток моста в момент поджига лампы;
- C3 – накопительный конденсатор фильтра питания;
- C4, R2 – фильтр низковольтного напряжения питания;
- R3, C5 – времязадающая цепь;
- R4, R5 – ограничивающие резисторы в цепи затворов выходных транзисторов;
- D5, C6 – цепь вольтодобавки;
- R6, C8 – RC-цепь (snubber – демпфирующая цепь), увеличивающая время переключения, за счёт чего происходит защита от «защёлкивания», т.е. от срабатывания паразитного тиристора, который образуется в МДП-структурах при изготовлении;
- C7 – разделительный конденсатор;
- L2 – дроссель высокочастотного балласта;
- C9 и позистор RV1 – схема поджига (вместо стартера).

Если один транзистор в двухтактной импульсной схеме открыт, то другой должен быть заперт. В противном случае транзисторы будут пробиты так называемым сквозным током. Для предотвращения этого явления в микросхеме предусмотрена специальная задержка открывающих сигналов на затворах выходных транзисторов на 1,25 мкс. Эта задержка в англоязычной литературе называется DEAD TIME.

Разберёмся, как работает цепь вольтодобавки (бутстрепная схема). Когда верхний транзистор Q1 (см. рис. 3) заперт, а нижний Q2 открыт, конденсатор вольтодобавки C6 заряжается через диод D5 от источника V_{CC} . Когда верхний транзистор Q1 откроется, а нижний Q2 закроется, верхний драйвер микросхемы будет питаться повышенным напряжением с конденсатора C6. Следует заметить, что микросхемы L6569, IR2153D и IR21531D имеют встроенный бутстрепный диод.

Микросхемы IR2151 и IR2152 фирма-производитель считает устаревшими и рекомендует в новых изделиях применять IR2153 (IR21531) и IR2154 (IR21541) соответственно.

В гибридных микросхемах серии IR51xxxx драйвер объединён с вы-

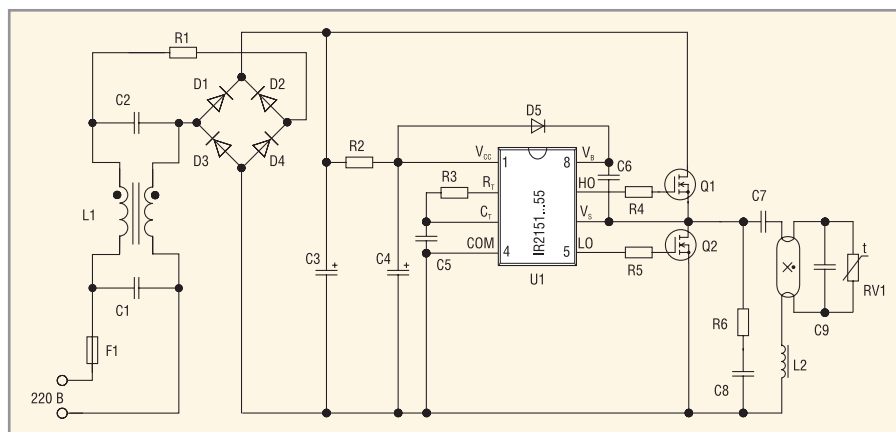


Рис. 3. Принципиальная схема электронного балласта на микросхемах IR2151...IR2155

ходными высоковольтными МДП-транзисторами. В эту серию входит несколько микросхем: IR51H214, IR51H224, IR51H737, IR51H310, IR51H320, IR51H420. Первые три из них малоинтересны отечественному специалисту, т.к. рассчитаны на рабо-

ту от сети 110 В. Основные параметры остальных сведены в таблицу 2.

Микросхемы серии IR51xxxx изготавливаются в пластиковом корпусе с 9 выводами, расположенными с одной стороны (SIP-9), при этом выводы 5 и 8 отсутствуют. Сокращённые обозначе-

Таблица 1. Сокращённое обозначение и назначение выводов микросхем IR2151...IR2155 и их аналогов (STMicroelectronics)

№ вывода	Обозначение		Назначение
	IR	STM	
1	V_{CC}	V_S	Напряжение питания (нижнего драйвера)
2	R_T	R_F	Резистор времязадающей цепи
3	C_T	C_F	Конденсатор времязадающей цепи
4	COM	GND	Корпус (общий вывод нижнего драйвера)
5	LO	LVG	Вывод нижнего драйвера
6	V_S	OUT	Общий вывод верхнего драйвера
7	HO	HVG	Вывод верхнего драйвера
8	V_B	BOOT	«Плавающее» (floating) напряжение питания верхнего драйвера. Получено с помощью схемы вольтодобавки (bootstrap)

Таблица 2. Основные параметры микросхем серии IR51xxxx

Тип микросхемы	Максимальное напряжение, В	$R_{ds(on)}$, при 25°C, Ом	Применение (сеть/мощность)
IR51H310	400	3,6	~220 В/5...15 Вт
IR51H320	400	1,8	~220 В/15...25 Вт
IR51H420	500	3,0	~220 В/10...20 Вт

Таблица 3. Назначение выводов микросхем серии IR51Hxxxx

№ вывода	Обозначение	Назначение
1	V_{CC}	Напряжение питания логики и нижнего драйвера
2	R_T	Резистор времязадающей цепи
3	C_T	Конденсатор времязадающей цепи
4	COM	Корпус (общий вывод) логики и нижнего драйвера
5	–	Отсутствует
6	V_B	«Плавающее» (floating) напряжение питания верхнего драйвера. Получено с помощью схемы вольтодобавки (bootstrap)
7	V_O	Выход полумоста
8	–	Отсутствует
9	V_{IN}	Высокое напряжение питания

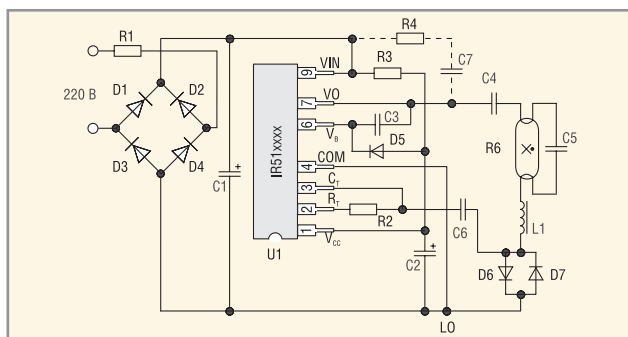


Рис. 4. Принципиальная схема электронного балласта на микросхемах семейства IR51xxxx

ния и назначение выводов микросхем этой серии сгруппированы в таблицу 3, принципиальная схема электронного балласта на одной из этих микросхем показана на рис. 4, а типы и номиналы

который создаёт на этих диодах, как на стабилиторах, ограниченное по амплитуде переменное падение напряжения. Оно приложено через C6 к выводу 3 микросхемы, что синхронизирует ра-

деталей перечислены в таблице 4.

Демпфирующая цепь (snubber) R4C7, показанная в схеме на рис. 4 пунктиром, может не устанавливаться. Через диоды D6, D7, включенные встречно-параллельно и подключенные последовательно с дросселем L1, протекает ток люминесцентной лампы, ко-

боту внутреннего генератора микросхемы в разных режимах. Его частота и фаза в некоторой степени определяют параметры контура C5L1. Это повышает надёжность зажигания лампы и стабильность её работы в разных режимах, а также позволяет устанавливать в схему детали с большим разбросом номиналов и обеспечивать оптимальную работу лампы при старении. Всё это позволяет создавать на базе микросхем серии IR51xxxx надёжные малогабаритные электронные балласты для питания люминесцентных ламп.

Следует отметить, что микросхемы IR51NDxxxx имеют встроенный бутстрепный диод. При применении этих микросхем диод D5 можно не устанавливать.

Кроме того, фирма International Rectifier производит микросхемы серии IR53xxxx, которые рекомендуются для установки в новые изделия вместо IR51xxxx. Микросхемы этой серии содержат драйвер IR2153 с выходным полумостом на высоковольтных МДП-транзисторах.

Другое направление развития микросхем для электронных балластов – улучшение качественных показателей и долговечности работы люминесцентных ламп.

Электронные балласты, как и импульсные источники питания, создают в питающей сети повышенный уровень высокочастотных помех. Поскольку стандарты МЭК IEC 555-2 [1] и более поздний IEC 1000-3-2 жёстко регламентируют уровень высших гармоник потребляемого из сети тока, разработчик вынужден применять специальные меры для их уменьшения. Простейшая из них хорошо известна – это использование помехозащитных цепей на входе (см. рис. 3). В некоторых случаях для выполнения требований стандарта IEC 1000-3-2 применяют специальное устройство, которое называют корректором коэффициента мощности (PFC – power factor correction).

Корректор коэффициента мощности (ККМ) устанавливается между выходом выпрямительного моста и накопительным конденсатором на входе фильтра питания. Наличие хорошего ККМ и сетевого фильтра может обеспечить повышение коэффициента мощности со значения 0,6...0,7 практически до единицы.

Для большинства применений электронный балласт выдаёт в нагрузку по-

Таблица 4. Назначение деталей электронного балласта (см. рис. 4), типы и номиналы деталей

Номера деталей	Назначение	Мощность лампы, Вт				
		13	16	18	22	26
D1...D4	Мостовой диодный выпрямитель	4 × 1N4007				
R1	Ограничивает ток моста в момент поджига лампы	10 Ом, 1 Вт				
C1	Накопительный конденсатор фильтра питания	10 мкФ × 450 В				
R3	Фильтр низковольтного напряжения питания	91 кОм, 0,5 Вт				
C2		22 мкФ × 25 В				
R2	Времязадающая цепь	9,9 кОм	12,6 кОм	9,6 кОм	13,8 кОм	17,3 кОм
C6		1000 пФ				
D5	Цепь вольтодобавки (бустрепная цепь)	1N4007				
C3		0,1 мкФ				
R4	Демпфирующая цепь (snubber)	10 Ом				
C7		1000 пФ				
C4	Разделительный конденсатор	0,1 мкФ × 200 В				
L1	Дроссель высокочастотного балласта	2,56 мГн		1,85 мГн		
C5	Конденсатор поджига	0,1 мкФ × 300 В (полипропеленовый)				
D6, D7	Ограничительные диоды цепи синхронизации	2 × 1N4007				
Рабочая частота		40 кГц	36 кГц	43 кГц	33 кГц	27 кГц

Таблица 5. Параметры и особенности современных ИС International Rectifier для электронных балластов люминесцентных ламп

Тип ИС	Корпус	Применение	V_{offset} , В	$I_{\text{вых (source)}}$, мА	$I_{\text{вых (sink)}}$, мА	V_{CC} , В	$V_{\text{вых min}}$, В	$V_{\text{вых max}}$, В
IR2156	DIP-14	Для компактных люминесцентных ламп	600	250	400	10...25	10	25
IR2156S	SOIC-16N							
IR21571	DIP-16	Для линейных люминесцентных ламп						
IR21571S	SOIC-16N							
IR2159	DIP-16	Диммеры						
IR2159S	SOIC-16N							
IR21591	DIP-16							
IR21591S	SOIC-16N							
IR21592	DIP-16							
IR21592S	SOIC-16N							
IR2166	DIP-16	С ККМ для компактных люминесцентных ламп						
IR2166S	SOIC-16N							
IR2167	DIP-20							
IR2167S	SOIC-20							

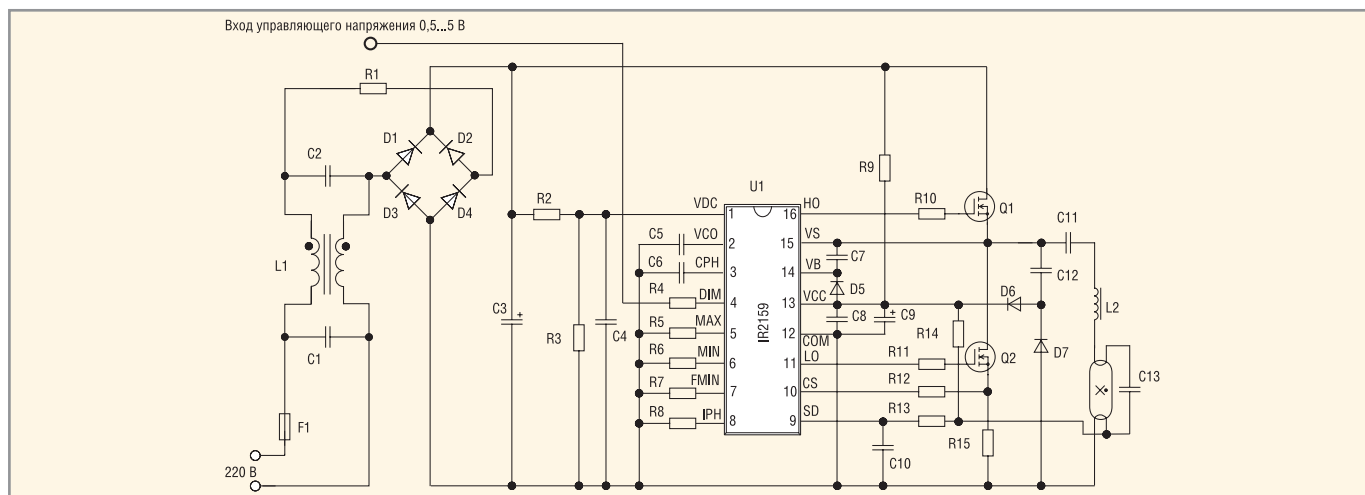


Рис. 5. Принципиальная схема электронного балласта на микросхемах IR2159(S), IR21591(S), IR21592(S)

стоянную мощность, но существуют и балласты с управляемой мощностью на лампе. Их называют диммерами, а сам процесс изменения мощности люминесцентной лампы – диммингом.

В таблицу 5 сведены особенности и основные параметры новых микросхем фирмы International Rectifier для электронных балластов люминесцентных ламп. Некоторые из таких балластов содержат ККМ, а микросхема IR2159 и её модификации – это диммеры.

Микросхемы, перечисленные в таблице 5, – продукт дальнейшей модернизации микросхем IR2151...IR2155.

Очень интересны микросхемы IR2159(S), IR21591(S) и IR21592(S). Они имеют ряд особенностей, которые есть не у всех других микросхем:

- объединение в одной микросхеме функций контроллера и драйвера полумоста;

- бестрансформаторный метод контроля мощности лампы;
- управление выходной мощностью;
- управление током подогрева;
- программирование (установка) времени подогрева;
- программирование (установка) тока подогрева;
- программирование (установка) времени перехода от поджига к диммингу;
- высокая линейность регулирования мощности на лампе;
- диапазон регулирования мощности на лампе от 1% до максимума;
- устойчивый поджиг и переход в димминг при любом уровне мощности на лампе;
- программирование ограничения минимальной и максимальной мощности на лампе для исключения возможных аварийных ситуаций.

ций при потере управляющего сигнала;

- высокая помехоустойчивость за счёт подавления шумов переключения;
- полная защита лампы и электронного балласта.

Программирование (установка параметров) микросхемы осуществляется выбором номиналов ряда навесных элементов.

Назначение выводов микросхем IR2159(S), IR21591(S), IR21592(S) указано в таблице 6, а принципиальная схема электронного балласта на этих микросхемах изображена на рис. 5.

Назначение деталей и основные принципы работы этой схемы должны быть понятны из объяснения предыдущих схем, а назначения выводов микросхемы – из таблицы 6.

К сожалению, объём журнальной статьи не позволяет рассказать о других микросхемах для электронных балластов люминесцентных ламп, таких как MC33157DW (Motorola), L6574 (STMicroelectronics), UC3871, UC3872 (Unitrode) и др.

В заключение хочу заметить, что на сайте фирмы International Rectifier [2] можно найти не только много полезной информации по теме настоящей статьи, но и последнюю версию бесплатного программного обеспечения Ballast Designer для разработки электронных балластов на микросхемах этой фирмы.

ЛИТЕРАТУРА

1. IEC 555-2. 1982. Disturbances in supply systems caused by household appliances and similar electrical equipment. Part 2: Harmonics (Amendment #2; 1988).
2. www.irf.com.



Таблица 6. Назначение выводов микросхем IR2159(S), IR21591(S), IR21592(S)

№ вывода	Обозначение	Назначение
1	V_{DC}	Вход контроля шины постоянного тока
2	V_{CO}	Вход генератора, управляемого напряжением
3	C_{PH}	Цепь времязадающего конденсатора подогрева
4	DIM	Вход управления диммигом (0,5...5 В)
5	MAX	Установка максимальной мощности на лампе
6	MIN	Установка минимальной мощности на лампе
7	F_{MIN}	Установка минимальной частоты
8	I_{PH}	Эталонное значение пикового тока подогрева
9	SD	Вход выключения
10	CS	Вход контроля тока
11	LO	Выход нижнего драйвера
12	COM	Силовая и сигнальная общие точки ИС
13	V_{CC}	Питание логики и нижнего драйвера
14	V_B	Плавающее питание верхнего драйвера
15	V_S	Общий вывод высоковольтной части
16	HO	Выход верхнего драйвера

Современная элементная база транспортных электротехнических комплексов

Сергей Синицын (Москва)

В статье рассматривается использование ряда новых технологий, применяемых в производстве современного транспорта. Даны краткие характеристики новой элементной базы, описано её применение на выпускаемых электропоездах.

В настоящее время перед отечественными железными дорогами особенно остро встал вопрос модернизации морально устаревшего электрооборудования подвижного состава. Наряду с модернизацией серий электропоездов, в которых заменяются отдельные устаревшие узлы, осуществляется также и разработка электропоездов новых серий. Электрооборудование современных электропоездов должно способствовать снижению энергопотребления и затрат на эксплуатацию, иметь повышенную ремонтпригодность и в конечном итоге вывести подвижной состав российских железных дорог в разряд лучших по конкурентным качествам транспортных электротехнических комплексов. Естественно, для достижения поставленных целей требуется применение современной, надёжной элементной базы, которая является своеобразным зеркалом, отражающим уровень развития технологии и производства как в слаботочной, так и в силовой электронике.

Какие же новые оригинальные компоненты и технические решения позволили достичь такого результата? Заранее оговорюсь, что решения, описанные в этой статье, уже несколько

лет используются для серийного производства электропоездов, прошли всесторонние и очень жёсткие испытания и имеют соответствующие сертификаты.

Широкое применение электролитических конденсаторов в современной электротехнике определяется их основными свойствами: относительно небольшими размерами при значительной ёмкости. Однако когда речь идёт о силовой электронике, выбору электролитических конденсаторов следует уделить особое внимание. Первая проблема, с которой приходится столкнуться, – это температурный диапазон. Транспортное исполнение подвагонных преобразовательных устройств требует от элементной базы работоспособности в жёстких условиях: при повышенных вибрациях и высоких значениях импульсных токов. Запуск устройств на морозе определяет нижнюю границу температуры (-55°C), а работа в закрытом пространстве и под прямыми солнечными лучами – верхнюю (105°C в открытом или 125°C в закрытом пространстве).

После тщательной оценки параметров множества типов электролитических конденсаторов как отечественных, так и зарубежных производителей, окончательный выбор был сделан в пользу конденсаторов известного европейского производителя SIC-SAFECO (см. рис. 1). Компания специализируется на разработке и производстве конденсаторов специального назначения – для медицинской и лазерной техники, аппаратуры аэрокосмического комплекса, железнодорожной и военной техники, сварочного оборудования. Конденсаторы способны работать в агрессивных

средах, при высоком уровне вибраций, в широком диапазоне температур: от -55 до 145°C . Широкий диапазон номинальных ёмкостей – от 10 до 2 200 000 мкФ – позволяет удовлетворить практически любые потребности. В зависимости от требований разработчика могут использоваться различные формы корпусов и способы их крепления. Возможность установки конденсаторов на радиатор позволяет применять их в схемах с нагрузкой, значительно превышающей номинальную. Расширенный температурный диапазон позволяет конденсаторам служить дольше. Это немаловажно, поскольку срок эксплуатации железнодорожной техники и её окупаемость рассчитывается на период 28 лет. В настоящее время конденсаторы этой фирмы отлично зарекомендовали себя в составе входных и промежуточных фильтров с напряжениями до 600 В.

Питание пассажирских электропоездов осуществляется от высоковольтной контактной сети с номинальным напряжением 2200...4000 В и перенапряжениями до 9000 В в течение 0,02 с. Это обуславливает повышенные требования, предъявляемые к надёжности всех элементов силовой цепи и, конечно, их электрической изоляции.

Ранее в качестве элементов входного высоковольтного фильтра силовой цепи применялись отечественные бумажные, а затем и полипропиленовые конденсаторы. Высокое значение тангенса диэлектрических потерь, частые отказы, высоковольтные пробой, непостоянство качества от партии к партии и привели к необходимости поиска надёжной альтернативы. Промежуточные фильтры с напряжением порядка 700 В строились на последовательно-параллельном наборе электролитических конденсаторов. При этом огромное количество конденсаторов, выравнивающих резисторов, сложных механизмов крепления, силовоточных бе-



Рис. 1. Электролитические конденсаторы SIC-SAFECO



Рис. 2. Плёночные полипропиленовые конденсаторы типа LNK

зындуктивных шин плохо сказывалось не только на массогабаритных показателях устройства, но и, что самое главное, – на его цене.

После недолгих поисков решение было найдено. Благодаря пластиковому корпусу и удобным фланцевым креплениям полипропиленовых конденсаторов серии LNK (см. рис. 2) решена проблема электрической изоляции и крепления, единый корпус позволил отказаться от использования выравнивающих резисторов и дорогостоящих безындуктивных шин. Достоинств у серии LNK много: это и высокое рабочее напряжение (до 5 кВ) с возможностью безаварийной работы при удвоенном напряжении источника питания, и большие рабочие токи (до 300 А), что является следствием низкого значения эквивалентного последовательного сопротивления (до 0,14 мОм) и малой собственной индуктивности (менее 30 нГн). Благодаря этому стало возможным применение плёночных конденсаторов типа LNK в преобразовательных устройствах с IGBT на частотах до 50 кГц. Эти конденсаторы нашли широкое применение в силовых устройствах в составе входных высоковольтных фильтров (тип P4X), в качестве полумостовых конденсаторов (тип P2X, P7X и P8X) с высокой частотной и токовой нагрузкой, промежуточных фильтров инверторов напряжения и конденсаторов снабберных цепей (типы P1X и P6X). В практике автора за последние три года не отказал ни один из около 1500 установленных конденсаторов серии LNK.

Как уже упоминалось, при разработке мощных преобразовательных устройств необходимо учитывать значительные величины мощности рассеивания. Ранее в качестве зарядных/разрядных, а также снабберных сопротивлений применялись отечест-



Рис. 3. Резисторы компании ATE

венные резисторы различных серий. Главными недостатками этих элементов можно считать отсутствие безындуктивного исполнения, большие габариты, массу, сложность конструкции и проблемы с электрической изоляцией при установке на охладители. У плёночных резисторов компании ATE серий PR250, PR250T, PR100 (101, 102, 103) (см. рис. 3) эти недостатки отсутствуют. Резисторы имеют максимальную мощность рассеивания до 600 Вт (см. рис. 4) при незначительных габаритах. Высокое рабочее напряжение (до 5 кВ) и напряжение изоляции (до 12 кВ) наряду с широким температурным диапазоном (от -55°C до 155°C) делает эти резисторы наиболее подходящими для применения в преобразовательной технике широкого назначения. Для лучшего теплоотвода резисторы при помощи винтовых креплений можно установить на жидкостные или воздушные охладители (например, компании Austerlitz electronic). Для равномерной передачи тепла по всей площади соприкосновения элементов данной конструкции применяется специальная теплопроводящая паста. Плёночные резисторы ATE имеют достаточно широкий диапазон номинальных сопротивлений (от 0,01 Ом до 1 МОм). Плёночные резисторы серии PR250T и PR250 используются в качестве выравнивающих резисторов, снабберных сопротивлений с большими импульсными нагрузками, а также в цепях заряда/разряда.

Удачный выбор надёжных пассивных элементов ещё не означает успех всей разработки в целом. Решение проблемы отвода тепловой энергии от различных элементов силовой цепи (резисторов, конденсаторов, силовых полупроводников и т.д.) однозначно определяет массогабаритные характеристики устройства. К

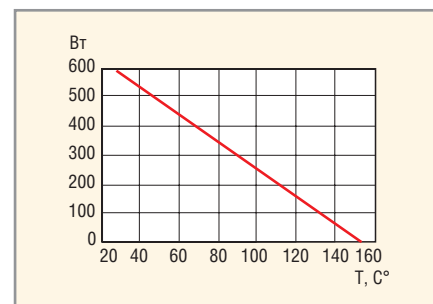


Рис. 4. Зависимость рассеиваемой мощности от температуры для резисторов PR250 и PR250T

сожалению, российская алюминиевая промышленность на сегодняшний день не обладает производственными и технологическими возможностями для достижения требуемого результата при всё возрастающих уровнях мощности.

Например, для тягового преобразователя электропоезда пригородного сообщения типа ЭМ2И было выбрано жидкостное охлаждение. Высокая мощность преобразования (до 800 кВт) и жёсткое требование по габаритам значительно усложняли задачу. Решение пришло неожиданно при просмотре каталога немецкого производителя систем охлаждения Austerlitz electronic. В номенклатуре комплектующих для систем жидкостного охлаждения нашлись разные исполнения для различных применений и активных сред: это и серия WK с алюминиевым каналом $\varnothing 10,5$ мм, серия FK с медным каналом $\varnothing 8,5$ мм и, наконец, серия VK с каналом из



Рис. 5. Применение новых технологий в преобразовательной технике

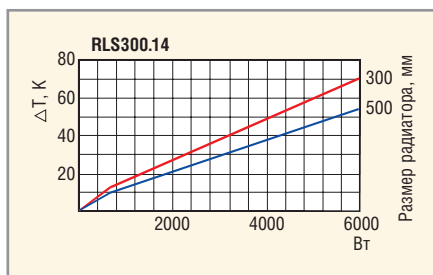


Рис. 6. Зависимость прироста температуры от мощности потерь для радиаторов размером 300 и 500 мм со встроенным вентилятором

нержавеющей стали $\varnothing 8,5$ мм. Выбор пал на алюминиевый канал, поскольку требовалась большая охлаждающая способность. Дальнейшая работа была проста: выбирали из каталога и заказывали отдельные части, а затем просто монтировали их друг с другом.

Сегодня на электропоездах работают более 150 тяговых преобразователей с жидкостным охлаждением (см.

рис. 5). Преимущество высоких технологий использовано нами и при проектировании высоковольтного статического преобразователя для питания потребителей электропоезда (преобразователя собственных нужд). Применяемые высокоэффективные экструдированные профили типа KS200.25, KS250.16, KS300.14 в сочетании со встроенным вентилятором позволили значительно упростить, уменьшить и удешевить конструкцию. При относительно небольших размерах радиатора (300 мм) с него удаётся снять порядка 4000 Вт избыточного тепла, что соответствует 80...100 кВт преобразуемой мощности (см. рис. 6). Получение сертификата с литерой «А» на серийное производство подтверждает правильность сделанного выбора.

В заключение хочется ещё раз обратить внимание, что применение представленной современной эле-

ментной базы в области преобразования электроэнергии позволило разработать, сертифицировать и запустить в серийное производство различные типы транспортных электротехнических комплексов, которые воплощают в жизнь программы по модернизации подвижного состава и внедрению энергосберегающих технологий.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Алиев И.И. Справочник по электротехнике и электрооборудованию. Ростов н/Д: Феникс, 2004.
2. Электропоезда постоянного тока с импульсными преобразователями. Под ред. В.Е. Розенфельда. М.: Транспорт, 1976.
3. Hauptkatalog «Austerlitz Electronic GmbH».
4. Katalog «Fixed power wirewound resistor ATE electronics».
5. Catalogue «Condensateurs electrolytiques aluminium SIC-SAFCO».
6. <http://www.powersmartsystems.ru>. ©

Новости мира News of the World Новости мира

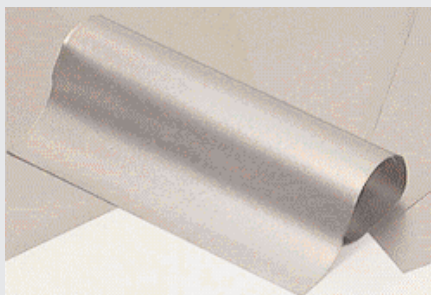
Батарейка из Австралии для ноутбуков и мобильных

Исследователи университета Восточно-го Сиднея работают над новыми элементами питания. По словам специалистов, разрабатываемые батареи будут обладать много большей ёмкостью, чем сегодняшние гальванические элементы; главное предназначение инновационных разработок — использование в мобильных телефонах и ноутбуках. Примечательно то, что с топливными элементами проводимое исследование не имеет ничего общего.

Команда надеется создать высокоэффективную углеродную ячейку, сравнимую с силиконовыми, но по размерам в 1000 раз меньше. Руководитель проекта, стартовавшего 18 месяцев назад, Камали Каннагара (Kamali Kannagara) сообщила, что цель команды — разработать метод создания углеродных солнечных батарей из углеродных нанотрубок. Исследователи соединят фотоэлектрические ферроценовые молекулы и углеродные производные, используя микроволновую энергию.

На создание новых элементов питания должна уйти ещё как минимум пара лет, — также упомянула Камали. Кроме батарей, исследователи планируют разработать и компактные солнечные элементы. Проект спонсируется австралийским исследовательским центром наноматериалов. Остаётся только пожелать учёным удачи.

<http://3dnews.ru>



Плёнки с магнитным покрытием для RFID-приложений

Компания Alps Electric Europa предлагает серию HMLSR тонких плёнок с магнитным покрытием для RFID-приложений (Radio Frequency Identification). Продукты базируются на металлоглазном порошке из так называемого ликваллоя и применяются в RFID-приложениях для повышения чувствительности антенны. Магнитные плёнки являются гибкими и используют высокую проникаемость ликваллоя. Размеры их составляют в стандартном варианте 150 × 180 мм и максимум — 180 × 300 мм при толщине 0,05, 0,10, 0,20 или 0,50 мм. Плёнки работают в частотном диапазоне 13,56 МГц. Диапазон рабочих температур от -45 до +130°C.

<http://www.ru.channel-e.de>

Новинка по технологии OLED

Компания One Stop Displays (OSD), специализирующаяся на разработке перспек-

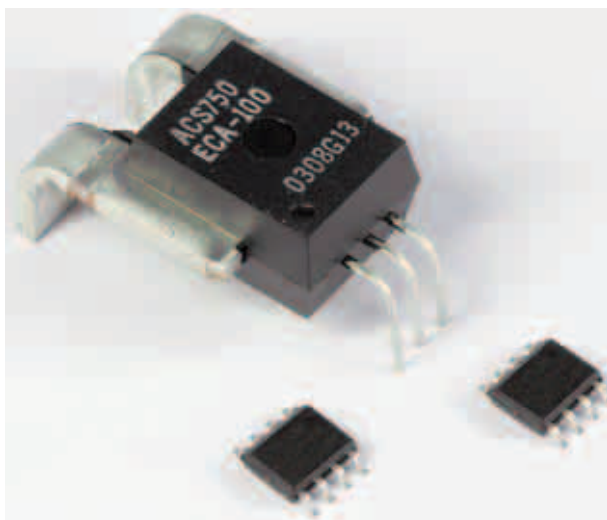


тивных технологий для дисплеев (в активе компании — конструкции на базе тонкопленочных транзисторов (TFT), органических светодиодов (Organic LED, OLED), светодиодов из органических полимеров (Polymer Organic LED, pLED)), начала выпуск инженерных образцов нового изделия — OSDC150-262k-CON.

Новинка выполнена по технологии OLED. По утверждению разработчиков, яркость дисплея составляет 130 кандел на квадратный сантиметр. Размер экрана — 1,5 дюйма (38 мм) по диагонали. Матрица имеет квадратную форму и состоит из 128 × 128 пикселей. Дисплей способен отобразить 262 000 цветов (глубина представления 18 бит/пиксель). Компактные размеры (36 × 36 × 1,6 мм) и возможность показа полноцветных изображений указывают на области возможного применения новинки: идентификационные карточки, пропуска, портативные видео- и аудиоустройства.

<http://www.ixbt.com>

Датчики тока на эффекте Холла



Параметры датчиков тока Allegro

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

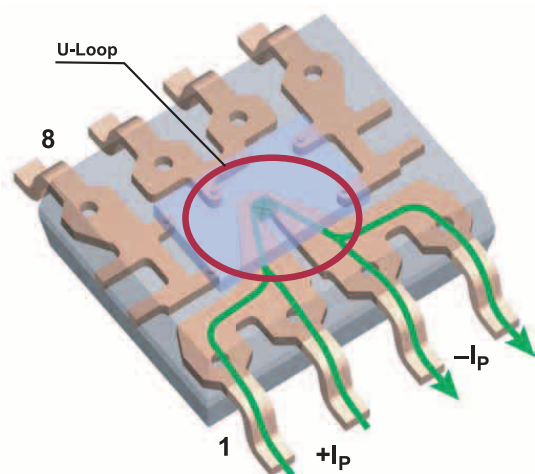


Схема протекания тока в датчике ACS704 и конструкция токовой шины

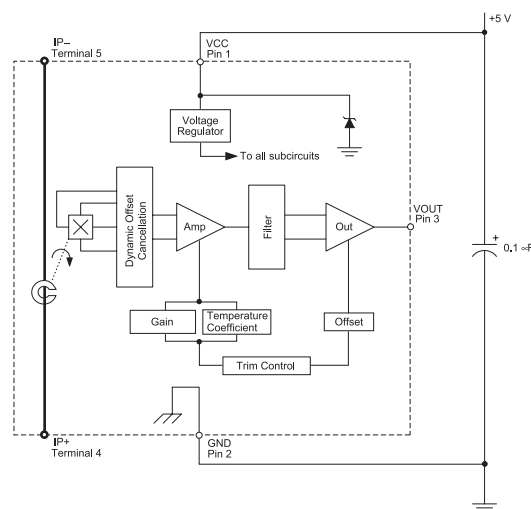
ОСНОВНЫЕ ДОСТОИНСТВА

- Диапазон измеряемых токов $\pm 5... \pm 200\text{A}$
- Сверхнизкое сопротивление токовой шины
- Хорошая линейность
- Полоса частот до 50 кГц
- Промышленный диапазон температур $-40... +85\text{ }^\circ\text{C}$
- Напряжение изоляции до 3 кВ

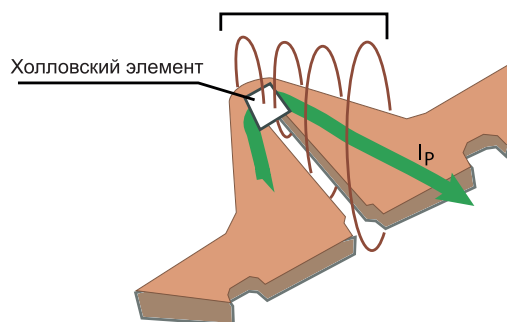
Области применения

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

Конструкция датчиков тока Allegro



Магнитный поток, порождаемый протекающим в шине током



Конструкция токовой шины и элемент Холла в датчике ACS704

Новые изделия фирмы Interpoint: DC/DC-преобразователи военного и специального назначения

Виктор Жданкин (Москва)

Представлены новые модели DC/DC-преобразователей фирмы Interpoint (США), предназначенные для применения в системах авиационно-космического и военного назначения. Приведены их основные технические характеристики, перечислены стандарты, требованиям которых соответствуют эти изделия.

В последнее время за рубежом и в нашей стране наблюдается устойчивая динамика модульного направления развития источников вторичного электропитания (ИВЭП) для различных образцов радиоэлектронной аппаратуры [1]. Широкое внедрение в практику модульных принципов построения радиоэлектронных средств военного и специального назначения является основой создания современной полной номенклатуры ИВЭП, так как унификация позволяет быстро создавать специальную аппаратуру, сокращать сроки сдачи систем электропитания.

Наиболее востребованной в настоящее время радиоэлектронной аппаратурой (РЭА), размещаемой на объектах наземной (стационарной и подвижной), морской, авиационной и космической техники, являются электронные модули электропитания с выходной мощностью 1,5...120 Вт, частотами преобразования более 200 кГц (360...675 кГц) и КПД 80...88%. При этом современные тенденции развития систем электрооборудования авиационных объектов показывают, что

только постоянное напряжение 27 В обязательно для всех типов самолётов, так как оно обеспечивает основное и аварийное электропитание особо важных потребителей, а при малой мощности систем основным номиналом может быть только 27 В [2].

На современном этапе создание новых военных и космических систем не обеспечено в полной мере отечественными электрорадиоизделиями (ЭРИ) и модулями, хотя за последние три года и достигнуты определённые успехи. Для обеспечения заданных тактико-технических характеристик разработчики РЭА вынуждены применять ЭРИ и модули электропитания иностранного производства. Применение элементной базы иностранного производства в военной технике в рамках установленных требований и процедур вполне допустимо (в России порядок применения импортной техники регламентирует приказ Министра обороны № 41 от 23.01.2001 «О порядке применения импортной комплектации в изделиях военной техники»).

Применение в военной и специальной аппаратуре комплектующих изделий иностранного производства – не редкость в любой из развитых стран мира. Производить в небольших количествах конкурентоспособные по цене на внутреннем и зарубежном рынке модули электропитания высокого качества принципиально невозможно. Только при серийном производстве можно добиться высокого качества при конкурентоспособной цене. Фирма Interpoint (www.interpoint.com) (в настоящее время является подразделением корпорации CRANE Aerospace & Electronics) с 1969 г. занимается разработкой и производством высоконадёжных изделий энергетической электроники для военных и авиационно-космических [3], а также микроэлектронных изделий медицинского назначения (вживляемые дефибрилляторы, кардиостимуляторы, слуховые аппараты, нервные стимуляторы, а также насосы для подачи инсулина и других лекарств, вспомогательные системы для левого желудочка сердца и др.).

Центр по снабжению Министерства обороны США в Коламбусе (Defense Supply Center, Columbus – DSCC; www.dsccl.dla.mil) сертифицировал производственные мощности фирмы Interpoint как отвечающие требованиям спецификаций MIL-PRF-38534 «Performance Specification, Hybrid Microcircuits, General Specification» Class K для производства DC/DC-преобразователей и помехоподавляющих фильтров, применяемых в бортовой аппаратуре космических аппаратов. Необходимо заметить, что Class K соответствует наивысшему уровню надёжности, который принят DSCC, и является более высокой ступенью по отношению к Class H (стандартный уровень качества для аппаратуры военного назначения). Требования к устройствам Class K подразумевают проверки конструктивного решения и

Таблица 1. Квалификация производства фирмы Interpoint

Стандарт	Соответствие
MIL-PRF-38534, Class H и Class K	Сертифицировано DSCC
ISO 9001	Сертифицированы производственные мощности в США и на Тайване
MIL-STD-975	Соответствует с ограничениями
MIL-I-45208	Соответствует
MIL-Q-9858	Interpoint следует требованиям этого стандарта по требованиям заказчиков
MIL-STD-45662	Соответствует
FED-STD-209	
MIL-STD-481	
DOD-STD-1686	

производственного процесса, отбора компонентов, обучение персонала и проведение серии испытаний изделий для применения в бортовых устройствах космических аппаратов (КА). Помимо сертификации, соответствующей Class K, Interpoint гордится внесением фирмы в список предпочтительных поставщиков NASA/Goddard Space Flight Center PPL-21 (Preferred Parts List).

Другими свидетельствами признания компании и качества её изделий являются внесение Interpoint в квалификационный перечень производителей (Qualified Manufacturers List – QML) по MIL-PRF-38534 и сертификация по ISO 9001. Перечень стандартов, требованиям которых отвечает производство Interpoint, приведён в табл. 1.

В данной статье представлены перспективные модули DC/DC-преобразователей для военных применений и радиационно-стойкие модули для космических применений фирмы Interpoint (США), поставки которых начнутся в 2005 – 2006 гг. Современная номенклатура радиационно-стойких изделий энергетической электроники фирмы Interpoint, методы повышения эксплуатационной надёжности этих изделий, в том числе и обеспечения стойкости к воздействию ионизирующих излучений, представлены в статьях [4, 5].

НОВЫЕ СТАНДАРТНЫЕ ИЗДЕЛИЯ ДЛЯ ВОЕННЫХ ПРИМЕНЕНИЙ

DC/DC-преобразователи серии MPE

DC/DC-преобразователи серии MPE по габаритам ($37,08 \times 28,7 \times 8,38$ мм – исполнение без фланцев; $50,93 \times 28,7 \times 8,38$ мм – исполнение с монтажными фланцами) и расположению выводов полностью идентичны изделиям популярной серии MNF+ (см. рис. 1). Для моделей с низкими выходными напряжениями и большими токами нагрузки выводы корпуса имеют диаметр 1 мм. Вместо оптоэлектронной электрической изоляции (развязки) в цепи обратной связи применяется трансформатор.

