

№10 (102), 2011 г.

Информационно-технический
журнал

Учредитель — ООО «КОМПЭЛ»

Издается с 2005 г.

Свидетельство о регистрации:
ПИ № ФС77-43993

Редактор:

Геннадий Каневский
vesti@compel.ru

Выпускающий редактор:
Анна Заславская

Редакционная коллегия:

Андрей Агеноров
Евгений Звонарев
Сергей Кривандин
Александр Маргелов
Николай Паничкин
Борис Рудяк

Дизайн, графика, верстка:

Елена Георгадзе
Екатерина Беляева
Евгений Торочков

Распространение:

Анна Заславская

Электронная подписка:
www.compeljournal.ru

Отпечатано:

«Гран При»
г. Рыбинск

Тираж — 1500 экз.
© «Новости электроники»

Подписано в печать:
16 декабря 2011 г.

СОДЕРЖАНИЕ

БРЕНД НОМЕРА: *INTERNATIONAL RECTIFIER*

- Новые стандарты энергосбережения – мотор для развития силовых компонентов
Бертольд Дюкер 3
- Новые MOSFET компании IR: широкие выводы, увеличенный ток
Максим Соломатин 5
- Как разработчику заставить работать новые MOSFETs
Кирилл Иванов 11
- Седьмое поколение IGBT от IR: снизим потери при переключении
Кирилл Автушенко 16
- Без датчика положения ротора: решения компании IR для управления вентильными двигателями
Алексей Сизякин, Михаил Румянцев 22
- С самым большим набором функций: новые корректоры коэффициента мощности
Максим Плюснин 29
- Низкое и высокое напряжение на одном кристалле: высоковольтные ИС компании IR
Александр Калачев 33
- Подходит и для светодиодов: простой универсальный контроллер балластов люминесцентных ламп
Андре Тжокрорахарджо 36

International IR Rectifier

УВАЖАЕМЫЕ ЧИТАТЕЛИ!

ЕСЛИ ВЫ ХОТИТЕ ПРОДОЛЖИТЬ ПОЛУЧАТЬ ЖУРНАЛ «НОВОСТИ ЭЛЕКТРОНИКИ» В 2012 ГОДУ, ПРОСИМ ВАС ЗАЙТИ НА САЙТ [HTTP://WWW.COMPELJOURNAL.RU/SUBSCRIBE](http://www.compeljournal.ru/SUBSCRIBE) И ЗАПОЛНИТЬ АНКЕТУ ПОДПИСЧИКА.

ПОЗДРАВЛЯЕМ ВАС С НОВЫМ 2012 ГОДОМ!

ОТ РЕДАКТОРА



Уважаемые читатели!

Вот и новый 2012 год! Авторитетные астрологи и предсказатели уже успокоили нас — это вовсе не будет год конца света, индейцы майя, дескать, имели в виду всего лишь начало нового этапа в развитии человечества. Хочется думать, что этот этап будет связан с освоением новых, доселе неизведанных, энергий, и с наведением порядка в энергопотреблении. Не зря же мы в течение многих лет посвящаем последний номер журнала в году теме энергосбережения и управления электропитанием. На этот раз такой номер выпускается, если можно так выразиться, «со вкусом» International Rectifier.

Мы много раз писали об инновационной сущности IR на фоне других производителей силовых полупроводников; о том, что у компании КОМПЭЛ — самый большой в России, пятнадцатилетний опыт работы с продукцией IR (на этой продукции наши инженеры, что называется, собаку съели). Но, поскольку номер посвящен новинкам IR последних месяцев и планам компании на 2012 год, просто приведу еще несколько примеров, почему по-

купать продукцию International Rectifier лучше всего в компании КОМПЭЛ. Возможно, некоторые из приведенных фактов нашим читателям неизвестны:

- Многие из вас знают, что International Rectifier с 2010 года работает с российскими покупателями через своих локальных российских дистрибьюторов, а не через представительство, как раньше. Но не всем известно, что при этом КОМПЭЛ получил статус преимущественного поставщика **высоконадежных компонентов IR класса Hi-Rel (за исключением радиационно-стойких)**. Если вам нужны силовые полупроводники с расширенным рабочим температурным диапазоном, повышенной виброустойчивостью и стойкостью к механическим воздействиям и электромагнитным помехам (в том числе — для автомобильных приложений) — обратите внимание на продукцию IR и обращайтесь в КОМПЭЛ.

- Будучи крупнейшим в России дистрибьютором продукции IR, КОМПЭЛ, помимо ценовых скидок и специальных условий по проектам, первым получает на склад **образцы новой продукции**. Пример — недавно анонсирован-

ные компанией IGBT 7-го поколения: <http://www.irf.com/whats-new/nr110901.html>

- Многие российские производители электронных компонентов организовали или собираются организовать на своей производственной базе корпусирование кристаллов лучших зарубежных производителей. Но не все знают, что International Rectifier **активно поставляет (а компания КОМПЭЛ — продает) кристаллы** своих транзисторов для такого корпусирования. Заинтересовавшихся этой возможностью также прошу обращаться к нам.

Контактное лицо в компании по продукции IR — Максим Соломатин (Solomatin@compel.ru)

От лица редакции «Новостей электроники» и от себя лично поздравляю вас с новым 2012 годом!

С уважением,
Геннадий Каневский

Бертольд Дюкер (International Rectifier)

НОВЫЕ СТАНДАРТЫ ЭНЕРГОСБЕРЕЖЕНИЯ – МОТОР ДЛЯ РАЗВИТИЯ СИЛОВЫХ КОМПОНЕНТОВ



Бертольд Дюкер, вице-президент компании International Rectifier по европейским продажам, в своем интервью редактору «Новостей электроники» Геннадию Каневскому рассказывает о факторах, определяющих развитие силовой электроники, и о преимуществах продукции IR, а также подтверждает, что Россия остается ключевым регионом для компании.

Геннадий Каневский: Что Вы думаете о рынке силовых компонентов? Каковы Ваши краткосрочные и долгосрочные прогнозы?

Бертольд Дюкер: Рынок энергоэффективных решений продолжает расти. Этот рост поддерживается из-за необходимости решения проблем окружающей среды, а также благодаря новым законам и коммерческим проблемам, связанным со стоимостью электроэнергии и безопасностью источников электропитания. Именно благодаря всему вышеперечисленному, несмотря на макроэкономические условия, появляются новые решения управления питанием в автомобильном и промышленных сегментах. В течение 2011 года компания продолжала поддерживать разработку систем управления питанием, выпуская на рынок новые продукты, например, Benchmark MOSFET-транзисторы, использующие новейшие кремниевые технологии и технологии упаковки, такие как PQFN. Независимо от макроэкономических условий IR продолжает инвестировать в R&D, усердно работая, чтобы увеличить занимаемую долю рынка, сосредотачиваясь на увеличении доли прибыли.

Г.К.: Какие факторы, по Вашему мнению, определяют спрос на силовые компоненты?

Б.Д.: Стремление к большему энергосбережению остается ключевой задачей в управлении электропитанием. Интерес к «гибридам» и электромобилям в Европе продолжает расти, в частности, под давлением растущих цен на топливо и законов об уменьшении выбросов углекислого газа. IR продолжает разрабатывать оптимизированные высокопроизводительные решения, такие как силовые MOSFETs, IGBT's и ИС драйверов для автомобильных применений, в том числе для трансмиссии, систем комфорта и информационно-развлекательных систем.

Электродвигатели в промышленных и коммерческих устройствах потребляют 50% мирового электричества и представляют собой резерв для дальнейшего существенного энергосбережения. Однако, конструкция блока электронного управления сложна, она включает в себя цифровой блок, аналоговый блок и блок питания. Поэтому основная тенденция — использование интегральных платформ, таких как iMOTION™ от IR, что упрощает и ускоряет процесс разработки.

Г.К.: Каков Ваш прогноз на запуск в массовое производство продуктов, полученных по GaN-технологии?

Б.Д.: В основном, мощные устройства, полученные по GaN-технологии, будут использоваться в большинстве тех же самых применений, что и основанные на кремнии, а также и в потенциально новых, ранее не доступных для последнего. Эти применения появятся в ответ на тенденции развития рынка в ближайшие десятилетия, поскольку мощные GaN-устройства заменят кремниевые. Приложения, где в настоящее время применяются GaN-устройства, включают AC/DC- и DC/DC-преобразователи, электроприводы, аудиосистемы класса D и системы освещения.

Применение платформ на GaN-технологии от компании IR позволит увеличить показатель надежности (FOM) до 10 раз по сравнению с традиционными Si-платформами. Используя процессы, специально разработанные для массового производства, IR обеспечивает такие преимущества, как лучшее в отрасли качество, гарантированные поставки и улучшение структуры затрат.

Г.К.: Каким образом компании удастся увеличить энергоэффективность своих продуктов?

Б.Д.: Применяемые IR стратегии включают в себя изобретение более эф-

фективных мощных полупроводниковых технологий; разработку новых решений для упаковки, которые приводят к минимизации потерь; создание новых рентабельных ИС, объединяющих в себе разные функции управления питанием и контроля, что позволяет клиентам улучшить эффективность своих применений, не увеличивая стоимость. Мы также предоставляем инструменты и техническую поддержку, что должны оценить клиенты, поскольку это позволит им осуществить переход на новые технологии управления электропитанием так быстро и настолько легко, насколько возможно. Одновременно с увеличением эффективности и уровня интеграции существующих технологий IR также сосредоточилась на представлении новых GaN-решений.

Г.К.: Помимо поставок готовой корпусированной продукции, осуществляет ли компания поставки кристаллов?

Б.Д.: Да. IR является лидером среди поставщиков кристаллов для силовых применений.

Компания специализируется на предоставлении соответствующих услуг, направленных на то, чтобы помочь нашим клиентам выбрать, протестировать, оценить и установить кристалл легко и эффективно, таким образом, позволяя им быстро перейти к стадии сертификации и производства.

Г.К.: Что Вы думаете о российском рынке?

Б.Д.: Правительственные стандарты, разработанные в поддержку зеленых технологий и большей энергоэффективности, в сочетании с увеличивающейся покупательной способностью российского потребителя и его потребностью в новой электронике будут содействовать увеличению интереса к управлению электропитанием. С учетом всего этого открываются огромные возможности для новых подходов к управлению электропитанием, начиная от автомобильной и промышленной областей и заканчивая освещением. Россия остается ключевым регионом для IR, а наша подход включает разработку все более эффективных мощных полупроводниковых решений, способных удовлетворить потребности этого рынка.

Линейка продукции	Применение	Основные изделия	
	Энергосберегающие решения Интегрированные платформы позволят потребителям сократить энергопотребление и снизить издержки.	• Бытовая техника • Звуковое оборудование • Видеотехника • Промышленное производство • Светотехника • Импульсные источники питания	• Цифровые ИС • Высоковольтные ИС • IGBT • IRAM интегрированные силовые модули • Интеллектуальные силовые ключи • Твердотельные реле
	Системы питания Оптимизированные решения для систем управления питанием обеспечивают высокую плотность мощности и КПД.	• Серверы • Системы хранения данных • Коммутаторы и маршрутизаторы • Рабочие станции • Ноутбуки • Игровые приставки • Декодеры	• DirectFET® • Низковольтные ИС • Sup/IRBuck™ • XPhase® • iPOWER®
	Автомобильная продукция Сертифицированные согласно автомобильным стандартам решения с нулевым уровнем дефектов для приложений с напряжением питания 12 В и 24 В.	• Электроприводы переменного и постоянного тока • Управление силовыми агрегатами и двигателями • Автоэлектроника • Освещение • Звук класса D • Силовые приводы	Автомобильная продукция: • HEXFET MOSFET • Интеллектуальные силовые ключи • Драйверы • IGBT • DirectFET®2
	Эталонные MOSFET IR лидирует в отрасли производства MOSFET, поставляя транзисторы с самым низким сопротивлением R_{ds(on)} и самым широким ассортиментом корпусов для напряжений до 250 В.	• Звуковая техника • Вычислительная техника • Системы коммуникации • Управление электроприводом • Источники питания • Синхронное выпрямление	• Дискретные HEXFET® MOSFET • Сдвоенные HEXFET® MOSFET • FETKY®
	HiRel При производстве продукции высокой надежности используются самые передовые современные технологии, соответствующие всем экологическим требованиям, что позволяет разработчикам выполнить самые сложные проекты.	• Космос • Оборонная промышленность • Коммерческая авиация • Тяжелое машиностроение • Медицина	• Радиационно-стойкие MOSFET • Силовые модули и гибридные решения • Управление двигателем • DC/DC-преобразователи

Максим Соломатин (КОМПЭЛ)

НОВЫЕ MOSFET КОМПАНИИ IR: ШИРОКИЕ ВЫВОДЫ, УВЕЛИЧЕННЫЙ ТОК



В этом году на рынке появилась новая серия **MOSFET** в корпусе **Wide Lead**, имеющем более широкие выводы у стока и истока. За счет этого **сопротивление их выводов уменьшилось на 50% по сравнению с TO-262**, а **максимальный ток транзистора увеличился до 240 А**.

Компания International Rectifier (IR) проводит расширение номенклатуры MOSFET по различным направлениям, одно из которых — достижение совершенных электрических параметров транзисторов: уменьшение сопротивления канала в открытом состоянии, уменьшение паразитных сопротивлений, емкостей и индуктивностей выводов, увеличение рабочих токов, повышение рабочих напряжений, уменьшение заряда затвора, увеличение быстродействия. Другое связано с увеличением эффективности использования приборов в готовых изделиях и обеспечением высоких удельных показателей по току и передаваемой мощности.