По сравнению с существующими моделями серии MNF+ и изделиями конкурентов преобразователи характеризуются большей выходной мощностью и КПД (до 88%). При этом зависимость КПД от нагрузки (выход-



Рис. 1. Внешний вид DC/DC-преобразователя серии MPE283R3S (исполнение без крепёжных фланцев)

ной мощности и входного напряжения) является чрезвычайно плоской, то есть модули способны работать с максимальным КПД, рассеивать допустимую мощность, и их надёжность близка к максимальному значению во всём диапазоне мощностей. Зависимость КПД от выходной мощности показана на рис. 2. Учитывая тенденцию к снижению напряжения питания радиоэлектронных узлов, разработаны модели с выходными напряжениями 1,8 В с возможностью понижения до 1 В. Режим мягкого восстановления напряжения позволяет исключить выход за установленные пределы при частом переходе в дежурный режим, перерыве в подаче питания или при перегрузке. Преобразователи характеризуются низким уровнем пульсации выходного напряжения: типовое значение составляет 0,5% от номинального напряжения (при измерении осциллографом с полосой до 20 МГц). В модулях серии MPE использованы однотактные прямоходовые преобразователи с резонансным переключением. Это решение увеличивает эффективность использования силового трансформатора, определяемую его гораздо более рациональной конструкцией (отсутствие размагничивающей обмотки) с большим значением коэффициента заполнения импульсов.

Перечень моделей DC/DC-преобразователей серии MPE представлен в табл. 2. Технические характеристики не-

которых одноканальных и двухканальных DC/DC-преобразователей серии MPE приведены в табл. 3. Экспериментальные партии образцов этих преобразователей были представлены в марте 2004 г., а квалификационные испытания завершены в июле 2004 г. Серийное изготовление планируется начать в 2006 г.

DC/DC-преобразователи серии MWR

Преобразователи серии MWR с тремя выходными каналами питающих напряжений разработаны для замены весьма популярных в настоящее время изделий серий MHV и MTR. Первоначально эти преобразователи разрабатывались для BAE Systems (программа разработки летательного аппарата пятого поколения F-35 Joint Strike Fighter – JSF).

Габариты преобразователей ($49,53 \times 34,29 \times 10,29$ мм – исполнение без фланцев; $69,09 \times 34,29 \times 10,29$ мм – исполнение с крепёжными фланцами) идентичны размерам корпусов популярных трёхканальных преобразователей серии MHV. В новых преобразователях использована однотактная обратноточная структура с двумя контурами сигнала обратной связи и трансформаторной электрической изоляцией (развязкой) сигналов управления. Изделия характеризуются высокими значениями номинальной суммарной выходной мощности (до 35 Вт) и КПД (85%). Фазы двух запараллеленных силовых контуров, работающих на одной частоте, сдвинуты относительно друг друга на 120° [6]. Путём сдвига двух фаз достигается высокий уровень подавления пульсации выходного напряжения. Зависимость КПД от выходной

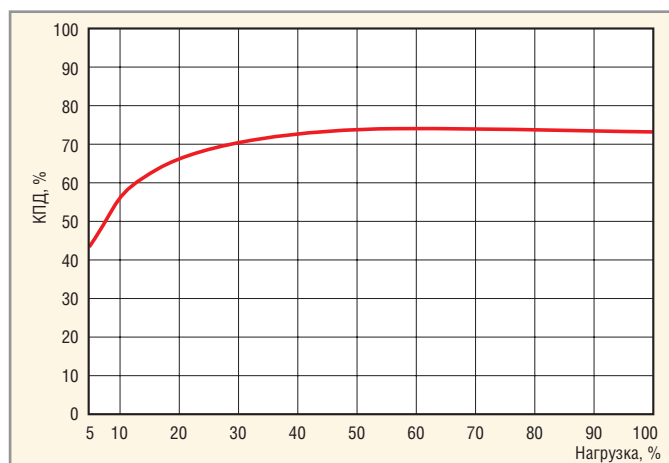


Рис. 2. Зависимость КПД от выходной мощности для одноканальных моделей DC/DC-преобразователей серии MPE с номинальным выходным напряжением 2,5 В

мощности является чрезвычайно плоской, то есть модули работают с максимальным КПД в широком диапазоне выходных мощностей (см. рис. 3).

Режим «мягкого» восстановления напряжения позволяет исключить перерегулирование при частом переходе в дежурный режим, перерыве в подаче питания или при перегрузке. Преобразователи характеризуются низким уровнем пульсаций выходного напряжения: типовое значение составляет 0,5% от номинального напряжения (при измерении осциллографом с полосой до 20 МГц).

Внешний вид трёхканальной модели MWR28515T (исполнение без крепёжных фланцев) представлен на рис. 4.

Опытные образцы модели MWR28515T были представлены в декабре 2003 г, экспериментальные образцы изготовлены в марте 2004 г. Серийное производство планируется начать в 2006 г.

В табл. 4 перечислены модели DC/DC-преобразователей серии MWR с двумя выходными каналами, планируемые к выпуску в ближайшей перспективе.

Таблица 2. Перечень моделей DC/DC-преобразователей серии MPE

Модель	Основные выходные характеристики	Статус
Одноканальные модели серии MPE		
MPE281R8S	1,8 В; 10 Вт	Опытные образцы изготовлены в январе 2004 г.
MPE282R5S	2,5 В; 12,5 Вт	
MPE283R3S	3,3 В; 15 Вт	
MPE2805S	5 В; 20 Вт	Опытные образцы изготовлены в сентябре 2003 г. (переданы для оценки в компанию Northrop Grumman)
MPE2812S	12 В; 25 Вт	Опытные образцы изготовлены в январе 2004 г.
MPE2815S	15 В; 25 Вт	
Двухканальные модели серии MPE		
MPE2805D	±5 В; 20 Вт	Опытные образцы изготовлены в феврале 2004 г.
MPE2812D	±12 В; 25 Вт	
MPE2815D	±15 В; 25 Вт	

Таблица 3. Общие параметры для DC/DC-преобразователей серий MPE и MWR

Модель преобразователя	Серия MPE, одно- и двухканальные	Серия MWR, трёхканальные
Абсолютные максимальные значения параметров		
Входное напряжение, В	16...40	15...50
Импульсное входное напряжение в течение 1 с, В	50	80
Рассеиваемая мощность , Вт	6	10
Выходная мощность, Вт	10...25	30...35
Температура при пайке со свинцовым припоем (10 с), °C	300	
Температура хранения (основания корпуса), °C	-65...150	
Рекомендуемые рабочие условия		
Диапазон рабочих температур основания корпуса, °C	-55...125 – при 100-% нагрузке	
	-55...135 – абсолютное значение	
Понижение номинального значения выходной мощности	Линейно от 100% мощности при 125°C до 0% при 135°C	
Синхронизация и дистанционное включение/выключение		
Частота сигнала внешней синхронизации, кГц	450...550	300...360
Типовые параметры		
Температурная нестабильность	2 × 10 ⁻³ /°C	
Входное напряжение, при котором происходит блокирование преобразователя, В (тип.)	15,5	13,5
Значение тока нагрузки в режиме стабилизации тока при перегрузке	125% максимального тока нагрузки	
Электрическая прочность, изоляция, не менее, МОм, при 500 В	100	
Подавление звуковых частот, дБ (тип.)	50	
Частота преобразования в автономном режиме работы, кГц (тип.)	500	

Помехоподавляющий фильтр FMT-461

Для уменьшения помех, распространяющихся по цепям питания, устранения высокочастотных связей, подавления широкополосных помех, защиты устройств, чувствительных к помехам, фирма Interpoint предлагает для применения с сериями MPE и MWR новую модель помехоподавляющего фильтра FMT-461, основные параметры которого приведены в табл. 5. Фильтр снижает кондуктивные помехи, возникающие при работе DC/DC-преобразователей; вносимое затухание на частоте 1 МГц равно 70 дБ. Дроссели фильтра выполнены на бескаркасных ферритовых сердечниках; температура перегрева не превышает 20°C, что определяет высокие параметры и технические характеристики изделий – надёжность, долговечность, устойчивость к воздействию внешних климатических и механических нагрузок. Конструкция помехоподавляющего фильтра FMT-461 показана на рис. 5. На рис. 6 показана частотная характеристика фильтра при подключении ко входу преобразователя MPE28015S (в соответствии со стандартом MIL-STD461, условие CE03).

Новые изделия для бортовой аппаратуры космических аппаратов

Важнейшую роль в обеспечении длительной и безотказной работы РЭА в космических условиях играет стойкость её элементов и материалов конструкции к воздействию факторов космической среды.

Радиационная стойкость – одна из важнейших характеристик качества РЭА, предназначенной для применения в составе бортовой аппаратуры (БА) космических аппаратов (КА). Радиационная стойкость аппаратуры во многом определяет срок её активного существования.

Создание высокоэффективных надёжных структур радиационно-стойких изделий энергетической электроники является сложной задачей, требующей разработки методов и средств для расчёта, моделирования и оптимизации схмотехнических решений, создания и эксплуатации контрольно-измерительного и испытательного оборудования для эффективной отбраковки потенциально дефектных ЭРИ, разработки методик и специальной аппаратуры для изуче-

ния последствий воздействия ионизирующего излучения (пострадиационный эффект) и оценки радиационной стойкости изделий по результатам испытаний на радиационных моделирующих установках.

Эти задачи успешно решены фирмой Interpoint, предлагающей радиационно-стойкие DC/DC-преобразователи, помехоподавляющие фильтры для применения в бортовой аппаратуре КА, орбиты которых характеризуются высоким радиационным фоном [4].

В настоящее время фирма Interpoint провела опытно-конструкторские работы (ОКР), направленные на разработку новой серии радиационно-стойких модулей DC/DC-преобразователей серии SMRT (см. рис. 6). Многоканальные модули разрабатываются для организаций, специализирующихся в разработке аппаратуры для космических систем: Orbital Sciences, Boeing, Honeywell Space Systems, JPL, NASA и др.

В результате ОКР достигнуты следующие эксплуатационные показатели:

- предельная поглощённая доза радиоактивного излучения – до 1 Мрад (Si);
- усовершенствованные испытания на воздействие ионизирующего излучения низкой интенсивности (до 0,01 рад/с (Si)) в течение более 1000 ч на γ -установках с изотопом Co^{60} , согласно процедуры Method 1019.6 Ionizing Radiation (Total Doze) Test Procedure стандарта MIL-STD-883F;
- спецификация показателя радиационных эффектов от воздействия отдельных частиц (одиночные сбои Single Event Effects – SEEs; Single Event Upsets – SEUs и эффекты «защёлкивания» изделий Single Event Latchup – SEL). Достигнут показатель Linear Energy Transfers (LET – удельные линейные потери энергии ЛПЭ) 115 МэВ $\times$ см²/мг;
- возможность работы при чрезмерно низких температурах – до –90°C;

Таблица 4. Модели DC/DC-преобразователей серии MWR с двумя выходными каналами

Модель	Основные параметры
MWR283R05	3,3 В (10 Вт) и 5 В (15 Вт)
MWR283R12	3,3 В (10 Вт) и 12 В (20 Вт)
MWR283R15	3,3 В (10 Вт) и 15 В (20 Вт)

- наличие в серии изделий с одним, двумя, тремя и четырьмя изолированными каналами;
- преобразователи оснащены входными помехоподавляющими фильтрами кондуктивных помех и ограничителями пускового тока;
- широкий диапазон напряжений питающей сети: 19...56 В с допусками в соответствии с MIL-STD-975M. Необходимо заметить, что расширение предельного рабочего напряжения в сторону повышения позволит применять эти преобразователи с промежуточной шиной Space European Bus и принятой в Японии шиной источника входной электроэнергии КА;
- выходные напряжения с низкими уровнями пульсаций: примерно десятки мВ (максимум 120 мВ от пика до пика, измеряемых осциллографом с полосой до 20 МГц). Уровень пульсаций выходных напряжений соответствует требованиям стандарта MIL-STD-461E, условие CE03;
- диапазон выходных мощностей от 30 до 50 Вт (в зависимости от конфигурации). В настоящее время трёхканальная модель имеет выходную мощность 40 Вт;

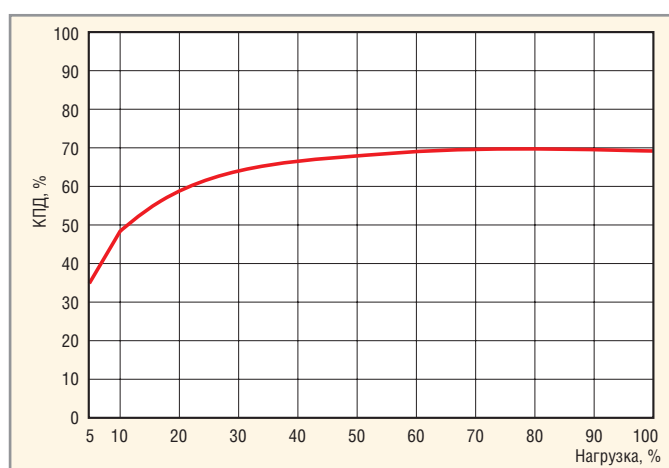


Рис. 3. Зависимость КПД от выходной мощности DC/DC-преобразователя серии MWR



Рис. 4. Внешний вид DC/DC-преобразователя MWR28515T

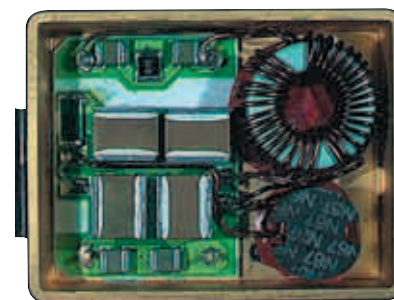


Рис. 5. Конструкция помехоподавляющего фильтра FMT-461 (крышка снята)

Таблица 5. Технические характеристики помехозащитного фильтра FMT-461

Параметр	Условия	Мин.	Тип.	Макс.
Входное напряжение, В	В режиме XX	0	28	50
	Мощность в нагрузке 43 Вт	0	28	50
Вносимое затухание, дБ	500 кГц		60	
	1 МГц		70	
Сопротивление постоянному току (R_{dc}), Ом	25°C		0,18	
	125°C		0,26	
Ёмкость, мкФ			0,06	
Выходное напряжение, В	Установившийся режим		$U_{вых} = U_{вх} - I_{вх}(R_{dc})$	
Выходной ток, А	Входное напряжение 15 В			2,7
	Входное напряжение 40 В			1,8
Рассеиваемая мощность, Вт, при максимальном токе	25°C			1,46
	125°C			2,04

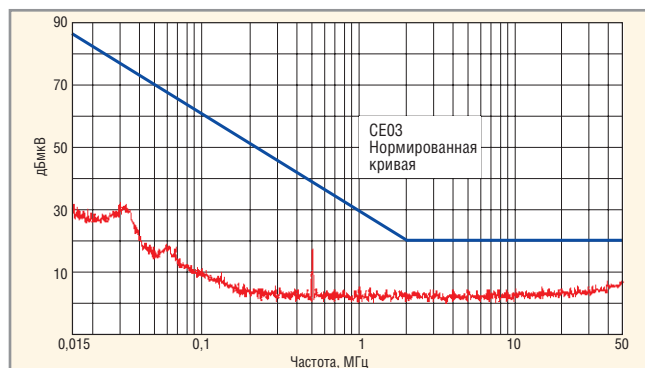


Рис. 6. Эффективность работы фильтра FMT-461 при подключении ко входу преобразователя MPE28015S

Нулевой уровень соответствует напряжению 1 мкВ

- две группы изолированных выходных каналов могут быть сконфигурированы следующим образом: только один канал; один канал и два симметричных (дополнительные «+» и «-») канала; два симметричных канала;
- три уровня оценки по качеству: О, Н, К.

КОНСТРУКТОРСКИЕ РЕШЕНИЯ

Преобразователи серии SMRT созданы с применением технологии удвоения фазы/сдвига фазы на 180° [6]. В

дросселя позволяет получить высокий КПД при низких напряжениях. Каждый из двух преобразователей, размещённых внутри герметизированного корпуса, может быть сконфигурирован на один или два выходных канала. Таким образом, каждый из обратноточных преобразователей может реализовать одно-, двух-, трёх- или четырёхканальную структуру. Применение двух контуров обратной связи позволяет исключить перекрёстные влияния между основным и дополнительными каналами выходных напряжений. Ог-

контурах обратной связи для изоляции сигналов управления применяются трансформаторы, при этом все выходные каналы изолированы друг от друга и от шин источника входной электроэнергии. Применение ШИМ с постоянной рабочей частотой, обратной связью по напряжению и дополнительной обратной связью по току

раничение тока в случае отказа на одном выходе (группе выходов) происходит независимо от других каналов и без влияния на них. Ещё одним достоинством преобразователей серии SMRT является отсутствие ограничений на минимальное значение тока нагрузки, что свидетельствует о высокой надёжности системы.

Модульная конструкция преобразователя предусматривает возможность расширения диапазона входного напряжения до 100 В, а также интеграцию ограничителя пускового тока.

Отдельной задачей является снижение производственных затрат при изготовлении модулей посредством минимизации доли ручных сборочных операций и улучшения организации производства. Технологичность изделий обеспечивают: отсутствие многослойных покрытий, минимальное количество резистивных паст (до 3), исключение пайки оплавлением припоя, крепление подложки посредством одной операции, применение соединительных проводников одного размера и компонентов для поверхностного монтажа, исключение без необходимости промежуточных опе-

Энергия космоса!

Радиационно-стойкие DC/DC-преобразователи Interpoint

ProSoft®

МОСКВА (095) 234-0636, 234-0640 • info@prosoft.ru • www.prosoft.ru
С.-ПЕТЕРБУРГ (812) 325-3790, 325-3791 • root@spb.prosoft.ru • www.prosoft.ru
ЕКАТЕРИНБУРГ (343) 376-2820/2830 • info@prosoftsystems.ru • www.prosoftsystems.ru
САМАРА (846) 277-9165/9166 • E-mail: info@prosoft.samara.ru

- Многообразие вариантов конструктивного исполнения
- Рабочий диапазон температур от -55 до +125°C
- Высокая радиационная стойкость до 500 крад
- Удельная мощность свыше 5000 Вт/дм³
- Выходная мощность от 1,5 до 100 Вт
- Входные напряжения: 16...40 В и 160...400 В постоянного тока
- Выходные напряжения: 2,2; 3,3; 5; 12; 15; ±5; ±12; ±15; +5/±12; +5/±15; 28 В
- Выходной контроль по MIL-STD-883 и MIL-PRF-38534



Рис. 7. Радиационно-стойкий DC/DC-преобразователь серии SMRT

раций по сборке магнитных компонентов, закрепление магнитных компонентов сваркой, применение новых паст, не содержащих кадмия, и др.

В производстве модулей электропитания фирмы Interpoint применяются или планируются следующие новшества:

- плоские проводники внутри корпуса для проволочных соединений;
- никель вместо золота в качестве покрытия;
- новые фиксирующие эпоксидные материалы;
- сварка сплошным швом при установке кристаллодержателя на поверхность с гальванически нанесённым слоем никеля;
- планарные магнитные компоненты.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Новые DC/DC-преобразователи для авиационных применений и радиационно-стойкие преобразователи фирмы Interpoint создаются на основе высокочастотных структур (рабочие частоты преобразования от 360 до 550 кГц), в которых используется двухфазная схема, работающая со сдвигом по фазе на 120° или 180°, а также оригинальное решение для размагничивания магнитопровода силового трансформатора [7], что позволяет уменьшить массу и габариты изделий, улучшить энергетические показатели, снизить уровни электромагнитных помех.

Применение новых материалов и современных компонентов, оптимизация технологических процессов изготовления позволяют значительно сократить производственные затраты и повысить качество изделий.

ЛИТЕРАТУРА

1. Исаев В.М. Тенденции развития источников вторичного электропитания специального назначения. Устройства и систе-

мы энергетической электроники. Тезисы докладов научно-технической конференции УСЭЭ-2000. М.: НТФ ЭНЭЛ, 2000. С. 7–8

2. Ермошин В.М., Конев Ю.И., Соловьёв И.Н. Системы электрооборудования автономных объектов. Устройства и системы энергетической электроники. Тезисы докладов научно-технической конференции УСЭЭ – 2000. М.: НТФ ЭНЭЛ, 2000. С. 9–11.
3. Жданкин В.К. Вторичные источники электропитания фирмы Interpoint. Современные технологии автоматизации. 1997. № 4. С. 6–15.
4. Жданкин В.К. Радиационно-стойкие изделия силовой электроники фирмы Interpoint. Современная электроника. 2004. № 2. С. 46–53.
5. Жданкин В.К. Устойчивость гибридных DC/DC-преобразователей к воздействию ионизирующих излучений космического пространства. Современные технологии автоматизации. 2005. № 3. С. 6–26.
6. Kuebny J.A., Manson M. New phase technology boosts dc/dc. Electronic Engineering Times. A CMP Publication R. August 14, 1995.
7. Kirkland M.L.C., Kuebny J.A. DC-to-DC Converter with Secondary Flyback Core Reset. US Patent Number: 5521 807. May 28, 1996.



SHARP



Изображение японского качества

Цветные жидкокристаллические дисплеи с размерами диагонали от **3,5** до **12,1** дюйма для промышленных применений



- Разрешение: 240×320, 320×240, 400×240, 640×480, 800×600 пикселей
- Яркость: до 500 кд/м²

- Широкий угол обзора 140° (по горизонтали)/110° по вертикали
- Сменная система задней подсветки на основе люминесцентных ламп с холодным катодом и светодиодов

- Диапазон рабочих температур от -30 до +85°C
- Устойчивость к вибрационным и ударным воздействиям

Дистрибьютор ЖК-дисплеев фирмы Sharp – компания ПРОСОФТ
(095) 234-0636 • info@prosoft.ru • www.prosoft.ru

PROSOFT®

Новости российских фирм

Источники света от ПРОСОФТ

Компании ПРОСОФТ и Фаствел начали совместное производство изделий для светотехники на базе твердотельных источников света. Линейка изделий включает в себя как готовые к применению твердотельные источники света на базе Cree® XLamp™, так и самые разнообразные контроллерные модули с напряжением питания от 0,9 В постоянного тока до 220 В, 50 Гц.



Сейчас реализуется несколько проектов с применением светодиодных ламп XLamp™, где лучшей альтернативы этим источникам света нет:

- аварийное освещение тоннелей и зданий;
- автономные источники света для работы во взрывоопасных условиях (горнодобывающая промышленность);
- светофоры, сигнальные устройства и подсветка на железных дорогах, в авиации, в судостроении.

Кроме того, эти лампы с успехом могут быть применены:

- в медицине (хирургия, стоматология), в качестве источников света для мобильных операционных;
- в автомобилестроении для подсветки салонов автомобилей, габаритных и стоп-сигналов, и т.д.;
- в системах архитектурной, ландшафтной и интерьерной подсветки, а также подсветки витрин;
- в подсветке рекламных щитов, при изготовлении светодиодных панелей, световых указателей;
- в профессиональном осветительном оборудовании, требующем высокой надёжности и экономичности (для спасательных служб, военных, спелеологов, подводники, и т.д.).

www.prochip.ru
тел. (095) 236-0636

Неприхотливые ЖК-дисплеи от Sharp Microelectronics для применения в автомобилях

Компания Sharp Microelectronics Europe расширила ряд своих жидкокристаллических дисплеев, выпустив на европейский рынок 6,5-дюймовые LQ065T9DZ01 и 8,8-дюймовые LQ088H9DZ01 TFT-дисплеи.



Используемая в них технология Super MobileTechnology гарантирует стабильно высокое качество изображения и широкий угол обзора, независимо от условий внешней освещённости. Кроме того, дисплеи устойчивы к воздействию температуры. Эти качества делают новые устройства идеальными для автомобильных применений, например, в навигационном оборудовании и развлекательных системах. Дисплеи также оптимальны для использования в промышленности.

SuperMobileTechnology сочетает преимущества высокой отражающей способности TFT с эксплуатационными параметрами TFT с системами задней подсветки. Это означает, что эти трансфлексивные ЖКД всегда гарантируют хорошее качество изображения. Высококачественное антибликовое покрытие минимизирует распределённые отражения от поверхности стекла. Новые дисплеи также обеспечивают чёткость изображения: технология Mobile ASV (Advanced Super View) увеличивает угол обзора до 160° без перехода изображения в негативное. Устройства обеспечивают широкоэкранный формат изображения 16 : 9 или 8 : 3 с разрешениями (400 × RGB) × 240 или (640 × RGB) × 240 пикселей и отображают 262 144 цветовых оттенка.

Новые модели имеют повышенную устойчивость к воздействию как низких, так и высоких температур. Автомобили в течение длительного времени находятся под воздействием прямых солнечных лучей и могут нагреваться до +70°C. Это не проблема для новых устройств: в выключенном состоянии они могут выдерживать температуры -40...+85°C. Диапазон рабочих температур лежит в пределах -30...+85°C. Эта особенность полезна и для промышленных применений, где дисплеи часто подвергаются нагреву. Благодаря самонагревающейся системе задней подсветки (self-heating backlights), новые дисплеи быстро достигают максимальной яркости после запуска при температурах ниже нуля градусов. Технология chip-on-glass гарантирует приборам

повышенную устойчивость к воздействию ударных и вибрационных воздействий.

Таким образом, используемые в новых дисплеях уникальные технологии позволяют эффективно применять устройства в автомобилях или в передвижных промышленных механизмах.

www.prosoft.ru
тел. (095) 236-0636

Серия источников питания CU15-M от XPPower для медицинских применений

Компания XPPower представила недорогие 15-ваттные источники электропитания AC/DC серии CU15-M с площадью печатной платы 70 × 48 мм, что на 20% меньше площади плат аналогичных изделий других производителей.

Модель CU15-M является преобразователем бескорпусного исполнения с электрической прочностью гальванической изоляции между входными и выходными цепями 4000 В (действующее значение). Он предназначен для монтажа на печатную плату и имеет высоту менее 25,4 мм.

Источники питания серии CU15-M обеспечивают выходные напряжения с номинальными значениями 3,3...24 В (регулировка ±5% от номинального значения). Диапазон изменения сетевого напряжения составляет 85...264 В. Входные цепи – фаза и нейтраль – защищены предохранителями, что соответствует медицинским стандартам безопасности UL60601-1 и EN60601-1. По требованиям к ЭМС изделия соответствуют стандарту levelB. Устройства также относятся к оборудованию класса II по защите от поражения электрическим током. Коэффициент неустойчивости по напряжению равен 0,5%,



Новости российских фирм

коэффициент нестабильности по току при изменении нагрузки от 10 до 100% равен всего 1%. Пульсации выходных напряжений ограничены 1% (от пика до пика) от номинального напряжения. Устройства имеют встроенную защиту от перенапряжения и короткого замыкания.

КПД источников электропитания составляет 82%. Приборы имеют конвекционное охлаждение и функционируют в диапазоне температур окружающей среды 0...70°C с понижением номинальной мощности при температуре выше 50°C. Источники электропитания способны выдерживать максимальную нагрузку на 50% выше номинального значения в течение 30 с при 10%- рабочем цикле.

www.prosoft.ru
тел. (095) 236-0636

Источники питания серии ZPS от Nemic-Lambda для компактных приложений

Компания Nemic-Lambda, один из ведущих мировых производителей источников электропитания, представила новейший ряд ИВЭП с выходными мощностями 40...60 Вт. Одноканальные и многоканальные модели серии ZPS способны работать в широком диапазоне входных напряжений сети переменного напряжения, а также имеют небольшие высоту и стандартную площадь печатной платы. Это делает их идеальным решением для таких применений, как компьютерная периферия, оборудование передачи данных, торговые терминалы, испытательное и измерительное оборудование.

Серия состоит из 27 моделей, которые всегда будут оптимальным выбором для законченного оборудования. Одноканальные модели имеют набор выходных номинальных напряжений 3, 5, 9, 12, 15, 24, 30, 36 и 48 В в диапазоне выходных мощностей 40...60 Вт, в то время как двухканальные модели обеспечивают 5 и 12 или 5 и 24 В при выходной мощности 40 Вт. Трёхканальные модели имеют номинальные значения выходных напряжений 3, 5,

12, 15 и 24 В с положительными и отрицательными полярностями.

ИВЭП серии ZPS способны работать от сетей переменного напряжения в диапазоне 90...264 В или сетей постоянного напряжения с предельными отклонениями 120...370 В. Таким образом, они могут функционировать во всех странах мира без дополнительных настроек или выбора диапазона. Стандартная площадь печатной платы 51 × 102 мм делает устройства идеальной заменой для существующих ИВЭП, в то время как их невысокий профиль (30,5 мм) означает, что они могут использоваться в большинстве компактных приложений.

www.prosoft.ru
тел. (095) 236-0636

Осеннее обновление коллекции GSM-модемов от Siemens

К новому деловому сезону компания ПРОСОФТ приготовила несколько значимых изменений в линейке продуктов для передачи данных через сети стандарта GSM от фирмы Siemens.

Существенно снижены цены на GSM-модемы TC35i Terminal и MC35i Terminal фирмы Siemens, что является следствием корректировки отпускных цен самим производителем.

Появившиеся весной этого года в продаже наборы TC-35iT PROFI SET, включающие в себя полный комплект оборудования для быстрой организации точки доступа в сеть GSM (модем, антенна, блок питания и интерфейсный кабель), за короткое время стали весьма популярны среди потребителей. Поэтому компания ПРОСОФТ решила дополнить ассортимент предлагаемой продукции аналогичным набором на базе модема MC35i Terminal. Дополнительно в состав комплектов вошёл кабель питания, отсутствие которого создавало определённые неудобства для пользователей. Нелишне будет напомнить, что стоимость указанных наборов на 5% меньше стоимости входящего в них оборудования, приобретаемого отдельно.

Полезная новинка появилась и среди аксессуаров: с помощью специального монтажного комплекта МК GSM-модемы Siemens теперь быстро и просто закрепляются на стандартной DIN-рейке.

www.prosoft.ru
тел. (095) 236-0636

Блоки питания серии DPP для установки на DIN-рейку от Nemic-Lambda

Компания Nemic-Lambda представила новое поколение одноканальных источников электропитания AC/DC для монтажа на DIN-рейку. Серия DPP состоит из восьми изделий с выходными напряжениями 5, 12, 15, 24 и 48 В (в зависимости от конкретной модели). Компактность, высокий КПД, низкое тепловыделение и длительный срок службы – вот основные свойства устройств новой серии. Приборы производятся с выходными мощностями 15, 25, 30, 50 и 100 Вт в зависимости от выбранного варианта. Габаритные размеры различных моделей составляют от 22,8 × 75 × 91 мм для маломощных устройств до 72,5 × 75 × 96,7 мм для 100-ваттного блока.

Блоки электропитания серии DPP являются экономичным решением для широкого круга применений в химической, автомобильной и лёгкой промышленности (включая управление), испытательном и контрольно-измерительном оборудовании. Модули работают от сетей переменного и постоянного напряжения и обладают встроенной защитой от перегрузки по току и перенапряжения. Конвекционное охлаждение применяется в диапазоне рабочих температур от -10...+71°C. Типичное значение КПД составляет 89%.

Блоки имеют пластиковые корпуса и являются чрезвычайно прочными и надёжными: типичное значение среднего времени наработки до отказа 270 000 часов. Срок гарантийного обслуживания устройств составляет 2 года.

www.prosoft.ru
тел. (095) 236-0636



Применение интегральных DC/DC-преобразователей компании Monolithic Power Systems (MPS) в источниках питания ADSL-модемов

Александр Полищук (Москва)

В статье рассмотрены номенклатура и характеристики высокоэффективных силовых интегральных микросхем для источников электропитания компании MPS. Приведён пример разработки и расчёта схемы. Обоснованы преимущества применения данной продукции в изделиях при серийном и массовом производстве.

ВВЕДЕНИЕ

При выборе элементной базы для серийно выпускаемых изделий, особенно при жёстком ограничении себестоимости, на первое место выходят два фактора – цена компонента и трудоёмкость настройки и регулировки узла, в котором он используется. Оба фактора в той или иной степени влияют на се-

бестоимость конечного продукта. Для мелких партий уникальных и оттого дорогих приборов это влияние незначительно, а вот для массовых изделий оно может быть определяющим.

Продукция MPS как нельзя лучше удовлетворяет указанным критериям. Компания MPS относится к так называемым контрактным производителям

электронных компонентов. В последние годы тенденция контрактного производства полупроводниковых приборов активно развивается. В таких компаниях работают высококлассные специалисты – разработчики и схемотехники, а производство готовых изделий размещается на лучших фабриках, оснащённых самым современным технологическим оборудованием. Это связано с очевидными преимуществами, которые получает компания-разработчик: резко снижаются накладные расходы, связанные с содержанием собственного высокотехнологического производства, появляется возможность оптимального выбора лучших контрактных производителей для обеспечения высокого качества изделий и сосредоточения усилий на разработке новых изделий и технологий, гарантируются высокие показатели длительности жизненного цикла приборов и динамика производства.

Всё это даёт возможность значительно снизить себестоимость изделий и, как следствие, – цену для конечного потребителя, обеспечивая при этом высокое качество и передовые схемотехнические решения.

Являясь держателем 18 патентов в области BiCMOS- и DMOS-технологий, MPS специализируется на разработке и контрактном производстве силовых интегральных схем для источников вторичного электропитания постоянного тока, твердотельных источников света, драйверов люминесцентных ламп с холодным катодом и аудиоусилителей класса D. Передовые технологические решения позволяют интегрировать на одном кристалле цифровые схемы управления, прецизионные аналоговые компоненты и силовые транзисторы, достигая высокой плотности мощности при сверхмалых размерах интегральных схем.

Опыт разработки и производства изделий с применением контроллеров MPS для DC/DC-преобразовате-

Таблица 1. Понижающие DC/DC-преобразователи (температурный диапазон –40...85°C)

Наименование	$U_{вх}$, В	$U_{вых}$, В	$I_{вых макс}$, А	$U_{ос}$, В	$I_{выкл}$, мкА	Частота, МГц	Корпус	Отладочная плата
Понижающие DC/DC-преобразователи с синхронным выпрямлением								
MP1567	2,6...6,0	0,9...6,0	1,2	0,9	1	0,8	QFN10	EV0033
							MSOP10	EV0060
MP1570	4,75...23,0	1,2...20,0	3	1,2		0,34	SOIC8N	EV1570DN
MP2104	2,5...6,0	0,6...6,0	0,6	0,6		1,7	TSOT23-5	EV2104DJ
MP2104-1.5		1,5						
MP2104-1.8		1,8						
MP2105		0,6...6,0	0,8					
MP2106	2,6...13,5	0,9...5,5	1,5	0,9		0,8	QFN10	EV2106DQ
							MSOP10	
MP2109	2,5...6,0	2 × 0,6...6,0	2 × 0,8	0,6		1	QFN10	EV2109DQ
							MSOP10	
MP2305	4,5...23,0	0,9...20,0	2	0,92	3	0,34	SOIC8	EV2305DS
MP2307								EV2307DN
MP2309					1			
Понижающие DC/DC-преобразователи с внешним диодом Шоттки								
MP1591	6,5...32,0	1,2...21,0	2	1,23	35	0,33	SOIC8E	EV0020
MP1593	4,75...28,0	1,2...25,0	3	1,22	30	0,385		EV1593DN
MP2351	4,75...25,0	0,9...16,0	2	1,23	36	1,4	QFN10	EV2351DK
							MSOP10	
MP2354	4,75...23,0	1,2...20,0	3	1,22	36	0,38	SOIC8	EV2154DS
MP2355							30	SOIC8E
MP2361		0,9...16,0	2	0,92	36	1,4	QFN10	EV2361DK
							MSOP10	
MP2364		2 × 0,9...16	2 × 1,5		70		TSSOP20F	EV2364DF

лей показал их высокую надёжность и эффективность. Особо можно отметить следующие моменты:

- высокая стабильность и повторяемость характеристик микросхем: независимо от партии, основные характеристики близки к типовым значениям, заявленным в документации;
- высокая устойчивость схемы обратной связи: контроллеры не критичны ни к номиналам, ни к типу применяемых конденсаторов; внешние цепи компенсации не требуют подстройки;
- высокая эффективность: при правильном выборе параметров дросселя удаётся получить КПД даже больший, чем заявленный в документации;
- готовое изделие не требует регулировки, что позволяет при серийном производстве использовать простой тест на включение.

Рассмотрим применение контроллеров MPS на примере источника питания ADSL-модема.

Постановка задачи

Для иллюстрации преимуществ применения контроллеров MPS не случайно были выбраны ADSL-модемы. В настоящее время их использование – самый популярный в мире способ доступа к сети Интернет. Например, по данным DSLforum.com, в декабре 2004 г. в мире было произведено 96,9 млн. модемов, поэтому нетрудно посчитать экономический эффект от снижения себестоимости изделия на каждый доллар.

Используя стандартную телефонную линию, ADSL-модемы работают за пределами полосы частот передачи звука (0...4 кГц). Так, ADSL1 (скорость передачи до 10 Мбод) работает в полосе частот от 4 кГц до 1,1 МГц, ADSL2 (скорость передачи до 25 Мбод) – в полосе частот до 2,2 МГц.

Сформулируем типовые требования к источнику питания ADSL-модема.

Входное напряжение: большинство модемов используют для питания сетевые адаптеры. Как правило, их выпускают с выходными напряжениями 5; 9 и 12 В. С учётом того, что многие адаптеры имеют нестабилизированный выход (напряжение на холостом ходу превышает номинал в 1,41 раза), ИВЭП модема должен гарантировать работоспособность в диапазоне входного напряжения от 5 до 23 В.

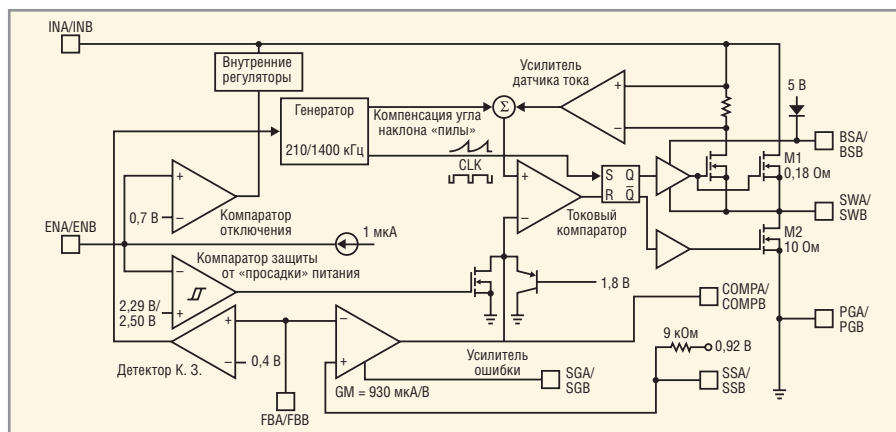


Рис. 1. Структурная схема MP2364

Выходные напряжения: для питания ядра и I/O-буферов ADSL-контроллера (например, BCM6348 Broadcom) требуются напряжения 1,8 и 3,3 В соответственно с токами до 1,5 А. Для управления DSL-линией разработчик может выбрать напряжение 5 или 12,8 В при токе до 100 мА.

Дополнительные требования:

- преобразователи должны иметь как можно большую частоту преобразования, желательно за пределами полосы модема, чтобы свести к минимуму возможную интерференцию шумов от переключения силовых транзисторов и частот передатчика и приёмника модема;
- ИВЭП должен обеспечивать высокую надёжность, возможность непрерывной работы, минимальные габариты и стоимость.

Выбор микросхем контроллеров

Номенклатура интегральных микросхем понижающих и повышающих DC/DC-преобразователей компании MPS приведена в таблицах 1 и 2.

Для формирования напряжений 1,8 и 3,3 В с токами до 1,5 А подходит мик-

росхема двухканального преобразователя MP2364. В контроллере MP2364 на одном кристалле размещены два независимых канала, полностью идентичных по структуре (см. рис. 1). Схема включения MP2364 и типовой КПД преобразователя показаны на рисунке 2.

Контроллер построен по схеме ШИМ с постоянной частотой преобразования (1,4 МГц), ограничением тока внутри циклов и компенсацией крутизны наклона пилообразного напряжения. Встроенный силовой транзистор M1 (см. рис. 1) имеет сопротивление канала 180 Ом, что позволяет обеспечить ток нагрузки до 1,5 А. Поскольку для управления верхним транзистором требуется напряжение, превышающее уровень входного, в микросхеме имеется бутстрепная схема питания драйвера с внутренним диодом и внешним накопительным конденсатором. Транзистор M2 с сопротивлением канала 10 Ом не является силовым, он обеспечивает заряд накопительного конденсатора в паузе, когда M1 закрыт.

Микросхема выпускается в миниатюрном корпусе для поверхностного монтажа TSSOP20, что в сочетании с высокой частотой преобразования

Таблица 2. Повышающие DC/DC-преобразователи (температурный диапазон –40...85°C)

Наименование	$V_{вх}$, В	$V_{вых макс}$, В	Ток огр. ключа, А	$U_{ос}$, В	$I_{выкл}$, мкА	Частота, МГц	Корпуса	Отладочная плата
MP1517	2,6...25,0	25	4	0,7	1	1,1	QFN10	EV0043
							MSOP10	
MP1522	2,7...25,0	25	0,45	1,2	3	Перем.	SOIC8N	EV0022
MP1527	2,6...25,0		3					
MP1530	2,7...5,5	22	3,6	1,25	1	1,3	TSOT23-5	EV0034
						1,4		EV0055
MP1531			0,65			0,25	QFN10	EV1531DQ
							MSOP10	
MP1541	2,5...6,0		1,5	1,2		1,3	QFN10	EV0077
							MSOP10	EV0062
MP1542	2,5...22,0		2	1,25		0,7...1,0	SOIC8	EV1542DK

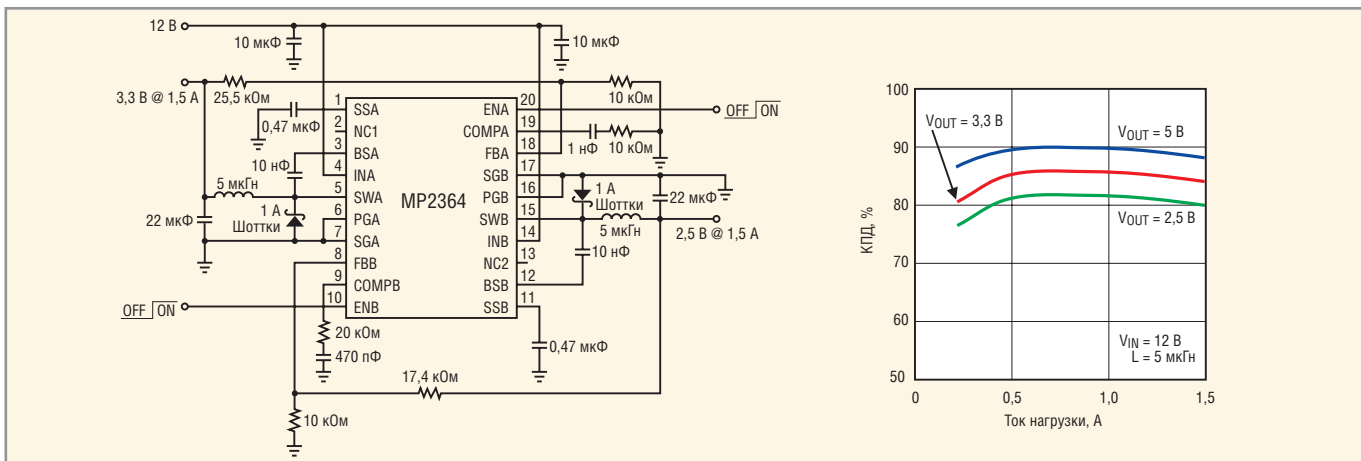


Рис. 2. Схема включения и типовой КПД преобразователя на базе MP2364

позволяет минимизировать площадь на печатной плате.

Поскольку задан весьма широкий диапазон изменения входного напряжения, напряжение 12,8 В целесообразно сформировать из выходного напряжения канала 3,3 В MP2364. Для этих целей можно использовать повышающий преобразователь MP1541 в корпусе SOT23-5 (см. табл. 2).

Структурная схема MP1541 показана на рисунке 3. Микросхема имеет встроенный ключевой транзистор с сопротивлением канала 650 мОм и обеспечивает ток нагрузки до 0,5 А. Схема включения и типовой КПД преобразователя на базе MP1541 показаны на рисунке 4. Контроллер построен по схеме ШИМ с регулировкой по току и фиксированной частотой преобразования (1,3 МГц). Микросхема имеет защиту от низкого входного напряжения, обрыва нагрузки и перегрева кристалла свыше 160°C, а также функцию плавного запуска.

Формирование напряжения +5 В, 100 мА можно осуществить с помощью понижающего преобразователя, однако с целью минимизации стоимости и количества компонентов целесообразно использовать линейный стабилизатор с малым падением напряжения, например серии хх78L05 любого производителя.

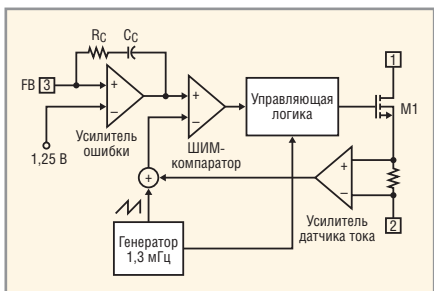


Рис. 3. Структурная схема MP1541

ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА

Принципиальная схема разработанного устройства приведена на рис. 5.

На элементах DA2, L1, L3, VD1, VD3 собран двухканальный преобразователь с выходными напряжениями 1,8 В и 3,3 В и током нагрузки каждого канала до 1,5 А. Напряжения ОС формируются с помощью делителей R7, R9 и R3, R2. Фильтрация осуществляется конденсаторами C14, C15. В данной разработке использованы керамические конденсаторы, однако могут использоваться и танталовые с низким эквивалентным последовательным сопротивлением (Low ESR).

Напряжение +12,8 В формируется преобразователем на элементах DA3, VD2, L2. Питание преобразователя осуществляется с выхода № 2 +3,3 В. Такое решение выбрано с целью снижения количества компонентов схемы. Если бы мы решили питать его непосредственно от входа ИВЭП, потребовалось бы проектировать преобразователь, способный работать одновременно и как понижающий, и как повышающий. Это, в свою очередь, привело бы к значительному усложнению и удорожанию схемы.

Выходное напряжение +5 В, 100 мА формируется с помощью линейного стабилизатора на микросхеме DA1.

Обоснование такого решения мы приведем выше.

Все входы дистанционного включения преобразователей выведены на отдельный разъем X2 для реализации в случае необходимости раздельного управления каналами.

РАСЧЁТ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ

Многие разработчики пренебрегают предварительным расчётом элементов системы ОС, считая, что достаточно использовать номиналы компонентов, указанные на типовой схеме включения в технической документации. К сожалению, это не всегда так. Расчёт занимает немного времени, зато готовое изделие впоследствии не потребует регулировки даже при замене типов и номиналов выходных конденсаторов. Ниже приведена типовая методика расчётов на примере преобразователя на базе MP2364.

Выходное напряжение канала №2 определяется из соотношения:

$$V_{OUT2} = V_{FB} \frac{R9}{R9 + R7}; \quad (1)$$

для канала № 3:

$$V_{OUT3} = V_{FB} \frac{R2}{R3 + R2}, \quad (2)$$

где $V_{FB} = 0,92$ В – напряжение обратной связи MP2364.

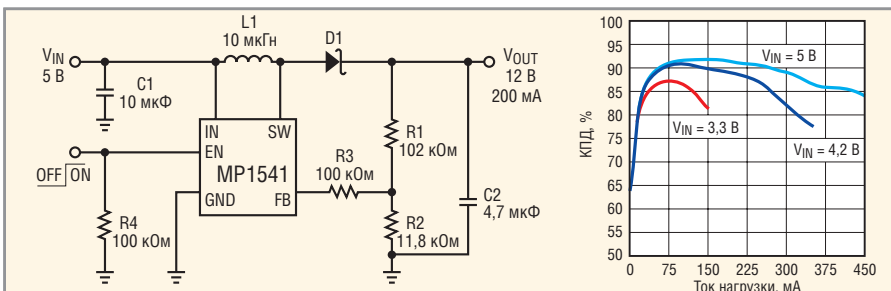


Рис. 4. Схема включения и типовой КПД преобразователя на базе MP1541

Значение индуктивности выбирается исходя из компромисса между габаритами катушки и величиной амплитуды пульсаций тока. Хорошие результаты получаются при величине удвоенной амплитуды тока дросселя, равной примерно 30% от максимального тока нагрузки. Значение индуктивности может быть рассчитано по формуле:

$$L = \frac{V_{OUT}}{f_s \times \Delta I_L} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right), \quad (3)$$

где V_{OUT} и V_{IN} – соответственно выходное и входное напряжения преобразователя, ΔI_L – двойная амплитуда пульсаций тока дросселя, f_s – частота преобразования.

Конденсатор C_6 необходим для фильтрации пульсаций, создаваемых ключевыми транзисторами преобразователя. Тип конденсатора выбирается исходя из величины тока пульсаций I_{CIN} , протекающего через него, который определяется из соотношения:

$$I_{CIN} = I_{LOAD} \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)}, \quad (4)$$

где I_{LOAD} – ток нагрузки.

Если величина ёмкости конденсатора C_{IN} выбрана исходя из конструктивных соображений, величину пульсаций напряжения ΔV_{IN} на нём можно рассчитать по формуле:

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{LOAD}}{C_{IN}} \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right). \quad (5)$$

Конденсаторы фильтров C_{14} , C_{15} определяют величину пульсаций выходного напряжения. Рекомендуется использовать керамические или танталовые конденсаторы с низким эквивалентным последовательным сопротивлением R_{ESR} . Кроме того, величина R_{ESR} влияет на стабильность цепи обратной связи, что необходимо учитывать при расчёте компенсационных цепей. В общем случае амплитуда пульсаций выходного напряжения определяется выражением:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_s L} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \left(R_{ESR} + \frac{1}{8 f_s C_0} \right). \quad (6)$$

При использовании керамических конденсаторов величиной R_{ESR} можно пренебречь по сравнению с импедансом:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{8 f_s^2 L C_0} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right). \quad (7)$$

При использовании танталовых конденсаторов – наоборот, величина

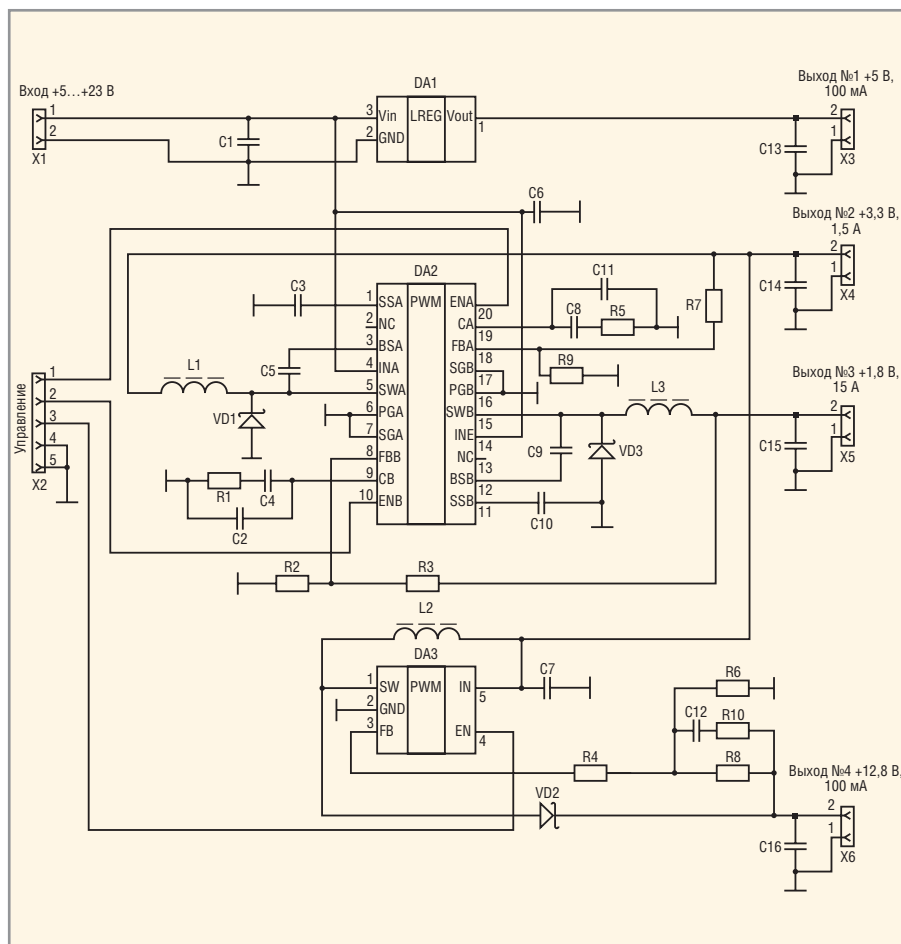


Рис. 5. Принципиальная схема разработанного устройства

на R_{ESR} преобладает над импедансом:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_s L} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) R_{ESR}. \quad (8)$$

В MP2364 использован метод токового управления в каждом канале, что позволяет упростить цепи компенсации и повысить скорость установления. Цепи коррекции УСО подключаются к выводам CA и CB, являющимся выходами трансимпедансных усилителей.

Усиление петли ОС по постоянному току определяется выражением:

$$K_{DC} = R_{LOAD} S_{CS} K_{EA} \frac{V_{FB}}{V_{OUT}}, \quad (9)$$

где R_{LOAD} – сопротивление нагрузки, S_{CS} – крутизна усиления усилителя ОС по току, K_{EA} – коэффициент усиления УСО.

Система ОС имеет два полюса и ноль. Один из полюсов определяется цепью, состоящей из конденсатора C_2 (C_{11}) и выходного сопротивления УСО, второй – конденсатором фильтра и сопротивлением нагрузки. Частоты, на которых раз-

мещены полюса, определяются выражениями:

$$f_{p1} = \frac{S_{EA}}{2\pi C_4 K_{EA}}, \quad (10)$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi C_0 R_{LOAD}}. \quad (11)$$

Ноль петли ОС определяется цепью C_4 (C_8) R_1 (R_5) и расположен на частоте:

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi C_4 R_1}. \quad (12)$$

Система может иметь дополнительный ноль, если выходной конденсатор имеет большое значение ESR. Он будет располагаться на частоте:

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi C_0 R_{ESR}}. \quad (13)$$

В этом случае третий полюс устанавливается конденсатором C_2 (C_{11}) и резистором R_1 (R_5) для компенсации эффекта нуля петлевого усиления от эквивалентного последовательного сопротивления конденсатора фильтра:

$$f_{p3} = \frac{1}{2\pi C_2 R_1}. \quad (14)$$

Основная цель выбора параметров компенсационных цепей – обеспече-

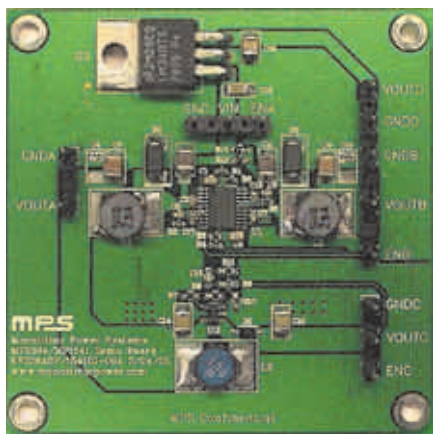


Рис. 6. Смонтированная плата разработанного устройства

ние требуемых петлевого усиления и формы передаточной характеристики системы ОС. При этом важным параметром является частота перегиба

ЛАЧХ, при которой петлевое усиление равно $1 - f_1$ (f_1 – частота единичного усиления). Слишком низкая частота ухудшает линейность и увеличивает время установления, высокая может привести к неустойчивости системы. Компромиссным обычно считают значение частоты единичного усиления, равное приблизительно одной десятой от частоты преобразования.

Таким образом, процедура оптимизации компенсационной цепи выглядит следующим образом:

1. Выбор компенсационного резистора R1 (R5) для установки значения частоты единичного усиления:

$$R1 = \frac{2\pi C_0 f_1 V_{OUT}}{S_{EA} S_{CS} V_{FB}} \quad (15)$$

2. Выбор корректирующего конденсатора C4 (C8) для обеспечения за-

паса по фазе. Для обеспечения запаса по фазе и снижения чувствительности к шумам ноль передаточной функции располагают на частоте $f_1/2$. В этом случае соотношения для вычисления ёмкости конденсатора частотной коррекции C4 (C8) имеют вид:

$$C4 \geq \frac{2}{\pi R1 f_1} \quad (16)$$

3. Расчёт компенсационного конденсатора C2 (C11). Этот конденсатор необходим в том случае, когда частота [12] меньше половины частоты единичного усиления. В этом случае величина C2 (C11) определяется выражением:

$$C2 = \frac{C_0 R_{ESR}}{R1} \quad (17)$$

ПРИМЕР РЕАЛИЗАЦИИ

На рисунке 6 показан пример реализации разработанного устройства, а в таблице 3 дан перечень элементов и их стоимость. Плата имеет размер 65×65 мм и предназначена исключительно для демонстрации возможностей разработанной схемы. Устройство не нуждается в регулировке и начинает работать сразу после включения.

Как следует из таблицы 3, стоимость приведённого здесь решения при серийном производстве составляет чуть более 4 долл. При расчёте его себестоимости цены компонентов были взяты из прайс-листов компании Digi-Key (кроме компонентов MPS, цены на которые взяты из прайс-листов склада в Москве).

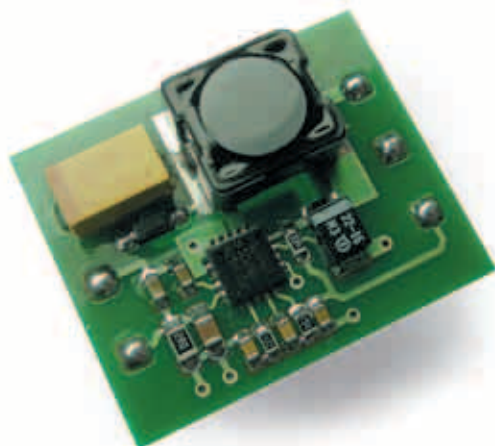
Что касается аналогов, то, например, ближайшей заменой MP2364 является микросхема LT1940EFE. Однако она требует двух дополнительных бутстрепных диодов и имеет низкую максимальную температуру кристалла (125°C), что требует применения достаточно большого теплоотвода. Стоимость её при этом составляет 4,35 долл. при партии 1000 шт. (без учёта налогов и стоимости доставки в Россию).

Таким образом, применение микросхем MPS позволяет разрабатывать эффективные и недорогие решения для систем распределённого питания, что в сочетании с их высокой надёжностью делает их очень привлекательными для применения в серийных и массовых изделиях.

Таблица 3. Перечень элементов и их стоимость

Поз. обозначение	Наименование	Количество	Цена ед. долл.	Всего, долл.	Производитель
Резисторы					
R1	7,5 кОм, ЧИП 0603, 5%	1	0,0016	0,0016	Panasonic: ERJ-3GEYJ752V
R2, R5, R9, R10	10 кОм, ЧИП 0603, 1%	4	0,0016	0,0064	Panasonic: ERJ-3EKF1002V
R3	9,53 кОм, ЧИП 0603, 1%	1	0,0016	0,0016	Panasonic: ERJ-3EKF9531V
R4	100 кОм, ЧИП 0603 1%	1	0,0016	0,0016	Panasonic: ERJ-3EKF1003V
R6	11,8 кОм, ЧИП 0603, 1%	1	0,0016	0,0016	Panasonic: ERJ-3EKF1182V
R7	25,5 кОм, ЧИП 0603, 1%	1	0,0016	0,0016	Panasonic: ERJ-3EKF2552V
R8	110 кОм, ЧИП 0603, 1%	1	0,0016	0,0016	Panasonic: ERJ-3EKF1103V
Конденсаторы					
C1	1 мкФ, 25 В, X5R, 1210	1	0,045	0,045	Murata: GRM31C5C1E104JA01L
C2	10 пФ, 50 В, X5R, 0603	1	0,007	0,007	Murata: GRM1885C1H100JA01D
C3, C10	0,47 мкФ, 16 В, 0805, X7R	2	0,036	0,072	TDK: C2012X7R1C474K
C4	3,3 нФ, 50 В, 0603, X7R	1	0,007	0,007	Panasonic: ECJ-1VB1H332K
C5, C9	10 нФ, 50 В, 0603, X7R	2	0,007	0,014	TDK: C1608X7R1H103K
C6, C7	10 мкФ, 25 В, 1210, X7R	2	0,045	0,09	TDK: C3225X7R1E106M
C8	2,2 нФ, 50 В, 0603, X7R	1	0,007	0,007	TDK: C1608X7R1H222K
C11	82 пФ, 50 В, X5R, 0603	1	0,007	0,007	Murata: GRM1885C1H820JA01D
C12	–	–	–	–	–
C13	100 пФ, 50 В, 0603, C0G	1	0,007	0,007	TDK: C1608C0G1H101J
C14, C15	22 мкФ, 6,3 В, 1210, X5R	2	0,045	0,09	TDK: C3225X5R0J226M
C16	4,7 мкФ, 16 В, X5R, 1210	1	0,045	0,045	Panasonic: ECJ-4YB1C475K
Дроссели					
L1, L3	CDRH6D28-5R0NC	2	0,1	0,2	Sumida: CDRH6D28
L2	CDRH6D28-100NC	1	0,1	0,1	Sumida: CDRH6D28
Диоды					
VD1, VD3	B230A-13	2	0,08	0,16	Diodes Inc.
VD2	MBR0520LT1	1	0,07	0,07	ON Semiconductor
Микросхемы					
DA1	LM7805CT	1	0,05	0,05	National Semiconductor
DA2	MP2364DF	1	2,2	0,83	MPS
DA3	MP1541	1	0,83	2,2	MPS
ИТОГО:				4,02	

Интегральные DC/DC-преобразователи компании Monolithic Power Systems: эффективные решения для серийного производства электронной техники



Модульный источник электропитания на базе MP1517

Преимущества использования ИС MPS

- Высокая стабильность и повторяемость характеристик микросхем
- Высокая устойчивость схемы управления
- Высокая эффективность
- Готовое изделие не требует регулировки.
- Стоимость при серийном производстве – на 50...60% ниже, чем у аналогов!

Примеры применения

- $U_{ВХ} = 2,6...12 \text{ В}$,
- $U_{ВЫХ} = 12 \text{ В}$,
- $I_{ВЫХ} = 1,5 \text{ А}$,
- Типовой КПД 93%

Понижающие DC/DC-преобразователи. Температурный диапазон $-40...+85^{\circ}\text{C}$

Наименование	$V_{ВХ}$, В	$V_{ВЫХ}$, В	$I_{ВЫХ \text{ макс.}}$, А	$U_{ОС}$, В	$I_{shutdown}$, мкА	Частота, МГц	Корпуса	Отладочная плата
с синхронным выпрямлением								
MP1567	2,6...6,0	0,9...6,0	1,2	0,9	1,0	0,8	QFN10 MSOP10	EV0033 EV0060
MP1570	4,75...23,0	1,2...20,0	3,0	1,2	1,0	0,34	SOIC8N	EV1570DN
MP2104	2,5...6,0	0,6...6,0	0,6	0,6	1,0	1,7	TSOT23-5	EV2104DJ
MP2104-1,5	2,5...6,0	1,5	0,6	0,6	1,0	1,7	TSOT23-5	EV2104DJ
MP2104-1,8	2,5...6,0	1,8	0,6	0,6	1,0	1,7	TSOT23-5	EV2104DJ
MP2105	2,5...6,0	0,6...6,0	0,8	0,6	1,0	1,0	TSOT23-5	EV2105DJ
MP2106	2,6...13,5	0,9...5,5	1,5	0,9	1,0	0,8	QFN10 MSOP10	EV2106DQ
MP2109	2,5...6,0	2x0,6...6,0	2x0,8	0,6	1,0	1,0	QFN10 MSOP10	EV2109DQ
MP2305	4,5...23,0	0,9...20,0	2,0	0,92	3,0	0,34	SOIC8	EV2305DS
с внешним диодом Шоттки								
MP1591	6,5...32,0	1,2...21,0	2,0	1,23	35	0,33	SOIC8E	EV0020
MP1593	4,75...28,0	1,2...25,0	3,0	1,22	30	0,385	SOIC8E	EV1593DN
MP2351	4,75...25,0	0,9...16,0	2,0	1,23	36	1,4	QFN10 MSOP10	EV2351DK
MP2354	4,75...23,0	1,2...20,0	2,0	1,3	36	0,380	SOIC8	EV2154DS
MP2355	4,75...23,0	1,2...20,0	3,0	1,22	30	0,380	SOIC8E	EV2155DN
MP2361	4,75...23,0	0,9...16,0	2,0	0,92	36	1,4	QFN10 MSOP10	EV2361DK
MP2364	4,75...23,0	2x0,9...16	2x1,5	0,92	70	1,4	TSSOP20F	EV2364DF

Повышающие DC/DC-преобразователи. Температурный диапазон $-40...+85^{\circ}\text{C}$

Наименование	$V_{ВХ}$, В	$V_{ВЫХ \text{ макс.}}$, В	Ток огр. ключа, А	$U_{ОС}$, В	$I_{shutdown}$, мкА	Частота, МГц	Корпуса	Отладочная плата
MP1517	2,6...25,0	25	4,0	0,7	1,0	1,1	QFN10 MSOP10	EV0043
MP1522	2,7...25,0	25	0,45	1,2	3,0	Перем.	SOIC8N	EV0022
MP1527	2,6...25,0	25	3,0	1,2	1,0	1,3	TSOT23-5	EV0034
MP1530	2,7...5,5	22	3,6	1,2	1,0	1,4	TSOT23-5	EV0055
MP1531	2,7...5,5	22	0,65	1,25	1,0	0,25	QFN10 MSOP10	EV1531DQ
MP1541	2,5...6,0	22	1,5	1,2	1,0	1,3	QFN10 MSOP10	EV0077 EV0062
MP1542	2,5...22,0	22	2,0	1,25	1,0	0,7...1,0	SOIC8	EV1542DK

Эволюция SPICE-совместимых макромоделей операционных усилителей (часть 3)

Сергей Лозицкий (г. Брянск)

В заключительной части статьи подробно рассматривается MPZ-макромодель ОУ, приводятся её достоинства и недостатки в сравнении с ММ Бойля. Дается краткий анализ фирменных ММ основных производителей ОУ.

MPZ-макромодель ОУ

Анализ схемы замещения MPZ макромодели ОУ

Функциональная схема MPZ ММ ОУ изображена на рис. 40. В схеме MPZ ММ нет ни одной точки, соединённой с глобальной аналоговой землей (узлом 0), и поэтому все напряжения в схеме ММ отсчитываются относительно опорного напряжения V_H , формируемого блоком ФОНН, а ток нагрузки ММ, протекающий через её вывод Out, замыкается через выводы питания ВыхК, шины питания ММ и внешние источники питания.

Моделирование частотных свойств ОУ в MPZ ММ базируется на концепции использования «строительных блоков» (build-up technique) [9]. Суть её заключается в том, что для моделирования АФЧХ ОУ используется произвольное количество унифицированных БМЧХ, каждый из которых имеет единичный коэффициент передачи на постоянном токе и в общем случае реализует один вещественный полюс и один вещественный нуль передачи. Каждый (i -й) БМЧХ характеризуется двумя параметрами: частотой полюса $F_{P\text{ БМЧХ}i}$ и частотой нуля $F_{Z\text{ БМЧХ}i}$. В зависимости от соотношения величин $F_{P\text{ БМЧХ}i}$ и $F_{Z\text{ БМЧХ}i}$ различают три следующих типа БМЧХ:

1. Р-БМЧХ, когда нуль передачи находится в бесконечности: $F_{Z\text{ БМЧХ}i} = \infty$, и, следовательно, БМЧХ реализует одиночный вещественный полюс передачи;
 2. PZ-БМЧХ, если выполняется условие $F_{P\text{ БМЧХ}i} < F_{Z\text{ БМЧХ}i}$;
 3. ZP-БМЧХ, если выполняется условие $F_{P\text{ БМЧХ}i} > F_{Z\text{ БМЧХ}i}$.
- АЧХ всех типов БМЧХ изображены на рис. 41.

В формировании АЧХ MPZ ММ также принимают участие ВхДК и УсК (каждый из них реализует вещественный полюс передачи), и поэтому результирующий коэффициент усиления малого дифференциального сигнала имеет следующий вид:

$$A_{VD}(jF) = \frac{V_{IND}(jF)}{V_{OUT}(jF)} = \underbrace{\frac{1}{1 + j \frac{F}{F_{P\text{ ВхДК}}}}}_{\text{ВхДК}} \underbrace{\frac{A_{VO}}{1 + j \frac{F}{F_{P\text{ УсК}}}}}_{\text{УсК}} \underbrace{\frac{1 + j \frac{F}{F_{Z\text{ БМЧХ}1}}}{1 + j \frac{F}{F_{P\text{ БМЧХ}1}}}}_{\text{БМЧХ №1}} \times \dots \times \underbrace{\frac{1 + j \frac{F}{F_{Z\text{ БМЧХ}N}}}{1 + j \frac{F}{F_{P\text{ БМЧХ}N}}}}_{\text{БМЧХ №N}}. \quad (33)$$

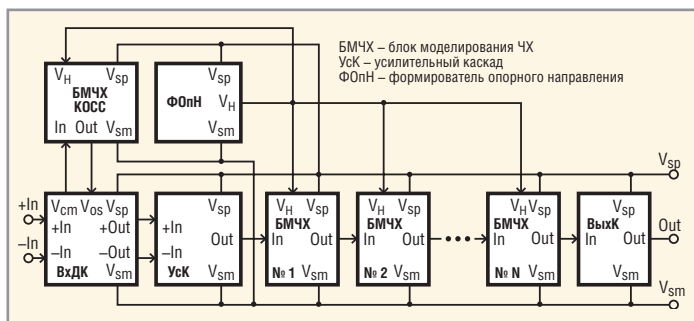


Рис. 40. Функциональная схема макромодели MPZ

всех функциональных блоков, входящих в MPZ ММ ОУ (с n-p-n BJT на входе), а также их взаимные связи изображены на рис. 42, 43, 44.

Сравнение схем ММ Бойля и MPZ показывает, что их сходство ограничивается схемами ВхДК. Однако и схемы ВхДК имеют некоторые различия. ВхДК MPZ ММ отличается от ВхДК ММ Бойля в следующем:

- разность входных токов ОУ моделируется с помощью отдельного источника тока I_{OS} ;
- напряжение смещения ОУ моделируется при помощи полиномиального ИНУН E_{OS} , который используется также и для моделирования КОСС ОУ;
- конденсатор C_{inD} моделирует дифференциальную составляющую входной ёмкости ОУ;
- во входном каскаде MPZ ММ отсутствует ёмкость C_{ee} , с помощью которой в ММ Бойля удаётся смоделировать различные величины максимальных скоростей нарастания и спада выходного напряжения ОУ;
- между входами ММ подключен делитель напряжения, реализованный на резисторах R1, R2, которые имеют равные сопротивления. Выходное напряжение V_F этого делителя равно полусумме входных напряжений V_{+IN} и V_{-IN} схемы замещения ОУ:

$$V_F = 0,5(V_{+IN} + V_{-IN}). \quad (34)$$

В формуле (33): A_{VO} – коэффициент усиления ММ на постоянном токе, $F_{P\text{ ВхДК}}$ и $F_{P\text{ УсК}}$ – частоты полюсов, реализуемых соответственно ВхДК и УсК.

Принципиальные схемы

ФОНН представляет собой делитель напряжения, реализованный на резисторах R7, R8, имеющих равные сопротивления. Выходное напряжение V_H этого делителя равно полусумме напряжений V_{SP} и V_{SM} , присутствующих на шинах питания ММ:

$$V_H = 0,5(V_{SP} + V_{SM}). \quad (35)$$

Напряжения на внешних выводах ММ, а также напряжения V_F и V_H на вну-

тренных узлах ММ, определяемые формулами (34), (35), отсчитываются от уровня глобальной «земли» PSpice, то есть относительно узла с именем «0», которому в схеме соответствует графический символ заземления. Однако в схеме MPZ ММ (как, впрочем, и в реальном ОУ) нет ни одного заземлённого узла. Это означает, что процессы, протекающие в схеме ММ, не зависят от абсолютных величин напряжений (отсчитываемых от узла «0») на её внешних выводах, а определяются исключительно разностями этих напряжений. Это означает также, что в принципе можно анализировать работу схемы MPZ ММ, отсчитывая напряжения относительно любого её узла. Однако анализ схемы ММ существенно упрощается, если её узловые напряжения отсчитываются относительно выходного напряжения V_H ФОНН. Так, например, если ММ «плавает» относительно глобальной аналоговой «земли» схемы, то отсчёт узловых напряжений ММ относительно напряжения V_H в процессе анализа её схемы избавляет нас от необходимости учитывать величину «плавающего» напряжения V_{FLOAT} (величина этого напряжения не влияет на результаты анализа работы схемы ММ). Покажем, что напряжение V_F , отсчитанное относительно уровня напряжения V_H , равно напряжению V_{CM} синфазного входного сигнала ММ. Из (34) и (35) следует, что:

$$V_F - V_H = 0,5(V_{+IN} + V_{-IN}) - 0,5(V_{SP} + V_{SM}).$$

Правая часть этого выражения совпадает с правой частью выражения (15), определяющего уровень синфазного входного напряжения ОУ и, следовательно,

$$V_{CM} = V_F - V_H. \quad (36)$$

Реализация схем всех БМЧХ и УСК базируется на схемной конфигурации, изображённой на рис. 45.

Далее полагаем, что схема на рис. 45, а также схемы всех БМЧХ, БМЧХ КОСС и УСК отвечают следующим требованиям:

$$Y_{T1} = Y_{T2} = Y_T, \\ Z_1(S) = Z_2(S) = Z(S).$$

Схема на рис. 45 обладает следующими свойствами:

- при $V_{IN} > 0$ равные по величине токи источников $G1$ и $G2$ втекают в

узел OUT схемы и вытекают из него – в противном случае;

- при $V_{IN} = 0$ выходные токи источников $G1$, $G2$ равны нулю, и, следовательно, через сопротивления $Z1$, $Z2$ протекает постоянный ток:

$$I_{Z0} = \frac{V_{SP} + V_{SM}}{2Z(0)},$$

а выходное напряжение схемы равно опорному напряжению:

$$V_{OUT0} = 0,5(V_{SP} + V_{SM}) = V_H. \quad (37)$$

При $V_{IN} = 0$ выходное напряжение базовой схемы (рис. 45) в случае его отсчёта от уровня опорного напряжения V_H тождественно равно нулю:

$$V_{OUT0H} = V_{OUT0} - V_H = \\ = V_H - V_H = 0.$$

Передаточная функция базовой схемы определяется выражением:

$$T(S) = \frac{V_{OUT}(S) - V_H(S)}{V_{IN}(S)} = \\ = \frac{V_{OUTH}(S)}{V_{IN}(S)} = Y_T Z(S). \quad (38)$$

В схеме БМЧХ КОСС сопротивление $Z(S) = R9 + SL_1$. В результате подстановки этого значения $Z(S)$ в (38) получаем:

$$T_{БМЧХ\ КОСС}(S) = Y_{TG1}(R9 + SL_1). \quad (39)$$

На вход БМЧХ КОСС поступает напряжение V_{CM} , и поэтому его выходное напряжение равно $V_{CM}T_{БМЧХ\ КОСС}$

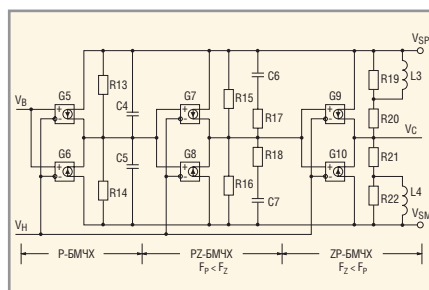


Рис. 43. Схемы БМЧХ макромоделей MPZ

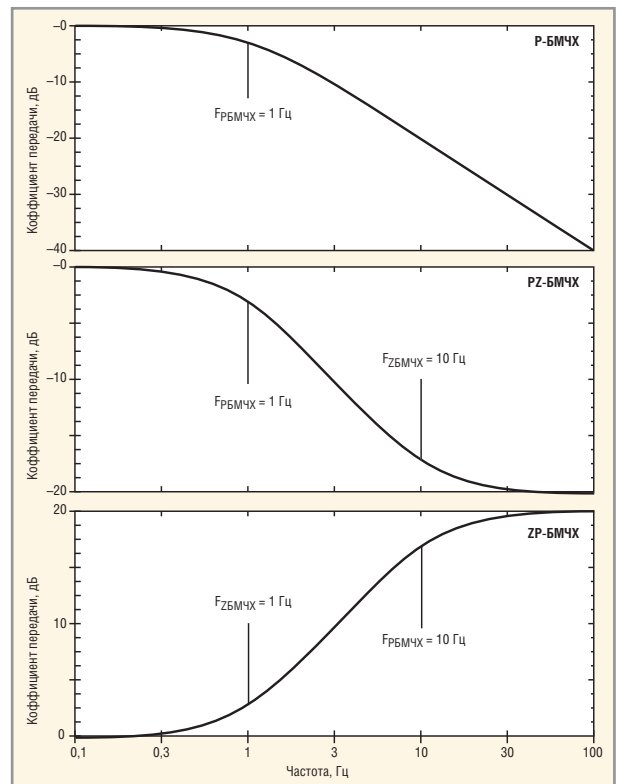


Рис. 41. АЧХ всех типов БМЧХ

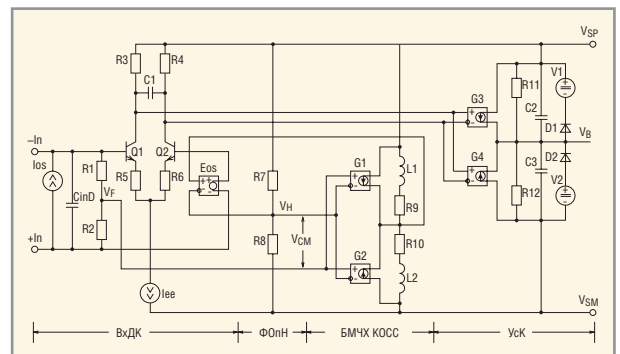


Рис. 42. Схемы ВхДК, ФОНН, БМЧХ КОСС и УСК макромоделей MPZ

КОСС. Это напряжение, в свою очередь, поступает на управляющий вход ИНУН E_{OS} с единичным коэффициентом передачи напряжения. Выход источника E_{OS} включен последовательно с источником дифференциального входного сигнала ММ ОУ, а это означает, что выходное напряжение равно $V_{CM}T_{БМЧХ\ КОСС}$ суммируется с входным дифференциальным напряжением ВхДК. Из ска-

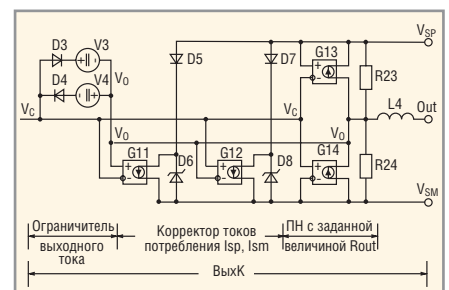


Рис. 44. Схема ВыхК макромоделей MPZ

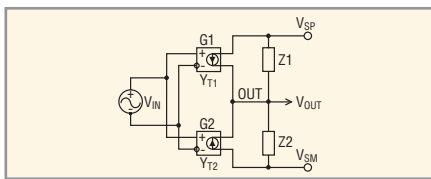


Рис. 45. Базовая схема БМЧХ и УСК

званного следует, что в MPZ MM син- фазное напряжение $V_{CM}(S)$ преобра- зуется в эквивалентное дифферен- циальное напряжение $V_{CM}(S)T_{БМЧХ}$ КОСС(S). С учётом (24) выражение для КОСС MPZ MM записывается в следу- ющем виде:

$$CMRR(S) = \frac{A_{VD}(S)}{A_{VCM}(S)} = \frac{1}{T_{БМЧХ} \text{ КОСС}(S)} = \frac{1}{Y_{TG1}(R_9 + SL_1)}. \quad (40)$$

Из (40) следует, что зависимость КОСС от частоты с точностью до по- стоянного множителя совпадает с АЧХ фильтра НЧ первого порядка, ко- торый реализует полюс передачи с частотой:

$$F_{PCMRR} = \frac{R_9}{2\pi L_1}. \quad (41)$$

На постоянном токе величина КОСС определяется выражением:

$$CMRR_{ab}(0) = 20 \lg \left(\frac{1}{Y_{TG1} R_9} \right). \quad (42)$$

На частотах, превышающих частоту полюса F_{PCMRR} , величина КОСС MPZ MM уменьшается со скоростью 20 дБ на каждую декаду увеличения частоты. Вывод: *MPZ MM точно моделирует типичную зависимость (по- добную изображённой на рис. 39) КОСС ОУ от частоты.*

Теперь рассмотрим работу УСК (см. рис. 42). Он выполняет пять функций:

- преобразует дифференциальное выходное напряжение ВхДК в на- пряжение V_B , которое отсчитывает- ся относительно опорного нап- ряжения V_H ;
- моделирует усиление A_{VO} ОУ на по- стоянном токе;
- реализует доминирующий (самый низкочастотный) полюс передаточ- ной функции ОУ;
- моделирует ограничение выходно- го напряжения ОУ;
- осуществляет точную «подгонку» (под паспортные данные ОУ) вели- чины постоянного тока I_Q , потреб- ляемого ОУ в режиме холостого хо- да выхода.