Новые MOSFET в корпусе SOT-23

Серия MOSFET в корпусе SOT-23 изначально не была предназначена для мощных применений, поскольку возможности для рассеивания тепла у корпуса очень скромны. Однако значительное уменьшение сопротивления ключа в открытом состоянии позволило значительно расширить диапазон коммутируемых токов. В сочетании с малой ценой этот тип корпуса стал особенно привлекателен для использования в мобильном секторе и для бюджетных маломощных преобразователей напряжения.

Основные требования для MOSFET-транзисторов, используемых в данных приложениях:

- Низкое значение сопротивления в открытом состоянии — $R_{ds(on)}$;
- Температурная стабильность без использования радиатора;
- Низкое пороговое напряжение затвора V_{th} ;
- Конкурентная низкая цена.

Новое семейство p- и n-канальных MOSFET компании IR (см. таблицу 3) в стандартном корпусе SOT-23 имеет ультранизкое сопротивление открыто-

го канала $R_{ds(on)}$ и предназначено для применения в зарядных устройствах аккумуляторов, коммутаторах нагрузки, электроприводах, телекоммуникационном оборудовании, а также для использования в других приложениях. Новая линейка транзисторов перекрывает диапазон напряжений -30...100 В и имеет различные значения $R_{ds(on)}$ и заряда затвора (Q_g), что обеспечивает широкий выбор при разработке компактных, эффективных, в том числе и по цене, решений.

Что отличает новые транзисторы в корпусе SOT-23 от предыдущих? Ответ можно получить, изучив технологию изготовления кристалла для данного корпуса.

На рис. 1 показана эволюция технологий компании International Rectifier, применяемых при изготовлении кристаллов для MOSFET в корпусах SOT-23.

Новые технологии изготовления кристалла обеспечили MOSFET в корпусе SOT-23 преимущество перед основными конкурентами. При сохранении прежних размеров кристалла были получены более низкие значения $R_{ds(on)}$ и температурного сопротивления $R_{th(ja)}$. В результате были достигнуты лучшие температурные параметры для корпуса SOT-23. Компания IR выпускает транзисторы в корпусах SOT-23 с кристаллами, изготовленными по технологиям **Gen 10.7, 10.59, 12.1 и 12.2**.

Параметры новых MOSFET-транзисторов в корпусах SOT-23

Как было отмечено выше, основными преимуществами новых приборов в корпусах SOT-23 являются меньшие $R_{ds(on)}$ и тепловое сопротивление корпуса. Для оценки преимущества новых транзисторов будут использоваться в основном только эти два параметра. Сопротивление канала MOSFET в сильной степени зависит от напряжения на затворе и от рабочей температуры. Для сравнительной оценки сопротивления в таблицах 1-7 приводятся данные для различных уровней напряжений на затворе. Эти данные особенно важны для

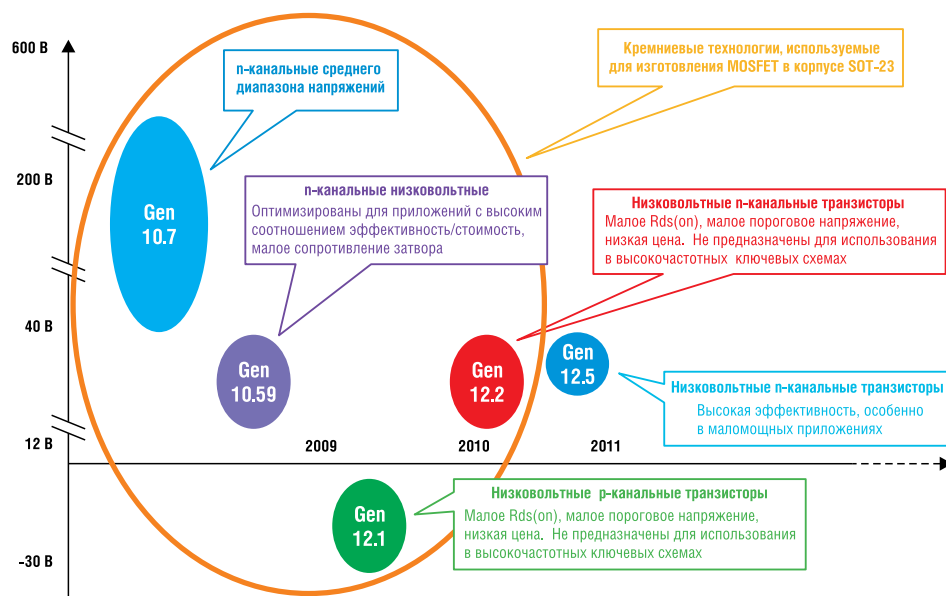


Рис. 1. Эволюция технологий IR для MOSFET в корпусе SOT-23

Таблица 1. Сравнительные характеристики новых транзисторов в корпусе SOT-23 компании IR и Alpha & Omega Semiconductor (AO3400, AO3400A)

Наименование	Тип./Макс. Rds(on) при 4,5 В и 25°C, мОм	Тест. Rds(on) при 4,5 В и 25°C, мОм	Макс. Rth(ja) (C/W)
IRLML6344	22/29	22	100
AO3400	19/33	25	125
AO3400A	19/32	20	125

Таблица 2. Сравнение параметров IRLM6244/6246 с ближайшими аналогами

Наименование	Тип./Макс. Rds(on) при 2,5 В и 25°C, мОм	Макс. тепловое сопротивление Rth(ja), (°C/W)
IRLML6244	22/27	100
IRLML6246	45/66	100
IRLML2502	50/80	100
FDN339	39/50	250

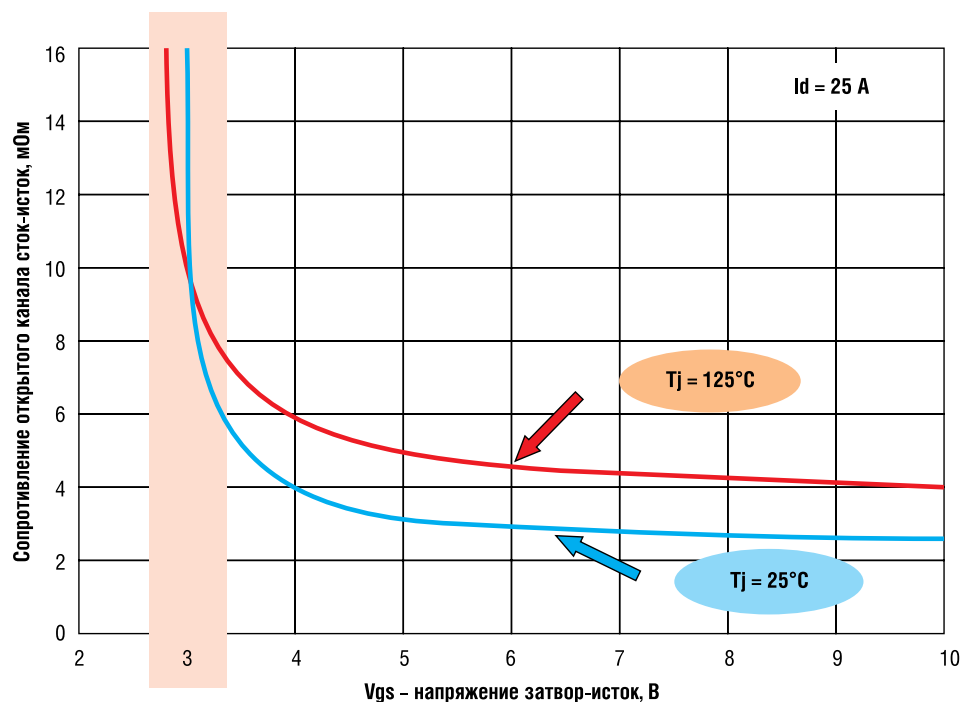


Рис. 2. Типовая зависимость сопротивления MOSFET в открытом состоянии от напряжения на затворе

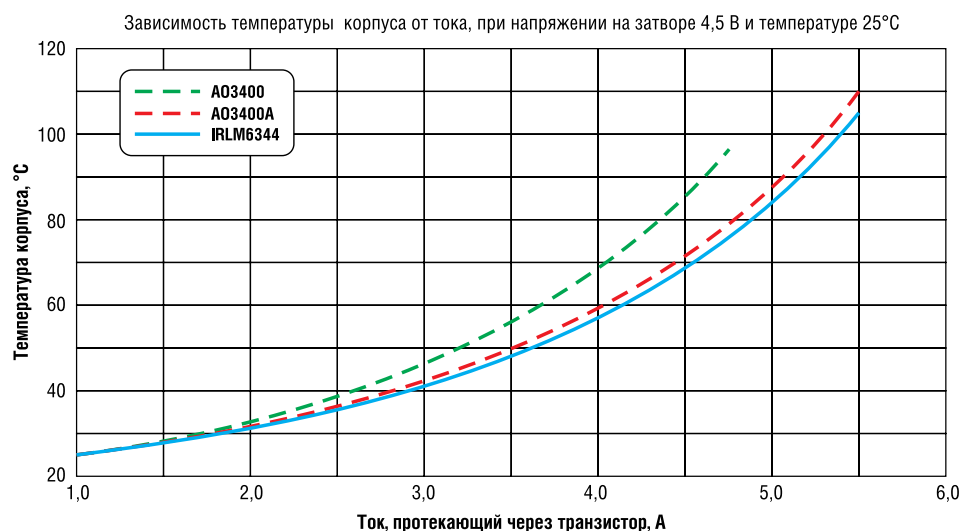


Рис. 3. Зависимость температуры корпуса от протекающего тока

транзисторов с малым пороговым напряжением. На рис. 2 показана зависимость сопротивления MOSFET в открытом состоянии от напряжения на затворе.

Посравнению с AO3400A IRLML6344 имеет меньшую рабочую температуру корпуса при аналогичных режимах работы благодаря лучшему значению

теплового сопротивления Rth(ja). На рис. 3 показана зависимость температуры корпуса от протекающего тока.

IRLML6344, по сравнению с AO3400A, имеет меньшее сопротивление Rds(on), следовательно на нем будет меньше рассеиваться мощность, и корпус будет меньше нагреваться. Rds(on) IRLML6344 немного больше чем у конкурентов. Однако за счет более низкого значения теплового сопротивления Rth(ja) корпус IRLML6344 обеспечивает лучший теплоотвод по сравнению с конкурентами, а это обеспечивает возможность коммутации более высоких токов.

Зависимость температуры корпуса от протекающего тока для новых транзисторов IRLML6244\6246 по сравнению с MOSFET предыдущего поколения IRLML2502 и конкурентами (Fairchild FDN339) показана на рис. 4.

Основная стратегия разработок IR следующая: для каждого семейства приборов обеспечивать лучшие параметры при меньшей цене. Новый транзистор IRLML6246 имеет более привлекательную цену по сравнению с IRLML2502 при аналогичных параметрах. Кроме того, IRLML6244 обеспечивает более низкую (на 40°C) температуру корпуса по сравнению с IRLML2502, работая в идентичных режимах.

В настоящее время для стандартного управления затвором компания IR имеет широкую номенклатуру MOSFET-транзисторов в корпусе SOT-23, производимых по технологиям 10.59, 10.7 и 12.1.

Имея одинаковую с IRLML2030 цену, IRLML0030 в том же корпусе обеспечивает лучшие параметры.

Новые семейства MOSFET в стандартных корпусах SOT-23 в большинстве случаев могут быть использованы в качестве аналогичной замены для приборов предыдущих поколений.

Система обозначений MOSFET в корпусе SOT-23

В обозначении MOSFET в корпусе SOT-23 содержится расшифровка управляющего напряжения на затворе, типа корпуса, технологии кристалла, уровня напряжения на стоке и размер кристалла. Пример обозначения нового транзистора в корпусе SOT-23:

IR L ML 6 2 44 TR PBF.

L — уровни управляющих напряжений (тип управления):

- F — только стандартный или стандартный с возможностью управления логическими уровнями напряжений;
- L — управление логическими уровнями, а также возможность управления низкими логическими уровнями сигналов.

Таблица 3. Параметры новых MOSFET в корпусах SOT-23

Наименование	BVDSS, В	Макс. Vgs, В	Id макс. при 25°С, А	Тип./Макс. Rds(on) при 10 В (мОм)	Тип./Макс. Rds(on) при 4,5 В (мОм)	Технология
IRLML9301	-30	-20	3,6	51/64	82/103	Gen 12.1
IRLML9303			2,3	135/170	220/275	
IRFML8244	25	20	5,8	20/24	32/41	Gen 10.59
IRLML0030	30		5,2	22/27	33/40	
IRLML2030			2,7	80/100	123/154	
IRLML0040	40	16	3,6	44/56	62/78	Gen 10.7
IRLML0060	60		2,7	78/92	98/116	
IRLML2060			1,2	356/460	475/620	
IRLML0100	100		1,6	178/220	190/235	

Стандартный тип — транзистор открыт при уровнях напряжения на затворе 10...20 В.

Логический уровень — транзистор открыт при напряжениях на затворе 4,5 В (max Vgs 16 или 12 В).

Низкие уровни управления — транзистор открыт при низком напряжении на затворе 2,5 В (max Vgs 8 В)

ML — тип корпуса:

- Нет суффикса — SO-8 или DirectFET;
- H — PQFN 5x6;
- HM — PQFN 3,0x3,0 или 3,3x3,3;
- HS — PQFN 2x2;
- R — DPAK;
- T — TSSOP-8;
- TS — TSOP-6;
- ML — SOT-23.

1-я цифра — технология:

- 6 — Gen 12.2 (напряжение на затворе 12 В);
- 8 — Gen 10.59 (напряжение на затворе 20 В);
- 9 — Gen 12.1 (напряжение на затворе 20/25 В);
- 2 — Gen 12.1 (напряжение на затворе 12 В).

2-я цифра — Максимальное напряжение на стоке:

- 3 — 30 В;
- 2 — 25 или 20 В.

3-я и 4-я цифры — размер кристалла:

- Один кристалл в корпусе — от 0 до 49;
- Два кристалла — от 50 до 79 (Single +30).