УСК может работать в одном из двух режимов: линейном, когда дио- ды D1, D2 находятся в закрытом со- стоянии, или в нелинейном режиме ограничения выходного напряже-

ния V_B , когда один из диодов D1, D2 находится в проводящем состоянии. Ограничение выходного напряже- ния на уровнях:

$$V_{B \text{ LIM MAX}} = V_{SP} + V_{FWD D1} - V_{V1}, \\ V_{B \text{ LIM MIN}} = V_{SM} + V_{FWD D2} - V_{V2}$$

осуществляется с помощью диодов D1, D2 и источников постоянного на- пряжения V1, V2. В линейном режиме работы частота полюса, реализуемо- го УСК, и его усиление на постоянном токе определяются выражениями:

$$F_{PYCK} = \frac{1}{2\pi R_{11} C_2}, \quad (43)$$

$$A_{VO} = Y_{TG3} R_{11}. \quad (44)$$

Рассмотрим механизм ограничения на заданном уровне максимальной скорости S_R нарастания/спада выход- ного напряжения УСК. Предположим, что на входы ВхДК (см. рис. 42) воз- действует большой перепад диффе- ренциального напряжения. В этом случае один из транзисторов ВхДК, предположим, Q1, оказывается за- крытым, а весь ток источника I_{EE} протекает через транзистор Q2. Очевидно, что при этом выходное напряжение ВхДК скачком возрастает до максимально возможной ве- личины:

$$V_{OUT \text{ MAX ВхДК}} = I_{EE} R_C. \quad (45)$$

где $R_C = R_3 = R_4$. Перепад напряжения $V_{OUT \text{ MAX ВхДК}}$ поступает на вход УСК. Для того чтобы определить реакцию УСК на указанный входной сигнал, необходимо учесть следующее обсто- ятельство: начиная с частоты F_P УСК доминирующего полюса моделируе- мого ОУ логарифмическая АЧХ УСК спадает со скоростью 20 дБ на декаду частоты, и, следовательно, УСК явля- ется интегратором напряжения входного сигнала. Частота F_I , на ко- торой усиление интегратора равно единице, и постоянная времени τ_I интегратора определяются выраже- ниями:

$$F_I = F_P \text{ УСК} A_{VO},$$

$$\tau_I = R_{11} C_2 = \frac{1}{2\pi F_I}.$$

Известно, что если в нулевой мо- мент времени входное напряжение интегратора скачком возрастает от нуля до величины $V_{OUT \text{ MAX ВхДК}}$, то его

выходное напряжение нарастает по линейному закону:

$$V_B(t) = \frac{V_{OUT \text{ max ВхДК}}}{\tau_I} t.$$

Теперь несложно определить мак- симальную скорость изменения вы- ходного напряжения УСК:

$$S_R = \frac{dV_B(t)}{dt} = \frac{V_{OUT \text{ max ВхДК}}}{\tau_I} = 2\pi F_{PYCK} A_{VO} V_{OUT \text{ max ВхДК}}.$$

Величины F_P УСК и A_{VO} являются мо- делируемыми параметрами ОУ, поэто- му получить желаемую величину S_R можно только таким выбором параме- тров компонентов ВхДК, при которых выполняются следующие условия:

$$V_{OUT \text{ max ВхДК}} = \frac{S_R}{2\pi F_{PYCK} A_{VO}},$$

$$A_{VD \text{ max ВхДК}} = 1.$$

С учётом (45) и (5) – (10) эти выра- жения приводятся к следующему виду:

$$I_{EE} R_C = \frac{S_R}{2\pi F_{PYCK} A_{VO}}, \quad (46)$$

$$\frac{R_C}{R_E + 2\phi_T / I_{EE}} = 1. \quad (47)$$

В формуле (47) $R_E = R_5 = R_6$ (рис. 42). Решая систему уравнений (46), (47) относительно переменных R_C , R_E и учитывая, что при температуре 27°C величина температурного потенциа- ла $\phi_T \approx 0,02586$ В, получаем формулы, позволяющие рассчитать сопротив- ления резисторов ВхДК:

$$R_C = \frac{S_R}{2\pi F_{PYCK} A_{VO} I_{EE}} = \frac{S_R \tau_I}{I_{EE}}, \quad (48)$$

$$R_E = R_C - \frac{2\phi_T}{I_{EE}} \approx R_C - \frac{0,517}{I_{EE}}. \quad (49)$$

Для упрощения процедуры расчёта величина тока I_{EE} обычно выбирается из ряда значений 1 мкА, 10 мкА, 100 мкА, 1 мА. ВхДК MPZ MM должен отвечать всем требованиям, предъявляемым к ВхДК MM Бойля. Выполнение этих тре- бований наряду с дополнительным ог- раничением (48) является непростой задачей. Разработчики MPZ MM в от- дельных случаях используют нетради- ционные способы её решения. Так, в частотности, в MM ОРА37М/ВВ (см. описание MM в файле burr-brn.lib) используются резисторы R5, R6 с отри- цательными сопротивлениями (PSPICE допускает использование отрицатель- ных величин сопротивлений, емкостей и индуктивностей). Полностью снять все проблемы ВхДК, связанные с необ- ходимостью выполнения условия (48),

позволяет использование в схеме MPZ MM дополнительного (второго) УСК. Примером модифицированной MM, в которой используется дополнительный УСК, является MM OP-200/AD (см. описание MM в файле anlg_dev.lib). В некоторых MPZ MM (например, в MM OP-61/AD) используются дополнительные УСК, коэффициенты усиления которых не зависят от частоты (в схемах таких УСК отсутствуют конденсаторы).

При расчёте схем БМЧХ (рис. 43) мы исходим из того, что известны частоты всех полюсов и нулей передачи, реализуемых этими блоками, а их коэффициенты передачи на постоянном токе равны 1. Стандартная процедура расчёта БМЧХ, используемая в фирменных MPZ MM, предполагает, что проводимости передачи всех ИТУН равны 10^{-6} Ом^{-1} . Будем использовать указанные величины передаточных проводимостей источников и в схеме рис. 43:

$$Y_{TG5} = Y_{TG6} = \dots = Y_{TG10} = 10^{-6} \text{ Ом}^{-1}.$$

Очевидно, что коэффициенты передачи БМЧХ на постоянном токе равны 1, если выполняется условие:

$$R_{13} = R_{14} = R_{15} = R_{16} = R_{20} = R_{21} = R = 10^6 \text{ Ом}.$$

Номиналы других элементов БМЧХ рассчитываются по формулам, приведённым в табл. 5.

ВыхК, схема которого изображена на рис. 44, моделирует:

- выходное сопротивление ОУ;
- ограничение выходного тока ОУ;
- динамику токов потребления ОУ от источников питания.

ИТУН G13, G14 и резисторы R23, R24 образуют схему, которая при выполнении условий:

$$Y_{TG13} = Y_{TG14} = Y_{TG13,G14},$$

$$R_{23} = R_{24} = R_{23,24} = \frac{1}{Y_{TG13,G14}}.$$

является повторителем напряжения, выходное сопротивление которого определяется выражением:

$$R_{OUT} = R_{23} \parallel R_{24} = 0,5 R_{23,24}. \quad (50)$$

Справедливость сказанного иллюстрируют результаты PSpice-анализа повторителя напряжения в случае его работы в режиме холостого хода выхода (рис. 46а), а также в случае, когда его выход нагружен резистором RL (рис. 46б).

На рис. 46 указаны токи ветвей и выходные напряжения повторителя, полученные в результате анализа схем. Результаты анализа повторителя, работающего в режиме холостого хода выхода, показывают следующее:

- входное и выходное напряжение повторителя равны, т.е. коэффициент его передачи равен 1;
- токи, протекающие через ИТУН G1a и резистор R1a, равны по величине. Первый из этих токов втекает в источник питания VS1a, а второй – вытекает из него, и поэтому результирующий ток источника VS1a равен 0. Сказанное относится и к токам компонентов G2a, R2a, VS2a.

В схеме рис. 46б через нагрузочный резистор RL протекает ток 10 мА, в результате выходное напряжение повторителя уменьшается («подсаживается») с 10 до 9 В. Следовательно, величина выходного сопротивления R_{OUT} повторителя равна 100 Ом, т.е. совпадает с величиной R_{OUT} , рассчитанной по формуле (50). В результате протекания тока через нагрузочный резистор RL ток резистора R1b увеличивается на 5 мА (по сравнению с током резистора R1a), а ток резистора R2b уменьшается на такую же величину. Указанные приращения токов протекают через источники питания ОУ: из плюсового вывода источника VS1b и минусового вывода источника VS2b вытекают токи величиной 5 мА. Ток, протекающий через нагрузку повторителя напряжения, распределяется поровну между источниками питания ОУ. Выше было показано, что в реальном ОУ ток нагрузки всегда протекает только через один из источников питания: через источник, подключенный к плюсовой шине питания ОУ, если ток нагрузки вытекает из ОУ, или через источник, подключенный к минусовой шине, если ток нагрузки втекает в ОУ. Вывод: повторитель напряжения, входящий в состав ВыхК MPZ MM, неадекватно моделирует динамику тока потребления ОУ. Анализ схемы (рис. 46б) показывает, что для того, чтобы она адекватно моделировала токи, потребляемые от источников VS1b, VS2b, достаточно между шинами питания схемы включить управляемый источник корректирующего тока, величина которого определяется выражением:

$$I_{correct} = 0,5 |I_{LOAD}|, \quad (51)$$

где: I_{LOAD} – ток нагрузки повторителя напряжения.

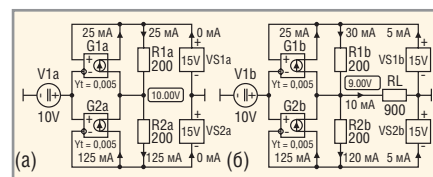


Рис. 46. Узловые напряжения и токи ветвей повторителя напряжения ВыхК макромоделли MPZ

В схеме ВыхК MPZ MM (см. рис. 44) функцию источника корректирующего тока выполняет часть схемы, в состав которой входят ИТУН G11, G12, диоды D5, D7 и стабилитроны D6, D8. Входы управления источников G11, G12 включены параллельно и противофазно, а их передаточные проводимости равны: $Y_{TG11} = Y_{TG12} = Y_{TG11,G12}$. Разность входного напряжения V_C ВыхК и выходного напряжения V_O повторителя равна падению напряжения на внутреннем (выходном) сопротивлении R_{OUT} повторителя напряжения:

$$V_C - V_O = I_{LOAD} R_{OUT}, \quad (52)$$

и, следовательно,

$$I_{LOAD} = \frac{V_C - V_O}{R_{OUT}}.$$

Разность напряжений V_C и V_O является управляющим напряжением ИТУН G11, G12, и, следовательно:

$$I_{G12} = -I_{G11} = (V_C - V_O) Y_{TG11,G12} = I_{LOAD} R_{OUT} Y_{TG11,G12}.$$

При выполнении условия:

$$Y_{TG11,G12} = \frac{0,5}{R_{OUT}} = \frac{1}{R_{23,24}}$$

токи источников G11, G12 равны:

$$I_{G12} = -I_{G11} = 0,5 I_{LOAD}.$$

Таким образом, вне зависимости от направления тока нагрузки ВыхК через один из диодов D5, D7 и один из источников G11, G12 всегда протека-

Таблица 5. Формулы для расчёта номиналов элементов БМЧХ

Тип БМЧХ	Расчётные формулы
Р-БМЧХ	$C_4 = C_5 = \frac{10^{-6}}{2\pi F_P}$
РЗ-БМЧХ	$R_{17} = R_{18} = \frac{10^6}{F_Z / F_P - 1}; C_6 = C_7 = \frac{1}{2\pi F_Z R_{17}}$
ЗР-БМЧХ	$R_{19} = R_{20} = 10^6 (F_P / F_Z - 1); L_3 = L_4 = \frac{R_{19}}{2\pi F_P}$

ет ток $0,5I_{LOAD}$, или, иными словами, через корректор токов потребления от шины положительного питания к шине отрицательного питания протекает ток $0,5|I_{LOAD}|$, что, собственно, в соответствии с (51), и требуется для корректного моделирования токов потребления ВыхК. Стабилитрон D6 обеспечивает путь протекания тока ИТУН G11 в те его полупериоды, когда он вытекает из вывода источника, соединенного с катодами диодов D5, D6. Сказанное в полной мере относится к стабилитрону D8 и источнику G12. Очевидно, что напряжение пробоя (параметр V_B модели диода) стабилитронов должно быть несколько больше максимально допустимой величины размаха питающих напряжений моделируемого ОУ.

Постоянный ток I_Q , потребляемый ММ в режиме холостого хода выхода, имеет несколько составляющих:

$$I_Q = I_{EE} + I_{0G3,G4} + \frac{V_{SP} - V_{SM}}{R_7 + R_8} + \frac{N(V_{SP} - V_{SM})}{2 \times 10^6},$$

где: $I_{0G3,G4} = I_{0G3} = -I_{0G4}$ – постоянная составляющая тока, протекающего через полиномиальные ИТУН G3 и G4; N – суммарное количество БМЧХ и УсК, используемых в схеме ММ.

Вариацией величин $I_{0G3,G4}$ и $R_7 = R_8$ можно получить желаемую величину тока I_Q при некоторых фиксированных величинах питающих напряжений, а также желаемый наклон зависимости I_Q от величины размаха питающих напряжений.

Моделирование ограничения выходного тока ВыхК осуществляется путём шунтирования повторителя напряжения ВыхК нелинейным двухполюсником, проводимость которого существенным образом зависит от приложенного к нему напряжения. Нелинейный двухполюсник (ограничитель выходного тока) реализован на диодах D3, D4 и источниках постоянного напряжения V3, V4. Ограничитель тока подключен между входом и выходом повторителя напряжения, а это означает, что к нему прикладывается напряжение, равное падению напряжения на внутреннем сопротивлении R_{OUT} повторителя напряжения. Величина этого падения напряжения зависит от тока нагрузки ВыхК и определяется выражением (52). Когда ВыхК работает в режиме холостого хода выхода, ограничитель тока находится в непроводящем состоянии, поскольку диоды D3, D4

смещены в обратном направлении напряжениями источников V3 и V4 соответственно. Однако при некоторой предельной величине тока нагрузки I_{LOAD} ВыхК падение напряжения на внутреннем сопротивлении R_{OUT} повторителя напряжения становится достаточным для смещения одного из диодов D3, D4 в прямом направлении, то есть для перевода ограничителя тока в проводящее состояние. В этом случае ток с выхода БМЧХ (к которому подключен ВыхК) начинает протекать через ограничитель тока в нагрузку ВыхК, то есть в обход повторителя напряжения. БМЧХ имеет весьма большое выходное сопротивление (сотни кОм и более), и поэтому даже очень незначительный ток нагрузки его выхода вызывает существенное уменьшение выходного напряжения V_C БМЧХ. В свою очередь, уменьшение входного напряжения V_C ВыхК вызывает уменьшение тока нагрузки I_{LOAD} ММ ОУ. Таким образом, ток нагрузки ВыхК ограничивается на уровне, соответствующем появлению незначительного прямого тока диода D3 или D4. Для ограничения вытекающего и втекающего токов ММ ОУ на желаемых уровнях $I_{OPA \text{ LIM} \rightarrow}$ и $I_{OPA \text{ LIM} \leftarrow}$ необходимо задать следующие величины напряжений источников V3 и V4:

$$\begin{aligned} V_{V3} &= V_{OPA \text{ LIM} \rightarrow} R_{OUT} - V_{FWD D3}, \\ V_{V4} &= V_{OPA \text{ LIM} \leftarrow} R_{OUT} - V_{FWD D4}, \end{aligned}$$

где: $V_{FWD D3} = V_{FWD D4} \approx 0,61$ В – падения напряжений на прямосмещённых диодах D3, D4.

В типичном реальном ОУ выходной каскад представляет собой эмиттерный повторитель, реализованный на комплементарных биполярных транзисторах (см. рис. 26). Известно [25], что эмиттерный повторитель имеет индуктивный характер выходного сопротивления, и, следовательно, его выходное сопротивление возрастает при увеличении частоты сигнала. Для моделирования типичного увеличения выходного сопротивления ВыхК на высоких частотах в состав ММ ОУ включена индуктивность L4. Величину этой индуктивности рекомендуется [9] подбирать методом проб и ошибок в процессе тестирования ММ на малых импульсных сигналах при ёмкостном характере нагрузки. Критерием правильности выбора номинала индуктивности L4 является

наилучшее соответствие величин выброса (overshoot) выходного напряжения ММ и реального ОУ при одинаковых нагрузках их выходов.

Описание MPZ ММ ОУ некоторых ОУ фирмы Analog Devices и результаты их тестирования приведены в [26 – 28].

Недостатки MPZ-макромодели ОУ

Выше уже отмечалось, что ММ Бойля и MPZ ММ имеют во многом схожие схемы ВхДК. Естественным следствием указанной схожести является то обстоятельство, что некоторые недостатки ММ Бойля, обусловленные свойствами ВхДК, унаследовала и MPZ ММ ОУ:

- MPZ ММ (так же, как и ММ Бойля) в общем случае не моделирует эффекты, связанные с выходом входных напряжений ОУ за пределы регламентированных значений;
- MPZ ММ (так же, как и ММ Бойля) при большом уровне входного синфазного сигнала неадекватно моделирует поведение ОУ, в схемах которых предусмотрены специальные меры защиты, исключающие реверс фазы выходного напряжения.

Следует особо отметить, что MPZ ММ имеет один недостаток, который отсутствует в ММ Бойля – MPZ ММ не моделирует асимметрию максимальных скоростей нарастания и спада выходного напряжения, поскольку в схеме замещения ММ отсутствует конденсатор, шунтирующий источник тока I_{EE} (или I_{SS}) ВхДК (в схеме ММ Бойля этот конденсатор имеет обозначение C_{EE} или C_{SS}).

Ещё один существенный недостаток MPZ ММ заключается в том, что она не моделирует синфазную составляющую входной ёмкости ОУ. Возникает закономерный вопрос: почему разработчики MPZ ММ отказались от моделирования синфазных входных ёмкостей ОУ? Казалось бы, для моделирования синфазной ёмкости входа ОУ достаточно подключить к нему один вывод конденсатора, а второй вывод этого конденсатора подключить к ...? И вот здесь возникает вопрос: к какому узлу схемы MPZ ММ следует подключить второй вывод конденсатора, моделирующего синфазную ёмкость входа ОУ? С определённой долей уверенности можно предположить, что разработчики MPZ ММ не нашли ответа на этот вопрос. Проблемы моделирования синфазных входных ёмкостей ОУ в MPZ

ММ обсуждаются в дополнительных материалах к статье, размещённых на сайте журнала.

СРАВНЕНИЕ НЕКОТОРЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ ТЕСТИРОВАНИЯ ММ Бойля и MPZ

В библиотеке `burr_brn.lib` компонентов фирмы Burr-Brown (эта фирма вошла в состав Texas Instruments, но торговая марка Burr-Brown сохранилась) ОУ ОРА27 представлен как макромоделью Бойля (ОРА27/ВВ), так и MPZ-макромоделью (ОРА27М/ВВ). Наличие двух ММ одного и того же ОУ позволяет сопоставить результаты тестирования этих ММ, а также сравнить их с данными Datasheet [29]. На рис. 47 изображены графики АЧХ и ФЧХ макромodelей ОУ, а также указаны частоты их единичного усиления и запаса устойчивости по фазе.

Переходные характеристики, полученные в результате тестирования схем повторителей напряжения, в которых использовались указанные ММ, приведены на рис. 48.

Сравнение полученных результатов анализа с данными [29] позволяет сделать следующий вывод: MPZ ММ существенно точнее (по сравнению с ММ Бойля) моделирует основные частотные и временные параметры реального ОУ. Интересные и наглядно сопоставимые результаты анализа ряда схем, в которых ОУ представлены макромоделями Бойля и MPZ, приведены в [9, 30].

Модифицированная схема MPZ ММ

В результате анализа классической схемы MPZ ММ можно сделать следующие выводы:

- «двухэтажные» схемы БМЧХ и УСК неоправданно усложнены (являются избыточными);
- принципы работы повторителя напряжения ВыхК ММ и двухтактного эмиттерного повторителя реального ОУ не имеют ничего общего. Это затрудняет анализ схемы ВыхК и делает необходимым включение в его состав громоздкой схемы корректора токов потребления.

В принципе для реализации полюса, нуля или полюсно-нулевой пары передаточной функции ММ ОУ достаточно половины («одного» этажа) схемы соответствующего БМЧХ. Разработчики ММ ОУ нашли и успешно

используют схемные решения, позволяющие отказаться от избыточности БМЧХ и УСК. В дополнительных материалах к статье приведены схемы макромodelей LF351/NS и AD817/AD, в которых используются БМЧХ и УСК минимальной сложности. Неудовлетворённость разработчиков макромodelей ОУ схемой ВыхК проявляется в частом использовании различных её модификаций, которые обычно различаются реализациями схемы корректора токов потребления (см. схему ВыхК ММ AD817/AD на сайте журнала). Интересную схему ВыхК имеют MPZ ММ многих ОУ National Semiconductor, и в частности, ММ LF351/NS (см. сайт журнала). Эта схема имеет ряд несомненных достоинств:

- повторитель напряжения ВыхК реализован всего на одном ИТУН и одном резисторе, моделирующем выходное сопротивление ММ ОУ;
- все управляемые источники ВыхК имеют единичные и, что даже более важно, фиксированные коэффициенты передачи, величины которых (в отличие от схемы классического ВыхК) не изменяются при вариациях величины выходного сопротивления ММ ОУ.

Недостатки схемы ВыхК ММ LF351/NS традиционны:

- сложность схемы корректора токов потребления, в состав которой входят два ИТУТ, два диода и два источника постоянного напряжения;
- принцип работы схемы ВыхК ни в коей мере не отражает процессы, протекающие в выходном каскаде реального ОУ.

Вариант модифицированной MPZ ММ ОУ, который автору представляется оптимальным, изображён на рис. 49 (предполагается, что в общем случае в схеме может использоваться произвольное количество БМЧХ).

Модифицированная MPZ ММ отличается от классической (см. рис. 42 – 44) следующими моментами:

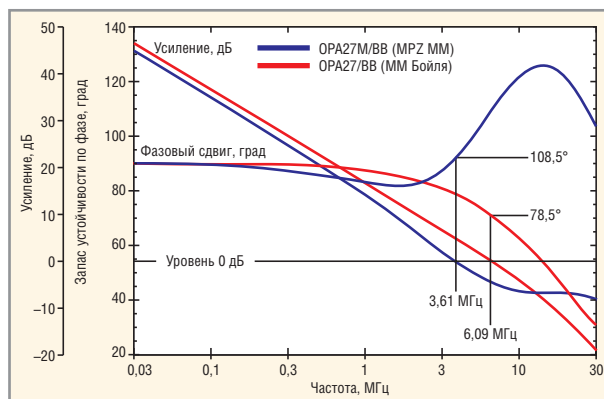


Рис. 47. АЧХ и ФЧХ двух макромodelей ОУ ОРА27

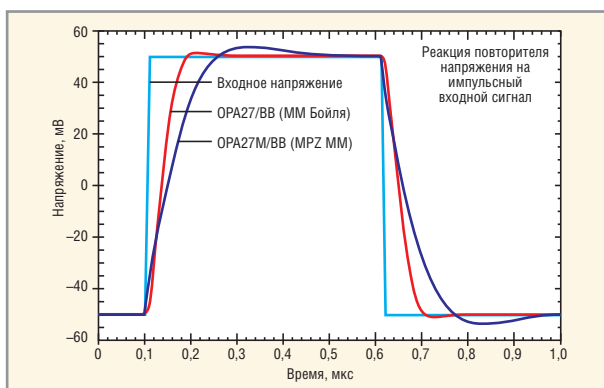


Рис. 48. Результаты моделирования отклика повторителя напряжения на импульсный входной сигнал

- ВхДК модифицированной ММ за счёт использования конденсаторов $C_{cm1} - C_{cm4}$ моделирует синфазную составляющую входной ёмкости ОУ;
- в модифицированной ММ используются БМЧХ и УСК минимальной сложности;
- в модифицированной ММ используется новая схема ВыхК.

Следует заметить, что приведённые выше методики расчёта ВхДК и БМЧХ классической ММ применимы и к указанным блокам модифицированной ММ. Процедуры расчёта УСК классической и модифицированной ММ отличаются только в части задания пороговых напряжений на ограничительных диодах D1, D2. В схеме на рис. 49 для задания указанных напряжений используются полиномиальные ИТУН ELP и ELM, входные и выходные напряжения которых связаны соотношением:

$$V_{OUT} = P_0 + P_1 V_{IN} = P_0 + V_{IN}.$$

Величины полиномиальных коэффициентов P_0 ELP, P_0 ELM источников, при которых обеспечиваются заданные уровни $V_{P_OUT_LIM}$, $V_{M_OUT_LIM}$ ограничения выходного напряже-

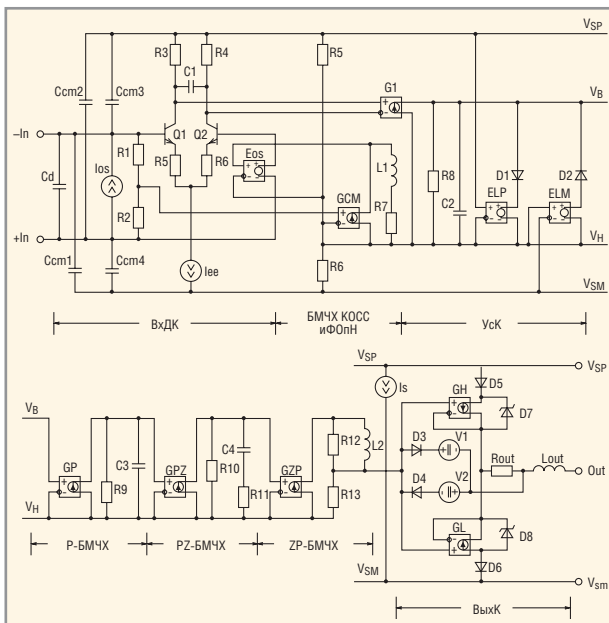


Рис. 49. Схема модифицированной макромодели MPZ

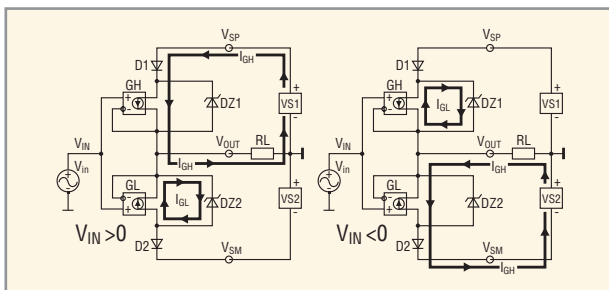


Рис. 50. Схемы, поясняющие принцип работы ВыхК модифицированной макромодели MPZ

ния ММ ОУ (или заданные уровни напряжений V_{SATP} , V_{SATM} насыщения выхода ММ ОУ), рассчитываются по формулам:

$$P_{0ELP} = -(V_{SP} - V_{POUTLIM} + V_{FWD D1}) = -(V_{SATP} + V_{FWD D1}),$$

$$P_{0ELM} = V_{MOUTLIM} - V_{SM} + V_{FWD D1} = V_{SATM} + V_{FWD D2}.$$

Многие фирменные ММ (AD712/AD, AD817/AD, LF351/NS, LF358/NS и др.), в которых используются БМЧХ и УсК минимальной сложности («одноэтажные» схемы блоков), неправильно моделируют токи потребления ОУ, если он работает в режиме ограничения выходного напряжения. Когда в схеме ММ AD817/AD (см. дополнительные материалы на сайте журнала) напряжение неинвертирующего входа ВхДК существенно превышает напряжение инвертирующего входа, через ИТУН G1 протекает ток, приблизительно равный 1 мА. Этот ток замыкается по контуру: «земля» ММ, ИТУН E_{REF} , ИТУН G1, диод D1, исто-

чник напряжения V1, шина положительного питания, источник положительного питания, внешняя «земля». Когда УсК ограничивает выходное напряжение на максимальном уровне, ток, потребляемый ММ AD817/AD от источника положительного питания, уменьшается на 1 мА. При смене полярности входного дифференциального сигнала на 1 мА уменьшается ток, потребляемый ММ от источника отрицательного питания. У ММ AD712/AD приращение токов потребления, обусловленное переходом УсК в режим ограничения напряжения, равны 100 мА (!). В предлагаемой ММ (рис. 49) переход УсК в режим ограничения напряжения не вызывает изменения токов потребления, поскольку ток ИТУН G1 замыкается либо через

диод D1 и ИТУН ELP, либо через диод D2 и ИТУН ELM. В ММ LF351/NS/My (см. сайт журнала) можно использовать два варианта реализации цепи ограничения напряжения. В первом варианте для ограничения напряжения используются ключи, управляемые напряжением, а во втором – полиномиальные ИТУН и диоды (альтернативный вариант цепи ограничения напряжения «выключен» из описания ММ знаками «*» комментария).

Вернёмся к схеме на рис. 49. Принцип работы ВыхК поясняет рис. 50, на котором жирными линиями показаны контуры и направления протекания токов ИТУТ GH и GL для случаев, когда входной сигнал имеет положительную и отрицательную полярность.

Полагаем, что в ВыхК используются идентичные ИТУТ, т.е. выполняется условие:

$$Y_{TGH} = Y_{TGL} = Y_T.$$

В любой момент и при любой величине входного напряжения V_{IN} через

каждый из ИТУТ GH и GL протекают равные токи, величины которых определяются выражением:

$$I_{GH} = I_{GL} = I_G = (V_{IN} - V_{OUT})Y_T. \quad (53)$$

При выполнении условия $V_{IN} - V_{OUT} > 0$ направления токов источников GH, GL совпадают с направлениями стрелок в их графических обозначениях. Таким образом, при $V_{IN} > 0$ ток источника GH протекает через сопротивление R_L нагрузки, источник питания VS1 и диод D1, а ток источника GL замыкается через стабилитрон DZ2. При смене знака входного сигнала (при $V_{IN} < 0$) источники GH и GL как бы меняются ролями: ток I_{GH} протекает через стабилитрон DZ1, а ток I_{GL} – через диод D2, источник питания VS2 и нагрузку R_L . Сказанное позволяет сделать следующие выводы:

- напряжения V_{IN} и V_{OUT} имеют одинаковые знаки, или, другими словами, входной и выходной сигналы рассматриваемой схемы имеют одинаковые фазы (синфазны);
- токи источников GH и GL протекают через нагрузку R_L поочередно: при $V_{IN} > 0$ через нагрузку протекает ток I_{GH} , а при $V_{IN} < 0$ – ток I_{GL} .

Напряжение V_{OUT} на нагрузке связано с током I_G одного из источников GH, GL очевидным соотношением:

$$V_{OUT} = I_G R_L. \quad (54)$$

Подставляя (53) в (54), получаем:

$$V_{OUT} = (V_{IN} - V_{OUT})Y_T R_L.$$

Решая это уравнение относительно V_{OUT} , получаем:

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{Y_T R_L}{1 + Y_T R_L}.$$

Коэффициент передачи ВыхК:

$$A_v = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{Y_T R_L}{1 + Y_T R_L}. \quad (55)$$

Из формулы (55) следует, что при выполнении условия $Y_T \gg 1/R_L$ коэффициент передачи ВыхК приблизительно равен единице. Сопротивление нагрузки ВыхК минимально в режиме короткого замыкания выхода ММ ОУ. В этом случае ВыхК оказывается нагруженным на резистор R_{OUT} , который моделирует выходное сопротивление ОУ (см. рис. 49). Таким образом, $R_{LMIN} = R_{OUT}$. Из сказанного следует, что коэффициент передачи ВыхК

практически равен единице и не зависит от сопротивления внешней нагрузки ММ, если выполняется условие:

$$Y_{TGOH} = Y_{TGOH} = Y_T \geq \frac{1000}{R_{OUT}}.$$

На практике величину Y_T удобно выбирать из ряда значений 10^3 , 10^4 , 10^5 . Так, например, если $R_{OUT} = 10$ Ом и $Y_T = 10^4$, то при изменении сопротивления нагрузки ММ от нуля (режим короткого замыкания выхода) до бесконечности (режим холостого хода выхода) величина коэффициента A_V передачи ВыхК гарантированно находится в диапазоне значений 0,99999...1.

Напряжения пробоя V_Z стабилитронов D7, D8 должны быть не менее размаха питающих напряжений:

$$V_Z \geq V_{SP} - V_{SM}.$$

Для ММ ОУ с напряжениями питания ± 15 В можно рекомендовать использовать следующую модель стабилитрона:

.model DZ D(IS=1e-15 BV=40)

Следует особо подчеркнуть, что принцип работы рассмотренной схемы ВыхК очень похож на принцип работы двухтактного повторителя напряжения, реализованного на комплементарных транзисторах. Часть схемы ВыхК, в которую входят ИТУН GH, диод D5 и стабилитрон D7, формально можно рассматривать как идеализированный безынерционный МОП-транзистор с каналом n-типа, а компоненты GL, D6, D8 формально можно рассматривать как r-канальный МОП-транзистор. У этих транзисторов зависимость тока I_D стока от напряжения V_{GS} затвор–исток определяется выражением:

$$I_D = \begin{cases} 0 & \text{при } V_{GS} \leq 0; \\ V_{GS} Y_T & \text{при } V_{GS} > 0. \end{cases}$$

Указанные эквивалентные транзисторы образуют двухтактный повторитель напряжения, который потребляет от источников питания такие же токи, как и повторитель напряжения ВыхК реального ОУ. Именно поэтому в новой схеме ВыхК отпадает необходимость в использовании схемы корректора токов потребления ММ.

Результаты проведенного выше анализа схемы ограничителя выход-

ного тока классической MPZ ММ полностью применимы и к ограничителю выходного тока (диоды D3, D4 и источники напряжения V1, V2) модифицированной ММ. Источник постоянного тока I_S позволяет осуществить точную подгонку величины статического тока I_Q потребления ММ под паспортные данные моделируемого ОУ.

КРАТКИЙ ОБЗОР МАКРОМОДЕЛЕЙ ОУ НЕКОТОРЫХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

Макромодели ОУ Burr-Brown

В библиотеке ОУ burr_brn.lib представлены макромоделями четырех уровней [11]:

- Уровень 1: классическая ММ Бойля;
- Уровень 2: улучшенная ММ Бойля (в имени ММ имеется суффикс «Е», например, OPA111E/BB);
- Уровень 3: классическая MPZ ММ (в имени ММ имеется суффикс «М», например, OPA27M/BB);
- Уровень 4: упрощенная ММ транзисторного уровня (в имени ММ имеется суффикс «Х», например, OPA620X/BB).

ММ первого и третьего уровней подробно рассмотрены выше. ММ второго уровня отличается от классической ММ Бойля следующими усовершенствованиями [11]:

- улучшенные ММ ОУ моделируют дифференциальную и синфазную составляющие входной ёмкости ОУ;
- ММ второго уровня моделируют динамику токов, потребляемых ОУ от источников питания, а также более точно моделируют зависимость постоянной составляющей тока I_Q потребления ОУ от размаха питающих напряжений;
- некоторые улучшенные ММ (OPA111E/BB, OPA234E/BB и др.) моделируют шумы ОУ;
- улучшенные ММ ОУ с полевыми транзисторами на входе более точно моделируют входные токи ОУ;
- улучшенные ММ (OPA77E/BB, OPA27E/BB и др.) моделируют одно-резистивную цепь защиты входа ОУ, в том случае, разумеется, когда такая цепь имеется в схеме моделируемого ОУ.

Четыре варианта улучшенной схемы ММ, соответствующих различным типам транзисторов ВхДК, приведены в [11].

ММ четвертого уровня используются для моделирования сверхбыстродействующих ОУ OPA620, OPA640

и ряда других. Схемы ММ ОУ упрощенного транзисторного уровня приведены в [11].

Макромодели ОУ Analog Devices

В библиотеке anlg_dev.lib используется значительное количество типов и модификаций ММ, детально рассмотреть которые в рамках журнальной статьи не представляется возможным. В целом же о ММ можно сказать следующее. Все ММ моделируют многополюсный характер передаточной функции ОУ, зависимость КОСС от частоты и динамику токов потребления ОУ. Следует заметить, что, к сожалению, некоторые ММ неадекватно моделируют токи потребления в том случае, когда ОУ работает в режиме ограничения выходного напряжения. Многие ММ моделируют шумы ОУ. Практически все ММ моделируют дифференциальную составляющую входной ёмкости ОУ, однако синфазную составляющую этой ёмкости моделирует очень незначительная часть ММ. В дополнительных материалах к статье анализируется работа ММ AD817/AD и AD822/AD.

Макромодели ОУ National Semiconductor

В библиотеке nat_semi.lib схемы ММ ОУ с BJT и JFET на входе (за исключением схем ММ быстродействующих ОУ серии LM71xx) в целом соответствуют схемам ММ LF351/NS и LM358/NS, которые рассмотрены в дополнительных материалах к статье. Схемы ММ некоторых ОУ имеют незначительные различия. Так, например, схемы ММ LF441/NS, LM6265/NS имеют на входе конденсаторы, которые моделируют синфазную составляющую входной ёмкости, а ММ LM6161/NS имеет более сложную схему выходного каскада. Схемы ММ и особенности моделирования CMOS ОУ фирмы National Semiconductor рассмотрены в [31].

Макромодели ОУ Linear Technology

ММ всех низкочастотных ОУ с BJT и JFET на входе являются модификациями ММ Бойля. Схемы ММ LT1012/LT, LT1097/LT отличаются от схемы классической ММ Бойля наличием на входе защитных диодов [32]. Более сложную схему ограничения входного напряжения [33] имеют ММ LT1013/LT, LT1413/LT и

некоторые другие. В ММ ряда ОУ (LF355, LF412, LT1022 и др.) используется оригинальное схемное решение [34] реализации значительно различающихся величин максимальных скоростей нарастания и спада выходного напряжения ОУ. В библиотеках `lin_tech.lib`, `LTC.lib` широко используется модифицированная ММ Бойля, которая рассматривается в дополнительных материалах к статье на сайте журнала на примере ММ LT1169/LTC. Для моделирования быстродействующих ОУ (серия LT12xx, LT1360 и др.) используется модификация ММ Бойля, которая позволяет реализовать несколько полюсов и нулей передаточной функции ОУ.

Макромодели ОУ Motorola

Все ОУ в библиотеке `motoramp.lib` представлены классическими ММ Бойля.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Создать ММ, которая абсолютно точно имитирует работу реального ОУ, невозможно в принципе (натура всегда сложнее модели). В этой связи крайне важно, чтобы схемотехник отчётливо понимал, в какой мере используемая ММ адекватна той функции, которую выполняет ОУ в конкретной анализируемой схеме. Так, например, использование ММ Бойля недопустимо (по крайней мере, без принятия специальных мер, рассмотренных в предыдущих разделах) в следующих случаях:

- моделируемый ОУ вместе с его источниками питания «плавает» относительно «земли» анализируемой схемы;
- функционирование анализируемой схемы зависит от текущих величин (мгновенных значений) токов, потребляемых ОУ от источников питания.

Однако в подавляющем большинстве практических схем общая точка источников питания ОУ соединена с «землёй» схемы, а выводы питания ОУ подключены непосредственно к выводам источников питания, имеющих низкое внутреннее сопротивление. При анализе таких схем вполне могут использоваться макромодели Бойля, если, разумеется, препятствием для их применения не являются ограничения, связанные с точностью моделирования

АЧХ и КОСС ОУ. Кстати, точность (и даже сам факт) моделирования КОСС не имеет существенного значения, если неинвертирующий вход ОУ соединён с общим проводником анализируемой схемы и, следовательно, уровень синфазного сигнала на входах ОУ близок к нулю. Если заведомо известно, что в анализируемой схеме уровни выходного напряжения и тока ОУ не превышают соответствующих паспортных величин, то вполне можно использовать ММ, которая не моделирует ограничение выходного тока и напряжения ОУ. Если предварительные прикидочные расчёты показывают, что в анализируемой схеме гарантированно не может быть превышена максимальная скорость изменения выходного напряжения ОУ, то допустимо использование ММ, которая не моделирует ограничение скорости нарастания/спада выходного напряжения ОУ. Если в моделируемой схеме ОУ нагружен на ёмкость значительной величины, то крайне важно, чтобы ММ точно моделировала выходное сопротивление ОУ. Перечисление подобных «если» можно продолжать ещё очень долго. Решать вопрос о возможности использования той или иной ММ ОУ в каждом конкретном случае, а также оценивать величины максимальных ошибок моделирования, обусловленных неидеальностью ММ, должен схемотехник. Знание возможностей и параметров ММ ОУ, а также здравый смысл и опыт разработчика – необходимые и достаточные условия получения достоверных результатов моделирования схемы.

Получить объективную информацию о параметрах и особенностях ММ ОУ можно в процессе её всестороннего тестирования (к сожалению, рамки журнальной статьи не позволяют обсудить методики, схемы и сценарии тестирования ММ ОУ – это тема отдельного разговора).

Существует ещё один веский довод в пользу необходимости тестирования ММ ОУ. В разработке огромного количества ММ ОУ принимает участие множество людей. А люди, как известно, иногда совершают ошибки. Чтобы не быть голословным, приведу один пример. Тестирование выходного сопротивления ОУ, представленных макромоделями LT1055/LT, LT1056/LT, LT1169/LT, LT1022/LT (и

ряда других, входящих в состав библиотек `lin_tech.lib`, `LTC.lib`), даёт совершенно неожиданный результат: на частотах, превышающих 1...3 кГц, указанные ММ имеют выходное сопротивление, приблизительно равное 1 Ом. Типовые паспортные величины выходных сопротивлений ОУ LT1055 и LT1056 равны соответственно 60 и 45 Ом. К счастью, устранить причины столь значительных расхождений результатов тестирования ММ и паспортных данных ОУ несложно (как это сделать, показано на примере ММ LT1169/LT в дополнительных материалах к статье).