Внимание! Система обратная: чем выше номер, тем меньше размер кристалла!

MOSFET с широкими выводами в корпусе TO-262 WideLead

Перед тем как перейти к рассмотрению достоинств новых корпусов с широкими выводами WideLead TO-262, рассмотрим ограничения, свойственные стандартному корпусу TO-262.

Стандартный корпус TO-262 отличается от D2Pak более длинными вы-

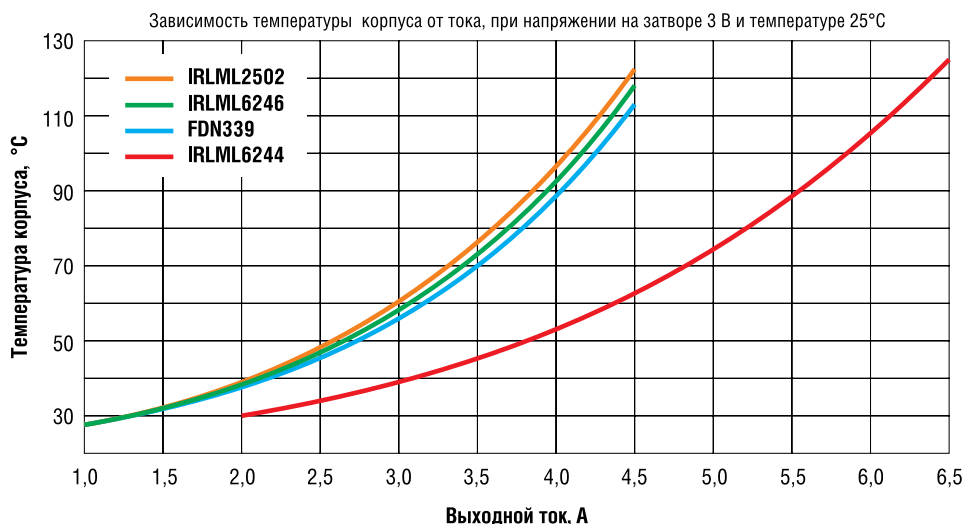


Рис. 4. Зависимость температуры корпуса от протекающего тока для IRLML6244\6246 по сравнению IRLML2502 и FDN339

Таблица 4. Сравнение Rds(on) разных производителей для MOSFET в корпусе SOT-23 (для 30 В MOSFET)

Vgs макс., В	Тип./Макс. Rds(on), мОм		Наименование	Производители
	при 10 В	при 4,5 В		
20	22/27	33/40	IRLML0030	IR
20	24/28	33/42	DMN3404L	Diodes
20	35/42	45/54	PMV45EN	NXP
20	36/45	45/58	Si2318DS	Vishay
20	26/46	32/60	FDN359BN	Fairchild
20	38/47	52/65	Si2306BDS	Vishay
20	33/38	54/64	DMN3051L	Diodes
12	45/55	50/70	NTR4170N	OnSemi
20	42/53	50/70	RQK0303MGDQA	Renesas
20	53/60	81/90	FDN357N	Fairchild
20	55/70	80/105	Si2304BDS	Vishay
20	65/85	105/125	NDS355AN	Fairchild
20	80/100	123/154	IRLML2030	IR
20	80/100	125/145	MGSF1N03LT1	OnSemi
20	92/110	120/160	FDN361BN	Fairchild
20	130/156	160/192	Si2308BDS	Vishay
20	92/160	120/250	NDS351AN	Fairchild
20	195/250	—	Si2328DS	Vishay
20	—/250	—/400	IRLML2803	IR

водами. Он используется для монтажа через отверстия печатной платы. Сопротивление выводов определяется суммой сопротивлений проволочных соедине-

ний «кристалл — рамочные выводы» и сопротивлений объемных выводов стока и истока. Сопротивление выводов корпуса довольно высокое и сравнимо

Таблица 5. Новые MOSFET с логическим уровнем управления затвором в корпусе SOT-23

Наименование	BVDSS, В	Макс. Vgs, В	Id макс. при 25°C, А	Тип./Макс. Rds(on) при 4,5 В, мОм	Тип./Макс Rds(on) при 2,5 В, мОм	Технология
IRLML2244	-20	-12	-4,3	42/54	71/95	Gen 12.1
IRLML2246			-2,6	90/135	157/236	
IRLML6244	20	12	6,3	16/21	22/27	Gen 12.2
IRLML6246			4,1	30/46	45/66	
IRLML6344	30		5,0	22/29	27/37	
IRLML6346			3,4	46/63	59/80	

Таблица 6. Сравнительная таблица параметров новых MOSFET в корпусе SOT-23 с логическим уровнем управления затвором для напряжений 20 и 30 В

Vdss, В	Vgs max, В	Тип./Макс. Rds(on), мОм		Наименование	Производитель
		при 4,5 В	при 2,5 В		
20	12	16/21	22/27	IRLML6244	IR
	8	18/22	21/26	AO3416	AOS
	12	22/27	45/42	AO3420	AOS
	8	25/31	30/37	Si2312BDS	Vishay
	12	29/43	45/63	IRLML6246	IR
	12	35/45	50/80	IRLML2502	IR
	8	41/50	52/63	AO3414	AOS
	8	45/60	70/115	Si2302ADS	Vishay
	8	45/60	56/75	Si2302CDS	Vishay
	12	50/65	65/90	APM2324AA	ANPEC
	8	56/85	77/115	PMV56XN	NXP
	12	65/85	88/115	AP2302GN	APEC
30	12	70/80	88/105	NTR4501N	OnSemi
	12	22/29	27/37	IRLML6344	IR
	12	25/32	34/48	AO3400A	AOS
	12	27/33	43/52	AO3400	AOS
	12	46/63	59/80	IRLML6346	IR
	12	51/65	64/87	SSM3K316T	Toshiba
	12	52/71	64/87	SSM3K302	Toshiba
	8	54/65	70/82	FDN337N	Fairchild
	12	55/68	70/85	Si2300DS	Vishay

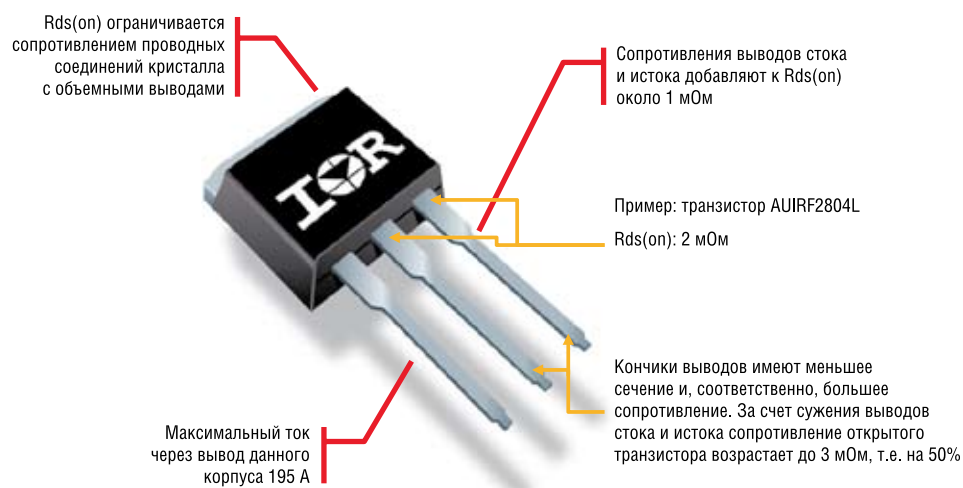


Рис. 5. Ограничения корпуса TO-262

с Rds(on) самого кристалла. Очевидно, что при больших значениях тока на выводах будет рассеиваться значительная мощность, что приведет к их нагреву. Таким образом, сопротивление выводов ограничивает рабочий диапазон тока транзистора и снижает эффективность силового прибора.

Преимущества новых корпусов WideLead TO-262

Новый корпус с широкими выводами WideLead TO-262 разрабатывался компанией IR последние несколько лет. Первое, что отличает этот корпус от обычного — это более широкие выводы у стока и истока, что и определяет название корпуса — Wide Lead. За счет большей ширины выводов их сопротивление умень-

Таблица 7. Параметры транзисторов в корпусах SOT-23 предыдущих поколений

Наименование	BVDSS, В	Макс. Vgs, В	Макс. Rds(on) при 10 В, мОм	Макс. Rds(on) при 4,5 В, мОм	Макс. Rds(on) при 2,7 В, мОм	Макс. Rds(on) при 1,8 В, мОм
IRLML2803	30	20	250	400	—	—
IRLML2402	20	12	—	250	350	—
IRLML2502			—	45	80	—
IRLML6401	-12	8	—	50	85	125
IRLML6302	-20	12	—	600	900	—
IRLML6402			—	65	135	—
IRLML5103	-30	20	600	1000	—	—
IRLML5203			98	165	—	—

Таблица 8. Основные параметры HEXFET MOSFET в корпусе TO-262 WL

Наименование	BVDSS, В	VGs макс., В	Rds (on) макс. при 10 В, мОм	Id при T – 25°C, А	Id при T – 100°C, А	Qg Тип, нКл	Qgd Тип, нКл	Rth(JC), кОм/Вт	Мощность рассеяния при T – 25°C, Вт
AUIRF1324WL	24	20	1,3	382	270	120,0	36,0	0,50	300
AUIRF3004WL	40	20	1,4	386	273	140,0	49,0	0,40	375

Таблица 9. Сравнение характеристик семейств транзисторов 1324 и 3004 в корпусах TO-262 и TO-262WL

	Семейство 1324		Семейство 3004	
Корпус	TO-262	WideLead TO-262	TO-262	WideLead TO-262
Наименование	AUIRF1324L	AUIRF1324WL	AUIRFSL3004	AUIRF3004WL
Vdss, В	24	24	40	40
Rds(on) max, мОм	1,65	1,3	1,75	1,4
Id max, А	195	240	195	240

шилось на 50% по сравнению с TO-262. Изменилась и технология проволочных соединений кристалла с объемными выводами внутри корпуса. Для соединения используются несколько микропроволочек вместо одной, что позволило значительно уменьшить сопротивление соединения и, в целом, снизить сопротивление Rds(on) на 20%. При этом используется тот же самый кристалл, что и для монтажа в корпусе обычного TO-262. Более широкие выводы и улучшенная система соединения позволили довести максимально допустимый ток транзистора до 240 А. Размер корпуса и его посадочное место для монтажа на печатной плате остались прежними.

Есть только одно различие — размеры кончиков выводов стока и истока, вставляемые в монтажные отверстия, шире, чем для обычного TO-262, т.е. топология отверстий посадочного места несколько иная. Это необходимо учесть при разработке новых модификаций приборов, где предполагается замена

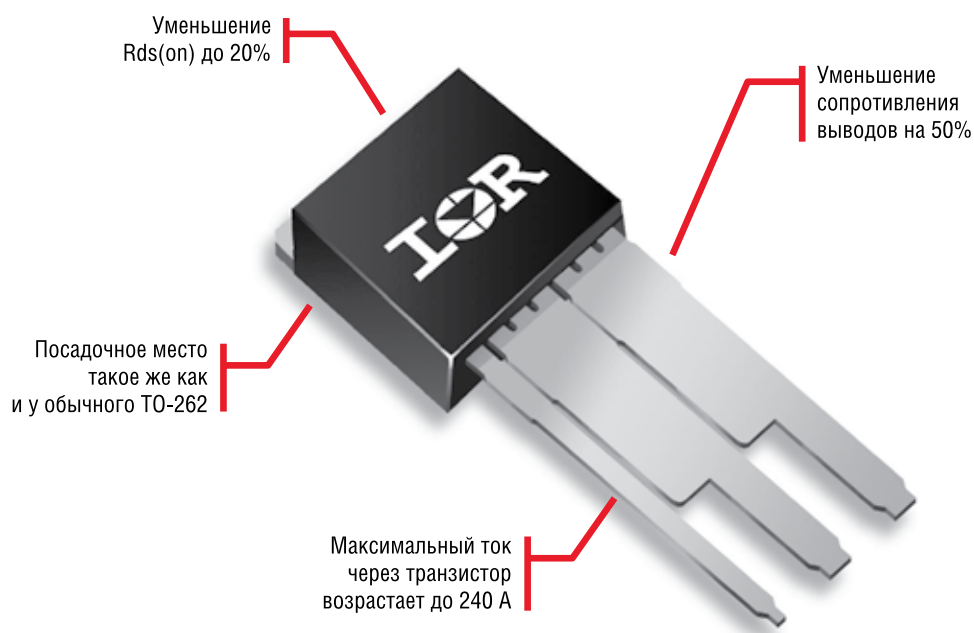


Рис. 6. Преимущества корпуса WideLead по отношению к обычному TO-262

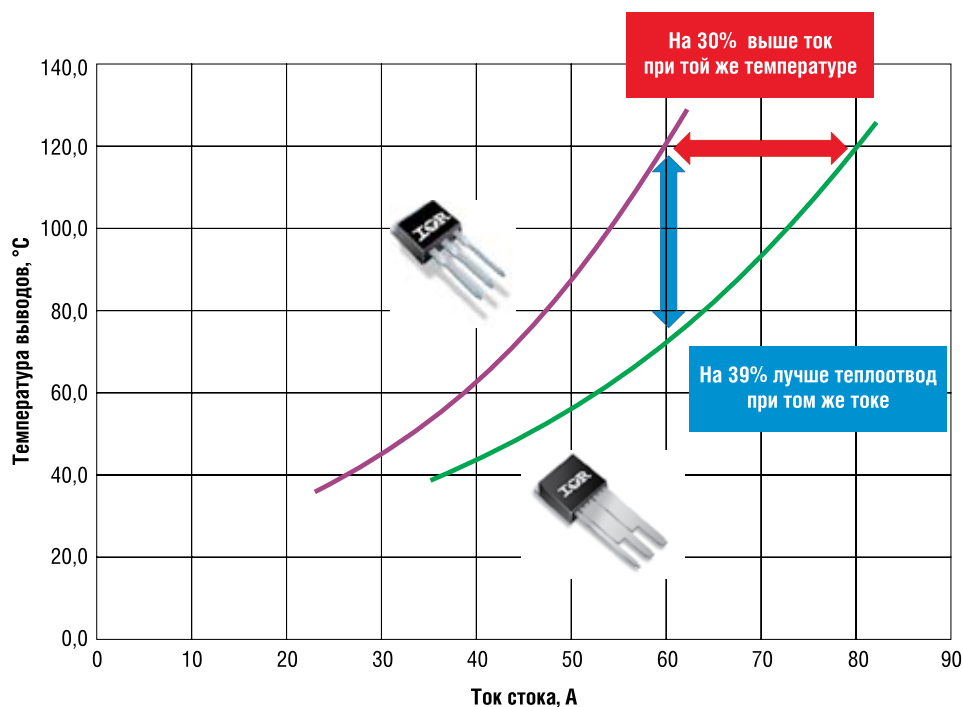


Рис. 7. Температура выводов корпусов TO-262 и TO-262WL при различных токах

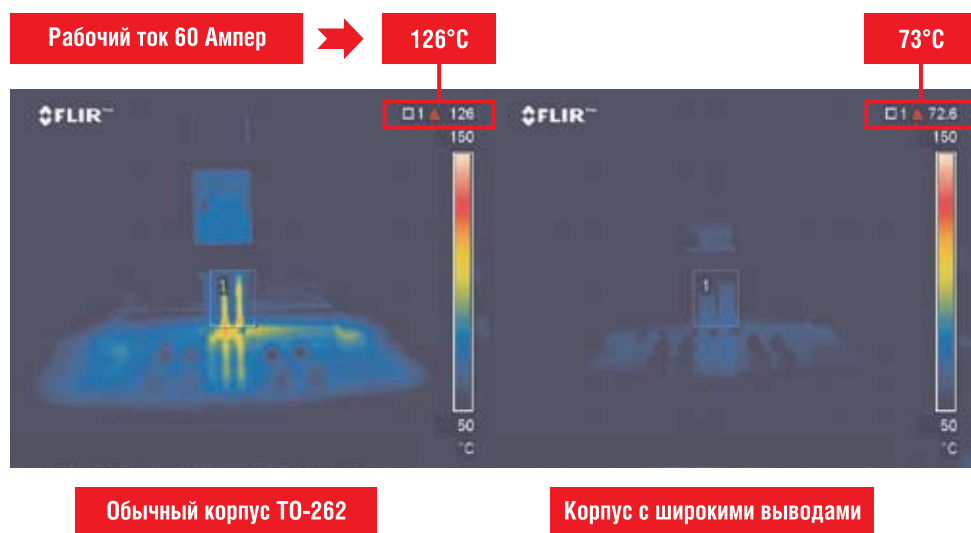


Рис. 8. Корпус WideLead обеспечивает лучшие условия охлаждения кристалла

TO-262 на аналогичные транзисторы, но в корпусах WideLead.

Впервые IR использовала корпуса WideLead для того, чтобы, улучшить параметры MOSFET, предназначенных для работы в тяжелых условиях эксплуатации, например, в автомобилях, в том числе в электромобилях и в электроприводах «гибридов». «Автомобильное» семейство имеет в названии префикс AU. В новых транзисторах **AUIRF1324WL** и **AUIRF3004WL** использовались те же самые кристаллы, что и в транзисторах **AUIRF1324L** и **AUIRFSL3004**, выпускаемых ранее в обычных корпусах TO-262.

В таблице 8 приведены основные параметры новых транзисторов в корпусах **TO-262WL**.

Таблица 9 показывает преимущества транзисторов в корпусах WideLead — низкое сопротивление в открытом состоянии и расширение токового диапазона.

На рисунке 7 показаны результаты сравнительного тестирования MOSFET семейства **1324** в обычном и WideLead корпусах. При тестировании проводился мониторинг температуры выводов корпусов транзисторов при различных значениях тока в нагрузке. Зеленая линия — температура на выводах WideLead, фиолетовая — на стандартном корпусе TO-262. Разница впечатляющая — достаточно обратить внимание на точку 60 А.

Из рисунка видно, что WideLead обеспечивает теплоотвод на 40% лучше

по сравнению с TO-262. Выводы корпуса имеют меньшую температуру, поскольку обладают меньшим сопротивлением. Следовательно, при таком же токе можно сократить расходы на теплоотвод или использовать более дешевый материал для печатной платы, от которого не требуется работа на повышенных температурах. Если взглянуть с другой стороны, то новый корпус при сохранении той же рабочей температуры и конструкции охлаждения обеспечивает передачу больших токов в нагрузку, что расширяет возможности силового прибора.

На рис. 8 показаны термопрофили транзисторов серии 1324 в обычном корпусе TO-262 и в WideLead TO-262. Рабочие режимы сравниваемых транзисторов одинаковые — ток 60 А. А вот температуры переходов транзисторов и сам профиль существенно отличаются. Корпус WideLead обеспечил более низкую температуру перехода транзистора — всего 73°C (против 126°C у обычного TO-262). Также следует отметить, что распределение температуры системы «корпус — печатная плата» для WideLead более плавное и не содержит резких температурных переходов. Наличие резких температурных переходов приводит к возникновению перегрева участков платы и может привести к деформации и деградации печатных проводников, а также к деградации паяного соединения.

Применение корпуса WideLead обеспечивает:

- Уменьшение сопротивления $R_{ds(on)}$ на 20%;
- Уменьшение сопротивление выводов на 50%;
- Температура выводов меньше на 39%;
- Увеличение максимального тока до 240 А.

На системном уровне это способствует уменьшению потерь проводимости, снижению цены и улучшению эффективности преобразования энергии.

Литература

1. Новинки MOSFET в стандартных корпусах. Максим Соломатин (КОМПЭЛ). Новости Электроники №7 2010 г.

2. Next Generation Automotive. Compact and efficient power electronics enablers. By Benjamin Jackson, Product Manager, Automotive MOSFETs, International Rectifier. Power Systems Design Europe July/August 2010.

Получение технической информации,
заказ образцов, поставка —
e-mail: power.vesti@compel.ru

Кирилл Иванов (г. Челябинск)

КАК РАЗРАБОТЧИКУ
ЗАСТАВИТЬ РАБОТАТЬ
НОВЫЕ MOSFETS

В практике разработчика электроники встречаются ситуации, когда новое изделие, призванное заменить в схеме старое, не работает или работает в нежелательном режиме. Почему это происходит, и как избежать этого в отношении транзисторов MOSFET (на примере изделий International Rectifier) рассказывает данная статья.

MOSFET были разработаны более 40 лет назад и некоторые особенности этих устройств до сих пор не получили достойного внимания.

Приходилось ли вам наблюдать за переходом напряжения VDS в режим «ON», в то время как напряжение VGS находилось в состоянии «OFF»? Может быть, вы использовали MOSFET в линейном режиме и он не работал, несмотря на то, что находился в безопасной области работы (SOA)? Сталкивались ли с тем, что новые, более выгодные по цене приборы с похожими параметрами не работали, когда вы заменяли ими старые?

В этой статье хотелось бы углубиться в эти вопросы, исследуя нюансы механизмов динамического включения MOSFET, а также механизмы обратного восстановления диода, лавинного пробоя, особенности работы в линейном режиме.

Из статьи станет понятно, как выбрать правильное устройство и максимально избежать проблем.

Азбука устройства MOSFET

В общих чертах MOSFET позволяет с помощью низкого напряжения на затворе управлять током, протекающим по каналу «исток-сток». Благодаря этому свойству можно значительно упростить схему управления, а также снизить суммарную затрачиваемую на управление мощность.

На сегодняшний день широкое распространение получили две технологии производства MOSFET: планарная и Trench.

Первые MOSFET были созданы по планарной технологии. Транзисторы, изготавливаемые по этой технологии,

изображены на рис. 1. Их структура состоит из металла и полупроводника, разделенных слоем оксида кремния SiO_2 .

Trench-структура (рис. 2) имеет более высокую плотность ячеек, что выражается в более низком значении $R_{ds(on)}$. В Trench MOSFET на поверхности подложки создается V-образная канавка, на которую осаждается слой оксида, и затем происходит металлизация.

Поле затвора в Trench MOSFET оказывает влияние на гораздо большую область кремния. В результате этого для получения аналогичного $R_{ds(on)}$ требуются меньшие физические размеры, чем при изготовлении MOSFET по планарной технологии.

Наряду с явными достоинствами MOSFET имеют и отрицательные стороны. Так, между слоем n-стока и p+истока формируется внутренний диод.

Характеристики этого диода приводятся в технических данных на все MOSFET. Применяя MOSFET в импульсных схемах, всегда нужно принимать во внимание время обратного восстановления внутреннего диода. Также, в MOSFET формируется внутренний NPN-транзистор, коллектором которого является n-слой стока, базой — p-слой, а эмиттером — n-слой истока.

Необходимо учитывать, что металлизация истока (рис. 3) в некоторых местах имеет очень низкое сопротивление между переходом «база-эмиттер», этот момент осложняет включение транзистора.

Емкостные механизмы ложного открывания

Несколько ложных механизмов включения могут создавать сложности при разработке импульсного источника питания. Открывают список два из них. Они связаны с паразитными емкостями транзистора и переходными процессами. Переходные процессы возникают из-за изменения напряжения на индуктивности. Происходит это во время переключения состояния MOSFET.

Первый механизм связан с емкостью Миллера C_{DG} и емкостью затвора C_{GS} .

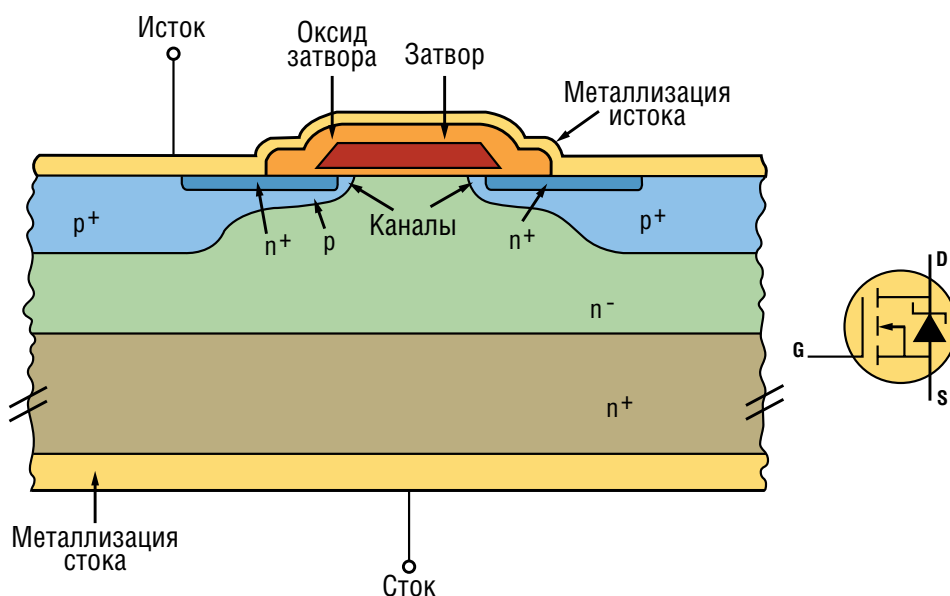


Рис. 1. Планарная технология – первые дискретные MOSFET

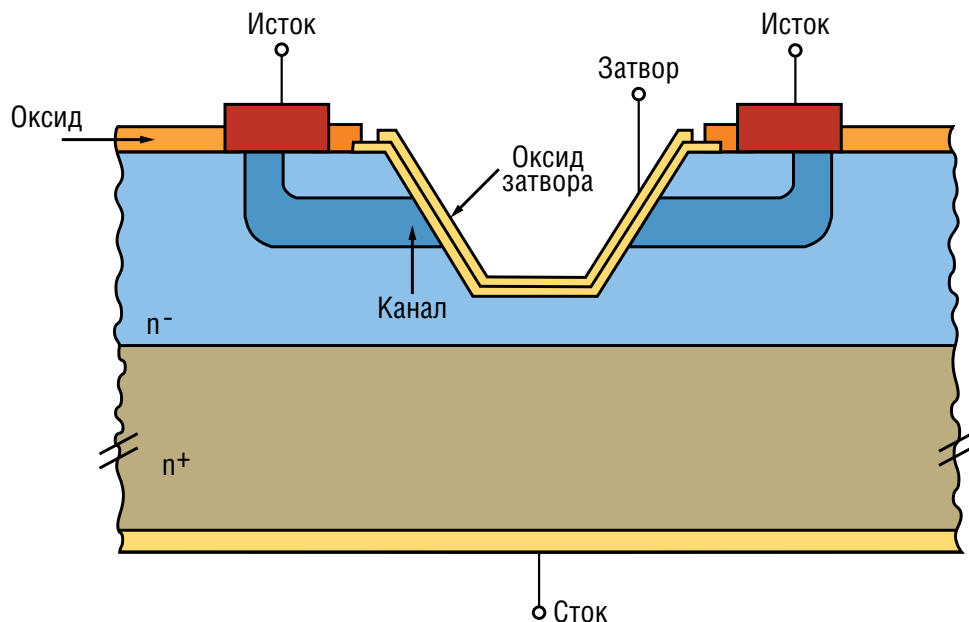


Рис. 2. Высокоплотные Trench MOSFET могут быть меньше, чем их планарные собратья, но обладать сравнимым значением $R_{ds(on)}$

Если к выключенному MOSFET приложить напряжение V_{DS} , то фронт этого напряжения наводит ток, протекающий через емкость Миллера, емкость затвора, в итоге на сопротивлении цепи затвора (R_G) создается падение напряжения (рис. 4). Если образующийся потенциал превысит пороговое напряжение затвора, произойдет ложное открывание транзистора.