Рассмотренные выше ММ Бойля и MPZ ориентированы на моделирование ОУ, имеющих классическую структуру, которая предполагает, что на входе ОУ используется транзисторный балансный каскад, а на выходе – повторитель напряжения, реализованный на комплементарных ВJT (см. рис. 26). Для ОУ, имеющих классическую структуру, в общем случае характерны следующие ограничения:

- ОУ работает правильно и обеспечивает заданную величину КОСС только в том случае, если синфазное напряжение на его входах находится в регламентированном диапазоне значений, ограниченном величинами $V_{CM\ MIN}$, $V_{CM\ MAX}$, которые отвечают следующим условиям:

$$\begin{aligned} V_{SP} - V_{CM\ MAX} &> (1...5) B; \\ V_{CM\ MIN} - V_{SM} &> (1...5) B. \end{aligned}$$

- размах выходного напряжения ОУ на 2...5 В меньше размаха питающих напряжений.

Однако в настоящее время на рынке имеется огромное количество типов ОУ, схемотехника которых позволяет в той или иной мере снять указанные ограничения. В ОУ с однополярным питанием (LT1006, OP-90, TLC270) размах входного и выходного напряжений ограничен снизу величиной напряжения V_{SM} . Входной и/или выходной сигнал так называемых Rail-to-Rail ОУ (AD822, ALD1702, MAX4130) может изменяться в полном диапазоне питающих напряжений. Очевидно, что схемы указанных типов ОУ имеют специфические особенности, которые должны учитывать их ММ. Так, в частности, окончная ступень выходного каскада

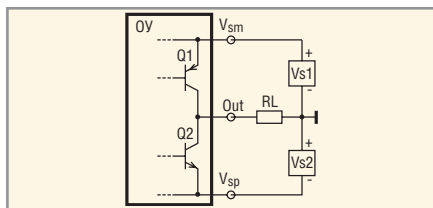


Рис. 51. Оконечная ступень выходного каскада биполярного Rail-to-Rail ОУ

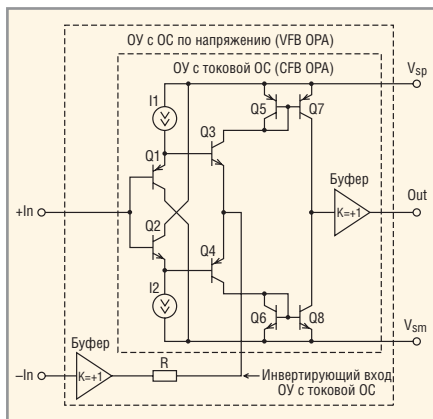


Рис. 52. Функциональная схема ОУ с ОС по напряжению, реализованного на базе ОУ с токовой ОС

биполярного Output Rail-to-Rail ОУ обычно имеет схему, изображенную на рис. 51.

Транзисторы Q1, Q2 включены по схеме с ОЭ, и, следовательно, выходной каскад, изображенный на рис. 51, имеет два принципиальных отличия от выходного каскада классического ОУ: во-первых, он имеет высокое выходное сопротивление, а во-вторых, его коэффициент передачи значительно больше единицы и существенным образом зависит от сопротивления R_L нагрузки ОУ. Особенности моделирования $\text{Вых}K$ по схеме рис. 51 рассматриваются в дополнительных материалах к статье на примере ММ Rail-to-Rail ОУ AD822. Здесь же только отметим, что выходной каскад ОУ AD822 моделируется на транзисторном уровне (в $\text{Вых}K$ используется 6 ВJT).

В данной статье не рассматриваются ММ ОУ с токовой ОС (Current Feedback ОУ или сокр. CFB ОУ). Следует, однако, заметить, что превосходные динамические характеристики ОУ с токовой ОС [35] побудили разработчиков ИМС использовать их схемотехнические решения для реализации традиционных ОУ с ОС по напряжению (Voltage Feedback ОУ или VFB ОУ). Схемотехника высокоскоростных VFB ОУ LM7171, LT1813, CLC420 и ряда других соответствует функциональной схеме, изображенной на рис. 52.

Из рис. 52 следует, что для преобразования CFB ОУ в VFB ОУ достаточно в схему первого из них добавить буфер с единичным усилением и резистор. Новая схема ОУ (рис. 52) радикально отличается от традиционной схемы (рис. 26). Очевидно, что и процессы, протекающие в этих схемах, также имеют существенные отличия, которые не могут быть в полной мере учтены ММ Бойля и/или MPZ. Надо полагать, что именно поэтому высокоскоростные ОУ CLC420, CLC428, CLC440, схемотехника которых соответствует функциональной схеме рис. 52, моделируются по существу на упрощенном транзисторном уровне [36]. Достаточно сказать, что в схеме замещения ОУ CLC420 используется 16 транзисторов и 4 диода. Из сказанного следует, что моделирование специфических особенностей ОУ с нетрадиционной структурой обеспечивается за счет существенного усложнения их схем замещения.

Анализ литературных источников и библиотек ММ ведущих производителей ОУ позволяет сделать вывод о том, что в настоящее время прослеживается устойчивая тенденция усложнения ММ ОУ. Сегодня многие быстродействующие ОУ (серия THS40xx, серия CLC4xx и др.) моделируются на упрощенном транзисторном уровне. Однако, как говорится, мы это уже проходили: в первых САПР ОУ также моделировались на транзисторном уровне. Основная цель, которую ставили перед собой разработчики первой ММ ОУ, заключалась в упрощении схемы замещения ОУ. Сегодня мы наблюдаем обратную картину – схемы макромоделей ОУ неуклонно усложняются. Так что – история развития ММ ОУ повернула вспять? Нет, конечно. Это не возвращение назад, это спираль эволюции ММ ОУ завершает очередной виток, начало которого было ознаменовано созданием ММ Бойля. Возвращение к сложным ММ ОУ происходит в принципиально новых условиях. За время, отделяющее сегодняшний день от момента создания ММ Бойля, коренным образом изменились инструментальные средства САПР. IBM PC-совместимые компьютеры используются для моделирования электронных схем уже более двадцати лет (в 1984 г. началось использование пакета программ Design Center компании MicroSim). Производительность сегодняшних ПК, работающих на гигагерцовых частотах, в сотни раз превышает производительность ПК IBM PC AT,

производство которого началось в середине 80-х годов прошлого столетия. На протяжении последних десятилетий темпы совершенствования средств вычислительной техники существенно превышали темпы повышения качества ММ аналоговых ИМС. В результате этого образовался значительный резерв возможностей совершенствования ММ ОУ и других аналоговых ИМС. Неизбежность широкого использования в ближайшем будущем 64-разрядных ПК открывает дополнительные возможности для разработки более сложных и совершенных ММ ОУ. На пути движения к совершенству конечная остановка не предусмотрена.

ЛИТЕРАТУРА

25. Полонников Д.Е. Операционные усилители: Принципы построения, теория, схемотехника. М.: Энергоатомиздат, 1983. С. 97, 122.
26. Buxton J. OP-42 Advanced SPICE Macro-Model. Application Note AN-117, Analog Devices.
27. Buxton J. OP-400 SPICE Macro-Model. Application Note AN-117, Analog Devices.
28. Buxton J. OP-470 SPICE Macro-Model. Application Note AN-132, Analog Devices.
29. Ultra-Low Noise Precision Operational Amplifiers OPA27, OPA37. Product Data-sheet PDS-466L. Burr-Brown Corporation, 1984.
30. Baker B. Operational Amplifier Macro-models: A Comparison, Application Bulletin AB-046. Burr-Brown Corporation, 1993.
31. Hindi D. A SPICE Compatible Macromodel for CMOS Operational Amplifiers. Application Note AN-856. National Semiconductor Corporation, September 1992.
32. Jung W. A SPICE Op Amp Macromodel for the LT1012. Design Note DN28. National Semiconductor Corporation, November 1989.
33. Jung W. An LT1013 and LT1014 Op Amp SPICE Macromodel. Design Note DN12. National Semiconductor Corporation, July 1988.
34. Jung W. LT1056 Improved JFET Op Amp Macromodel SLEWS Asymmetrically. Design Note DN43. National Semiconductor Corporation, January 1991.
35. Current Feedback Amplifier Theory and Applications, Application Note AN9420.1, Intersil Corporation, April 1995.
36. Schmid R. and Blake K. Simulation SPICE Models for Comlinear's Op Amps. Application Note OA-18, National Semiconductor Corporation, July, 1995.



Расчёт выходного фильтра ШИМ-инвертора

Александр Захаров (г. Томск)

Разработана методика расчёта параметров выходного фильтра на заданный коэффициент гармоник напряжения на нагрузке. Приведён пример расчёта Г-образного LC-фильтра мостового инвертора, реализующего равномерную многократную однополярную широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) по синусоидальной функции построения, с применением необходимых формул и иллюстрацией характерных графиков и диаграмм.

В наше время бурного развития силовой преобразовательной техники в современном бытовом приборе уже трудно представить себе линейный блок питания. Например, современный телевизор, в отличие от предшественника, имевшего громоздкий вторичный источник питания (ВИП), оснащён импульсным многоканальным ВИП несравнимо меньшей массы и габаритов, но с большими возможностями. Частота преобразования энергии стала намного выше стандартных 50 Гц и с развитием элементной базы постоянно повышается.

Конечно, нельзя утверждать, что импульсная силовая электроника полностью вытеснила линейную (например, высококачественные УМЗЧ комплектуются только линейными источниками питания, так как импульсные ВИП имеют недопустимый для устройств такого класса уровень помех), но, несомненно, заняла доминирующее положение.

Современные DC/AC-преобразователи (инверторы) строятся с применением высокочастотных импульсных схем, что позволяет при помощи системы управления регулировать напряжение и частоту выходного сигнала, а также его форму. Подобные принципы построения DC/AC-преобразователей применяют практически везде, где требуется преобра-

зование энергии, например, для питания бытовых приборов от химических источников тока, на транспортных средствах или как часть источников бесперебойного питания для ответственных компьютерных и телекоммуникационных систем, медицинской техники или для создания приводов управления электрическими двигателями.

В статье мы рассмотрим автономные инверторы напряжения с синусоидальной формой выходного сигнала, как наиболее часто востребованной. Обычно такой сигнал формируется средствами ШИМ при помощи изменения ширины импульса в течение периода, так чтобы после фильтрации получить требуемую амплитуду выходного напряжения в каждый заданный момент. Из-за дискретности преобразования сигнал получается не идеально сглаженным, т.к. в нём присутствуют гармонические ВЧ-составляющие. Поэтому мы и заострим внимание на вопросе фильтрации ВЧ-составляющих на выходе инверторов, от которых требуется получение строго синусоидального напряжения с заданным коэффициентом гармоник.

В технической литературе достаточно широко и полно описаны алгоритмы расчёта выходных фильтров выпрямителей на заданный коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке с приведением необходимых формул и соотношений к ним. А вот с методикой расчёта выходных фильтров инверторов на заданный коэффициент гармоник напряжения познакомиться довольно сложно. Сталкиваясь с подобной проблемой, разработчики электронной техники

в основном решают её опытным путём.

Хотя экспериментальные данные наиболее правдиво отражают сложившуюся ситуацию, но постановка и проведение эксперимента – трудоёмкий и кропотливый процесс, требующий, кроме того, и дополнительных финансовых затрат. Аналитическое решение – также довольно трудоёмкая задача, требующая времени и не гарантирующая получение положительного результата. Что же делать? Предлагаю воспользоваться вторым путём – решить проблему аналитически с некоторыми упрощениями и допущениями, перекладывая все сложные математические расчёты на «плечи» ЭВМ, а первый способ применить как проверку результатов.

Суть предлагаемого метода заключается в раскладывании формы напряжения на выходе инвертора при помощи алгоритма прямого быстрого преобразования Фурье (ПБПФ) в спектр амплитуд гармонических составляющих, «пропускания» через фильтр каждой составляющей в отдельности и последующего восстановления сигнала на выходе фильтра посредством обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ). В итоге мы получаем метод, основанный только на БПФ, результат применения которого хоть и не будет сверхточным, но, тем ни менее, сможет дать представление об основных параметрах фильтра. При этом можно получить не только форму кривой напряжения на нагрузке, а следовательно, определить коэффициент гармоник, действующие значения напряжений первой и высших гармонических составляющих, но и вычислить фазовый сдвиг, обусловленный влиянием фильтра.

И всё же, каким бы простым не казалось решение поставленной задачи, данный метод имеет некоторые нюансы. Для его реализации необходимо хотя бы представлять форму выходного напряжения инвертора и получить коэффициент передачи

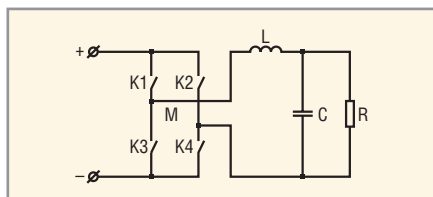


Рис. 1. Структурная схема преобразователя

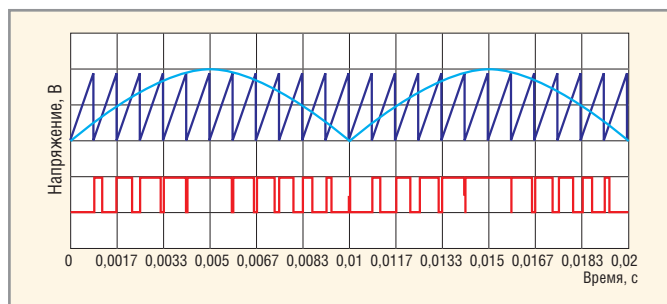


Рис. 2. Импульсы по синусоидальной функции построения

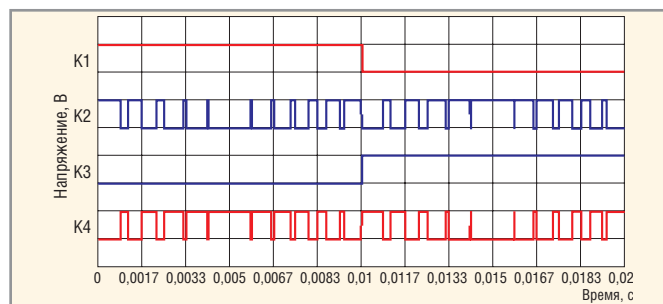


Рис. 3. Импульсы управления ключами инвертора

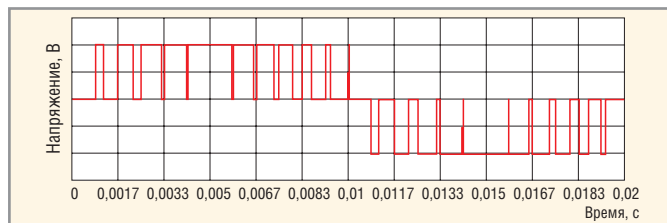


Рис. 4. Форма выходного напряжения инвертора

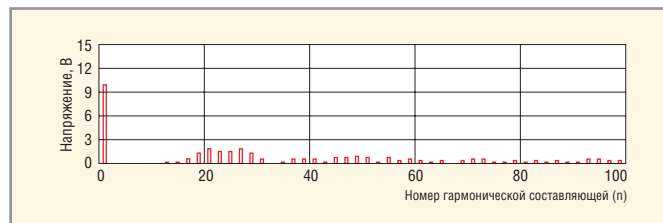


Рис. 5. Спектр амплитуд гармонических составляющих

фильтра по напряжению от номера гармонической составляющей. Второе условие имеет достаточно тривиальное решение, причём вид коэффициента передачи будет зависеть не только от типа применяемого фильтра и от тех упрощений, которые будут допущены разработчиком, но и от конкретных условий технического задания на разрабатываемое устройство. А вот первое условие требует более детального изучения алгоритма работы самого инвертора и его структуры.

Рассмотрим на конкретном примере предлагаемый способ расчёта выходного фильтра инвертора на заданный коэффициент гармоник синусоидального напряжения на нагрузке. Пусть имеется мостовой инвертор (см. рис. 1), реализующий равномерную многократную однополярную ШИМ с частотой квантования $f_k = 1,2$ кГц для построения синусоидального выходного напряжения с частотой $f = 50$ Гц, и требуется рассчитать параметры выходного Г-образного LC-фильтра, обеспечивающего на активной нагрузке $R = 10$ Ом коэффициент гармоник не более $K_T = 3\%$. Тип фильтра выбран исходя из его оптимальных массогабаритных показателей и большей эффективности по сравнению с обычными L- или C-фильтрами. Хотелось бы отметить, что в каждом конкретном случае выбор типа фильтра определяется только параметрами технического задания на проектируемое устройство.

Для расчёта необходимо, как мы уже отметили выше, получить форму

выходного напряжения инвертора. Примем для простоты все элементы в схеме идеальными, а процессы, протекающие в инверторе, будем рассматривать на периоде выходного напряжения в установившемся режиме. Это допущение вполне оправдано, так как разработчики всегда пытаются минимизировать паразитные явления, которые оказывают негативное влияние на работу устройства. Все математические расчёты, построение графиков и диаграмм работы будем реализовывать на персональном компьютере с использованием пакета математических вычислений Mathcad [1]. Управляющие импульсы по синусоидальной функции построения получаем, как показано на рисунке 2, путём сравнения управляющего выпрямленного синусоидального сигнала с пилообразным развёртывающим напряжением. В результате получим ШИМ-последовательность по синусоидальной функции построения, которую перераспределяем между ключами инвертора в соответствии с рисунком 3. Лог. 1 соответствует замкнутому состоянию ключа, а лог. 0 – разомкнутому. В соответствии с полученным алгоритмом управления, полагая постоянное напряжение на входе равным 10 В, строим диаграмму напряжения на выходе (см. рис. 4). Как видим, из постоянного напряжения на входе инвертора с помощью ШИМ мы получили на выходе двуполярное напряжение, модулированное по синусоидальной функции построения.

Раскладываем полученную функцию с помощью ПБПФ и определяем спектр амплитуд гармонических составляющих (см. рис. 5). Замечаем, что спектр состоит из первой гармонической составляющей (50 Гц) и массивов более высокочастотных гармоник, сконцентрированных возле частот, кратных частоте квантования (1,2; 2,4 кГц и т.д.). То есть данный спектр не содержит относительно низкочастотных гармонических составляющих (кроме первой), а высокочастотные можно легко отфильтровать обычным LC-фильтром. Причём чем выше будет частота квантования, тем в более высоком частотном диапазоне окажутся массивы высокочастотных гармонических составляющих. Определим также действующее значение выходного напряжения (7,955 В), действующее значение первой гармонической составляющей (7,071 В) и рассчитаем коэффициент гармоник, который составит 51,525%.

Теперь найдём функцию коэффициента передачи выходного фильтра от номера гармонической составляющей. Для этого по эквивалентной схеме выходного фильтра (см. рис. 6) составляем систему уравнений с использованием законов Кирхгофа и,

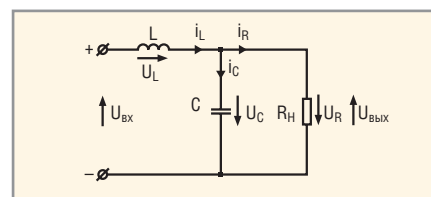


Рис. 6. Выходной фильтр

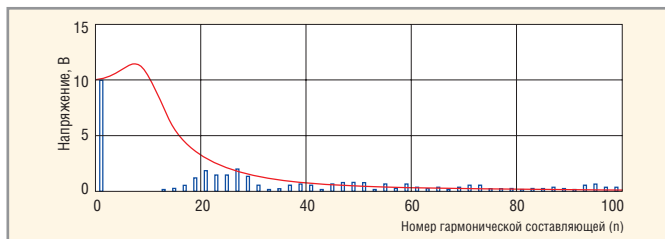


Рис. 7. Функция коэффициента передачи фильтра

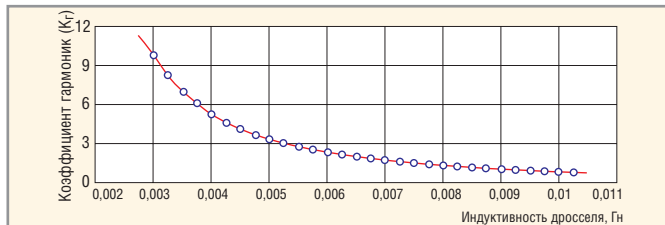


Рис. 9. Зависимость коэффициента гармоник от индуктивности дросселя

производя простейшие математические преобразования, находим искомую функцию (1):

$$K_{фи} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{-R}{n^2 \omega^2 LCR - i n \omega L - R}, \quad (1)$$

где n – номер гармонической составляющей; i – мнимая единица; $\omega = 2\pi f$ – круговая частота выходного напряжения; L – индуктивность дросселя фильтра; C – ёмкость конденсатора фильтра; R – сопротивление нагрузки.

Для дальнейших вычислений необходимо задаться начальными параметрами фильтра. Индуктивность дросселя принимаем равной $L = 3$ мГн, а ёмкость конденсатора находим из условия равенства волнового сопротивления фильтра сопротивлению нагрузки (2) для исключения резонансных явлений на одной из высокочастотных гармонических составляющих:

$$C = \frac{L}{R^2} = \frac{6 \times 10^{-3}}{10^2} = 0,3 \text{ [мкФ]}. \quad (2)$$

Перемножаем каждую гармоническую составляющую выходного на-

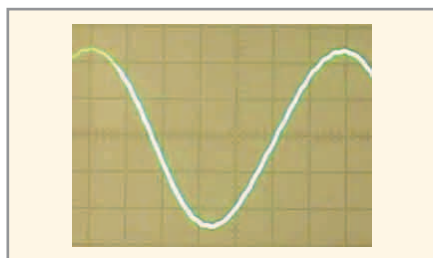


Рис. 11. Осциллограмма напряжения на нагрузке

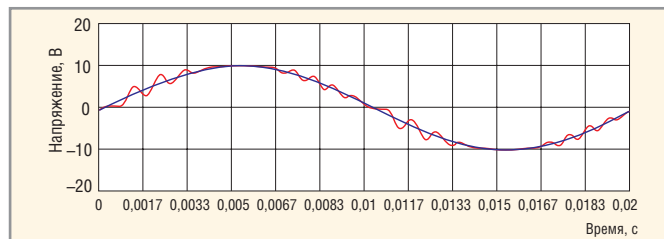


Рис. 8. Напряжение на нагрузке ($L = 3$ мГн, $C = 0,3$ мкФ)

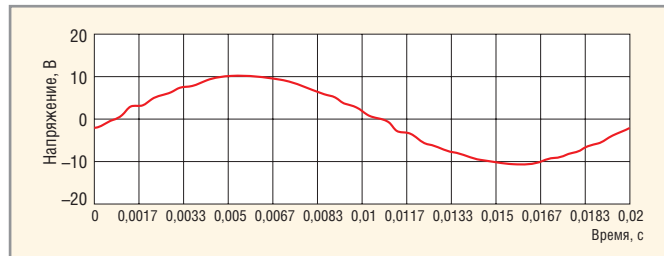


Рис. 10. Напряжение на нагрузке ($L = 6$ мГн, $C = 0,6$ мкФ)

пряжения инвертора на коэффициент передачи фильтра (см. рис. 7). Применяя ОБПФ, находим диаграмму напряжения на нагрузке (см. рис. 8). Видим, что напряжение на нагрузке имеет синусоидальный характер с некоторыми искажениями из-за наличия высокочастотных гармонических составляющих, не полностью подавленных фильтром, и фазовый сдвиг по первой гармонике, равный $5,549^\circ$. Коэффициент гармоник напряжения на нагрузке составляет $9,739\%$. Таким образом, становится очевидно, что фильтр с указанными параметрами недостаточен для обеспечения на выходе заданного коэффициента гармоник напряжения.

По приведённому алгоритму рассчитаем коэффициент гармоник напряжения на нагрузке при различных параметрах фильтра с учётом выражений (1) и (2) от начального значения индуктивности дросселя, равной $L = 3$ мГн с шагом $\Delta L = 0,25$ мГн для тридцати значений. Получаем зависимость коэффициента гармоник выходного напряжения от индуктивности дросселя фильтра, график которой изображён на рисунке 9. Производя расчёты при разных частотах квантования или выходных частотах инвертора, можно получить семейства подобных характеристик.

Теперь, исходя из зависимости, представленной на рисунке 9, принимаем индуктивность дросселя фильтра равной 6 мГн и, пользуясь выражением (2), находим ёмкость конденсатора – $0,6$ мкФ. Затем находим диаграмму напряжения на нагрузке (см. рис. 10). Видим, что напряжение

на нагрузке имеет синусоидальный характер с некоторыми незначительными искажениями, причём фазовый сдвиг, обусловленный влиянием фильтра, увеличился до $11,176^\circ$. Коэффициент гармоник напряжения на нагрузке составляет всего $2,283\%$, что вполне удовлетворяет заданному в условии значению. Таким образом, необходимые основные параметры фильтра при заданной выходной частоте и частоте квантования найдены.

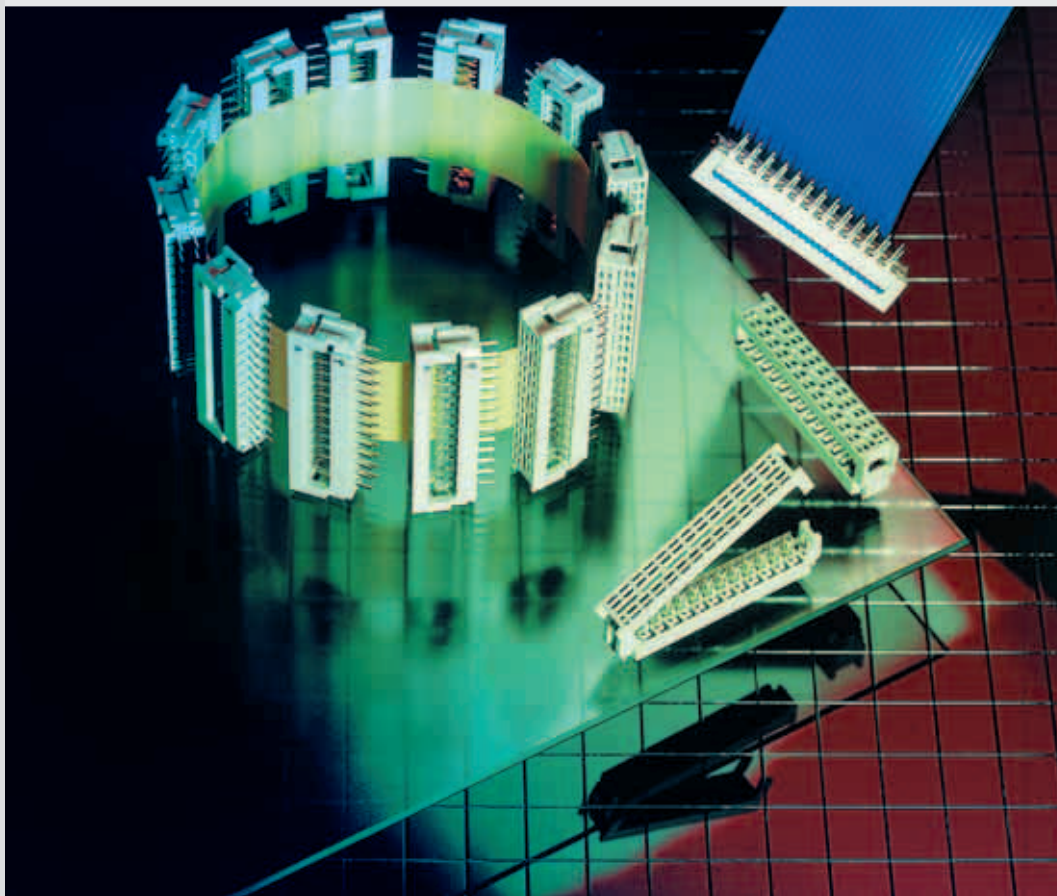
Описанная методика расчёта фильтров применялась при разработке универсального лабораторного макета одно-/трёхфазного инвертора ШИМ (УМИШИМ-3/1) [2] и показала свою эффективность. На рисунке 11 приведена осциллограмма напряжения на нагрузке при работе инвертора в режиме многократной равномерной двуполярной трёхфазной ШИМ. При этом затраты времени на расчёт были минимальными, а сам расчёт проводился на персональном компьютере, имеющем невысокую вычислительную мощность.

ЛИТЕРАТУРА

1. Mathcad 6.0 PLUS. Финансовые, инженерные и научные расчёты в среде Windows 95. Изд. 2-е. М.: Филинь, 1997.
2. Семёнов В.Д., Матвеев К.Ф., Захаров А.А. Универсальный макет одно-/трёхфазного инвертора для проведения лабораторных работ по курсу «Преобразовательная техника». Материалы Всероссийской научно-методической конф. «Совершенствование систем управления качеством подготовки специалистов». 20 – 21 марта 2003 г., Красноярск. Часть II. С. 23–24.



Соединители и электротехнические компоненты



Безупречный контакт в любых условиях!

- Весь ассортимент разъемов и компонентов коммутации от мировых производителей
- Электромеханические и твердотельные реле от компании Omron
- Технические консультации
- Комплексные поставки
- Создание склада для постоянных клиентов

B BULGIN

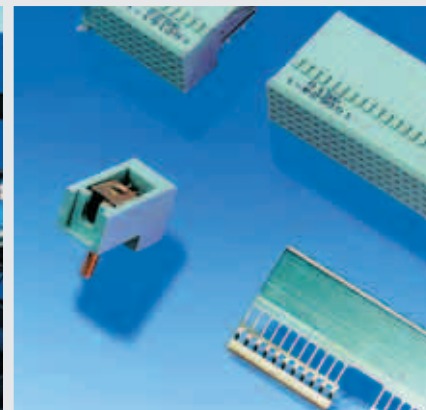
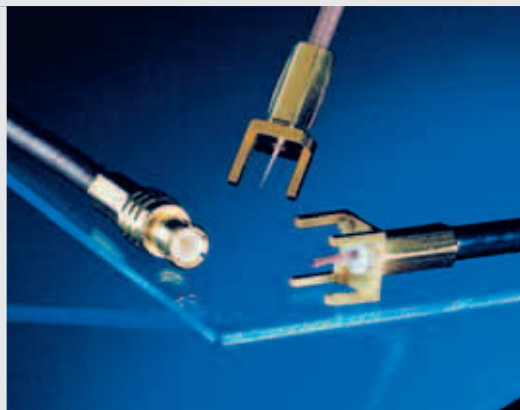
CONEC

Switchcraft

Grayhill

OMRON

tyco **AMP**
Electronics



PROSOFT[®]

ПРОСОФТ — АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА

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

Сравнительная оценка двух типов преобразователей постоянного напряжения

Валерий Мелешкин (Москва)

Автор сравнивает два типа одноконтурных обратных преобразователей постоянного напряжения – повышающего и инвертирующего. В условиях равных входных и выходных напряжений и мощностей сравнение оказывается в пользу инвертирующих преобразователей перед повышающими.

Одноконтурные обратные преобразователи – повышающие, понижающие и инвертирующие – широко используются в современной силовой электронике как своеобразные трансформаторы, точнее, автотрансформаторы постоянного напряжения. Базовые структуры этих преобразователей уже давно и достаточно хорошо изучены и описаны [1 – 4], однако преобразователи, составленные из таких базовых блоков, обнаруживают порой неожиданные свойства и особенности, которые могут оказаться полезными для современных разработчиков. Приведённые ниже соображения, возможно, послужат подтверждением этому.

Итак, напомним вкратце принцип действия и основные свойства двух таких базовых структур – повышающей (рис. 1) и инвертирующей (рис. 2). Как видно, у них много общего – ключевой режим работы (как правило, с использованием широтно-импульсной модуляции), состав элементов (транзистор S и диод D , дроссель L и конденсатор C) и даже схемотехника (дроссель и транзистор подсоединены к источнику энергии с напряжением V , конденсатор и диод – к потребителю энергии с током J , причём источник и потребитель имеют общий вывод).

Единственное и определяющее различие между ними состоит в том,

что выходное напряжение U в повышающем преобразователе всегда больше входного V , причём полярность этих напряжений относительно общего вывода одинакова, а в инвертирующем преобразователе выходное напряжение может быть как больше, так и меньше входного, но полярности их относительно общего вывода всегда противоположны (инверсия напряжения).

Для упрощения последующего анализа сделаем общепринятые допущения: во-первых, предположим отсутствие тепловых потерь во всех элементах преобразователей, а также в источниках и потребителях энергии; во-вторых, будем считать пренебрежимо малыми пульсации тока в дросселях и напряжения на конденсаторах, обусловленные ключевым режимом работы преобразователей; и в-третьих, примем неизменным период T коммутации силовых ключей, а требуемую стабилизацию напряжения на выходе преобразователей полагаем осуществлять изменением относительной (относительно периода T) продолжительности γ проводящего состояния транзисторов.

Переходя к анализу базовых структур преобразователей, отметим, в частности, что в инвертирующем преобразователе на интервале времени $0 \leq t \leq \gamma T$ происходит передача

энергии из источника в дроссель, так что

$$V = L \frac{\Delta I}{\gamma T},$$

где L – индуктивность дросселя и ΔI – размах пульсаций тока в нём, а на интервале времени $\gamma T \leq t \leq T$ эта энергия из дросселя поступает в конденсатор и потребитель, следовательно,

$$U = L \frac{\Delta I}{(1 - \gamma)T}.$$

Считая величины L , T и ΔI неизменными в установившемся режиме, из приведённых соотношений находим:

$$\gamma V = (1 - \gamma)U. \quad (1)$$

Аналогичное соотношение можно получить и для повышающего преобразователя, если учесть, что в нём передача энергии на втором интервале происходит с участием источника, т.е.

$$U - V = L \frac{\Delta I}{(1 - \gamma)T}.$$

В результате находим:

$$V = (1 - \gamma)U. \quad (2)$$

Полученные соотношения (1) и (2), а также ещё несколько полезных (без доказательства) соотношений приведены в табл. 1, где, в частности, входная и выходная мощности преобразователей равны (допущение об отсутствии потерь) и потому обозначены одной и той же буквой P . Подстрочные индексы 1 и 2 соответствуют номерам рисунков, на которых изображены схемы повышающего и инвертирующего преобразователей.

Сравнение базовых структур выполним при одинаковых напряжениях на силовых ключах ($U_1 = V_2 + U_2$) и прочих равных условиях:

$$\begin{aligned} V_1 = V_2 = V, I_{L1} = I_{L2} = I, \\ J_1 = J_2 = J, \gamma_1 = \gamma_2 = \gamma. \end{aligned} \quad (3)$$

В итоге получаем, что мощности инвертирующего и повышающего преобразователей связаны соотно-

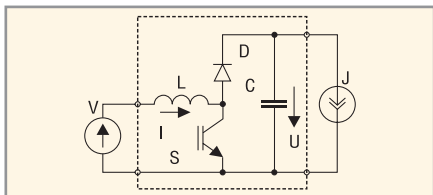


Рис. 1. Схема повышающего преобразователя

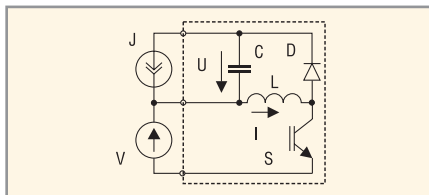


Рис. 2. Схема инвертирующего преобразователя

шением $P_2 = \gamma P_1$, т.е. по реализуемой мощности инвертирующий преобразователь уступает повышающему. Этот результат вполне согласуется с рассмотренными выше особенностями базовых структур: в повышающем преобразователе энергия поступает от источника непрерывно, а в инвертирующем преобразователе – только на первом интервале периода коммутации.

Теперь перейдём к рассмотрению составного преобразователя, схема которого приведена на рис. 3. Нетрудно показать, что этот преобразователь состоит из двух инвертирующих блоков, входы которых подсоединены к источнику энергии параллельно, а их выходы – последовательно с источником. Для этого достаточно заменить реальный потребитель J тремя эквивалентными (с таким же током J и соединёнными последовательно), а образовавшиеся при этом дополнительные выводы потребителей совместить с выводами источника так, что крайние потребители оказываются подсоединёнными параллельно конденсаторам, а средний – параллельно источнику. При этом один из блоков (элементы $S1, D1, L1$ и $C1$) в точности повторяет базовую структуру инвертирующего блока, изображённую на рис. 2, а структура другого (на элементах $S2, D2, L2$ и $C2$) является «зеркальным» отображением структуры первого.

«Зеркальность» структур базовых блоков проявляется и в их функциональном назначении – первый блок повышает положительный потенциал источника, а второй блок понижает его отрицательный потенциал, так что выходные выводы преобразователя потенциально симметричны относительно воображаемого среднего вывода источника.

Две другие примечательные особенности рассматриваемого преобразователя состоят в следующем: во-первых, напряжение на каждом из конденсаторов равно полуразности выходного и входного напряжений и, во-вторых, напряжение на каждом из транзисторов (в непроводящем состоянии) равно полусумме выходного и входного напряжений.

Перечисленные особенности – все вместе и каждая в отдельности – уже выгодно отличают рассматриваемый преобразователь от структуры

повышающего блока, изображённой на рис. 1. Тем не менее, представляет интерес и количественная оценка сравниваемых схмотехнических решений, при этом логично сравнивать составной инвертирующий преобразователь с составным же повышающим преобразователем, схема которого приведена на рис. 4. Как видно, этот преобразователь тоже содержит два базовых блока, входы и выходы которых соединены параллельно и подключены соответственно к общим источнику V и потребителю J .

Базовыми величинами при оценке составных преобразователей назовём неизменные напряжение источника (V) и ток потребителя (J), а в качестве критериев для сравнения выберем напряжение на конденсаторе (U_C) и ток в дросселе (I_L), а также напряжение на транзисторе (U_S), полагая, что при прочих равных условиях названные параметры в значительной степени определяют массогабаритные и стоимостные показатели преобразователей.

Результаты анализа составных преобразователей приведены в табл. 2, где надстрочный символ «*» использован для обозначения относительных значений (относительно упомянутых выше базовых величин), а коэффициент k равен отношению U/V и соответствует коэффициенту «трансформации» постоянного напряжения в инвертирующем базовом блоке. Приведённые соотношения очевидно следуют из сравнения схем составных преобразователей. Исключением, возможно, являются оценки тока дросселя, и для их обоснования обратимся к табл. 1,

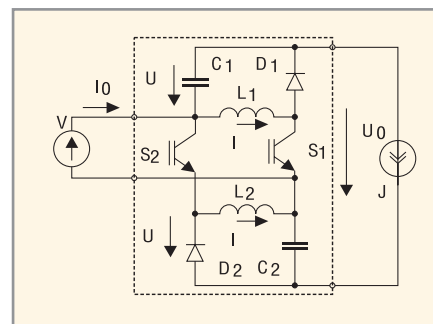


Рис. 3. Схема составного инвертирующего преобразователя

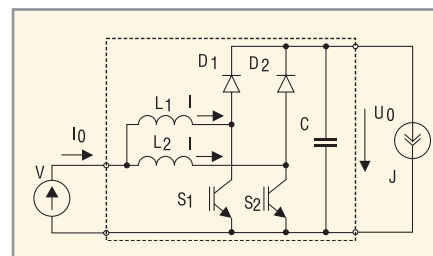


Рис. 4. Схема составного повышающего преобразователя

из которой для базовых структур следует:

$$I_{L1} = \frac{J_1}{1 - \gamma_1} = \frac{J_1 U_1}{V_1}.$$

Учитывая особенности составных преобразователей, а именно:

$$V_1 = V_2 = V, \quad 2J_1 = J_2 = J, \\ U_1 = V + 2U, \quad U_2 = U,$$

и меняя подстрочные индексы (1 на 4 и 2 на 3), приходим к искомому выводу:

$$I_{L2} = \frac{J_2}{1 - \gamma_2} = \frac{J_2 (V_2 + U_2)}{V_2},$$

Сравнение составных преобразователей с использованием табл. 2 показывает, что по уровню напряжения на силовых элементах инвертирующий пре-

Таблица 1. Основные расчётные соотношения для базовых структур преобразователей

Наименование параметров (входных и выходных)	Типы преобразователей	
	повышающий	инвертирующий
Напряжения	$V_1 = (1 - \gamma_1)U_1$	$\gamma_2 V_2 = (1 - \gamma_2)U_2$
Токи	$J_1 = (1 - \gamma_1)I_1$, где $I_1 = I_{L1}$	$\gamma_2 J_2 = (1 - \gamma_2)I_2$, где $I_2 = I_{L2}$
Мощности	$P_1 = V_1 I_1 = U_1 J_1$	$P_2 = \gamma_2 V_2 I_2 = U_2 J_2$

Таблица 2. Сравнительная оценка составных преобразователей

Наименование параметров (критериев)	Типы составных преобразователей	
	инвертирующий	повышающий
Напряжение на конденсаторе	$U_{C3}^* = k$	$U_{C4}^* = 1 + 2k$
Ток дросселя	$I_{L3}^* = 1 + k$	$I_{L4}^* = 0,5 + k$
Напряжение на транзисторе	$U_{S3}^* = 1 + k$	$U_{S4}^* = 1 + 2k$

образователь предпочтительнее повышающего, а по величине тока в дросселях (и силовых ключах) он незначительно уступает последнему, причём преимущества инвертирующего преобразователя тем заметнее, чем больше коэффициент трансформации k . В частности, уже при $k = 1$ напряжение на конденсаторах инвертирующего преобразователя меньше втрое, а на тран-

зисторах – в полтора раза. При этом ток в дросселях (и транзисторах) инвертирующего преобразователя превышает соответствующий ток в повышающем преобразователе всего на одну треть.