С ростом температуры увеличивается вероятность ложного открывания транзистора из-за тока, наведенного фронтом напряжения V_{DS} .

Данная проблема актуальна, когда синхронный понижающий конвертер преобразует напряжение с 12 до 1,8 В или ниже, а выход продолжительное время нагружен на индуктивную нагрузку. В этом случае ключ нижнего плеча проводит ток нагрузки большую часть времени. Когда ключ верхнего плеча запирается, индуктивность коммутируется вниз через внутренний диод транзистора нижнего плеча, затем транзистор нижнего плеча включается. На-

пряжение «сток-исток» верхнего ключа быстро поднимается от 0 В (включенное состояние) до примерно $V_{CC}-V_F$ (выключенное состояние минус напряжение падения на диоде). В это время транзистор весьма восприимчив к ложному отпираанию. Вероятность этого настолько высока, что для качественной оценки используется соотношение Q_{GS} и Q_{GD} ; выбирая MOSFET, мы должны руководствоваться этим соотношением. Чем выше Q_{GD} и ниже Q_{GS} , тем выше вероятность, что произойдет ложное открывание. Низкое значение R_G , низкий выходной импеданс драйвера затвора и низкий импеданс трассировки позволяют качественнее удерживать устройство в запертом состоянии.

Если в устройстве имеются подозрения на ложные открывания, наблюдайте за напряжениями V_{GS} , V_{DS} и током I_D . Когда нижний ключ отпирается, мы наблюдаем короткий положительный импульс на V_{GS} и связанное с ним понижение V_{DS} . Для борьбы с этим эффектом можно выбрать MOSFET с

низкой емкостью C_{DG} , высокой емкостью C_{GS} и более высоким порогом отпираания. Возможна установка дополнительного конденсатора между затвором и истоком. При установке C_{GS} увеличивается суммарный заряд затвора, необходимый для достижения порогового напряжения отпираания MOSFET. Емкость C_{GS} ослабляет влияние эффекта Миллера, заряжаясь создаваемым им током и препятствуя возникновению тока в цепи затвора. Однако этот способ очень редко используется на практике, поскольку увеличение емкости в цепи затвора приводит к росту потерь переключения MOSFET.

Второй емкостной механизм связан с внутренним NPN-транзистором, сформированным в структуре MOSFET. Переход «база-эмиттер» этого транзистора обладает низким, но не нулевым сопротивлением. Падение напряжения, вызванное протеканием тока по этому сопротивлению, заряжает емкость Миллера (рис. 5)

Включение от индуктивности истока

Структуры большинства выводных MOSFET — SOIC, DPAK, TO-220 и т.д. — сходны между собой. Высокотемпературный припой соединяет основные устройства с выводной рамкой. Это соединение обладает минимальной проводимостью. Также жесткие проволоочки соединяют исток прибора от наружного вывода к внутреннему слою. Иногда от вывода истока идет несколько жестких параллельных проволоочек, для этого используется технология соединения die-to-leadframe (рис. 6).

Затвор соединен с внешним выводом одним миниатюрным жестким проводником. Проблемы возникают из-за наличия индуктивности выводов истока. Через вывод стока протекает мощный ток, а также обратный ток включения/выключения от драйвера затвора.

С практической точки зрения невозможно увидеть реальное напряжение на истоке выводного транзистора. Измерив напряжение, мы получим значение лишь на выводе истока, но факти-

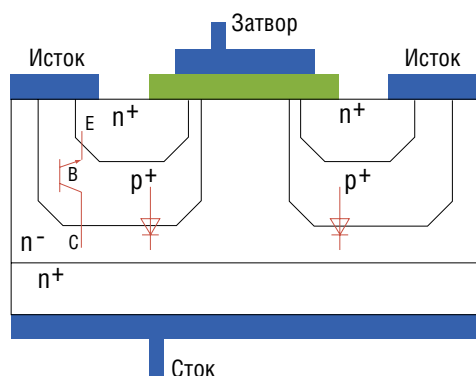


Рис. 3. Внутренний диод и биполярный транзистор в структуре MOSFET

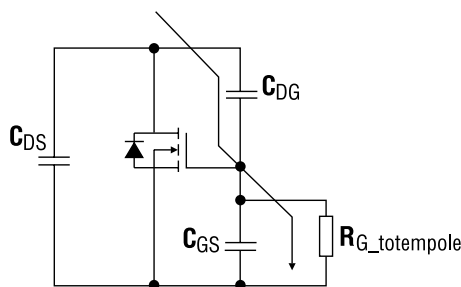


Рис. 4. Емкость Миллера с емкостью затвор-исток образуют делитель напряжения

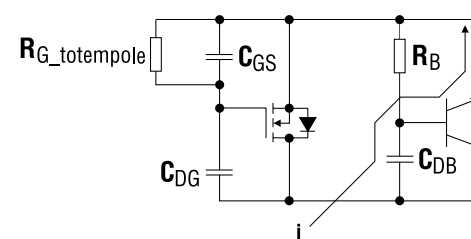


Рис. 5. Тип включения, при котором внутренний транзистор структуры MOSFET оказывает дополнительное влияние

Таблица 1. Параметры новых MOSFET компании International Rectifier

Наименование	V_{DS} , В	$R_{DS(ON)}$ тип. @10 В, мОм	$R_{DS(ON)}$ тип. @4,5 В, мОм	V_{GS} , В	Q_G тип. @ 4,5 В, нКл	Q_G тип. @10 В, нКл
IRF6728M	30	1,8	2,8	± 20	20	8,7
IRF6708S2	30	7,5	12	± 20	6,6	2,2

чески исток транзистора соединяется с источником напряжения через индуктивность вывода. В абсолютном выражении проводник, расположенный над заземленным проводником в свободном пространстве, обладает индуктивностью 0,8 нГн/мм; таким образом, между источником напряжения и истоком транзистора присутствует индуктивность порядка 3...5 нГн. Большие корпуса транзисторов, например, TO220, как правило, имеют большие значения индуктивности истока.

Индуктивность истока обладает свойством оказывать противодействие как при включении транзистора, так и при его выключении. Процессы, возникающие при выключении, гораздо заметнее из-за больших токов, протекающих через устройство, и большей энергии, запасенной в индуктивности истока.

В момент выключения транзистора индуктивность истока пытается сохранить ток в соответствии с выражением $V = -L di/dt$. Отсюда следует, что полярность напряжения на индуктивности изменяется мгновенно, как только MOSFET прерывает ток, протекающий через него. До выключения транзистора напряжение на индуктивности истока имело положительный потенциал на кристалле и отрицательный потенциал на выводной рамке транзистора. После выключения, в течение непродолжительного времени, потенциалы на концах индуктивности истока меняются местами. На конце индуктивности, присоединенной к выводной рамке, образуется положительный потенциал. В течение этого периода это напряжение добавляется к напряжению управления затвора.

Несмотря на то, что сигнал управления выключением транзистора выбирает путь наименьшего сопротивления, напряжение от индуктивности истока добавляется к низкому напряжению от драйвера, и тем самым создает паразитный сигнал управления состоянием затвора.

Если это паразитное напряжение достаточно высоко, то оно может включить устройство, противодействуя сигналу драйвера затвора (рис. 7)

Для устранения проблем в высокоскоростных схемах применяются безвыводные корпуса, например, корпус PQFN с технологией медной клипсы от International Rectifier, а также корпус DirectFET. MOSFET в этих корпусах обладают минимальными индуктивно-



Рис. 6. Конструкция большинства выводных MOSFET на примере корпуса D2PAK

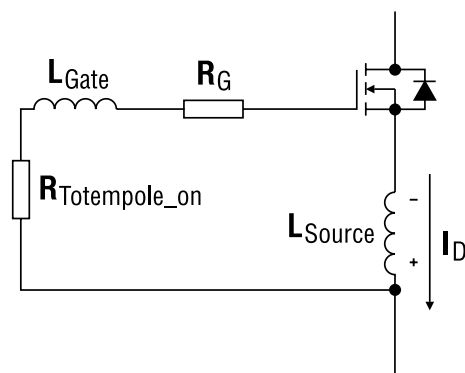


Рис. 7. Включение транзистора паразитным напряжением, действующим против сигнала драйвера затвора

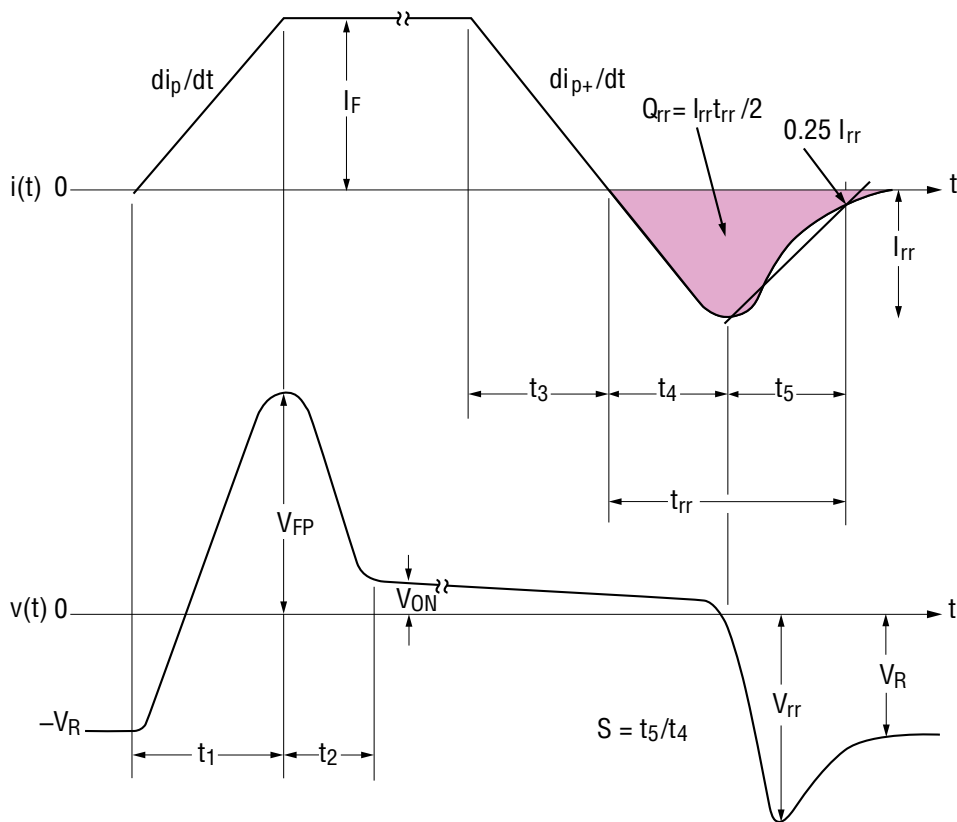


Рис. 8. Типовой график времени обратного восстановления внутреннего диода

стями истока. В устройствах, которые требуют применения выводных компонентов, мы можем подавать на затвор отрицательное напряжение запирающего. При наличии достаточного отрицательного напряжения на затворе паразитный импульс не способен сместить потенциал V_G до порогового значения.

В таблице 1 приведены параметры двух новых MOSFET компании IR —

IRF6708S и IRF6728M, которые выполнены в корпусе DirectFET малого и среднего размера, соответственно. Их использование позволяет уменьшить размер печатной платы, а также снизить общую стоимость системы. Технология корпусирования DirectFET позволяет получить минимальные сопротивления контактов и паразитные индуктивности выводов, а также обла-

дает высокой эффективностью отвода тепла от кристалла за счет двустороннего охлаждения и других конструктивных особенностей.

Ранее мы упоминали диод, который образуется в p-n-переходе MOSFET между n- областью стока и p-каналом истока. Как и любой другой диод, он обладает временем обратного восстановления (рис. 8).

Основными параметрами этого диода являются t_{RR} и Q_{RR} , и условия, при которых они были измерены.

Когда транзистор верхнего плеча в синхронном понижающем преобразователе выключается, индуктивность начинает разряжаться через внутренний диод транзистора нижнего плеча. Это режим потерь, который минимизируют за счет быстрого включения транзистора нижнего плеча. Канал транзистора нижнего плеча открывается и отбирает весь ток на себя, диод закрывается.

Ток обратного восстановления MOSFET течет через канал наряду с током выброса от индуктивности. Суммарный ток может негативно повлиять на область безопасной работы прибора.

Может показаться, что единственным вариантом является выбор MOSFET с наиболее низкими Q_{RR} и/или t_{RR} . Это не так.

Параллельно внутреннему диоду можно подключить внешний диод с более низким напряжением V_F : таким образом, ток потечет в обход внутреннего диода. MOSFET со встроенным диодом Шоттки, называемые FETку, предполагают наличие внутреннего диода Шоттки, включенного параллельно с внутренним диодом, он выполняет ту же самую роль. Прямое напряжение V_F диода Шоттки гораздо меньше, чем у обычного p-n-перехода. Таким образом, Шоттки шунтирует ток выброса. Поэтому быстрый диод Шоттки необходим для уменьшения Q_{RR} . В высоковольтных приложениях, для которых FETkeys не производятся, можно включить внешний диод

Шоттки необходимого или большего напряжения параллельно с внутренним диодом с минимальной индуктивностью.

Лавинный пробой

Самый простой способ объяснить лавинный пробой — использовать flyback-конвертер (рис. 9).

Предположим, что структура цепочки RCD, используемая, чтобы минимизировать выбросы напряжения через переключающийся MOSFET, не является внутрисхемной. Кроме того, узел между стоком MOSFET и индуктивностью первичной обмотки разблокирован.