ЛИТЕРАТУРА

1. Моин В.С., Лаптев Н.Н. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М., Энергия, 1972.

2. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания: Пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1990.
3. Уильямс Б. Силовая электроника: приборы, применение, управление. Справочное пособие: Пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1993.
4. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие. Изд. 3-е, испр. и доп. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. ©

Новости мира News of the World Новости мира

Первые особые экономические зоны могут появиться в России уже через год

Первые особые экономические зоны (ОЭЗ) могут появиться в России к концу 2007 г. Об этом сегодня в ходе подписания соглашения о сотрудничестве с Торгово-промышленной палатой РФ (ТПП) заявил глава Федерального агентства по управлению ОЭЗ Ю. Жданов. Чиновник напомнил, что в настоящее время проходит конкурс по отбору ОЭЗ, и сообщил, что семь российских регионов уже подали официальные заявки. Всего ожидается 42 заявки. «Почти половина регионов готова участвовать в конкурсе», – сказал Ю. Жданов. Победители конкурса будут объявлены до 22 ноября с.г.

В свою очередь глава ТПП Е. Примаков отметил, что создание в России ОЭЗ может стать одним из механизмов выполнения задачи удвоения ВВП. В частности, это позволит существенно улучшить инвестиционный климат в стране, увеличить конкурентоспособность российских товаропроизводителей, а также «перестроить депрессивные территории». Е. Примаков отметил, что в существующем законе об ОЭЗ недостаточно хорошо прописаны налоговые льготы.

Напомним, что Федеральный закон «Об особых экономических зонах в Российской Федерации» был принят Госдумой 8 июля с.г., одобрен Советом Федерации 13 июля и подписан президентом 23 июля. Согласно закону, на территории РФ планируется создать два типа ОЭЗ: промышленно-производственные и технико-внедренческие. Закон предусматривает создание промышленно-производственных зон на территории площадью не более 20 кв. км, технико-внедренческих – на территории площадью не более 2 кв. км. ОЭЗ создаются на 20 лет, их срок существования продлению не подлежит.

На территории ОЭЗ предпринимательскую деятельность могут осуществлять как её резиденты, так и нерезиденты. Особенности налогообложения резидентов

ОЭЗ закрепляются в Налоговом кодексе РФ. Для налогоплательщиков – организаций, имеющих статус резидента промышленно-производственной ОЭЗ, – устанавливается ускоренный порядок признания расходов на научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы; снимается 30-% ограничение на перенос убытков на последующие налоговые периоды.

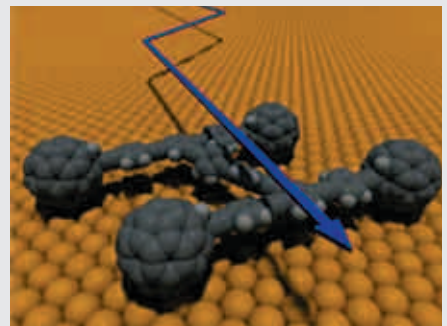
Для резидентов технико-внедренческих зон закон предусматривает пониженную ставку единого социального налога (14% против 26%). На федеральном уровне планируется освобождение резидентов ОЭЗ в течение первых 5 лет от уплаты налога на имущество и земельного налога. Также в них будет действовать режим свободной таможенной зоны, т.е. товары иностранных производителей могут быть ввезены без уплаты импортной пошлины, а товары российских производителей вывезены без уплаты экспортной пошлины. На территории ОЭЗ не могут располагаться транспортные и инженерные сооружения инфраструктуры, принадлежащие юридическим лицам или гражданам.

На территории промышленно-производственных зон предполагается наладить производство товаров с высокой степенью переработки. Также предполагается, что при заключении договора на работу в зоне данного типа инвестиции в первый год должны составить не менее 1 млн., в течение 10 лет (максимальный срок действия договора) – не менее 10 млн. На территории технико-внедренческой зоны намерено создать производство по стимулированию и внедрению разработок продуктов научной деятельности. Ограничений по инвестициям не предусматривается.

<http://www.cnews.ru>

Самый маленький в мире автомобиль ездит по золоту

Сотрудники университета Райса, проводившие исследования под руководством профессора Джеймса Тура, создали самый маленький в мире «авто-



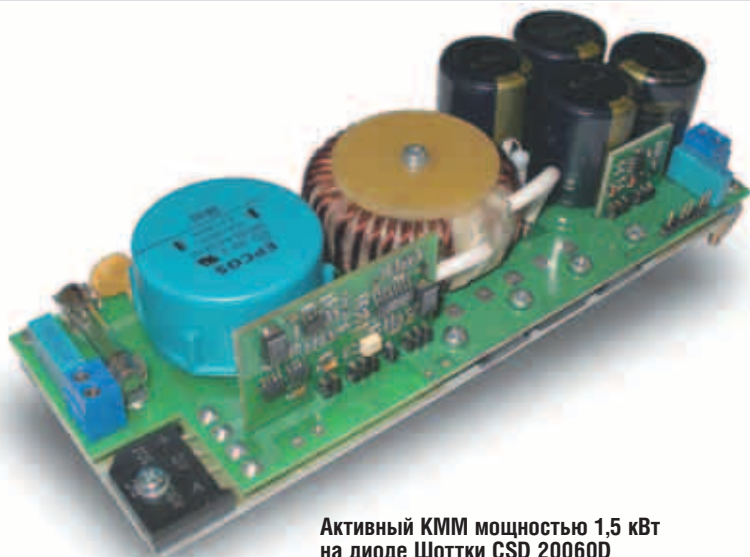
мобиль», рассмотреть который можно только при помощи микроскопа.

Ширина машины составляет всего 4 нм. Для сравнения, человеческий волос имеет диаметр около 80 000 нм. «Автомобиль» состоит из шасси и четырёх колёс, каждое из которых представляет собой фуллерен-60. Фуллерен является третьей формой углерода – после алмаза и графита. Молекула фуллерена строится как минимум из 60 атомов углерода и представляет собой усечённый икосаэдр, составленный из пяти- и шестиугольников. Каждый шестиугольник граничит с тремя другими шестиугольниками и тремя пятиугольниками, тогда как каждый пятиугольник соприкасается только с шестиугольниками. В целом молекула фуллерена напоминает футбольный мяч.

Учёные отмечают, что ранее уже создавались объекты нанометрового размера, напоминающие по форме автомобили. Однако ни один из них не мог функционировать подобно настоящему автомобилю, т.е. катиться на «колёсах» в направлении, перпендикулярном осям. Команде Тура удалось решить данную задачу. Наномашина, состоящая фактически из одной сложной молекулы, передвигается по поверхности золотого кристалла при температуре в 200°C. Причём изображения, полученные при помощи туннельного микроскопа, подтверждают, что «колёса» автомобиля действительно вращаются, а не просто скользят. Не исключено, что в перспективе наномашин будут использоваться для транспортировки «строительных материалов», необходимых для возведения тех или иных молекулярных конструкций и нанобъектов.

<http://www.terralab.ru>

Полупроводники НА ОСНОВЕ КАРБИДА КРЕМНИЯ Практическое применение

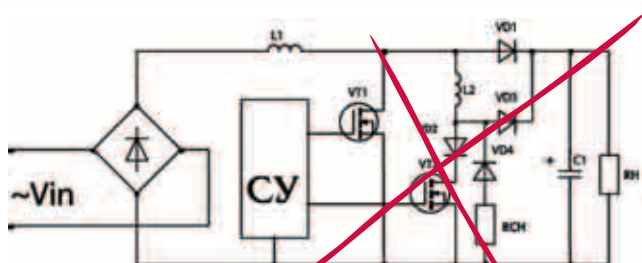


Активный КММ мощностью 1,5 кВт
на диоде Шоттки CSD 20060D

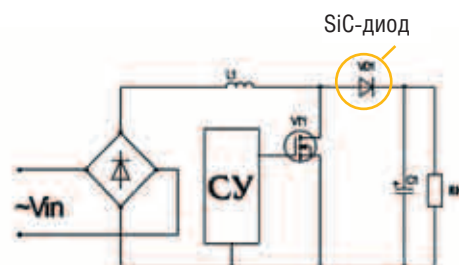
ПРИМЕНЕНИЕ SiC-ДИОДОВ ШОТКИ ПОЗВОЛЯЕТ

- 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 найдёте на сайте официального
дистрибьютора компании CREE —
www.prochip.ru



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



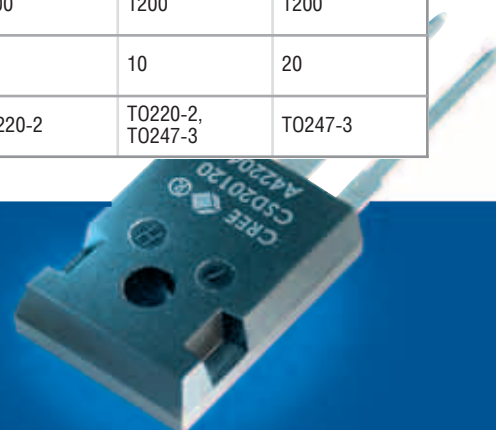
Решение с диодом SiC и контроллером
промышленного стандарта LT 1248 (Linear Technology)

Характеристики высоковольтных диодов Шоттки фирмы Cree

Наименование	CSD04060A CSD04060D CSD04060E	CSD06060A CSD06060D CSD06060G	CSD10060A CSD10060D CSD10060E	CSD20060D	CSD05120A	CSD10120A CSD10120D	CSD20120D
$U_{\text{макс}}, \text{В}$	600	600	600	600	1200	1200	1200
$I_{\text{пост}}, \text{А}$	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

ПРОСОФТ – официальный дистрибьютор компании CREE в России и странах СНГ

ProSoft®

ПРОСОФТ — АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА

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

© СТА-ПРЕСС

Оптимальные фильтрокомпенсирующие устройства для силовых полупроводниковых преобразователей (часть 1)

Леонид Добрусин (Москва)

В статье изложены основы теории и принципов проектирования оптимальных фильтрокомпенсирующих устройств, предназначенных для компенсации воздействия полупроводниковых преобразователей электроэнергии на питающую сеть.

ВВЕДЕНИЕ

Фильтрокомпенсирующие устройства (ФКУ) предназначены для нормализации показателей электромагнитной совместимости (ЭМС) полупроводниковых преобразователей электроэнергии с питающей сетью.

Проблема ЭМС преобразователей рассматривается во взаимосвязи с проблемой качества электрической энергии [1], так как физические явления, сопровождающие процесс преобразования параметров электрической энергии, оказывают отрицательное воздействие на качество электрической энергии в питающей сети (потребление реактивной мощности, генерация гармоник тока, искажение формы кривой напряжения).

Негативные свойства преобразователей стали заметно проявляться в связи с ростом мощности и количества типов преобразователей в промышленности и на транспорте. В промышленных сетях России, питающих преобразователи, уровни высших гармоник напряжения часто не соответствуют нормативным требованиям, что свидетельствует о низкой оснащённости этих сетей ФКУ либо о слабой эффективности используемых ФКУ.

Причины такого положения следует искать в том, что в России проблеме ЭМС преобразователей не уделялось достаточного внимания. Программы разработок и внедрения преобразователей значительно опережали темпы работ по ФКУ, так как применение преобразователей в технологических линиях быстро давало экономический эффект за счёт повышения объёмов производства и качества продукции, в

то время как отсутствие ФКУ косвенно влияло на эти характеристики производственного процесса.

С другой стороны, недостаточность ФКУ в сетях с преобразователями связана с нынешним состоянием отечественных энергосистем, которое характеризуется заниженной по сравнению с оптимальной степенью компенсации реактивной мощности – 0,2...0,3 кВАр на 1 кВт установленной мощности электростанций, в то время как в промышленно развитых странах степень компенсации превышает 0,6 кВАр/кВт, а в отдельных энергосистемах достигает 1 кВАр/кВт.

Низкая степень компенсации реактивной мощности противоречит основной задаче электроэнергетики на современном этапе, которая заключается в максимальной экономии энергоресурсов, снижении потерь электроэнергии в сетях и повышении её качества в узлах потребления.

Если в системах с потребителями синусоидального тока для повышения степени компенсации реактивной мощности достаточно интенсифицировать применение традиционных источников реактивной мощности – батарей конденсаторов, синхронных компенсаторов, – то в сетях, питающих преобразователи, та же задача приобретает определенную специфику [2, 3].

Известно, что наиболее экономичным средством компенсации реактивной мощности являются батареи конденсаторов. В электрических сетях промышленно развитых стран до 50% реактивной мощности компенсируется батареями конденсаторов. При этом

следует учитывать, что подключение конденсаторов приводит к изменению зависимости входного сопротивления сети от частоты, так как ёмкостное сопротивление конденсаторов и индуктивное сопротивление сети образуют резонансный контур. Полос частотной характеристики контура, как правило, находится в области низких, наиболее мощных гармоник преобразователя. В сетях с потребителями синусоидального тока последствия этого резонанса не проявляются. Однако если в сети имеется преобразователь, генерирующий гармоники тока, то происходит резонансное усиление гармоник тока и напряжения в питающей сети. В таких условиях конденсаторы, хотя и могут теоретически компенсировать реактивную мощность на основной частоте, практически становятся вредным элементом системы электроснабжения, поэтому их приходится отключать. Таким образом, решение проблемы компенсации реактивной мощности заходит в тупик, когда вопросы массового внедрения преобразователей решаются в отрыве от создания средств компенсации их воздействий на питающую сеть.

Выход из этой ситуации достаточно очевиден. Во-первых, необходимо исключить возможность появления полюсов на частотах наиболее мощных гармоник преобразователя и тем самым обеспечить батарею конденсаторов условия для выполнения основной функции – компенсации реактивной мощности. Во-вторых, следует создать условия для локализации гармоник тока преобразователя в узле его подключения к сети, используя ёмкость батареи конденсаторов как базу силового энергетического фильтра.

Решения данных вопросов для систем электроснабжения, питающих преобразователи, настолько тесно взаимосвязаны, что рассматривать их в отрыве друг от друга представля-

ется нецелесообразным. По существу, это две стороны одной проблемы – фильтрокомпенсации преобразователей, суть которой состоит в отыскании оптимальных путей демпфирования отрицательных воздействий преобразователей на питающую сеть.

Именно ФКУ и являются теми электротехническими устройствами, которые практически решают данную проблему [2]. ФКУ обеспечивают компенсацию реактивной мощности, потребляемую преобразователем, и одновременную фильтрацию вносимых им в сеть высших гармоник тока. Тем самым создаются условия для улучшения качества электроэнергии в питающей сети.

Следует отметить ещё одну сторону проблемы фильтрокомпенсации, которую необходимо решать при проектировании ФКУ. Конденсаторные источники реактивной мощности получили широкое распространение благодаря относительно низкой стоимости, удобству эксплуатации и, что крайне важно, малым удельным потерям. Удельные потери современных конденсаторов для компенсации реактивной мощности составляют 0,1...0,5 Вт/кВар. ФКУ также являются конденсаторными источниками реактивной мощности, поэтому для повышения их экономической эффективности надо стремиться, чтобы потери в данном устройстве были максимально приближены к потерям в базовой батарее конденсаторов. Отсюда возникает требование минимизации потерь в ФКУ [3].

Необходимо отметить, что около 80% электроэнергии используется в преобразованном виде. Среднее значение коэффициента сдвига на входе преобразователя равно 0,7, что соответствует потреблению реактивной мощности 1 кВар на 1 кВт активной мощности. Отсюда следует, что более половины дефицита реактивной мощности в электрических сетях промышленных предприятий надо компенсировать с помощью ФКУ.

Для повышения эффективности этого направления компенсации реактивной мощности задача минимизации потерь в ФКУ так же актуальна, как в конденсаторостроении. Однако она не может быть решена только за счёт применения в ФКУ экономических конденсаторов, так как потери в реакторах и резисторах ФКУ превышают потери в конденсаторах. Поэтому общее решение этой задачи со-

стоит в поиске рациональных схем ФКУ с минимальным объёмом реакторов и резисторов, необходимых для придания схеме требуемых фильтрующих свойств, и последующей параметрической оптимизации схемы ФКУ по минимуму потерь.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ОПТИМАЛЬНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ФКУ

Задача формулируется следующим образом. Вводятся векторы:

- 1) $\mathbf{X}$ – вектор реактивной мощности ФКУ:

$$\mathbf{X} = [x_1, \dots, x_p, \dots, x_n]^T, \quad (1)$$

где x_i – компоненты вектора, физически соответствующие реактивным мощностям i -ых фильтров; n – общее число фильтров.

- 2) $\mathbf{G1}, \mathbf{H1}$ – векторы нижних и верхних границ реактивной мощности ФКУ. Вектор $\mathbf{X}$ является вектором внутренних управляемых параметров, векторы $\mathbf{G1}, \mathbf{H1}$ – векторами прямых ограничений на управляемые параметры, причём:

$$g_i \leq x_i \leq b_i \quad (2)$$

где g_i, b_i – i -е компоненты векторов $\mathbf{G1}, \mathbf{H1}$.

- 3) $\mathbf{D}, \mathbf{S}$ – векторы добротностей и относительных частот настройки (гармоник настройки) ФКУ:

$$\mathbf{D} = [d_1, \dots, d_p, \dots, d_n]^T, \quad (3)$$

$$\mathbf{S} = [s_1, \dots, s_p, \dots, s_n]^T, \quad (4)$$

Причём d_p, s_i соответствуют добротности и гармонике настройки i -го фильтра.

Типы каждого фильтра d_p, s_i предполагаются заданными.

Векторы $\mathbf{D}$ и $\mathbf{S}$ являются векторами внутренних постоянных параметров.

- 4) $\mathbf{Y}_{CT}$ – вектор проводимости питающей сети:

$$\mathbf{Y}_{CT} = [Y_{CT1}, \dots, Y_{CTp}, \dots, Y_{CTn}]^T. \quad (5)$$

- 5) $\mathbf{I}$ – вектор гармоник тока преобразователя:

$$\mathbf{I} = [i_1, \dots, i_p, \dots, i_n]^T. \quad (6)$$

В формулах (5), (6) обозначено: Y_{CT1}, i_i – компоненты векторов $\mathbf{Y}_{CT}, \mathbf{I}$, физически соответствующие прово-

димости сети на частоте n_i -й гармоники и току n_i -й гармоники; l – число гармоник, учитываемых в расчёте.

Кроме того, заданы:

$$U – \text{напряжение сети}, \quad (7)$$

$$Q – \text{реактивная мощность ФКУ}. \quad (8)$$

Векторы $\mathbf{Y}_{CT}, \mathbf{I}$, а также параметр U относятся к группе внешних параметров, параметр Q – к прямым ограничениям.

Выходными параметрами задачи являются:

$$K_{HH} – \text{коэффициент несинусоидальности напряжения} \quad (9)$$

в точке соединения преобразователя, сети и ФКУ,

$$P – \text{потери в ФКУ}. \quad (10)$$

Будем считать, что известны зависимости:

$$P = f(\mathbf{X}), \quad (11)$$

$$K_{HH} = f_2(\mathbf{X}). \quad (12)$$

Требуется минимизировать (11) при ограничениях:

$$\mathbf{G} \leq \mathbf{X} \leq \mathbf{H}, \quad (13)$$

$$0 \leq f_2(\mathbf{X}) \leq K_{HH \text{ доп}}, \quad (14)$$

$$f_1(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^n x_i = Q. \quad (15)$$

Уравнение (14) является функциональным ограничением на выходные параметры, где $K_{HH \text{ доп}}$ – допустимое значение коэффициента искажения синусоидальности кривой напряжения, а уравнение (15) – прямым функциональным ограничением на внутренние управляемые параметры. Физический смысл этого ограничения состоит в том, что независимо от варианта распределения реактивной мощности ФКУ между фильтрами суммарная реактивная мощность всех фильтров должна оставаться неизменной, то есть *тождественно* равной реактивной мощности ФКУ. Варианты, которые не соответствуют этому условию, считаются недопустимыми и в решении задачи не участвуют.

Система параметров, уравнений и неравенств (1) – (15) образует формальную математическую постановку задачи оптимального проектирования ФКУ.

Вектор $\mathbf{X}^* = [x_1^*, \dots, x_i^*, \dots, x_n^*]^T$, удовлетворяющий соотношениям (13) – (15), называется *оптимальной точкой*, а соответствующее значение $P_{\min} =$

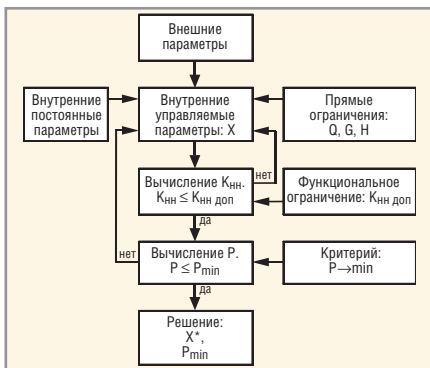


Рис. 1. Функциональная схема постановки задачи оптимального проектирования ФКУ и алгоритма решения

$= f(\mathbf{X}^*)$ – оптимальным значением целевой функции.

Оптимальная точка $\mathbf{X}^*$ и оптимальное значение целевой функции $P_{\min} = f(\mathbf{X}^*)$ образуют *оптимальное решение* задачи, которое может быть локальным и глобальным. Локальное решение представляет собой наименьшее значение целевой функции в ограниченной окрестности точки $\mathbf{X}$, в то время как глобальное решение даёт наименьшее значение целевой функции.

Функциональная схема постановки и решения задачи оптимального проектирования ФКУ показана на рис. 1.

Операции алгоритма решения выполняются в следующей последовательности:

- 1) производится подготовка задачи, то есть вводятся значения всех постоянных параметров и ограничений;
- 2) задаётся первая итерация вектора $\mathbf{X}$;
- 3) вычисляется значение K_{nn} и сравнивается с величиной функционального ограничения $K_{nn \text{ доп}}$;
- 4) если $K_{nn} > K_{nn \text{ доп}}$ то данная итерация отвергается и задаётся следующая итерация вектора $\mathbf{X}$;
- 5) если $K_{nn} \leq K_{nn \text{ доп}}$ то производится вычисление значения целевой функции P и её оценка на минимальность;
- 6) если P квалифицируется как минимум, то решение считается найденным;
- 7) если $P \neq P_{\min}$, то берётся следующая итерация $\mathbf{X}$, и процедура расчёта повторяется.

Для разработки программы на основе рассмотренного алгоритма необходимо иметь уравнения, позволяющие непосредственно рассчитывать значения функции ограничений $K_{nn} = f_2(\mathbf{X})$ и целевой функции $P = f(\mathbf{X})$

в зависимости от величины координат вектора $\mathbf{X}$ [4].

ВЫБОР МЕТОДИЧЕСКОГО НАПРАВЛЕНИЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ

Задача синтеза параметров ФКУ имеет множество решений. Целью оптимизации в соответствии с избранным критерием – минимизацией потерь в схеме ФКУ – является нахождение наилучшего решения, удовлетворяющего условиям задачи.

Согласно постановке задачи, в качестве оптимальных параметров ФКУ квалифицируется определённый набор ёмкостей, индуктивностей и резисторов схемы ФКУ, который обеспечивает необходимую синусоидальность напряжения в точке общего соединения сети, преобразователя и ФКУ и компенсирует реактивную мощность преобразователя до заданного уровня при минимальном потреблении активной мощности.

Оптимизационные задачи, которые можно описать системой уравнений, равенств и неравенств, решаются методами математического программирования [5, 6].

При параметрическом синтезе ФКУ согласно постановке задачи определены *не границы изменения каждой координаты, а сумма координат*, которая должна оставаться постоянной на всём пути поиска экстремума независимо от значений координат, поскольку координаты (в физической интерпретации) – это реактивные мощности фильтров ФКУ, а их сумма – это реактивная мощность ФКУ, заданная из условия обеспечения необходимой степени компенсации реактивной мощности преобразователя в точке его присоединения к сети. Значения координат, то есть реактивные мощности фильтров, меняются от итерации к итерации в процессе поиска. Имеются два критерия отказа от комбинации координат анализируемого варианта ФКУ и перехода к следующему варианту: во-первых, если данная комбинация координат не обеспечивает требуемой синусоидальности напряжения в точке соединения преобразователя с сетью, то есть не выполняется функциональное ограничение задачи типа неравенства, и во-вторых, если потери в ФКУ не минимальны, то есть экстремум ещё не достигнут. Приемлемость новой комбинации координат, то есть квалификация варианта как допустимого или

оптимального, оценивается по тем же признакам; при этом суммы координат вектора переменных в отвергнутом и новом анализируемом вариантах должны быть равными. Последнее требование должно удовлетворяться *тождественно* на всём пути поиска при любых допустимых комбинациях координат и является *априорным необходимым условием* квалификации варианта ФКУ на допустимость.

В задачах условной оптимизации нелинейного типа наиболее сложным вопросом является организация процедуры поиска на всём пространстве определения функции, чтобы иметь возможность отыскать максимальное число локальных экстремумов и выбрать из них глобальный оптимум. Такие возможности предоставляет технология случайного поиска координат исследуемой функции на основе ряда псевдослучайных чисел [5], равномерно распределённых на интервале (0, 1).

Однако для задачи оптимального параметрического синтеза ФКУ непосредственное использование данной технологии невозможно, так как нет убедительных оснований для априорного ограничения диапазона вариации каждой координаты. Единственное аргументированное ограничение на координаты – это тождественность суммы координат на всех шагах поиска.

Если предположить, что каждая координата может варьироваться на интервале от нуля до значения реактивной мощности ФКУ, что по физическим соображениям вполне обосновано, то выполнение условия тождественности суммы координат на всём пути поиска окажется маловероятным. Так как значение каждой координаты вычисляется по закону равномерного распределения псевдослучайных чисел, то и сумма координат является псевдослучайным числом.

Чтобы преодолеть объективное противоречие между очевидным достоинством технологии случайного поиска координат вершин исходного многогранника и жёстким ограничением на сумму координат типа тождества, автором настоящей работы предложен *специальный алгоритм случайного поиска координат*, который предусматривает *автоматическое выполнение ограничения типа тождества на сумму координат*. Алгоритм базируется на *процедуре формирования вектора верхних границ ко-*

ординат $\mathbf{H}$, суть которой состоит в том, что координаты вектора $\mathbf{H}$ не задаются в исходных данных задачи, а формируются в процессе вычисления в функции с учётом информации о результатах предшествующей итерации.

На основе данного алгоритма, названного алгоритмом тождественного случайного поиска (ТОП-алгоритм), разработан метод решения задач нелинейного программирования, в которых наряду с функциональными ограничениями типа неравенств имеется ограничение на сумму координат типа тождества.

Алгоритм развивает идеи нахождения экстремума многокоординатных функций, которые используются в методе поиска по деформируемому многограннику и в комплексном методе [5]. Принципиальное отличие ТОП-метода от указанных состоит в том, что ограничение типа тождества на сумму координат выполняется на всех этапах поиска оптимума целевой функции: формирования координат исходной вершины многогранника; формирования векторов вершин исходного многогранника; движения многогранника к экстремуму.

На базе алгоритмов ТОП-метода разработан программный комплект ТОПМЕТ, предназначенный для параметрической оптимизации фильтрокомпенсирующих устройств. Комплект содержит головную программу и семь подпрограмм, выполняющих следующие процедуры:

- формирование вектора первой вершины многогранника;
- формирование исходного многогранника;
- движение многогранника к экстремуму;
- вычисление значений функции ограничений;
- вычисление значений целевой функции;
- вычисление коэффициентов, используемых в расчётах;
- оценка решения на оптимум и остановка задачи.

Предусмотрена возможность работы программного комплекта в режимах поиска как локального, так и глобального экстремумов.

Во второй части статьи рассматривается алгоритм ТОП-метода и принципы построения программного комплекта ТОПМЕТ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тех. регламент «Об электромагнитной совместимости». Технологии электромагнитной совместимости. 2004. № 1 (8).
2. Добрусин Л.А. Статические фильтрокомпенсирующие устройства. Автоматизированный электропривод, силовые полупроводниковые приборы, преобразовательная техника. Москва: Энергоатомиздат, 1983.
3. Добрусин Л.А. Проектирование фильтрокомпенсирующих устройств. Улучшение электромагнитной совместимости электрических полупроводниковых преобразователей как средство экономии материальных и энергетических ресурсов. Москва: ВНИПИ ТПЭП, 1986.
4. Добрусин Л.А., Джафаров З.Г. Комплексный метод и его применение при проектировании фильтрокомпенсирующих структур. Электричество, 1986, № 8.
5. Химмельблауд Д. Прикладное нелинейное программирование. Москва: Мир, 1975.
6. Уайльд Д. Оптимальное проектирование. Перевод с английского. Москва: Мир, 1981.
7. Добрусин Л.А. Программный комплект параметрической оптимизации фильтрокомпенсирующих структур. Электротехника 2010, IV симпозиум, том 1, часть 1. Москва: ВЭИ ТРАВЭК, 1997.

Продолжение следует.



ПРИБОРОСТРОЕНИЕ ЭЛЕКТРОНИКА. ЭЛЕКТРОТЕХНИКА – 2005

IV межрегиональная специализированная выставка



6 - 9 ДЕКАБРЯ 2005

ОРГАНИЗАТОРЫ:

- Комитет по промышленности, науке и информационным технологиям Администрации города Екатеринбурга
- КОСК «Россия» Выставочный центр

РАЗДЕЛЫ ВЫСТАВКИ:

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

В ПРОГРАММЕ:

- Научно-техническая конференция
- Презентации передовых отечественных и зарубежных компаний, семинары, консультации, конкурсы

Выставка «Приборостроение. Электроника. Электротехника – 2005» проводится одновременно с выставкой «Передовые технологии автоматизации – Урал» (организатор ЗАО «Экспотроника», г. Москва).

Место проведения:

КОСК «Россия» г. Екатеринбург,
ул. Высоцкого, 14

Тел./факс (343)345-45-05, 347-18-32
e-mail: vystavka@kosk.ru, www.kosk.ru

Время работы:

6-8 декабря с 10.00 - 18.00
9 декабря с 10.00 - 14.00

Потери в обмотках вследствие эффекта близости

Печатается с разрешения журнала CHIP NEWS Украина (<http://chipnews.com.ua>)

Рэй Ридли (Великобритания)
Перевод Артёма Терейковского

Вы используете при расчётах это уравнение?

$$P_d = b_w \sum_{i=1}^n I_i \frac{1}{b_i \delta} H_i^2 \left[(1 + \alpha_i^2) G_1(\Delta_i) - 4\alpha_i G_2(\Delta_i) \right]$$

Если нет, ваши магнитопроводы окажутся горячее, чем вы ожидали.

Проблема, с которой я всегда сталкивался, сводилась к следующему: с чего начать? Существуют сотни методик расчётов, уравнений и рекомендаций, использование которых позволяет качественным магнитопроводам работать надлежащим образом. Если начинать с самых основ, придётся воспроизвести множество различных формул, прежде чем мы доберёмся до тех, которые будем использовать на практике.

Поэтому я решил двигаться в обратном направлении – начать с наиболее сложной проблемы, с которой неизменно сталкивается каждый инженер при разработке электромагнитных компонентов. Такой подход поможет понять уровень проблемы даже в относительно несложных разработках.

ЭФФЕКТ БЛИЗОСТИ: ЧТО ЭТО?

Под действием магнитного поля, созданного вблизи проводника, на его поверхности возникают токи, генерирующие магнитное поле, противоположное первоначальному, которое «вытесняет» ток из внутренней области проводника. Скин-эффект

является фундаментальным эффектом на высокой частоте, проявляющимся как в отдельном проводнике, так и в обмотках магнитных компонентов.

Вихревые токи составляют незначительную часть полного тока, протекающего в проводнике, но вызывают перераспределение тока из глубины на поверхность и увеличивают рассеиваемую мощность.

Многие инженеры знакомы с понятием «скин-эффект», однако используют рудиментарные методики для оценки степени влияния скин-эффекта на их разработки. Скин-эффект вызывает концентрацию переменных токов вблизи поверхности проводника. Глубина скин-слоя определяется как расстояние, при прохождении которого плотность тока падает на 1/e от значения на поверхности (e – основание натурального логарифма). Из-за уменьшения зоны проникновения во времени глубина скин-слоя изменяется обратно пропорционально квадратному корню от частоты. На рис. 1 показан разрез одиночного изолированного проводника в свободном пространстве, через который протекает переменный ток.

Глубина скин-слоя легко может быть определена по формуле:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \sigma}}, \quad (1)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ – магнитная проницаемость вакуума, ω – круговая частота, σ – проводимость материала (проводимость меди составляет $5,8 \times 10^7$ при комнатной температуре).

Данное уравнение показывает, что при 60 Гц глубина скин-слоя составляет около 8,5 мм. Это означает, что

если вы не будете использовать провод диаметром более 8,5 мм, влияние скин-эффекта на рассеиваемую мощность будет незначительно. При частоте 100 кГц глубина скин-слоя уменьшается до 0,2 мм. Если толщина используемого провода не превышает это значение, расчёт покажет, что ситуация в порядке.

Так ли это на самом деле? К сожалению, нет. Если ваш электромагнитный компонент не состоит из одиночного проводника в свободном пространстве, к которому уравнение (1) применимо напрямую, реальные потери в обмотке будут значительно выше.

Такая ситуация обусловлена эффектом близости, который вызывает дополнительные потери в проводниках, находящихся в непосредственной близости от других проводников. Эти потери являются результатом вихревых токов, создаваемых в проводнике под действием токов, протекающих в близлежащих проводниках. Эффект близости имеет тенденцию становиться доминирующим в образовании потерь в проводниках магнитных компонентов на высоких частотах, особенно когда обмотки многослойные.

Потери вследствие эффекта близости всегда значительно превышают потери из-за вихревых токов, поэтому существенно влияют на перегрев и определяют методику проектирования всех высокочастотных электромагнитных компонентов. Даже если ваша обмотка состоит всего из одного витка, тот факт, что под обмоткой присутствует сердечник, влияет на распределение тока в проводнике, как показано на рис. 2.

На этом рисунке изображён поперечный разрез индуктивности, состоящей из сердечника с центральным керном и однослойной обмотки. Голубым фоном показан ток, втекающий в плоскость рисунка, а красным – вытекающий из плоскости рисунка. Интенсивность закрашки со-

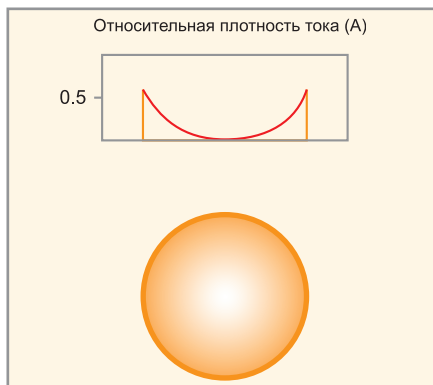


Рис. 1. Распределение тока в изолированном проводнике в свободном пространстве

ответствует плотности тока в данной части проводника.

Обратите внимание, что протекающий ток сместился к внутренней стороне обмотки. Это происходит потому, что ток высокой частоты распределяется в проводнике таким образом, чтобы уменьшить наведённую индуктивность. Чем меньше площадь, охваченная током, тем меньше индуктивность.

Концентрация тока вблизи поверхности проводника вызывает увеличение его сопротивления переменному току, но определение этого сопротивления не поддаётся расчёту при помощи лишь одного уравнения. Для решения проблемы придётся прибегнуть к более сложным расчётам.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОТЕРЬ, ВЫЗЫВАЕМЫХ ЭФФЕКТОМ БЛИЗОСТИ

Любой электромагнитный элемент является сложным трёхмерным объектом, который с трудом поддаётся строгому аналитическому моделированию. Те из вас, у кого имеется доступ к суперкомпьютерам, могут попробовать применить программы, реализующие метод конечных элементов для моделирования всех трёхмерных полей и токов, однако такой подход описывает процессы в законченной разработке и не даёт представления о том, как эту разработку следует делать.

При проектировании электромагнитных элементов мы должны трансформировать сложную трёхмерную модель в одномерную. Для получения результатов аналитическим путем следует рассматривать каждый слой обмотки как единый проводник, размеры которого не меняются в плоскости XY. Конечно, такой подход является значительным упрощением, однако получаемые с его помощью результаты позволяют создать методику, значительно улучшающую разработку качественных электромагнитных узлов.

Теоретические вычисления потерь для скин-эффекта и эффекта близости базируются на условии, что магнитное поле параллельно оси обмотки по всей длине. Практически вблизи концов обмотки возникает дивергенция поля, влияние которой трудно оценить и ещё труднее вычислить. Магнитное поле вообще менее интенсивно на краях, что могло бы

приводить к небольшому снижению потерь в проводниках выводов. Если в качестве сердечника используется магнитопровод закрытого типа, который закрывает края обмоток (типа броневого сердечника), то дивергенция поля свёртывается и соответствующие потери тоже.

На рис. 3 показан разрез дросселя, образованного пятью слоями намотки вокруг центрального ядра E-образного сердечника. Электромагнитное поле будем считать практически неизменным во всех участках проводника.

На рис. 4 показан разрез одной стороны катушки, содержащей обмотку из пяти слоев. Обмотки урезаны в горизонтальной плоскости, однако подразумевается, что они не имеют краевого эффекта. Это позволяет считать поля H1 – H6 между слоями обмоток однородными на всём протяжении вдоль слоев. Слои обмоток рассматриваются как однородные медные проводники прямоугольного сечения (фольга). Слой может быть образован отдельными проводниками, которые должны быть аппроксимированы в эквивалентную фольгу. Рассмотрение этого вопроса находится за рамками данной статьи.

УРАВНЕНИЕ ДОУЭЛЛА

Даже такая простая ситуация обрачивается трудноразрешимой проблемой. К счастью для современных инженеров, она решена, поэтому всё, что от нас потребуется, – понять и правильно применить результат.

В заголовке статьи приведено уравнение Дуэлла. В нём общая рассеиваемая мощность обмотки выражена как сумма потерь в каждом из слоев от 1 до n . Этот решающий момент аналитического подхода позволяет нам определять потери в обмотке на ненулевых частотах. Приведённое уравнение становится ещё более устрашающим после расшифровки следующих членов:

$$G_1(\Delta) = \Delta \frac{\sinh 2\Delta + \sin 2\Delta}{\cosh 2\Delta - \cos 2\Delta}, \quad (2)$$

$$G_2(\Delta) = \Delta \frac{\sin \Delta \cos \Delta + \cos \Delta \sin \Delta}{\cosh 2\Delta - \cos 2\Delta}.$$

Эти формулы являются комбинацией обычных тригонометрических функций и гиперболических, о которых многие из нас наверняка не вспоминали после окончания высшей школы.



Рис. 2. Распределение тока в однослойной обмотке дросселя

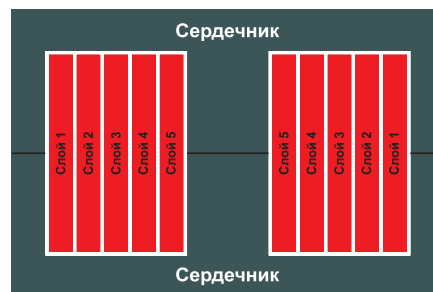


Рис. 3. Сечение дросселя с пятислойной обмоткой

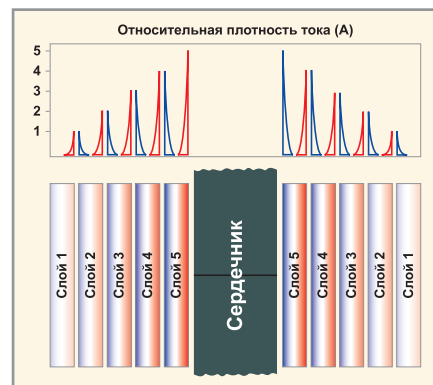


Рис. 4. Структура многослойной обмотки с изменением по оси Z

Аргумент Δ является отношением толщины слоя к глубине скин-слоя на заданной частоте.

$$\Delta_i = \frac{b_i}{\delta}, \quad (3)$$

где b_i является толщиной i -го слоя, δ – глубина скин-слоя, см. уравнение (1).