Когда MOSFET включается, в первичной обмотке начинает нарастать ток в соответствии с выражением $V = -L di/dt$. Когда транзистор выключается, полярность напряжения на катушке мгновенно изменяется, добавляясь к напряжению V_+ . Катушка перекачивает напряжение обратно, чтобы поддержать ток и разрядить первичную индуктивность.

С разблокированным стоком напряжение V_{DS} близко или немного выше напряжения V_+ , в этом случае мы наблюдаем лавинный пробой (рис. 10).

Лавинный пробой — когда напряжение на MOSFET повышается быстро и затем отсекается на некотором уровне выше напряжения V_{DS} (обычно 110...115% от V_{DS}). Отсечка происходит, когда напряжение пробоя внутреннего диода MOSFET ограничивает увеличение напряжения. Подтверждением является плоская вершина формы всплеска напряжения.

Лавинный пробой происходит из-за наличия индуктивности. Например, соленоид или двигатель испытывают аналогичный скачок напряжения при открытии ключа с разблокированной нагрузкой.

Существует немало статей на тему лавинного пробоя, в которых подробно описаны методики проектирования и расчета подобных цепей.

Важное отступление по сравнению транзисторов по параметрам лавинного пробоя. Раньше для оценки и тестирования старых транзисторов использовали в качестве нагрузки большие значения индуктивности, для тестирования новых транзисторов используют значительно меньшие величины. Данные различия нужно учитывать, когда производится сравнение транзисторов по параметрам лавинного пробоя, так как новые полевые транзисторы на первый взгляд будут выглядеть значительно хуже по характеристикам, чем более старые.

Линейный режим работы

Рассмотрим работу MOSFET в линейном режиме.

На рис. 11 в логарифмическом масштабе на горизонтальной оси отложены значения напряжения «сток-исток» V_{DS} , на вертикальной оси — значения тока стока I_D . Кривая области безопасной работы описывает прямо-смещенную характеристику MOSFET-транзистора.

Положительный наклон в первой декаде I_D/V_{DS} отражает постоянное сопротивление $R_{DS(ON)}$, отрицательный — постоянную мощность. При низком напряжении MOSFET не может провести номинальный ток из-за сопротивления канала $R_{DS(ON)}$ и низкого значения V_{DS} . Постоянное сопротивление $R_{DS(ON)}$ показано линейно в первой части кривых (линия зеленого цвета) области безопасной работы.

Вторая часть кривой (серая линия) отражает максимальный ток через транзистор. Третья часть (синяя линия) — постоянная мощность MOSFET.

Четвертая часть (линии розового и фиолетового цветов) никогда не описывались, исключение составляют лишь самые новые технические описания у компании IR. Этот сегмент имеет отрицательный наклон свыше постоянной мощности. По сути это выглядит как вторичный пробой в биполярном транзисторе, но это не так. Здесь показана

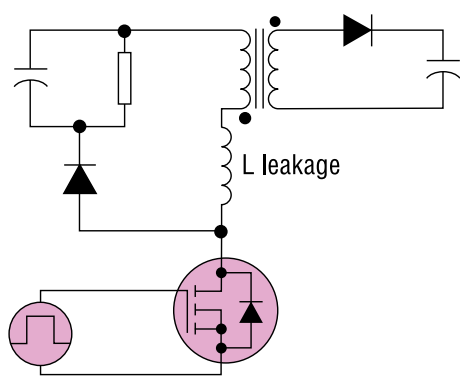


Рис. 9. Схема flyback-преобразователя для демонстрации лавинного процесса

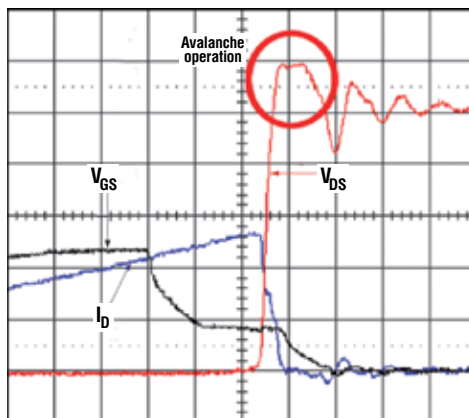


Рис. 10. Ограниченный лавинный процесс во Flyback-преобразователе

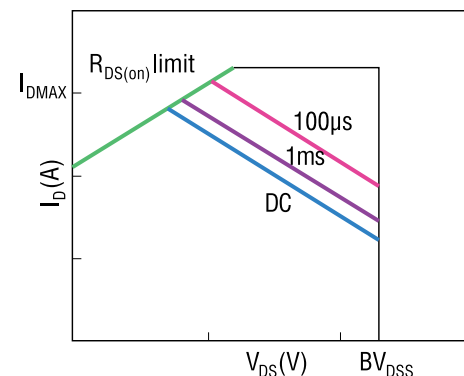


Рис. 11. Область безопасных режимов MOSFET

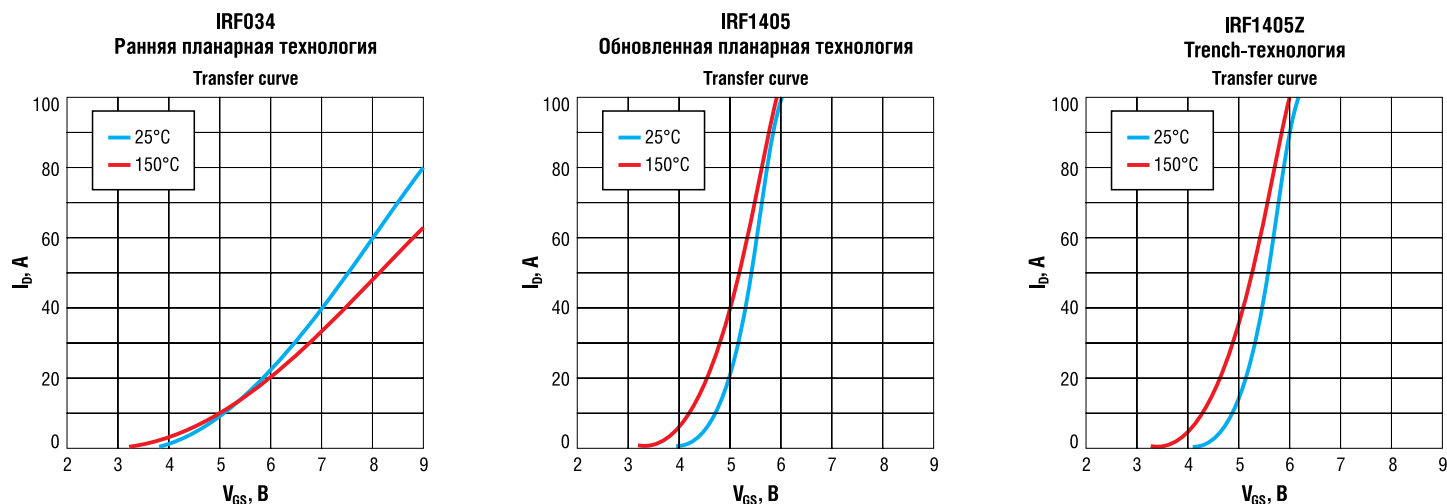


Рис. 12. Сравнение технологий при работе в линейном режиме

область стабильной работы транзистора в стабильном состоянии — напряжение V_{DS} выше, а ток I_D ниже максимально допустимого. Большинство импульсных устройств не работают в этом состоянии. В импульсном источнике питания транзистор находится либо во включенном состоянии, с низким V_{DS} и высоким током (левая верхняя линия области безопасной работы), либо выключен.

Вторая точка перелома на кривой области безопасной работы показывает границу Спирито. Эта точка перегиба возникает из-за микроскопических особенностей транзистора. MOSFET состоит из множества тысяч параллельных ячеек, каждая ячейка обладает примерно одинаковыми значениями V_{DS} и V_{GS} . Единственный параметр, который отличает ячейку от ячейки — усиление. Когда MOSFET находится в режиме насыщения, то разность в усилении не существенна. Но это заметно в линейном режиме. Ячейка с большим усилением пропускает больший ток, что вызывает локальный перегрев. Решением является перевод транзистора в насыщение, тогда ячейки оптимально распределяют ток, не вызывая перегревов. Наиболее оптимально работают в линейном режиме ранние планарные MOSFET. Обладая низкой плотностью ячейки и низким коэффициентом усиления, они лучше распределяют поток тепла на большой площади, что меньше сказывается на параметрах MOSFET в линейном режиме. Ранние планарные транзисторы (рис. 12) лучше подходят для линейных режимов работы, чем Trench-приборы.

Лучше всего это иллюстрируется в сравнении трех различных технологических процессов — ранняя планарная технология, обновленная планарная технология, и Trench-технология.

Для MOSFET, работающих в линейном режиме с постоянным напряжением «затвор-исток» V_{GS} , током стока I_D

и температурой, повышение температуры (с сохранением постоянного значения V_{GS}) и увеличение тока приводит к тепловому уходу и нестабильности. И наоборот, уменьшение тока с ростом температуры приводит к повышению стабильности работы транзисторов в линейном режиме.

На графике ранних планарных MOSFET четко видна точка пересечения, после которой нагрев вызывает тот же или меньший ток для данного значения напряжения V_{GS} . Этого эффекта не наблюдается у MOSFET с обновленной планарной технологией и у Trench.

Обновленные планарные и Trench-MOSFET не подходят для технологий hot-swap и линейного регулирования, так как они тут же выйдут из линейного режима. Эти приложения требуют MOSFET ранней планарной технологии.

Инженеры по применению КОМПЭЛ могут дать вам ответ о технологии производства конкретного MOSFET и о возможности его применения в той или иной схеме.

Данный обзор должен помочь в решении множества проблем при созда-

нии прототипов устройств. И хотя не было затронуто большое количество параметров и основных направлений, была предпринята попытка объяснить основные механизмы, взаимодействия, и возможные пути решения возникающих проблем. Независимо от того проектируется ли DC/DC-преобразователь или схема hot-swap, этот материал будет полезен на всех уровнях, от миниатюрных до многоваттных устройств.

Инженеры компании International Rectifier разработали удобный online-инструмент (он находится на сайте www.irf.com: Design Support → SyncBuck MOSFET Tool) по выбору оптимальной пары MOSFET для понижающих синхронных преобразователей. Введя все необходимые для расчета данные, вы получите список рекомендуемых транзисторов с кратким перечнем их параметров, типа корпуса и ориентировочной стоимостью.

Получение технической информации,
заказ образцов, поставка —
e-mail: power.vesti@compel.ru

ИДЕАЛЬНЫЕ MOSFET ДЛЯ КОМПАКТНЫХ РЕШЕНИЙ

MOSFET в корпусе SOT-23

- Эталонные характеристики
- Управление затвором 5...12 В

ЛУЧШИЕ размер и цена!

IRLML0030
IRLML2030
IRLML0040
IRLML0060
IRLML2060
IRLML0100

Кирилл Автушенко (КОМПЭЛ)

СЕДЬМОЕ ПОКОЛЕНИЕ IGBT ОТ IR: СНИЗИМ ПОТЕРИ ПРИ ПЕРЕКЛЮЧЕНИИ



Выбор **IGBT**, являющегося популярным решением для инверторов тока и сварочного оборудования, - это всегда поиск компромисса между уменьшением потерь проводимости и улучшением частотных характеристик. Компания **International Rectifier (IR)** предлагает новое (седьмое — **G7/Gen7**) поколение **IGBT**, обладающих отличными частотными характеристиками при обеспечении низких потерь проводимости. Области применения новых изделий: корректоры коэффициента мощности, инверторы, драйверы моторов и сварочные аппараты.

Основной вопрос, который возникает у разработчиков, не применявших ранее IGBT — в каком случае применять их, а где стоит использовать классические MOSFET. Для того, чтобы разобраться в этом вопросе, необходимо провести аналогию между параметрами IGBT и MOSFET. Итак, рассмотрим основные параметры транзисторов, их функциональное соответствие и типичные значения.

V_{ECS} (Collector-to-Emitter Breakdown Voltage) — максимально-допустимое напряжение «коллектор-эмиттер». Является аналогом параметра V_{DS} MOSFET-транзисторов. Значение этого параметра для IGBT находится в пределах 300...1500 В.

I_C (Continuous Collector Current) — максимальный ток коллектора, аналог тока стока I_D . Диапазон значений для IGBT — 10...200 А.

V_{GE} (Gate-to-Emitter Voltage) — максимально допустимое напряжение «затвор-эмиттер», аналог параметра V_{GS} . Значения V_{GE} находятся в пределах $\pm 20... \pm 30$ В.

$V_{CE(on)}$ (Collector-to-Emitter Saturation Voltage) — напряжение насыщения «коллектор-эмиттер», определяет потери проводимости в транзисторе, аналог $R_{ds(on)}$ для MOSFET. Диапазон значений $V_{CE(on)}$ 1,0...2,5 В.

E_{ts} (Total Switching Loss) — полные потери на переключения транзистора (измеряется в мкДж). Аналогом у MOSFET является заряд затвора Q_g .

P_d (Maximum Power Dissipation) — максимально возможная рассеиваемая мощность. Как и в случае MOSFET-транзисторов, значение данного параметра

в значительной степени определяется типом корпуса транзистора.

Особенностью IGBT-транзисторов является снижение значений параметра, являющегося эквивалентом сопротивления канала MOSFET с увеличением тока, протекающего в IGBT-транзисторе. Воспользуемся конкретным примером сравнения двух различных MOSFET с IGBT, наглядно проиллюстрированном на рис. 1.

Из графика видно, что при токах свыше 33 А значение эквивалента $R_{ds(on)}$ становится ниже реальных значений $R_{ds(on)}$ для MOSFET с напряжением 150 В, что позволяет получить дополнительную эффективность при использовании IGBT. В случае использования MOSFET с напряжением 200 В при любых токах потери в IGBT-транзисторе значительно ниже.

Однако наравне с выделенными выше преимуществами IGBT-транзисторы проигрывают MOSFET по быстродействию. В отличие от MOSFET, способных работать на частотах в несколько мегагерц, пределом IGBT является порог в 30...40 кГц с существенным ухудшением токовой характеристики на частотах более 20 МГц. Данный факт иллюстрирует рисунок 2.

Классификация IGBT компании IR

В зависимости от применяемой технологии изготовления все IGBT-транзисторы компании IR можно разделить на четыре поколения — G4...G7, топология которых приведена на рисунке 3.

Применение различных технологий производства позволяет добиться требуемого соотношения основных параметров транзисторов, что определяет их области применения. Как видно на рисунке, наряду с улучшенными характеристиками новые поколения транзисторов обладают и большей стоимостью. Это связано с увеличением общего числа слоев в структуре транзистора, а также усложнением технологических процессов их создания.

Качественную оценку основных характеристик транзисторов на напряже-

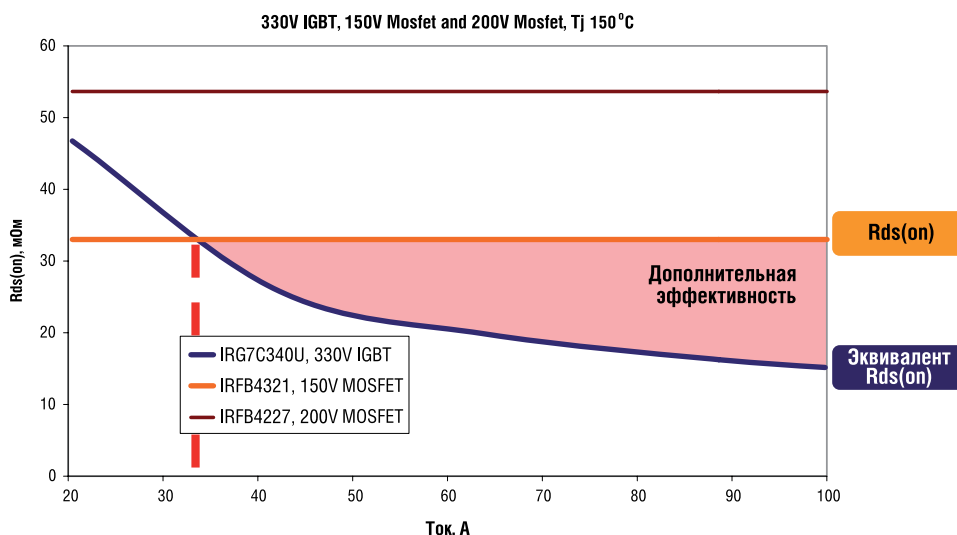


Рис. 1. Сравнение IGBT и MOSFET для различных рабочих токов

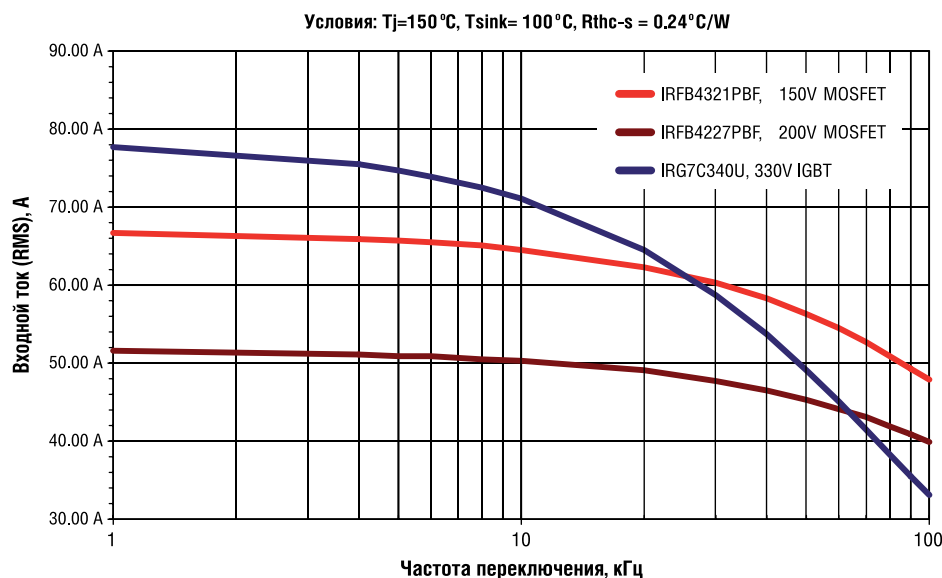


Рис. 2. Сравнение рабочих токов IGBT и MOSFET на различных частотах

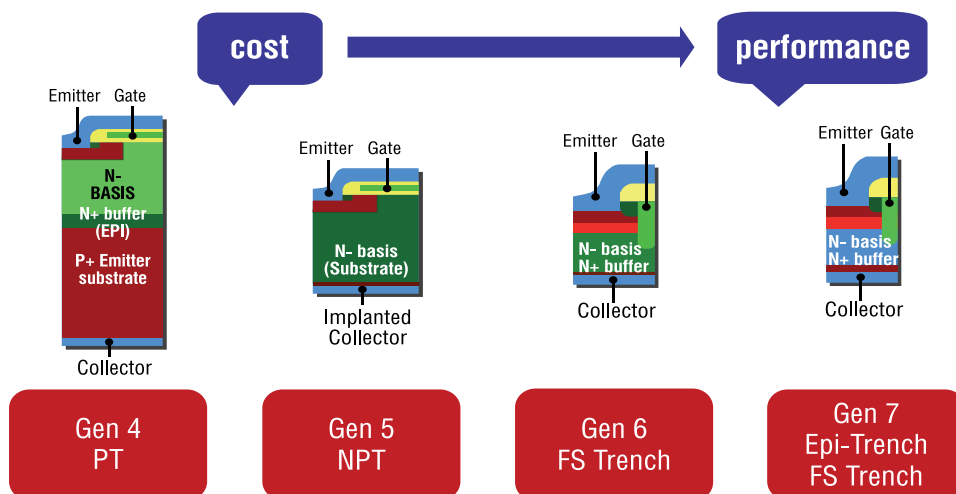
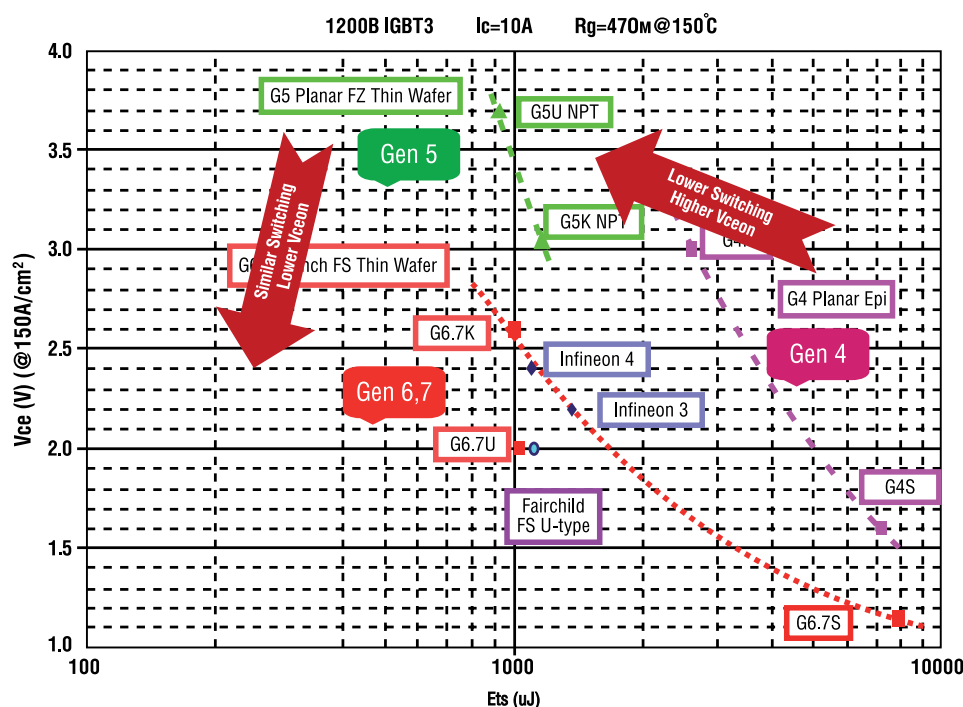


Рис. 3. Топология различных поколений IGBT

Рис. 4. $V_{CE(on)}$ vs. E_{ts} для различных поколений транзисторов

ние 1200 В можно сделать, исходя из рис. 4.

Из рисунка видно, что переход от поколения G4, изготавливаемого по **punch-through (PT)** технологии, к G5, изготавливаемому по **non-punch-through (NPT)** технологии, сопровождается девятикратным уменьшением потерь на переключение (параметр E_{ts}) и увеличением потерь на проводимость в 1,5 раза. Таким образом, поколение G5 больше подходит для применения в схемах с более высокими рабочими частотами, чем G4.

Переход к новым технологиям **FS Trench (G6)** и **Epi-Trench (G7)**, позволил создать IGBT, которые совмещают в себе достоинства предыдущих поколений и обладают низкими значениями E_{ts} без увеличения потерь проводимости. Кроме того, падение рабочего тока транзистора с увеличением частоты у нового поколения G7 выражено не так ярко, как у транзисторов предыдущих поколений или у IGBT-транзисторов других производителей. Эти выводы можно сделать из рисунка 5, на котором приведена зависимость тока от частоты переключения для различных семейств транзисторов.

Представленные поколения широко представлены на рынке электронных компонентов и покрывают практически все области применения IGBT (см. таблицу 1).

Строка, расположенная ниже обозначения технологий изготовления транзисторов, определяет тип транзистора с точки зрения его частотных характеристик. Максимальные рабочие частоты, а также значения параметров $V_{CE(on)}$ и E_{ts} для каждой группы можно найти в таблице 2.

Литера «К» в таблице 1 обозначает не скоростную группу транзистора, а служит отметкой о способности транзистора сохранять работоспособность в условиях короткого замыкания (*Sort Circuit Safe Operation Area – SCSOA*). Данный термин введен компанией IR для транзисторов, которые имеют дополнительную защиту против короткого замыкания. Данное свойство является крайне полезным при работе транзисторов на удаленную индуктивную нагрузку (двигатель). В этих условиях длинные линии подвержены сильным внешним помехам и случайным механическим повреждениям, которые могут привести к короткому замыканию выводов транзистора.

IR предлагает три степени защиты IGBT от короткого замыкания, которые определяются допустимой длительностью состояния КЗ (10 мкс, 6 мкс, 3 мкс), при котором, транзистор сохраняет работоспособность после устранения условий КЗ. Наличие подобной защиты приводит к незначи-

Таблица 1. IGBT разных технологий

	PT					NPT			FS Trench		Epi Trench		
	S	F	U	W	K	U	W	K	K	U	S	F	U
Приборостроение		X	X		X	X		X		X		X	X
Пром. Двигатели					X			X	X				
ККМ				X		X	X			X			
ИБП	X		X	X		X	X			X	X		X
Солнечные батареи	X		X	X		X	X			X	X		X
Сварка	X		X			X				X	X		X
Индукционный нагрев			X							X			X
Интерфейсы	X										X		
Источники питания			X	X		X	X			X			X

* красным цветом выделены изделия, находящиеся в разработке.

тельному (0,1...0,2 В) увеличению параметра $V_{CE(on)}$.

Новинки в семействе G7

Компания IR постоянно совершенствует IGBT как на уровне улучшения характеристик кристаллов, так и путем внедрения инновационных технологий корпусирования. Новая номенклатура транзисторов седьмого поколения, которые будут доступны в скором времени, приведена в таблице 3.

Номенклатура транзисторов G7 напряжением на 1200 В представлена в таблице 4. Все транзисторы данной категории являются ультрабыстрыми, нормированы на ток от 20 до 50 А и находят применение в источниках бесперебойного питания, повышающих преобразователях напряжения и системах индукционного нагрева.

Для расшифровки наименования транзисторов можно воспользоваться справочником по системе нумерации, приведенным на рис. 6.

Области применения IGBT-транзисторов G6 и G7

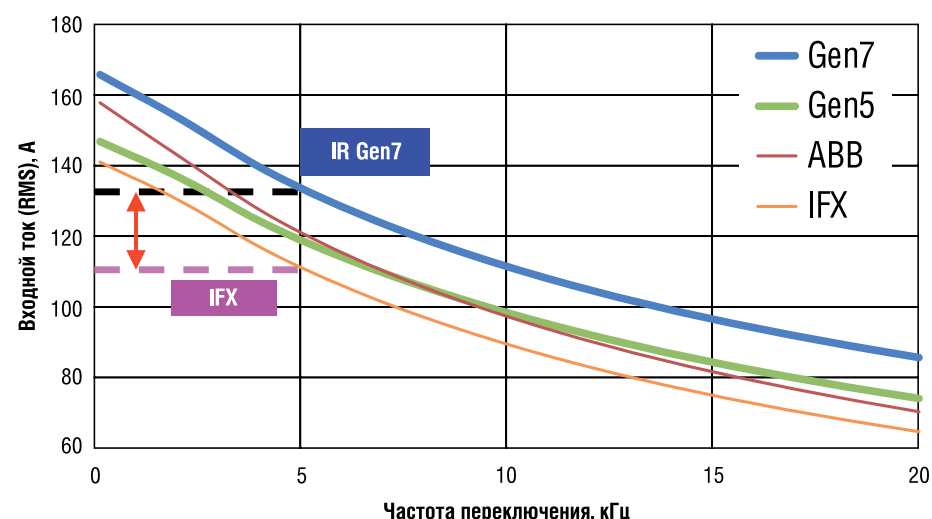
Как видно из таблиц 3 и 4, основными областями применения IGBT-транзисторов седьмого поколения являются корректоры коэффициента мощности, инверторы, драйверы моторов и сварочные аппараты.