На этом этапе вы можете почувствовать себя очарованными элегантностью этих математических выражений. Тем более что эта тема – не из самых лёгких для восприятия. Как многие другие инженеры, практикующие в области создания импульсных источников питания, я был не в состоянии заставить себя потратить кучу времени на осмысление и прак-

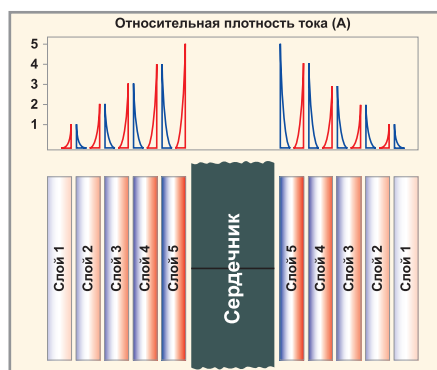


Рис. 5. Распределение тока в пятислойной обмотке дросселя

тическое применение результатов анализа, приведённых в источниках очень продвинутых авторов.

Наиболее одержимые читатели попытаются использовать это уравнение на практике. Для этого вам потребуется следующая информация.

Напряжённость поля на границе i -го слоя описывается как:

$$H_i = \frac{N I l_i}{b_w}, \quad (4)$$

где N – число витков в данном слое, I – ток, протекающий в каждом витке. Ширина намотки обозначается как b_w , а длина витка в слое i – как l_i .

Нам понадобится ещё один элемент a_i , обозначающий отношение полей на границе i -го слоя. Согласно принятому порядку расчёта, меньшее значение напряженности поля всегда подставляется в числитель. Для рассматриваемого примера с пятислойной обмоткой значения коэффициентов будут следующие:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{H_1}{H_2} = 0, \\ a_2 &= \frac{H_2}{H_3} = \frac{1}{2}, \\ a_3 &= \frac{H_3}{H_4} = \frac{2}{3}, \\ a_4 &= 0,75, \\ a_5 &= 0,8. \end{aligned}$$

Примечание: Значения этих коэффициентов являются одним из по-

казателей «эффективности» обмотки. Приближение значения к единице означает, что ток, протекающий в данном слое, оказывает минимальное влияние на поля по обеим сторонам слоя. Самые эффективные обмотки имеют соответствующие им значения a_i , равные -1 , которые могут быть достигнуты только в обмотках трансформаторов. Для этого слои обмоток должны быть расположены таким образом, чтобы ток в каждом слое изменял направление поля на противоположное.

Для выполнения вычислений по данным уравнениям формулы могут быть введены в MathCad или Excel. Сложные коэффициенты G_1 и G_2 являются константами для заданной толщины слоя и глубины скин-слоя. Расчёты могут быть упрощены, если результаты нормализуются по сопротивлению слоя обмотки постоянно-му току, равному 1 А.

ПОТЕРИ ВСЛЕДСТВИЕ ЭФФЕКТА БЛИЗОСТИ ДЛЯ 5-СЛОЙНОЙ ОБМОТКИ ДРОССЕЛЯ

После ввода уравнений в выбранную программу нашими исходными данными становятся рабочая частота, толщина слоёв обмоток и количество слоёв. Полученные результаты выражаются в отношении сопротивления слоя обмотки переменному току к сопротивлению постоянному току R_{ac}/R_{dc} , как показано в таблице.

Если ранее вы не сталкивались с эффектом близости, результаты вас неприятно удивят. В первой строке данные для слоя из фольги толщиной 0,3 мм, что соответствует намотке слоя проводом диаметром около 0,254 мм, при частоте 100 кГц. Отношение толщины слоя к глубине скин-слоя составляет 1,46 – вполне допустимое значение согласно правилам определения скин-эффекта.

Обратите внимание, как быстро возрастает значение R_{ac} у каждого последующего слоя. Слой, находящийся в середине, имеет отношение R_{ac}/R_{dc} , равное 27, а среднее значение для 5 слоёв составляет 11,6!

Обычно если потери в проводнике слишком велики, для их уменьшения просто увеличивают диаметр провода. В данном случае при удвоении толщины слоя (провод 0,511 мм) средний рост отношения R_{ac}/R_{dc} составит 51, а его значение для внутреннего слоя, отвод тепла от которого представляется наиболее проблематичным, достигает 123. Дальнейшее увеличение толщины слоя до 1,1 мм приводит к почти удвоению значения R_{ac}/R_{dc} .

Перераспределение токов в слоях в данном случае имеет более сложный вид, чем при однослойной обмотке. На рис. 5 показано распределение плотностей и направлений токов в рассматриваемом примере. Полный ток в наружном слое распределяется по внутренней поверхности проводника, при этом его значение составляет 1 А.

Во втором слое присутствуют уже две составляющие: на наружной поверхности слоя присутствует вихревой ток, создаваемый током, протекающим в первом слое. Направление вихревого тока противоположно направлению основного тока. Вторая составляющая протекает по внутренней стороне слоя и вдвое превышает значение тока на внешней стороне. Полный ток во втором слое равен полному току в первом слое, поскольку рассматриваемые слои входят в одну и ту же обмотку.

Ток в третьем слое также складывается из двух составляющих: на внешней стороне слоя присутствует вихревой ток со значением 2 А с направлением, противоположном полному току, а по внутренней стороне протекает составляющая 3 А. Аналогичным образом определяют значения для всех последующих слоёв.

Наиболее радикальным способом снижения потерь вследствие эффекта близости является уменьшение числа слоёв. В последней строке таблицы приведены значения R_{ac}/R_{dc} для двухслойной обмотки. Среднее значение R_{ac}/R_{dc} для двух слоёв составляет всего 2,6 против 27 раз для пяти слоёв. В данном случае предпоч-

Отношение R_{ac}/R_{dc} на частоте 100 кГц для разной толщины слоёв 5-слойной обмотки дросселя

Толщина слоя, мм	Номер слоя (1= наружный)					Среднее R_{ac}/R_{dc}
	1	2	3	4	5	
0,3 ($\Delta = 1,46$)	1,35	3,91	9,04	16,74	27,01	11,6
0,6 ($\Delta = 2,80$)	2,81	14,87	39,00	75,19	123,45	51,1
0,9 ($\Delta = 4,33$)	4,33	22,85	58,10	111,86	183,55	76,0
1,1 ($\Delta = 5,38$)	5,38	26,95	70,09	134,80	221,08	91,7
0,3 (2 слоя)	1,35	3,91	–	–	–	2,6

тительнее использовать более тонкий провод, который уместится в два слоя, вместо толстого провода, который потребует для своего размещения пять слоёв.

ВЫБОР ПРАВИЛЬНОГО ДИАМЕТРА ПРОВОДА

Оптимальный диаметр провода – компромисс, балансирующий между потерями от скин-эффекта во внешних слоях и потерь от вихревых токов во внутренних слоях.

Прежде чем рассмотреть выбор оптимального диаметра провода для заданного применения, проанализируем форму тока в обмотке. Через обмотку дросселя DC/DC-преобразователя будет протекать значительная постоянная составляющая, как показано на рис. 6. Несмотря на значительный размах пульсаций, величина постоянной составляющей тока равна 6,26 А, при этом действующее значение переменного тока составит всего 0,81 А. В большинстве случаев при анализе потерь от эффекта близости достаточно рассматривать ток в обмотке как сумму постоянной и переменной составляющих. Переменная составляющая определяется как сумма всех гармоник тока с ненулевой частотой. Потери по постоянному току определяются как резистивные потери в меди. Для определения потерь по переменному току в данном случае в расчёт принимается только частота переключения. При проектировании дросселей потери по переменному току могут быть достаточно высокими, однако их часть в совокупных потерях окажется незначительной из-за высоких потерь по постоянному току. Это позволяет эффективно разрабатывать дроссели с многослойными обмотками, несмотря на значительные потери от эффекта близости.

В общем случае процедура определения потерь в обмотках при несинусоидальном токе состоит из определения гармонического состава тока и сопротивления обмотки на переменном токе на каждой гармонике. Полные потери есть сумма произведений I^2R на каждой частоте (включая нулевую частоту). Тогда эффективное сопротивление находится как отношение мощности полных потерь к квадрату действующего значения тока.

Если преобразователь работает при скважности импульса, близкой к двум, достаточно рассмотреть только основную частоту переключения. Иная форма сигнала потребует проведения более тщательных расчётов. Для обеспечения достаточной точности следует учитывать совокупность потерь, вносимых всеми гармоническими составляющими.

На высоких частотах и (или) уровнях мощности потери в обмотке оптимальной толщины могут оставаться ещё очень высокими. Существует ряд методов проектирования различной эффективности, позволяющих дополнительно снизить высокочастотные потери в проводниках.

ПОТЕРИ В ОБМОТКАХ ТРАНСФОРМАТОРА ВСЛЕДСТВИЕ ЭФФЕКТА БЛИЗОСТИ

Как правило, переменная составляющая в обмотках трансформаторов соизмерима или значительно превышает постоянную составляющую тока (рис. 7). По этой причине следует избегать использования многослойных обмоток в трансформаторах.

К счастью, при проектировании трансформаторов возможен более гибкий подход, чем при проектировании дросселей. В обмотке дросселя весь ток течёт в одном направлении, поэтому мы можем варьировать только число слоёв и толщину провода.

В трансформаторах токи в первичной и вторичной обмотках текут в разных направлениях. Если расположить одиночный слой первичной обмотки поверх одиночного слоя вторичной, токи в них будут течь так, как показано на рис. 8. Токи высокой частоты распределяются по поверхности проводника, стремясь компенсировать магнитное поле, наведённое соседней обмоткой. Определение потерь вследствие эффекта близости при однослойных первичной и вторичной обмотках

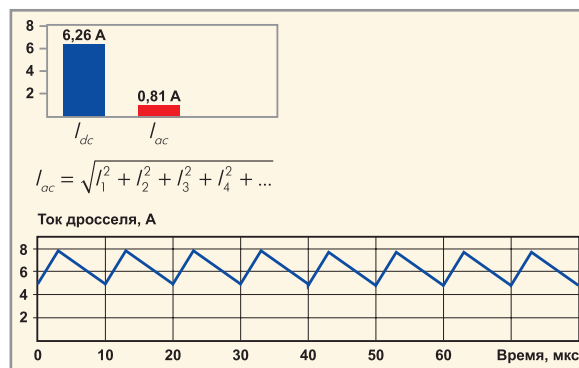


Рис. 6. Форма и компоненты тока в обмотке дросселя

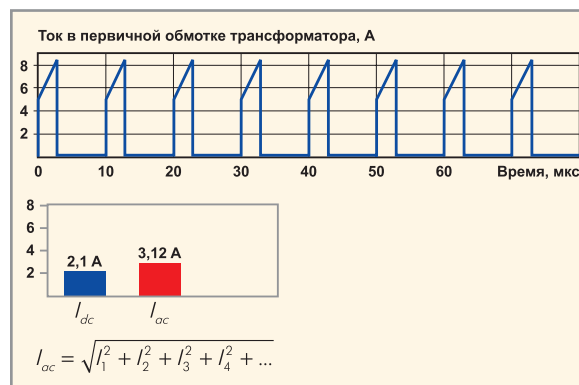


Рис. 7. Форма и компоненты тока в обмотке трансформатора

совпадают с аналогичным расчётом для дросселя.

Если число слоёв должно быть больше одного, всегда следует стремиться к его уменьшению во избежание повышенных потерь. На рис. 9 показано распределение токов в пятислойной первичной обмотке. Оно полностью совпадает с распределением токов в пятислойной обмотке дросселя, за исключением того, что в присутствующей вторичной обмотке ток течёт в противоположном направлении. Так как вторичная обмотка расположена в одном слое, для неё не имеет значения, как выполнена

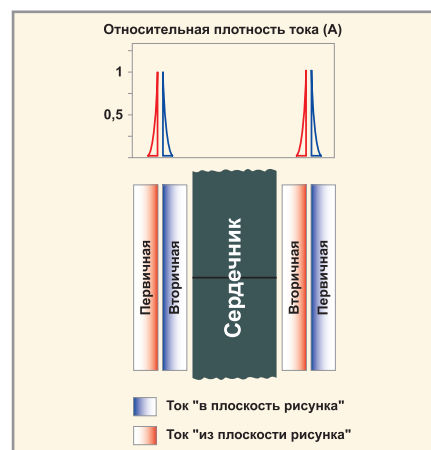


Рис. 8. Распределение токов в однослойных первичной и вторичной обмотках трансформаторов

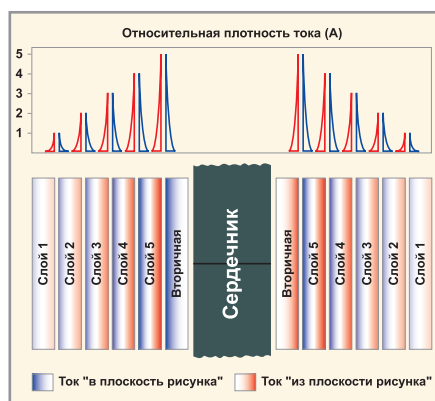


Рис. 9. Распределение токов в пятислойной первичной и однослойной вторичной обмотках трансформатора

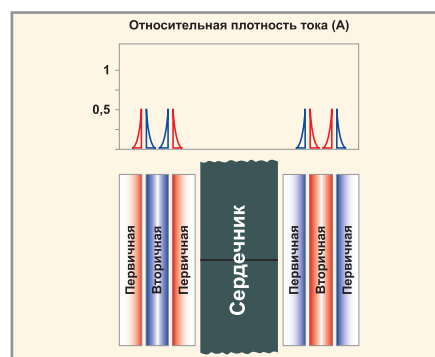


Рис. 10. Распределение токов в трансформаторе с однослойной вторичной и разделённой первичной обмоткой

первичная обмотка (один или пять слоёв).

Из этого частного случая расположения обмоток следует интересное наблюдение. При низких частотах токи в слоях распределяются равномерно. Измеренная при этом индуктивность рассеяния между первичной и вторичной обмотками достаточно велика.

На высоких частотах поля всех слоёв первичной обмотки компенсируются наведёнными вихревыми токами, которые достигают значения 5 А на внутреннем слое, непосредственно прилегающем ко вторичной обмотке. Разделение первичной и вторичной обмоток теперь невелико, измеренная индуктивность рассеяния окажется сравнительно небольшой. Зависимость индуктивности рассеяния от частоты является очень важной характеристикой при проектировании высокочастотных магнитных компонентов.

Если вы наблюдаете заметное изменение величины индуктивности рассеяния по мере увеличения частоты измерения до значения рабочей частоты преобразователя, то

это говорит о том, что вы получите значительные потери в трансформаторе вследствие эффекта близости.

ЧЕРЕДОВАНИЕ СЛОЁВ ОБМОТОК ТРАНСФОРМАТОРА

В недорогих изделиях мы вынуждены выполнять намотку первичной и вторичной обмоток отдельно из-за требований к изоляции и нехватки места для изоляции каждого слоя. Однако в идеальном трансформаторе слои первичной и вторичной обмоток должны чередоваться для уменьшения напряжённости полей и минимизации потерь вследствие эффекта близости.

На рис. 10 показано, как разделение первичной обмотки на две части, наматываемые до и после слоя вторичной обмотки, способствует уменьшению потерь в трансформаторе.

Через каждый из слоёв первичной обмотки теперь протекает только половина полного тока, а потери вследствие эффекта близости такие же, как у однослойной обмотки. Такое решение позволяет в несколько раз уменьшить потери по сравнению с вариантом смежного расположения слоёв первичной обмотки.

Хотя конструкция вторичной обмотки остаётся неизменной в рамках рассматриваемых примеров, при разделении первичной обмотки потери во вторичной также уменьшаются, так как ток будет распределяться равномерно по внутренней и наружной поверхности, чем достигается значительно лучшее использование объёма проводника.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При анализе любых работ, посвящённых определению потерь вследствие эффекта близости, неизменно очевидным становится одно простое правило: располагайте проводники на удалении от сильных высокочастотных магнитных полей. Достичь этого можно несколькими способами. Наиболее простой из них — минимизировать количество слоёв. Это чрезвычайно важно для дросселей со значительной переменной составляющей тока в обмотке. Если конструкция дросселя не позволяет ограничиться одним слоем из-за требуемого числа вит-

ков, следует оптимизировать толщину провода для достижения оптимального соотношения сопротивления по переменному току к активному сопротивлению обмотки при заданной форме сигнала. Точных формул для расчёта сопротивления по переменному току не существует ввиду большого разнообразия форм сигнала. Мы рекомендуем использовать основное уравнение определения потерь вследствие эффекта близости для нахождения оптимального баланса для вашей конструкции.

Для трансформаторов рекомендуется аналогичный подход: стараться ограничиваться однослойными обмотками, а при невозможности этого следует перемежать слои первичной обмотки слоями вторичных обмоток. На практике это не всегда достижимо при использовании традиционных методов межслойной изоляции из-за нехватки объёма или дороговизны изоляционного материала.

Планарные трансформаторы на основе сердечников типа ELP наилучшим образом приспособлены для организации чередования слоёв обмоток. В каждом слое печатной платы может быть расположено ограниченное количество витков, поэтому силовые обмотки трансформаторов преобразователей напряжения располагают, как правило, в нескольких слоях печатной платы. Это позволяет эффективно чередовать слои обмоток, располагая их в соседних слоях печатной платы. Будучи наиболее эффективными, планарные трансформаторы остаются достаточно дорогими из-за необходимости использования многослойных печатных плат. Хотя цены на планарные магнитопроводы значительно снизились, большинство производителей импульсных источников питания не могут использовать печатные платы с числом слоёв более двух, поэтому традиционные магнитопроводы по-прежнему остаются экономически наиболее эффективными.

Существует множество других аспектов, связанных с эффектом близости, таких как краевой эффект, искривление поля в зазоре магнитопровода, различные формы сечения проводников, которые ещё более усложняют разработку.



Снижение габаритов и потерь энергии



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 У-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



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

Практикум программиста USB-устройств

Часть 2. Разработка аппаратно-программного ядра USB-устройства

Окончание. Начало см. СЭ № 5, 2005

Дмитрий Чекунов (г. Ижевск)

В заключительной части статьи описываются действия, выполняемые в стандартных требованиях, создание дескрипторов устройства, реальные последовательности команд, используемые при инициализации нового устройства на шине и, наконец, включение разрабатываемого ядра USB-устройства и его обнаружение в среде ОС Windows.

Создание дескрипторов устройства

Форматы дескрипторов нам уже известны [5], но для того чтобы приступить к их созданию, необходимо знать допустимые режимы работы USB-устройства и его топологию.

FX2LP поддерживает два режима работы – полноскоростной и высокоскоростной. При получении возможности работать в высокоскоростном режиме модуль USB вырабатывает прерывание HISPEED. Следовательно, изначально ряд дескрипторов должен быть рассчитан на полноскоростную шину, а при появлении этого прерывания будем динамически менять некоторые поля, подстраивая дескриптор для высокоскоростного режима работы. Динамическому редактированию могут подвергнуться следующие поля дескрипторов:

- дескриптор устройства. Поле bcdUSB содержит номер спецификации USB, поддерживаемой устройством. В полноскоростном режиме значение должно быть «1.1», в высокоскорост-

ном – «2.0». Если подключить устройство к полноскоростной шине при значении «2.0», то Windows, например, выдаст предупреждение о подключении высокоскоростного устройства к медленной шине;

- дескриптор точки:
 - поле wMaxPacketSize – максимальный размер пакета данных. Для каждого типа передачи размер может изменяться в зависимости от режима работы в соответствии с таблицей 2;
 - поле bInterval – характеризует интервал времени, через который может произойти обмен данными для точек с типом передачи interrupt и «изохронный». Значение поля вычисляется в зависимости от режима работы.

Теперь определимся с топологией USB-устройства. На данном этапе развития нашего проекта выполнение каких-либо полезных функций устройством ещё не заложено. Поэтому для разрабатываемого ядра спроектируем простую топологию с возможностью её легкого расширения в перспективе.

Итак, основой будет служить топология устройства, представленная на рис. 8. В ней имеется всего одна конфигурация, один интерфейс и одна альтернативная установка с двумя точками: ep1 и ep81. Эти точки задействуем для обслуживания загрузочной микросхемы памяти (AT24C128) и выберем для них тип передачи bulk.

Передачу дескрипторов будем осуществлять с помощью системы SDP, поэтому необходимо, чтобы адрес начала любого дескриптора был чётным. Для выравнивания адресов используем следующие директивы:

```
IF $ MOD 2 = 1
DB 0
ENDIF
```

Теперь можно приступить к подготовке дескрипторов. Все дальнейшие действия выполняем в файле ep0sd.asm. Объявляем идентификаторы VID, PID, DID константами:

```
VID EQU 3112h
PID EQU 1973h
DID EQU 0001h
```

При описании устройства определяем метку поля bcdUSB для динамического редактирования при изменении рабочей скорости, и назовём эту метку speedDevice:

```
IF $ MOD 2 = 1
DB 0
ENDIF
dschrDevice:
DB 18 ; длина дескриптора
DB 1 ; тип свойства -
устройство
speedDevice:
DB 1,1 ; версия USB
DB 0FFh ; класс устройства
DB 0FFh ; подкласс устройства
DB 0FFh ; протокол устройства
DB 64 ; максимальная длина
пакета для EP0
DB LOW(VID),HIGH(VID) ; Vendor
id
DB LOW(PID),HIGH(PID) ; Product
id
```

Таблица 2. Зависимость размера пакета данных от режима работы устройства

Тип передачи	Full Speed USB 1.1	High Speed USB 2.0
Control	8, 16, 32, 64	64
Bulk	64	512
Interrupt	1–64	1–1024
Isochronous	1–1023	1–1024

```

DB LOW(DID),HIGH(DID) ; Device
release id
DB 1 ; индекс строки
производителя
DB 2 ; индекс строки названия
DB 3 ; индекс строки серийного
номера
DB 1 ; количество конфигураций
в устройстве

```

Поскольку наше устройство поддерживает высокоскоростной режим работы, оно должно иметь описание устройства для другой скорости:

```

dscrDeviceQualifier:
DB 10 ; длина дескриптора
DB 6 ; тип свойства -
устройство на другой скорости
DB 1,1 ; версия USB
DB 0FFh ; класс устройства
DB 0FFh ; подкласс устройства
DB 0FFh ; протокол устройства
DB 64 ; максимальный размер
пакета
DB 1 ; количество конфигураций
DB 0 ; зарезервировано

```

Далее описываем конфигурацию. При этом помним, что она включает в себя дескрипторы всех интерфейсов и точек, поэтому необходимо в полном размере конфигурации указывать общую длину всех этих дескрипторов. При работе устройство запитано от внутреннего источника питания шины USB и потребляет 80 мА.

```

dscrCfg1: ; начало описания
конфигурации
DB 9 ; длина дескриптора
DB 2 ; тип свойства -
конфигурация
; общая длина описания конфигу-
рации, интерфейса и точек
DB LOW(endDscrCfg1 - dscrCfg1)
DB HIGH(endDscrCfg1 - dscrCfg1)
DB 1 ; количество интерфейсов
в конфигурации
DB 1 ; значение для установки
конфигурации
DB 0 ; индекс строки
наименования конфигурации
DB 10000000b ; атрибуты
конфигурации
DB 40 ; максимальное
потребление 80 мА (указываем
потребление/2)

dscrCfg1If0Alt0:
DB 9 ; длина дескриптора

```

```

DB 4 ; тип свойства -
интерфейс
DB 0 ; база для интерфейса
DB 0 ; альтернативное значение
DB 2 ; количество точек
DB 0FFh ; класс интерфейса
DB 0FFh ; подкласс интерфейса
DB 0FFh ; протокол интерфейса
DB 0 ; индекс строки
наименования интерфейса

```

В дескрипторах точек определяем метки для динамического редактирования максимальной длины пакета:

```

dscrCfg1If0Alt0Eplout:
DB 7 ; длина дескриптора
DB 5 ; тип свойства - точка
DB 1 ; адрес точки
DB 2 ; тип передачи bulk
sizeAlt0Eplout:
DB 64,0 ; максимальная длина
пакета
DB 0 ; интервал для EP_ISO

dscrCfg1If0Alt0Eplin:
DB 7 ; длина дескриптора
DB 5 ; тип свойства - точка
DB 81h ; адрес точки
DB 2 ; тип передачи bulk
sizeAlt0Eplin:
DB 64,0 ; максимальная длина
пакета
DB 0 ; интервал для EP_ISO
endDscrCfg1:
; конец описания конфигурации

```

При поддержке высокоскоростного режима устройство должно иметь дескриптор конфигурации для другой скорости. Зададим количество интерфейсов в этом дескрипторе равным нулю, чтобы не занимать лишнее место в памяти для описания интерфейса и точек. Практически данный дескриптор не несёт какой-либо полезной информации, потому что в процессе работы хост не меняет режим работы устройства.

```

dscrOtherCfg:
DB 9 ; длина дескриптора
DB 7 ; тип свойства - конфигу-
рация для другой скорости
DB LOW(endDscrOtherCfg -
dscrOtherCfg)
DB HIGH(endDscrOtherCfg -
dscrOtherCfg)
DB 0 ; количество интерфейсов
в конфигурации
DB 1 ; значение для установки
конфигурации

```

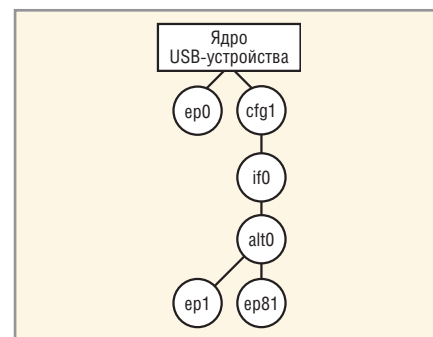


Рис. 8. Топология ядра USB-устройства

```

DB 0 ; индекс строки
наименования конфигурации
DB 10000000b ; атрибуты
конфигурации
DB 40 ; максимальное
потребление 80 мА
endDscrOtherCfg:

```

Далее включаем файлы с закодированными строками. Первым следует дескриптор строки с идентификаторами поддерживаемых языков:

```

dscrString0:
DB endDscrString0 - dscrString0
DB 3 ; тип свойства - строка
DB 9,4 ; Идентификатор языка
English(US)
DB 19h,4 ; Идентификатор языка
Russian()
endDscrString0:

dscrString1Us:
DB endDscrString1Us -
dscrString1Us
DB 3 ; тип свойства - строка
$INCLUDE(str1us.asm)
endDscrString1Us:

dscrString1Ru:
DB endDscrString1Ru -
dscrString1Ru
DB 3 ; тип свойства - строка
$INCLUDE(str1rus.asm)
endDscrString1Ru:

dscrString2Us:
DB endDscrString2Us -
dscrString2Us
DB 3 ; тип свойства - строка
$INCLUDE(str2us.asm)
endDscrString2Us:

dscrString2Ru:
DB endDscrString2Ru -
dscrString2Ru
DB 3 ; тип свойства - строка
$INCLUDE(str2rus.asm)
endDscrString2Ru:

```

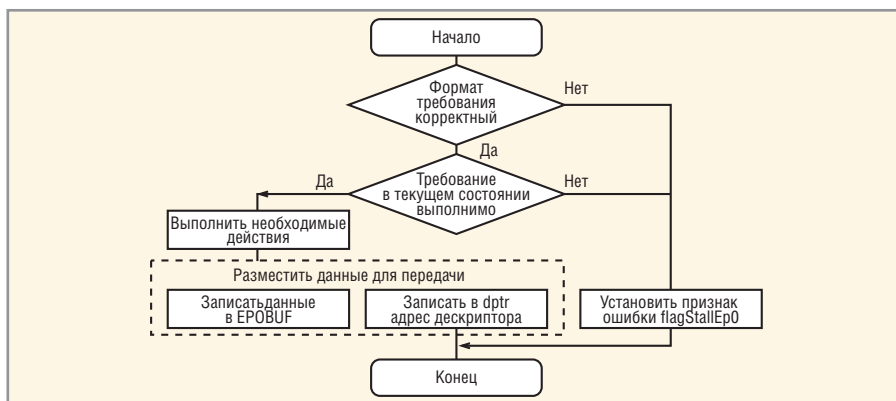



Рис. 9. Логика работы подпрограммы обслуживания требования

```

dscrString3:
    DB endDscrString3 - dscrString3
    DB 3 ; тип свойства - строка
    $INCLUDE(str3.asm)
endDscrString3:

```

Для упрощения поиска адреса нужного строкового дескриптора создадим две таблицы для русского и английского языка. Теперь по индексу строки мы можем легко получить её адрес в памяти:

```

tableStringRu:
    DW dscrString0,dscrString1Ru
    DW dscrString2Ru,dscrString3
tableStringUs:
    DW dscrString0,dscrString1Us
    DW dscrString2Us,dscrString3

```

Для закодированных строк зарезервированы файлы str1rus.asm, str2rus.asm, str1us.asm, str2us.asm. Добавляем в них строковые описания на свой вкус. Например, название нашего устройства будет выглядеть так (файл str2us.asm):

```

DB 'M',0
DB 'Y',0
DB ' ',0
DB 'U',0
DB 'S',0
DB 'B',0
DB '-',0
DB 'D',0
DB 'E',0
DB 'V',0
DB 'I',0
DB 'C',0
DB 'E',0

```

Или то же самое на русском (str2rus.asm):

```

DB 1Ch,4 ; M
DB 3Eh,4 ; o

```

```

DB 51h,4 ; ё
DB ' ',0
DB 'U',0
DB 'S',0
DB 'B',0
DB '-',0
DB 43h,4 ; y
DB 41h,4 ; c
DB 42h,4 ; t
DB 40h,4 ; p
DB 3Eh,4 ; o
DB 39h,4 ; й
DB 41h,4 ; c
DB 42h,4 ; t
DB 32h,4 ; в
DB 3Eh,4 ; o

```

С дескрипторами закончили. Теперь приступим к созданию обработчика прерывания HISPEED. В файл intusb.asm добавим код, изменяющий поля wMaxPacketSize (для точек) и bcdUSB (для устройства):

```

mov a,#LOW(512)
mov dptr,#sizeAlt0Ep1in
movx @dptr,a
mov dptr,#sizeAlt0Ep1out
movx @dptr,a
mov a,#HIGH(512)
mov dptr,#sizeAlt0Ep1in+1
movx @dptr,a
mov dptr,#sizeAlt0Ep1out+1
movx @dptr,a
clr a
mov dptr,#speedDevice
movx @dptr,a
inc dptr
mov a,#2
movx @dptr,a

```

Для того чтобы разрешить обработку прерывания HISPEED, в файл system.asm добавим строки:

```

mov a,#21h
mov dptr,#USBIE

```

```

movx @dptr,a ; разрешаем
прерывания HISPEED и SUDAV

```

ОБЗОР ДЕЙСТВИЙ, ВЫПОЛНЯЕМЫХ В СТАНДАРТНЫХ ТРЕБОВАНИЯХ

Для того чтобы ядро нашего USB-устройства «ожило», осталось написать подпрограммы обслуживания требований. Но перед тем как приступить к этому, надо более подробно рассмотреть действия, выполняемые в том или ином требовании.

Сейчас, когда мы уже определились с логикой работы обработчика прерывания SUDAV, можно спроектировать обобщённый алгоритм подпрограммы, обслуживающей требование. Такой алгоритм показан на рис. 9. Нам уже известно, что значения полей пакета SETUP индивидуальны для каждого требования, поэтому все подпрограммы начинаются с проверки формата полученного требования. В случае обнаружения ошибки будет установлен флаг flagStallEp0, что приведёт к завершению контрольной транзакции маркером STALL. Далее необходимо выяснить, допустимо ли полученное требование в текущем состоянии устройства. Если да, то выполняем действия, предопределённые для данной команды.

В подпрограммах, которые должны вернуть некоторую информацию хосту, дополнительно будут присутствовать действия по размещению передаваемых данных. Для передачи дескриптора необходимо вернуть его адрес в указателе dptr. Для передачи «простых» данных запишем их сразу в буфер EPOBUF.

С предварительной точки зрения, алгоритм простой. Теперь посмотрим, какие действия необходимо выполнить в каждом отдельном требовании. Следует также обратить внимание на то, что требование SET_ADDRESS в FX2LP всегда обслуживается аппаратно, поэтому подпрограмма для его обработки не требуется, а наше устройство может находиться только в одном из двух состояний: адресованном или сконфигурированном.

Итак, действия, выполняемые в требованиях:

- GET_STATUS. Необходимо вернуть 2 байта с информацией о статусе адресата. Если требование обращено к устройству, то биты D0 и D1 содержат информацию о состоянии фла-

гов SelfPowered и RemoteWakeup соответственно. Если получателем требования является интерфейс или точки, то устройство должно находиться в состоянии «skonфигурированное». Статус интерфейса всегда описывается нулями во всех 16 битах. Информационным битом для статуса точки является D0. Он отражает состояние флага Halt для точки, что служит признаком её работоспособности. О статусе контрольной точки можно сообщить, даже если устройство находится в состоянии «адресованное».

Для обработчика данного требования введём несколько программных переменных (файл var.asm):

```
flagSelfPower: DBIT 1
flagRemoteWake: DBIT 1
```

Флаги Halt для точек специально создавать не будем, потому что функцию этого флага выполняет бит STALL, содержащийся в регистре управления соответствующей точки (EP0CS, EP1OUTCS, EP1INCS, EP2CS, EP4CS...).

- CLEAR_FEATURE. В данном требовании необходимо лишь выполнить predetermined действия. При обращении к устройству – очистить флаг RemoteWakeup (флаг SelfPowered для изменения недоступен). Когда получателем требования является интерфейс или точка, устройство должно быть сконфигурированным. При обращении к интерфейсу никаких действий предпринимать не надо. А вот при обращении к точке необходимо сбросить флаг Halt. Что подразумевается под этим? Допустим, хост передавал данные в некоторую точку N, и в какой-то момент произошло событие, в результате которого точка N не может больше обслуживать передаваемые данные. В таком случае точка N устанавливает флаг Halt, и при всех последующих обращениях к ней хост получает ответ STALL, что служит признаком неработоспособности точки N. Для того чтобы вернуть точку в работоспособное состояние, хост посылает ей требование CLEAR_FEATURE. При получении этого требования флаг Halt сбрасывается и устраняются причины, вызвавшие его установку – то есть происходит инициализация функции, обслуживающей точку.

Итак, при обращении CLEAR_FEATURE к точке необходимо выполнить следующие действия:

- убедиться, что в текущем состоянии (конфигурация, интерфейс, альтернативная установка) точка существует;
- если тип передачи данной точки – interrupt или bulk, а направление передачи – IN, то маркер данных для этой точки следует сбросить в DATA0;
- очистить буфер точки;
- инициализировать функцию точки;
- сбросить флаг Halt (очистить бит STALL).

В результате выполнения этих действий точка переходит в условное «начальное» состояние и готова к работе.

При адресации данного требования к контрольной точке никаких действий выполнять не надо, так как бит STALL очищается аппаратно по событию SUTOK.

- SET_FEATURE. Требование по своей цели противоположно предыдущему. При обращении к устройству необходимо установить флаг RemoteWakeup. Эта же команда при соответствующих параметрах может перевести устройство в режим тестирования. В случае, если в подпрограмме не предусмотрена поддержка такого режима, необходимо установить флаг flagStallEp0. На контрольную точку данное требование никак не влияет, потому что она всегда должна быть работоспособна. Даже если мы установим в EP0CS бит STALL, он будет аппаратно сброшен маркером SETUP в следующей же контрольной транзакции. Остальные ситуации возможны только для сконфигурированных устройств. При обращении к интерфейсу, опять же, не надо совершать никаких действий. При обращении к точке необходимо перевести её в нерабочее состояние. Для этого следует:
 - убедиться, что в текущем состоянии точка существует;
 - установить флаг Halt (установить бит STALL);
 - выполнить отключение функции данной точки.
- SET_ADDRESS. Всегда выполняется аппаратно модулем USB. До тех пор, пока устройство не получило уникальный адрес, работа контроль-

ной точки не активируется. Заданный хостом адрес нигде и никогда не фигурирует, но его значение можно узнать в регистре FNADDR.

- GET_DESCRIPTOR. Получателем этого требования может быть только устройство. При получении требования необходимо:
 - найти адрес соответствующего дескриптора;
 - записать адрес в указатель dpтр для возврата в обработчик прерывания SUDAV;
 - установить признак передачи дескриптора flagGetDesc.

Для обработчика данного требования введём программную переменную (var.asm):

```
flagGetDesc: DBIT 1
```

- SET_DESCRIPTOR. Получателем этого требования также может быть только устройство. Данное требование является опциональным, поэтому его поддержка необязательна. О действиях, выполняемых при получении этого требования, можно судить по его названию:
 - получить данные для дескриптора;
 - сохранить новый дескриптор в памяти устройства;
 - при необходимости сделать переадресацию дескрипторов.
- GET_CONFIGURATION. Устройство должно вернуть один байт, в котором указан номер текущей конфигурации. Если номер равен нулю, то это значит, что устройство не сконфигурировано. Поскольку наше устройство имеет всего одну конфигурацию, то ограничимся битовой переменной, единичное состояние которой говорит о том, что активна конфигурация с номером один (устройство сконфигурировано):

```
flagCfgUsb: DBIT 1
```

- SET_CONFIGURATION. Получатель требования – устройство. Если номер новой конфигурации соответствует нулю, то устройство переходит в адресованное состояние:
 - сбросить признак «устройство сконфигурировано» (flagCfgUsb);
 - перевести все точки в неработоспособное состояние.

В противном случае устройство станет сконфигурированным, а все точки, доступные в текущем состоянии, станут работоспособными.

Для того чтобы обеспечить это, необходимо:

- установить признак «устройство сконфигурировано»;
- если в текущем состоянии имеются доступные точки, то перевести их в неработоспособное состояние (аналогично SET_FEATURE);
- установить первый интерфейс, доступный в данной конфигурации;
- для всех доступных точек в новом состоянии выполнить действия, аналогичные выполняемым для точки по требованию CLEAR_FEATURE.

Даже если номер конфигурации, заданный в команде, совпадает с номером текущей конфигурации, то перечисленную последовательность действий всё равно необходимо выполнить.

- GET_INTERFACE. Получателем требования может быть только интерфейс. В данном случае необходимо вернуть один байт, в котором хранится номер активной альтернативной установки для заданного интерфейса текущей конфигурации. Естественно, устройство должно быть сконфигурировано. Для хранения текущего номера альтернативной установки необходимо ввести следующую программную переменную (var.asm):

```
usbAltCur:          DS 1
```

- SET_INTERFACE. Получателем требования является интерфейс сконфигурированного устройства. В случае, если заданные интерфейс и альтернативная установка доступны в текущей конфигурации, необходимо:
 - при наличии доступных точек перевести их в неработоспособное состояние (аналогично SET_FEATURE);
 - установить заданный интерфейс;
 - для всех доступных точек в новом состоянии выполнить действия, аналогичные выполняемым для точки по требованию CLEAR_FEATURE.

Данную последовательность необходимо выполнять всегда, даже при соответствии параметров команды текущему состоянию устройства.

- SYNCH_FRAME. Требование может быть адресовано только точке сконфигурированного устройства. Если в текущем состоянии устрой-

ства имеется точка с изохронным типом передачи данных, использующая неявную синхронизацию данных, то необходимо вернуть два байта, в которых указан номер фрейма синхронизации.

Рассмотрев подробно все стандартные команды, можно заметить, что часть действий некоторых требований совпадает, а некоторые требования устройство вообще может не поддерживать.

Представим, какие действия нам придётся выполнять наиболее часто и что мы можем придумать для упрощения их выполнения.

Часто встречается действие, связанное с проверкой доступности заданной точки в текущий момент. О работоспособности любой точки можно судить по биту VALID в регистре конфигурации соответствующей точки. В FX2LP имеются регистры конфигурации для следующих точек:

- EP1OUTCFG – точка с адресом 1;
- EP1INCFG – точка с адресом 81h;
- EP2CFG – точка с адресом 2 или 82h;
- EP4CFG – точка с адресом 4 или 84h;
- EP6CFG – точка с адресом 6 или 86h;
- EP8CFG – точка с адресом 8 или 88h.

Итак, для проверки доступности в текущий момент точки с заданным адресом напомним подпрограмму getValidEp, по результатам работы которой можно будет сделать вывод о доступности точки.

Следующее, почти так же часто встречающееся действие, связано со сбросом маркера данных в DATA0. В FX2LP для принудительной установки маркера данных используется регистр TOGCTL. При работе с ним требуется указать номер точки (1, 2, 4, 6, 8), направление передачи и устанавливаемый маркер (DATA0 или DATA1). Для сброса маркера данных заданной точки напомним подпрограмму clearToggleEp.

Что скрыто под фразой «установить заданный интерфейс»? Это следует понимать как необходимость включения некоторого набора точек и установки им определённого типа передачи данных в соответствии с дескриптором заданного интерфейса. Звучит устрашающе, но мы это решим следующим образом. Описанные здесь свойства точек определяются в уже знакомом нам регистре конфигурации EPxCFG, поэтому для каждой альтернативной установки создадим таблицы значений конфигурацион-

ных регистров. Количество таблиц должно соответствовать количеству альтернативных установок во всех интерфейсах и конфигурациях. В процессе работы по номерам конфигурации, интерфейса и альтернативной установки можно будет быстро отыскать нужную таблицу и скопировать из неё новые значения для регистров EP1OUTCFG, EP1INCFG, EP2CFG и т.д. Таким образом, произойдёт установка заданного интерфейса.

Как это воплотить в жизнь и не запутаться? Начнём с описания констант для регистров конфигурации соответствующих точек в топологии на рис. 8:

- ep1out.asm:

```
CFG1_IF0_ALT0_EP1OUT EQU 0A0h
; включена, bulk
```

- ep1in.asm:

```
CFG1_IF0_ALT0_EP1IN EQU 0A0h
; включена, bulk
```

- ep2.asm:

```
CFG1_IF0_ALT0_EP2 EQU 0
; выключена
```

- ep4.asm, ep6.asm, ep8.asm – аналогично точке 2;
- ep0sd.asm: создаём таблицу значений регистров EPxCFG для состояния CFG-1, IF-0, ALT-0:

```
tableCfg1If0Alt0:
DB CFG1_IF0_ALT0_EP1OUT
DB CFG1_IF0_ALT0_EP1IN
DB CFG1_IF0_ALT0_EP2
DB CFG1_IF0_ALT0_EP4
DB CFG1_IF0_ALT0_EP6
DB CFG1_IF0_ALT0_EP8
```

Если бы у нас была ещё одна альтернативная установка, то и для неё необходимо было бы создать подобную таблицу:

```
tableCfg1If0Alt1:
DB CFG1_IF0_ALT1_EP1OUT
DB CFG1_IF0_ALT1_EP1IN
DB CFG1_IF0_ALT1_EP2
DB CFG1_IF0_ALT1_EP4
DB CFG1_IF0_ALT1_EP6
DB CFG1_IF0_ALT1_EP8
```

Теперь создаём таблицу адресов таблиц конфигурирования точек для заданного интерфейса:

```
tableCfg1If0:
DW tableCfg1If0Alt0
```

и, если бы была вторая альтернативная установка:

```
DW tableCfg1If0Alt1
```

Таким образом, можно описать топологию любой сложности (см. рис. 10).

Поскольку топология нашего устройства достаточно проста, ограничимся созданием таблицы `tableCfg1If0` и напишем подпрограмму `setConfigEp`, которая по заданному номеру альтернативной установки отыскивает нужную таблицу значений регистров и копирует её содержимое в реальные регистры.

Необходимо также вспомнить, что при манипуляциях с конфигурацией или интерфейсом надлежит вызывать некоторые подпрограммы для инициализации или деактивации функции соответствующей точки. Получается, что для каждой точки при изменении интерфейса необходимо вызвать подпрограмму деактивации её функции для текущего состояния, а затем вызвать подпрограмму инициализации функции точки для нового состояния. Как систематизировать все эти функции и обеспечить быстрый доступ к ним? Этот вопрос легко решается, если адреса функций объединить в соответствующие таблицы.

Итак, нам предстоит вызвать подпрограмму, ориентируясь на адрес точки. Всего в FX2LP возможно 10 адресов точек (1, 81h, 2 или 82h, 4 или 84h, 6 или 86h, 8 или 88h), поэтому создадим таблицу с десятью полями, соответствующими возможным адресам. В каждом поле будет храниться указатель на таблицу, в которой перечислены векторы подпрограмм, соответствующих точке для всех имеющихся альтернативных установок. Поскольку топология нашего устройства проста, то и вложенность таблиц минимальная. В случае более сложной топологии необходимо будет использовать вложенные таблицы наподобие рассмотренных на рис. 10.

Приступим к их созданию:

• *ep0sr.asm*:

```
tableInitFunctions: ; таблица
инициализации
    DW tableInitFuncEp1Out,
    tableInitFuncEp1In
```

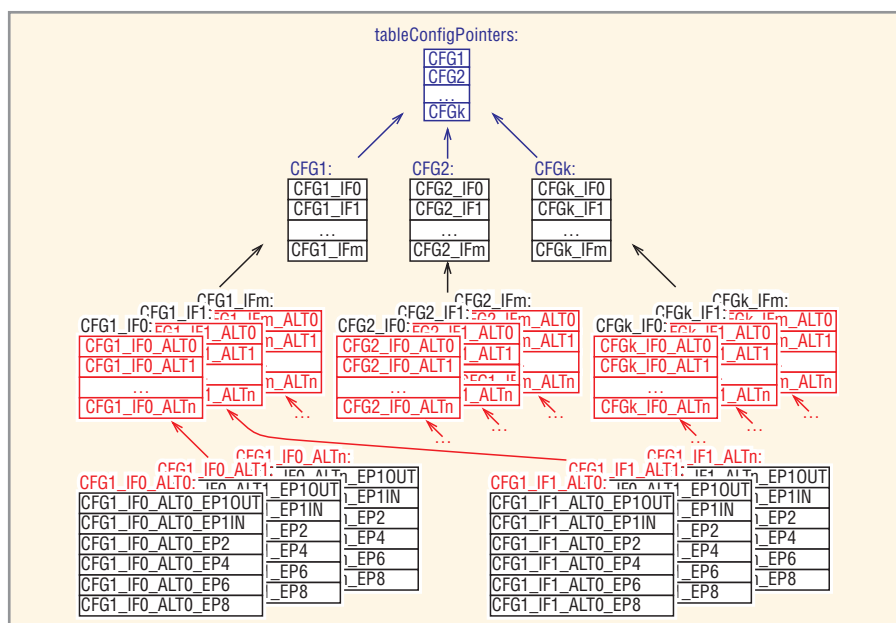


Рис. 10. Организация таблиц конфигурирования точек

```
DW tableInitFuncEp2Out,
tableInitFuncEp2In
DW tableInitFuncEp4Out,
tableInitFuncEp4In
DW tableInitFuncEp6Out,
tableInitFuncEp6In
DW tableInitFuncEp8Out,
tableInitFuncEp8In
tableHaltFunctions: ; таблица
деактивации
    DW tableHaltFuncEp1Out,
    tableHaltFuncEp1In
    DW tableHaltFuncEp2Out,
    tableHaltFuncEp2In
    DW tableHaltFuncEp4Out,
    tableHaltFuncEp4In
    DW tableHaltFuncEp6Out,
    tableHaltFuncEp6In
    DW tableHaltFuncEp8Out,
    tableHaltFuncEp8In
```

• *ep1out.asm*: создаём объявленные таблицы:

```
tableInitFuncEp1Out:
    DW initFuncEp1Out
```

```
tableHaltFuncEp1Out:
    DW haltFuncEp1Out
```

Вместо подпрограмм `initFuncEp1-Out` и `haltFuncEp1Out` создадим временные «заглушки»;

- *ep1in.asm* – аналогично файлу *ep1out.asm*;
- *ep2.asm*: здесь, казалось бы, необходимо создавать четыре таблицы, поскольку данная точка может иметь адрес 2 или 82h. Но эти адреса взаимно исключают друг друга, и, следовательно, на одну таблицу будет приходиться по два указателя:

```
tableInitFuncEp2Out:
tableInitFuncEp2In:
    DW emptyFunc
tableHaltFuncEp2Out:
tableHaltFuncEp2In:
    DW emptyFunc
```

В качестве подпрограмм укажем пустые функции – «заглушки»;

Таблица 3. Последовательность команд при регистрации USB-устройства в ОС Linux

N	bmRequest	bRequestType	wValue		wIndex		wLength		Пояснения
			wVH	wVL	wIH	wIL	wLH	wLL	
1	80h	06	01	00	00	00	00	08	Запрос дескриптора DEVICE. Задана длина меньше реальной
2	80h	06	01	00	00	00	00	12h	Запрос дескриптора DEVICE. Задана длина, соответствующая реальной
3	80h	06	02	00	00	00	00	09	Запрос дескриптора CONFIGURATION. Команда предназначена для выяснения реальной длины дескриптора
4	80h	06	02	00	00	00	00	20h	Запрос дескриптора CONFIGURATION. Задана длина, соответствующая реальной
5	00	09	00	01	00	00	00	00	Установка первой доступной конфигурации

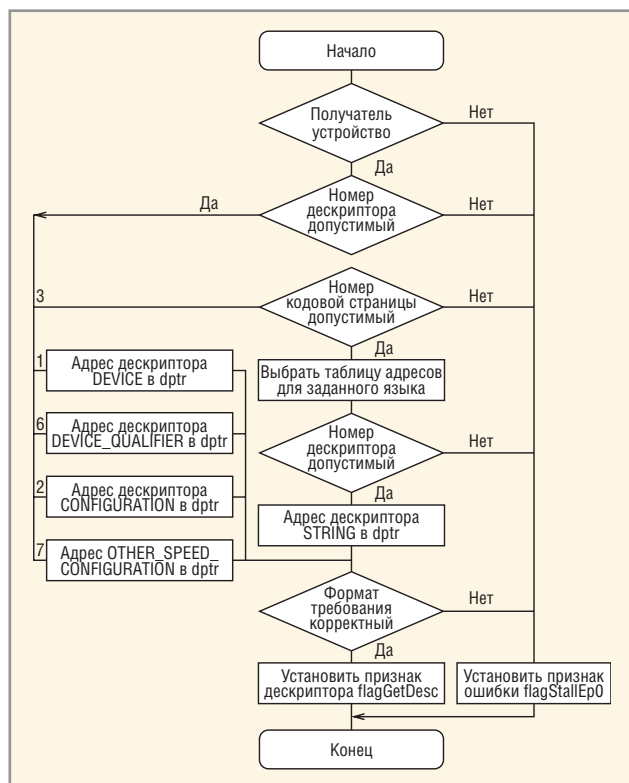


Рис. 11. Алгоритм обработки требования GET_DESCRIPTOR

- *ep4.asm*, *ep6.asm*, *ep8.asm* – аналогично точке 2.

Теперь, зная организацию векторов обработчиков, напишем подпрограмму, отыскивающую нужный вектор по адресу точки и номеру альтернативной установки. Поскольку строение таблиц (инициализации и деактивации) одинаковое, то при задании со-

ответствующей базы эта подпрограмма сможет осуществлять запуск по вектору из любой таблицы. Точки входа в эту универсальную подпрограмму назовём соответственно *initFunctionEp* и *haltFunctionEp*.

РАЗРАБОТКА ОБРАБОТЧИКОВ СТАНДАРТНЫХ ТРЕБОВАНИЙ

Наверное, любому программисту интересно будет узнать, какой минимальный набор требований используется хостом для регистрации устройства на шине USB. В таком случае сразу можно было бы сосредоточиться на разработке соответствующих

программ и приблизить момент первого включения. Обратимся к таблицам 3 и 4. В них представлены реальные последовательности команд (повторяющиеся команды не показаны), выполняемые при регистрации USB-устройства в наиболее популярных операционных системах Linux и Windows. Мож-

но заметить, что ключевыми требованиями являются GET_DESCRIPTOR и SET_CONFIGURATION, а в Windows ещё используется SET_INTERFACE. Поэтому в первую очередь приступим к разработке подпрограмм именно этих требований.

Алгоритм обработки требования GET_DESCRIPTOR показан на рис. 11. В соответствии с требованиями спецификации шины USB [6], при нарушении формата пакета следует сообщить об этом хосту маркером подтверждения STALL. Наша подпрограмма при выявлении ошибок устанавливает для обработчика прерывания SUDAV требование *flagStallEp0*, служащее сигналом для передачи маркера STALL.

Начинаем анализ пакета SETUP с проверки адресата в поле *bmRequestType* – он должен ссылаться на устройство. Далее проверяем корректность номера дескриптора в поле *wValueH*. Допустимыми номерами являются 1, 2, 3, 6, 7. Помним, что к дескрипторам интерфейсов и точек явный доступ невозможен, они всегда передаются как составная часть описания конфигурации.

Дескрипторы DEVICE(1) и DEVICE_QUALIFIER(6) всегда существуют в единственном числе, поэтому при их запросе соответствующий адрес сразу сохраняем в *dptr*. Количество дескрипторов CONFIGURATION(2) и OTHER_SPEED_CONFIGURATION(7) в USB-устройстве может быть больше одного. Но поскольку в топологии нашего устройства имеется всего одна конфигурация, при запросе этих дескрипторов будем считать допустимым только индекс 0. Следовательно, индекс специально не проверяем (проверим его далее на равенство нулю), а сразу задаём соответствующий адрес в *dptr*.

Для «простых» дескрипторов необходимые адреса вычислены. Теперь проверяем формат пакета, и если он корректный, то устанавливаем для обработчика прерывания SUDAV требование на передачу дескриптора – *flagGetDesc*.

Осталось рассмотреть логику выбора дескриптора STRING(3). Начинается анализ с поля *wIndex*, в котором задаётся идентификатор языка. Если значение поля соответствует какому-либо из идентификаторов, поддерживаемых нашим устройством языков, или равно 0 (кодовая страница

Таблица 4. Последовательность команд при регистрации USB-устройства в ОС Windows

N	bmRequest	bRequestType	wValue		wIndex		wLength		Пояснения
			wVH	wVL	wIH	wIL	wLH	wLL	
1	80h	06	01	00	00	00	00	40h	Запрос дескриптора DEVICE. Задана длина больше реальной
2	80h	06	01	00	00	00	00	12h	Запрос дескриптора DEVICE. Задана длина, соответствующая реальной
3	80h	06	02	00	00	00	00	08	Запрос дескриптора CONFIGURATION. Команда предназначена для выяснения реальной длины дескриптора
4	80h	06	02	00	00	00	00	FFh	Запрос дескриптора STRING с индексом 0 – идентификаторы поддерживаемых языков
5	80h	06	03	03	04	09	00	FFh	Запрос дескриптора STRING с индексом 3 – серийный номер
6	80h	06	02	00	00	00	00	FFh	Запрос дескриптора CONFIGURATION. Задана длина больше реальной
7	80h	06	06	00	00	00	00	0Ah	Запрос дескриптора DEVICE_QUALIFIER
8	80h	06	03	00	00	00	00	FFh	Повторный запрос дескриптора STRING с индексом 0
9	80h	06	03	02	04	09	00	FFh	Запрос дескриптора STRING с индексом 2 – название устройства
10	80h	06	01	00	00	00	00	12h	Повторный запрос дескриптора DEVICE
11	80h	06	02	00	00	00	04	00	Повторный запрос дескриптора CONFIGURATION. Задана длина больше реальной
12	00	09	00	01	00	00	00	00	Установка первой доступной конфигурации
13	01	0Bh	00	00	00	00	00	00	Установка интерфейса 0 и альтернативной установки

по умолчанию), то выбираем адрес соответствующей языковой таблицы. Эти таблицы были сформированы нами на этапе создания дескрипторов (файл ep0sd.asm). Далее анализируем индекс дескриптора в поле wValueL. Если в таблице имеется элемент с заданным номером, то копируем его значение в dptr. Завершаем обработку команды установкой требования flagGetDesc.

Как видим, корректная обработка требования GET_DESCRIPTOR зависит от правильности выполненных нами ранее действий:

- создания дескрипторов устройства;
- разрешения работы системы SDP;
- корректности работы обработчика прерывания SUDAV.

Если хотя бы на одном из этих этапов была допущена ошибка, то найти причину неверного обслуживания запроса будет весьма затруднительно.

Требования SET_CONFIGURATION и SET_INTERFACE по набору выполняемых действий очень похожи. Это мы уже заметили в предыдущей главе. Да и при установке конфигурации автоматически становятся активными интерфейс и альтернативная установка, определённые в ней по умолчанию. Таким образом, большая часть действий, выполняемых обработчиками этих требований, может быть объединена.

Начнём с требования SET_INTERFACE. Алгоритм его обработки представлен на рис. 12. В этом алгоритме, в соответствии с нашим проектом, предусмотрен только один интерфейс с множеством альтернативных установок. Если интерфейсов будет несколько, алгоритм следует доработать.

Итак, начинаем с проверки состояния устройства, получателя требования и корректности формата пакета. В случае ошибки, как обычно, устанавливаем требование flagStallEp0. В противном случае проверяем, допустимый ли номер альтернативной установки задан в поле wValue пакета SETUP.

Далее сбросим флаг flagAltUsb, который служит индикатором выполняемой фазы, – до установки нового интерфейса (0) или после (1). Теперь выбираем первую точку из имеющихся в FX2LP (ep1out, ep1in, ep2, ep4, ep6, ep8) и приступаем к последовательному выполнению всех необходимых действий.

Если точка с выбранным номером недоступна, то выбираем следующую. Когда будет обнаружена доступная точка, выполняем проверку текущей фазы – до установки нового интерфейса (flagAltUsb=0) и вызываем подпрограмму закрытия функции данной точки (haltFunctionEp). Фаза «до установки» закончится после перебора всех возможных точек. Тогда меняем фазу на «после установки», запоминая новое значение альтернативной установки и копируем данные из таблицы значений регистров (tableCfg1If0) в конфигурационные регистры точек. В результате доступным становится регистр (tableCfg1If0) в конфигурационных регистрах точек. В результате доступным становится регистр (tableCfg1If0) в конфигурационных регистрах точек. В результате доступным становится регистр (tableCfg1If0) в конфигурационных регистрах точек.

Вначале необходимо сбросить маркер данных в DATA0 для точек с типом передачи interrupt и bulk. Потом очистить буфер, который мог быть ранее отдан под управление модуля USB, и вызвать подпрограмму инициализации функции этой точки (initFunctionEp). Заканчивается подготовка к работе сбросом бита STALL в регистре управления соответствующей точки.

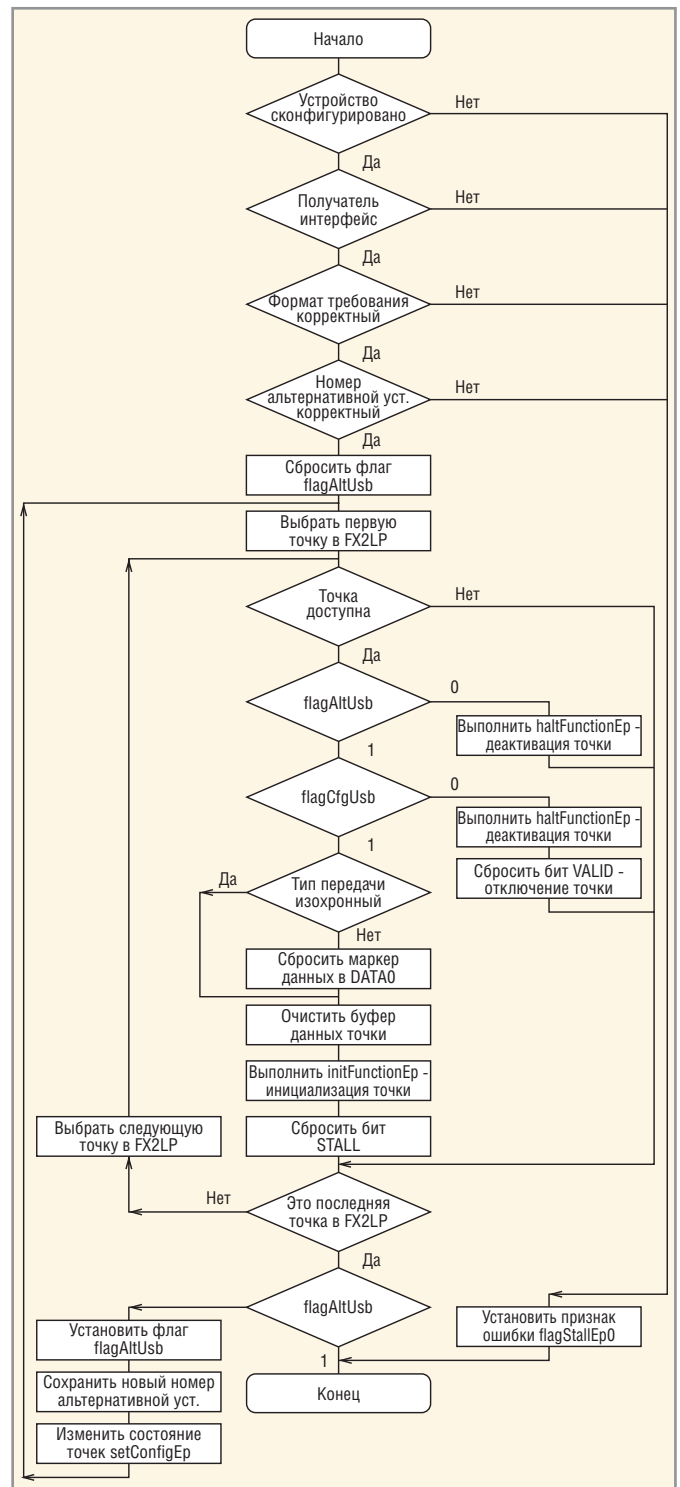


Рис. 12. Алгоритм обработки требования SET_INTERFACE

Перебор точек опять осуществляется последовательно. После достижения последней заканчиваем работу, поскольку флаг flagAltUsb сигнализирует о завершающей фазе установки.

У наиболее внимательных читателей может возникнуть вопрос: «Почему при работе в цикле мы выполняем проверку состояния устройства? Ведь это действие мы выполнили самым первым в алгоритме». Действительно, в самом начале мы выпол-

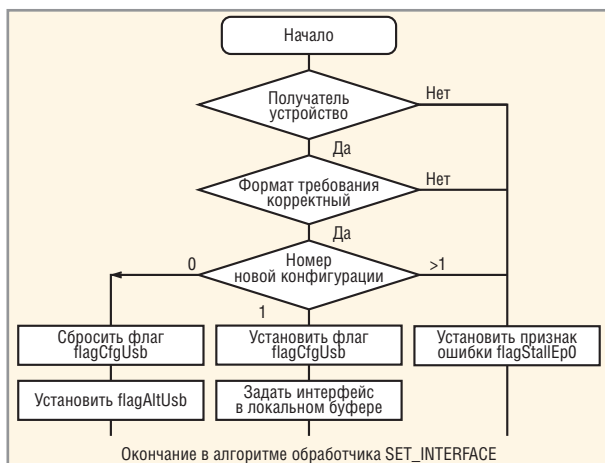


Рис. 13. Алгоритм обработки требования SET_CONFIGURATION



Рис. 14. USB-устройство в среде ОС Windows

нием переход на ошибку, если устройство не сконфигурировано. А данная ветвь в цикле введена для того, чтобы максимально использовать данную подпрограмму при обслуживании требования SET_CONFIGURATION.

Сейчас необходимо вспомнить последовательность действий для команды SET_CONFIGURATION. Начинается она с изменения признака состояния устройства, а далее происходит установка первого доступного интерфейса (для состояния «сконфигурированное») или деактивация всех точек (для состояния «адресованное»).

Алгоритм, представленный на рис. 13, реализует выполнение начальных действий с последующим переходом в обработчик команды SET_INTERFACE.

При нарушении формата пакета или неверном получателе устанавливаем признак ошибки. Далее определяем новое состояние устройства по значению в поле wValue. Если задан номер существующей конфигурации, то устанавливаем признак того, что устройство сконфигурировано (flagCfgUsb = 1), и копируем номер первой доступной альтернативной установки в поле wValue локального буфера usbBufSetup. Теперь переходим на сброс флага flagAltUsb (рис. 12) в обработчике команды SET_INTERFACE. В результате получим сконфигурированное устройство с установ-

ленным по умолчанию интерфейсом и альтернативной установкой.

Если хост переводит устройство в состояние «адресованное», сбрасываем флаг flagCfgUsb (см. рис. 13) и устанавливаем последнюю фазу флагом flagAltUsb для обработчика SET_INTERFACE. Переходя на выбор первой точки в FX2LP этого обработчика (см. рис. 12), начнём выполнять цикл, в котором в соответствии с установленными флагами будет выполняться «лишняя» ветвь алгоритма. Здесь для каждой доступной точки последует вызов деактивирующей функции (haltFunctionEp) и принудительное отключение сбросом бита VALID в регистре EPxCFG. Таким образом, все точки будут выключены, а устройство примет адресованное состояние.

Вот мы и разработали алгоритмы для ключевых требований. Предлагаю попробовать наше устройство в работе.

А как же обработчики для оставшихся требований? Попробуйте реализовать их самостоятельно. Во всяком случае, пока в них нет необходимости, и поэтому вместо подпрограмм можно оставить «заглушки».

А как же обработчики для оставшихся требований? Попробуйте реализовать их самостоятельно. Во всяком случае, пока в них нет необходимости, и поэтому вместо подпрограмм можно оставить «заглушки».

ПЕРВОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ УСТРОЙСТВА

Итак, трансляция программы успешно завершена и файл mydevice.hex готов. Место расположения файлов драйвера CyUSB известно [1], программа обслуживания CyConsole установлена. Всё готово к испытанию устройства.

Подключаем наше ядро и видим сообщение об обнаружении нового устройства. На приглашение установить для него драйвер отвечаем согласием и указываем путь к заранее подготовленному файлу CyUSB.inf. После окончания установки можно заглянуть в диспетчер устройств или сразу запустить CyConsole. В обоих случаях видим, что микроконтроллер обнаружен корректно и устройство фигурирует под именем «MCU CY7C68013x».

В списке устройств программы CyConsole выделим наше устройство и перейдём в режим доступа к функциям микроконтроллера (Options → → EZ-USB Interface). На рабочей форме (см. рис. 10 [1]) нас интересует кнопка <Download> – именно она предназначена для загрузки программы в ОЗУ микроконтроллера. Нажимаем её – появляется диалоговое окно выбора файла. Здесь указываем нашу программу – файл mydevice.hex. Прежде чем нажимать кнопку Ok, проанализируем, что мы ожидаем увидеть.

Сразу после загрузки нашей программы в ОЗУ микроконтроллера на ядро 8051 будет подан сигнал Reset, и программа начнёт выполняться. Следуя логике её работы (см. рис. 4), естественно ожидать отключение USB-устройства. Это можно контролировать по исчезновению значка с зелёной стрелкой (символ подключённых USB-устройств) в системном трее Windows. Далее последует небольшая задержка, после которой должно произойти подключение USB-устройства. Windows выдаст сообщение об обнаружении нового устройства и попытается автоматически найти для него драйвер. Так как в только что установленном нами драйвере CyUSB записано устройство с идентификаторами VID=3112 и PID=1973, то этот драйвер и должен быть найден операционной системой. Останется только проверить, под каким именем зарегистрировано устройство.

Итак, нажимаем <Ok> ... И вот сообщение Windows о том, что устройство подключено, настроено и готово к использованию. Открываем диспетчер устройств и видим долгожданный результат своей работы (см. рис. 14).

ЛИТЕРАТУРА

1. Чекунов Д. EZ-USB FX2LP – универсальное USB-решение. Современная электроника. 2005. № 4.
2. CY7C68013A/CY7C68015A EZ-USB FX2LP USB Microcontroller High-Speed USB Peripheral Controller. www.cypress.com.
3. EZ-USB FX2 Technical Reference Manual. www.cypress.com.
4. Чекунов Д. Стандартные требования USB. Современная электроника. 2004. № 2.
5. Чекунов Д. Стандартные дескрипторы USB. Современная электроника. 2005. № 1.
6. Universal Serial Bus Specification Revision 2.0. www.usb.org.



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

Fastwel – двигатель российского контрактного производства электроники

Три года назад в России сформировался новый вид деятельности – контрактное производство электроники. Это производство продукции на заказ независимым изготовителем, который обеспечивает полное соблюдение технологического цикла и контроль качества готовой продукции в соответствии с требованиями заказчика.

Первооткрывателем этого направления стала компания Fastwel, известный разработчик и производитель электроники в России. Если раньше заказы на производство электроники в основном размещались в Юго-Восточной Азии, то теперь такие предприятия появились и в нашей стране.

Система автоматической инспекции качества обеспечивает беспрецедентный контроль, благодаря чему Fastwel предоставляет 99,9% годной продукции (чего нельзя сказать о большинстве азиатских производителей). Этот показатель чрезвычайно высок не только для России, но и для европейских компаний. Поэтому сегодня многие российские и даже зарубежные компании предпочитают размещать свои заказы на производственных мощностях Fastwel.

Основное отличие Fastwel от других компаний – приоритетное отношение

к заказному изготовлению электроники, в то время как клиентам других компаний обычно приходится ждать, когда на технологической линии закончится сборка собственных изделий.

Fastwel гарантирует своим клиентам полную конфиденциальность информации, представленной в технических заданиях. Опасение за сохранность своего ноу-хау для многих компаний часто становится причиной отказа от услуг контрактного производителя.

Для обеспечения 100-% контроля качества монтажа в состав технологической линии была введена последняя разработка в области рентгеновского контроля качества пайки электронных компонентов – *pcb analyzer* производства фирмы Phoenix-XRay. В отличие от визуальных систем контроля, рентген-контроль позволяет не только оценить текущую работоспособность модуля, но и определить, обеспечивает ли качество сборки стабильную работу изделия в будущем.

Изделия, произведённые Fastwel, используются в космической отрасли (спутник «Можайск»), на железной дороге (система оповещения пассажиров и машинистов, система автоматического локомотивов ЧС7 и ВЛ10), в

нефтегазовой отрасли (автоматизации Ашальчинского нефтяного месторождения) и в других отраслях.

В июне 2005 г. компания запустила третью линию монтажа, значительно увеличив тем самым свои мощности. Скорость сборки на новой линии достигает 40 000 компонентов в час.

Оптимальное распределение заказов по трём линиям позволяет производить весь спектр электронных изделий: от простых модулей с 10 – 30 компонентами «на борту» и тиражом в десятки тысяч до самых сложных процессорных модулей в формате CompactPCI на базе процессора Pentium M с частотой до 2 ГГц, разработанных компанией Fastwel в начале 2005 г.

Главным достоинством новой высокотехнологичной линии является то, что она полностью приспособлена к бессвинцовой пайке. Компания Fastwel первой в России стала использовать на своём производстве бессвинцовые технологии, что сегодня очень актуально: с 2006 г. соответствие этой технологии станет обязательным требованием к поставщикам элементной базы во всём мире.

29 сентября 2005 г. компания Fastwel провела пресс-конференцию, посвящённую запуску новой линии. В мероприятии приняли участие представители компаний, которые являются партнёрами и заказчиками Fastwel. Среди них представители всемирно известных дистрибьюторов электронных компонентов, поставляющих комплектующие для изделий Fastwel, – компаний EBV Elektronik и Inline Group, а также представитель корпорации Intel, чьи процессоры Fastwel использует в своих модулях. Кроме того, на пресс-конференции выступил генеральный директор предприятия «Остек» Вадим Гаршин. Предприятие «Остек» является поставщиком оборудования для поверхностного монтажа. По словам г-на Гаршина, сочетание профессионализма коллектива Fastwel и лучшего оборудования позволяют компании выпускать продукцию любой сложности на очень высоком уровне.



Форум Intel в Москве: видение будущего в настоящем

Четвёртый год подряд в Москве в середине осени проводился Форум Intel для разработчиков (IDF). Лидирующее положение корпорации Intel в области микропроцессорной техники, вычислительных платформ и технологичный традиционно привлекает к её мероприятиям повышенное внимание.

Как всегда, Форум стал многоплановым мероприятием, рассчитанным на самый широкий круг участников. Его программа включала пленарные заседания, выставку, семинары, лабораторные работы, «круглые столы», брифинги и пресс-конференции.

Тема будущего присутствовала на Форуме постоянно. Взять хотя бы девиз IDF: «Многоядерные платформы. Ускорим приближение будущего».

Именно на многоядерные платформы делает основную ставку корпорация Intel в ближайшем будущем. На Форуме было категорично заявлено, что сейчас в Intel не разрабатывается ни одного нового одноядерного микропроцессора. По признанию Стива Павловски, генерального директора по технологиям Digital Enterprise Group корпорации Intel, параллелизм многоядерных процессоров открывает большие возможности по увеличению производительности, обеспечению эффективного энергопотребления, оптимизации тепловых режимов. На ближайшие годы многоядерные решения будут доминирующими, и уже к концу 2007 г. они составят для настольных и мобильных ПК более 90% и почти 100% для серверов. Микроархитектура нового поколения включает в себя высокопроизводительный ООО (out-of-order) механизм (4 инструкции за такт, более глубокие буферы, эффективный конвейер с 14 ступенями), расширенные возможности питания, многоядерную подсистему расширенной кэш-памяти (масштабируемая кэш-память второго уровня, её повышенная пропускная способность, прямая передача данных между кэш-памятью первого уровня ядер), ускоренный доступ к памяти. Ожидается, что эти решения уже ко второй половине 2006 г. позволят по

сравнению с одноядерными структурами повысить производительность серверов более чем в 2 раза и более чем в 3,5 раза улучшить такой показатель, как производительность на ватт потребляемой мощности.

На Форуме были продемонстрированы новые процессоры Intel, ещё только подготавливаемые к выходу на рынок в 2006 г. Так, на стенде, посвящённом технологиям «цифрового предприятия», был представлен двухъядерный процессор Sossamen серии Intel® Xeon™. Он ориентирован на серверные системы с пониженным энергопотреблением и поддерживает двухпроцессорный режим работы, соответствующие особенности работы системной шины данных, адресации памяти и др.

Примечательно, что микропроцессорное ядро, используемое в Sossamen, применяется и в другом новом процессоре с кодовым названием Yonah. Процессор для мобильных применений Yonah был анонсирован несколько раньше; он имеет два ядра, и параллельные потоки обрабатываются на отдельных ядрах с выделенными ресурсами процессора. Этот новый процессор является частью мобильной платформы Nara, выполнен на базе 65-нанометровой технологии, имеет системную шину 667 МГц.

В ходе доклада Мули Идена, вице-президента и генерального менеджера Mobile Platforms Group корпорации Intel, был продемонстрирован другой новый процессор – Monahans. Его главная особенность – более высокая производительность при значительно сниженном энергопотреблении, поэтому он рассматривается в качестве центрального компонента мобильных устройств следующего поколения (телефонов, карманных ПК, смартфонов и даже бытовой электроаппаратуры).

Если процессоры Sossamen и Monahans впервые были анонсированы в конце августа этого года на Форуме Intel в Сан-Франциско, то в преддверии открытия московского Форума было объявлено о новом двухъядерном процессоре Paxville DP

серии Intel® Xeon™ с поддержкой до 8 процессоров. Это устройство – часть многопроцессорной серверной платформы Truland; оно выполнено на базе 90-нанометровой технологии по Intel® EM64T, имеет шину 800 МГц и 2 Мб кэш-памяти второго уровня. Полагается, что процессоры Paxville DP будут превосходить своих предшественников по производительности на 50...60%.

В общей сложности сейчас корпорация Intel ведёт более 15 проектов в области многоядерных решений.

Интересно было на Форуме услышать из уст представителей корпорации ответы на некоторые часто звучащие вопросы:

- Корпорация Apple поставила перед собой задачу создания самого лучшего ПК. Для этого нужны самые лучшие процессоры. Было признано, что таковыми являются процессоры Intel – это и стало основой нынешнего сотрудничества двух корпораций.
- Многоядерность процессора не предполагает особую специализацию отдельных ядер. В отдалённой перспективе такая специализация в принципе может быть востребована, например, для обработки графики. А пока каждое ядро является универсальной структурой.
- Технология Intel® Centrino® далеко ещё не исчерпала себя.
- Сетевой «ноутбук за 100 долларов» – это утопия. А вот проблема доступности передовых технологий действительно существует, но существует она не из-за высоких цен на аппаратные средства, а из-за высокой стоимости доступа в Интернет.
- Объявленный переход на 64-рядные решения будет очень плавным. Из-за отсутствия достаточно числа соответствующих приложений радикальных изменений тут можно ожидать только к концу следующего года.

Московский Форум Intel собрал в этом году около 2000 специалистов в области микропроцессорной техники, встраиваемых систем и информационных технологий.

Третья международная выставка ChipEXPO-2005



Завершила свою работу 3-я Международная отраслевая выставка ChipEXPO-2005. Выставка организована при участии и поддержке Департамента науки и промышленной поли-

тики Правительства Москвы, Министерства экономического развития и торговли Российской Федерации, Федерального агентства по промышленности, Департамента оборонно-про-

мышленного комплекса Министерства промышленности и энергетики Российской Федерации, Московской торгово-промышленной палаты.

«Основной целью выставки ChipEXPO-2005 является содействие в реализации одной из важнейших задач – возрождение российской электроники и формирование имиджа России как страны, успешно работающей в области высоких технологий...»

Е.А. Пантелеев,

Министр Правительства Москвы, руководитель Департамента науки и промышленной политики города

Москвы

«Традиционная ежегодная международная выставка ChipEXPO, демонстрирующая тенденции и перспективы развития российской науки и промышленности, вносит весомый вклад в разработку новой экономической стратегии, позволяет

MOBILE & WIRELESS

БЕСПРОВОДНЫЕ И МОБИЛЬНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ И ВЫСТАВКА
РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ И КОМПОНЕНТОВ
ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ И КОМПЬЮТЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

22 - 24 ноября 2005

РОССИЯ, МОСКВА, ИНФОПРОСТРАНСТВО

www.inconex.ru

Организаторы:

INCONEX
International Conference & Exhibition

INCONEX

Тел.: (095) 302-59-13

Факс: (095) 739-55-09

e-mail: electronica@list.ru

приобрести новых партнёров и расширить связи с мировым экономическим сообществом...»

Ю.И. Борисов,

Начальник Управления радиоэлектронной промышленности и систем управления Федерального агентства по промышленности

В выставке приняли участие 232 компании из России, Украины, Белоруссии, Голландии, Финляндии, Австрии, Великобритании, Гонконга, Германии, Чехии, Тайваня, США, которые разместили свои экспозиции на площади 6250 квадратных метров.

Выставка продемонстрировала дальнейшее развитие рынка электронных компонентов. Значительно расширился раздел выставки, посвящённый изделиям электронной техники и технологическому оборудованию.

На выставке были представлены тематические стенды Управления радиоэлектронной промышленности и систем управления Федерального агентства по промышленности, демонстрирующие спектр российской электроники: «Инновационные проекты российской электроники», «Им-

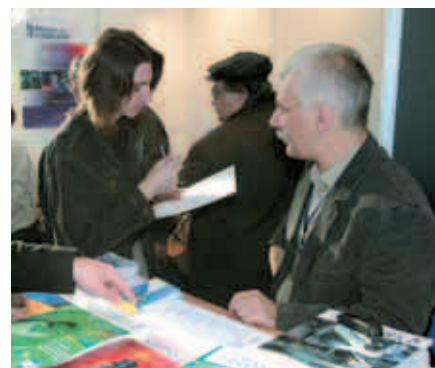
портозамещение и аналоги», «Электроника России», «Отечественный технологический комплекс».

Успешно прошла презентация дайджеста «Инновационные разработки российской электроники. Импортзамещение и аналоги». Разработки и проекты, представленные на этих стендах и в дайджесте, по своим характеристикам не уступают импортным образцам и являются наглядной иллюстрацией роста уровня отечественной электроники в последние годы.

По оценкам участников выставки, посетители проявили большой интерес к представленным экспозициям. По результатам регистрации выставки посетили около 12 тыс. человек.

Организаторы выставки подготовили и провели совещания по следующим темам:

- «Статус второго поставщика: опыт, проблемы и варианты решения» (совместно с Министерством обороны РФ),
- «Совещание главных редакторов СМИ, работающих на рынке радиоэлектроники и электронных компонентов».



В целом, по отзывам участников и посетителей, выставка стала не только местом демонстрации достижений российской электроники, но и центром обмена информацией, формирования идей и поиска возможностей по объединению усилий в целях возрождения отрасли.

Мнения посетителей и участников выставки:

«Выставка прошла на высшем уровне! Так держать!»

«Участие в выставке даёт новые рынки сбыта, новых клиентов, знакомство с интересными потенциальными заказчиками, которым мы можем поставлять наши компоненты как дистрибьюторы».

DSPA-2006

Москва
29 – 31 марта 2006 г.

8-я Международная Конференция и Выставка
Цифровая Обработка Сигналов и ее Применение
Digital Signal Processing and its Applications

Тематика выставки

- Новые компоненты различных производителей для цифровой обработки сигналов
- Отечественные и зарубежные изделия на базе DSP
- Новые технические и алгоритмические решения в области цифровой обработки сигналов
- Новые области применения приборов на базе DSP

AUTEX Ltd.

Тел.: (095) 334-7741, 334-9151
Факс: (095) 234-9991, 334-8729
e-mail: info@autex.ru http://www.autex.ru

Подробная информация:

www.autex.ru
www.dspsa.ru

Тематика конференции

- Теория сигналов и систем
- Теория и методы цифровой обработки сигналов (ЦОС)
- Цифровая обработка многомерных сигналов
- Цифровая обработка речевых и звуковых сигналов
- Цифровая обработка изображений
- ЦОС в системах телекоммуникаций
- ЦОС в радиотехнических системах
- ЦОС в системах управления
- Цифровая обработка измерительной информации
- Нейрокомпьютерная обработка сигналов и изображений
- Цифровое телерадиовещание
- ЦОС в системах защиты информации
- Проектирование и техническая реализация систем ЦОС
- Проблемы подготовки специалистов в области ЦОС

РНТОРЭС им. А. С. Попова
Тел.: (095) 921-0610, 921-7108
Тел./факс: (095) 921-1639
e-mail: nto.popov@mtu-net.ru
<http://www.rntores.ru>