Таблица 3. Частотные характеристики IGBT

Наименование	Напр., В	I _c (ном) А	V _{CE(ON)} , В	Скорость	Применение
IRG7PC35SD	600	40	1,2	Стандарт	50/60Гц
IRG7PC50SD		90	1,2		
IRGC4271B	650	75	1,7	Ультра-быстрые, SCSOA	ИБП, солн. бат., сварка, инд. нагрев
IRGC4273B		100	1,7		
IRGC4274B		150	1,7		
IRGC4275B	1200	200	1,7	Ультра-быстрые, SCSOA	Промышленные двигатели
IRG7CH54K10B-R		50	1,8		
IRG7CH75K10B-R		100	1,9		
IRG7CH81K10B-R		150	1,95	Ультра-быстрые	ИБП, солн. бат., сварка
IRG7CH73UB-R		75	1,7		
IRG7CH75UB-R		100	1,7		
IRG7CH81UB-R		150	1,7		

Таблица 2. Частотные характеристики IGBT

Название группы	Литера	F _{sw} , кГц	V _{ce(on)} , В	E _{ts} , мДж
Стандарт (Standart)	S	<1	1,2	6,95
Быстрые (Fast)	F	1...8	1,4	2,96
Ультрабыстрые (Ultrafast)	U	8...30	1,7	1,1
Сверхбыстрые (Warp)	W	>30	2,05	0,34

Рис. 5. $V_{CE(on)}$ vs. E_{ts} для различных поколений транзисторов

Корректоры коэффициента мощности.

Использование IGBT в схемах ККМ рекомендуется при выходных мощностях свыше 1 кВт. Рабочие частоты схемы составляют 20...25 кГц,

что определяет скоростные характеристики транзисторов. Применение 600 В IGBT-транзисторов типов U и W вместо классических MOSFET позволяет добиться уменьшения потерь более чем на 50%.

Таблица 4. IGBT G7 на напряжение 1200В

Наименование	Напр., В	I _c (ном) А	V _{CE(ON)} , В	Скорость	Применение	
IRG7PC35UD1-EP	1200	20	1,8	Ультрабыстрые	Индукц. нагр.*	
IRG7PC35UD1PBF					ИБП*, СБ*	
IRG7PC35UD-EP						
IRG7PC35UDPBF					Повыш. преобр.*	
IRG7PHC35U-EP						
IRG7PH35UPBF					Индукц. нагр.	
IRG7PH42UD1-EP		30	1,7	Ультрабыстрые		
IRG7PH42UD1PBF						
IRG7PH42U-EP						ИБП, СБ
IRG7PH42UPBF						
IRG7PH42UD-EP						Повыш. преобр.
IRG7PH42UDPBF						
IRG7PH46UD-EP		40	1,7	Ультрабыстрые	ИБП, СБ	
IRG7PH46UDPBF						
IRG7PH46U-EP					Повыш. преобр.	
IRG7PH46UPBF						
IRG7PSH50UDPBF		50	1,7	Ультрабыстрые	ИБП, СБ	
IRG7PH50U-EP					Повыш. преобр.	
IRG7PH50UPBF						

* ИБП — источники бесперебойного питания

* СБ — солнечные батареи

* Повыш. преобр. — повышающий преобразователь

* Индукц. нагр. — индукционный нагрев

Таблица 5. Двухканальные драйверы и их характеристики

Vсмещ., В	I-sink, мА	I-source, мА	Особенности	SOIC8	DIP8	MLPQ4x4	SOIC14	DIP14	SSOP24
200	600	290	HIN, LIN/N	IRS2003S	IRS2003	IRS2003M	—	—	—
	600	290	IN, SD/N	IRS2004S	IRS2004	IRS2004M	—	—	—
600	600	290	HIN, LIN/N	IRS2103S	IRS2103	IRS2103M	—	—	—
	2300	1900		IRS2183S	IRS2183	—	—	—	—
	600	290		IRS2108S	IRS2108	—	—	—	—
	600	290	IN, SD/N	IRS2104S	IRS2104	IRS2104M	—	—	—
	2300	1900		IRS2184S	IRS2184	—	—	—	—
	600	290		IRS2109S	IRS2109	—	—	—	—
	600	290	IN, no SD	IRS2111S	IRS2111	IRS2111M	—	—	—
	600	290	HIN, LIN	IRS2308S	IRS2308	IRS2308M	—	—	—
	600	290		IRS2304S	IRS2304	IRS2304M	—	—	—
	3000	2000	DSH/L пассивное смещ.	—	—	—	—	—	IR2114SS
	3000	2000	DSH, HSL активное смещ.	—	—	—	—	—	IR21141SS
	600	290	HIN, LIN/N	—	—	IRS21084M	IRS21084S	IRS21084	—
	2300	1900		—	—	IRS21834M	IRS21834S	IRS21834	—
	600	290	IN, SD/N	—	—	IRS21094M	IRS21094S	IRS21094	—
	2300	1900		—	—	IRS21844M	IRS21844S	IRS21844	—
	600	290		—	—	IRS21091M	IRS21091S	IRS21091	—
	600	290	HIN, LIN/N	IRS2608DS	IRS2608D	—	—	—	—
	600	290	IN, SD/N	IRS2609DS	IRS2609D	—	—	—	—
1200	3000	2000	DSH/L пассивное смещ.	—	—	—	—	—	IR2214SS
	3000	2000	DSH, HSL активное смещ.	—	—	—	—	—	IR22141SS

IN — (input) — один вход, управляющий обоими плечами;

HIN — (high input) — отдельный вход управления верхним плечем;

LIN — (Low input) — отдельный вход управления нижним плечем;

DT — (Dead time) — состояние когда оба плеча выключены;

/N — (negativ) — низкий активный уровень сигнала;

SD — (Shut Down) — вход отключения питания.

На рисунке 7 приведены зависимости максимального выходного тока IGBT, работающих в корректоре коэффициента мощности, от частоты переключения. Очевидно преимущество нового семейства на частотах до 50 кГц.

Инверторы

Функциональные схемы инверторов приведены на рисунке 8.

Первые два типа схем применяются при напряжении шины питания ± 400 В и мощностью до 3 кВт (а) и более 3 кВт (б). Транзисторы для данной схемы могут иметь рабочее напряжение 600 В. Переключение разных плечей в схеме (а) осуществляется с различными частотами: верхнее плечо — 20 кГц, нижнее — 50 или 60 Гц (определяется частотой электросети). Поэтому требуется использовать транзисторы различных частотных характеристик, например групп U и S.

Полумостовая (в) схема применяется при напряжении шины питания ± 600 В и выходных мощностях более 3 кВт. В этом случае переключение транзисторов осуществляется на частоте 20 кГц, и в схему следует устанавливать транзисторы с напряжением 1200 В группы U. Транзисторы G7, изготовленные по Eri-Trench-технологии, оптимизированны специально под применение в составе инверторных схем, в которых необходимо обеспечение минимальных значений $V_{CE(on)}$ и E_{ts} .

Сварочные аппараты

Сварочные аппараты подразделяются на две группы по типу выходного тока: с постоянным или с переменным током. Функциональные схемы данных аппаратов приведены на рисунке 9.

Аппарат состоит из полномостового ИП и выходного инвертора (только в структуре (б)), принцип работы которых мы рассмотрели выше. Выбор транзисторов осуществляется по аналогичным критериям.

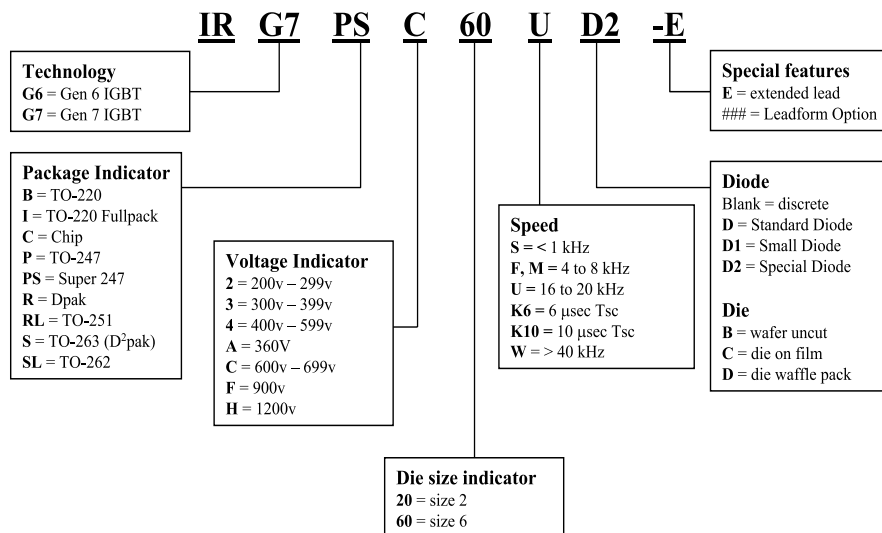


Рис. 6. Система наименований IGBT G6 и G7

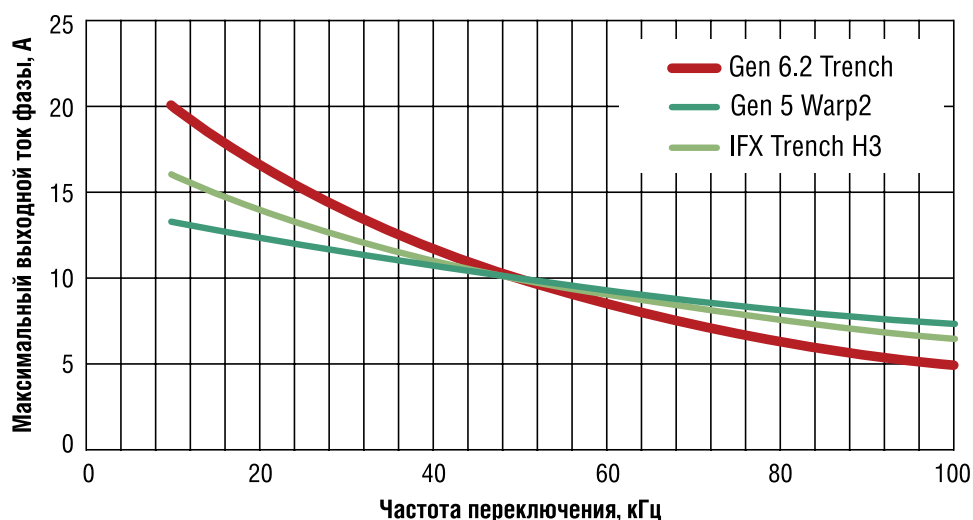


Рис. 7. Кривые тока IGBT и их характеристики при работе в схеме ККМ

Системы управления двигателем

Условия работы транзисторов в системах управления двигателем (индуктивная нагрузка) отличаются от рассмотренных выше примеров. И если в схеме ККМ IGBT G6 /G7 проигрывали своим предшественникам на высоких

частотах, то при управлении двигателем картина несколько меняется, что иллюстрируется рисунком 10.

Если взять за основу технологии изготовления транзисторов и проанализировать графики, то можно заключить, что:

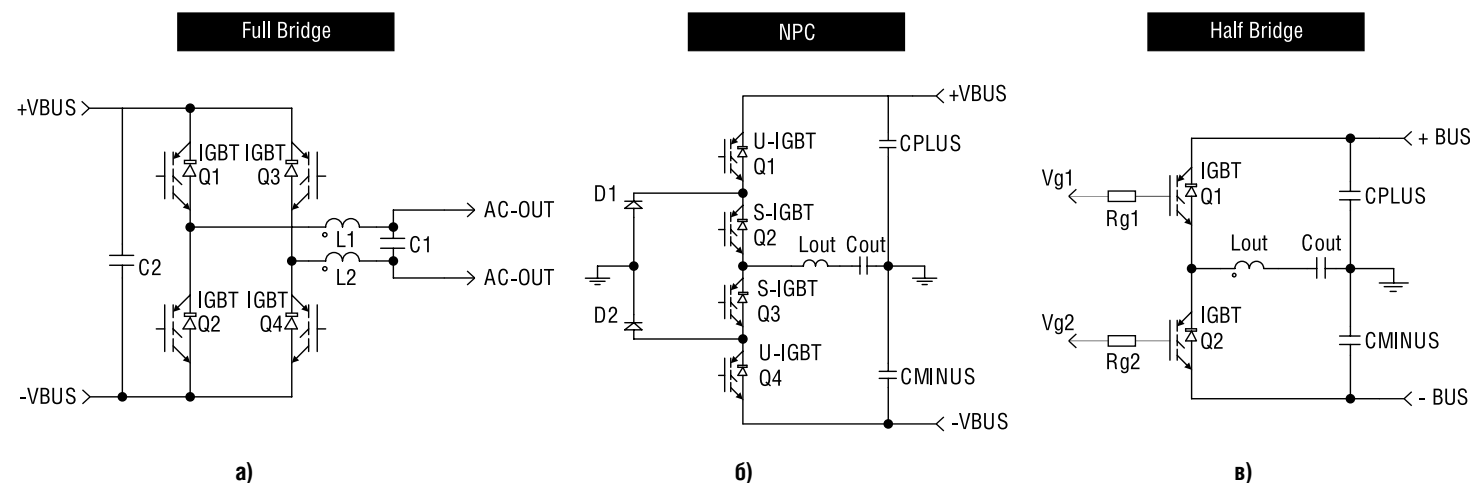


Рис. 8. Функциональные схемы полномостового (а), NPC (neutral point clamped) (б) и полумостового (в) инверторов

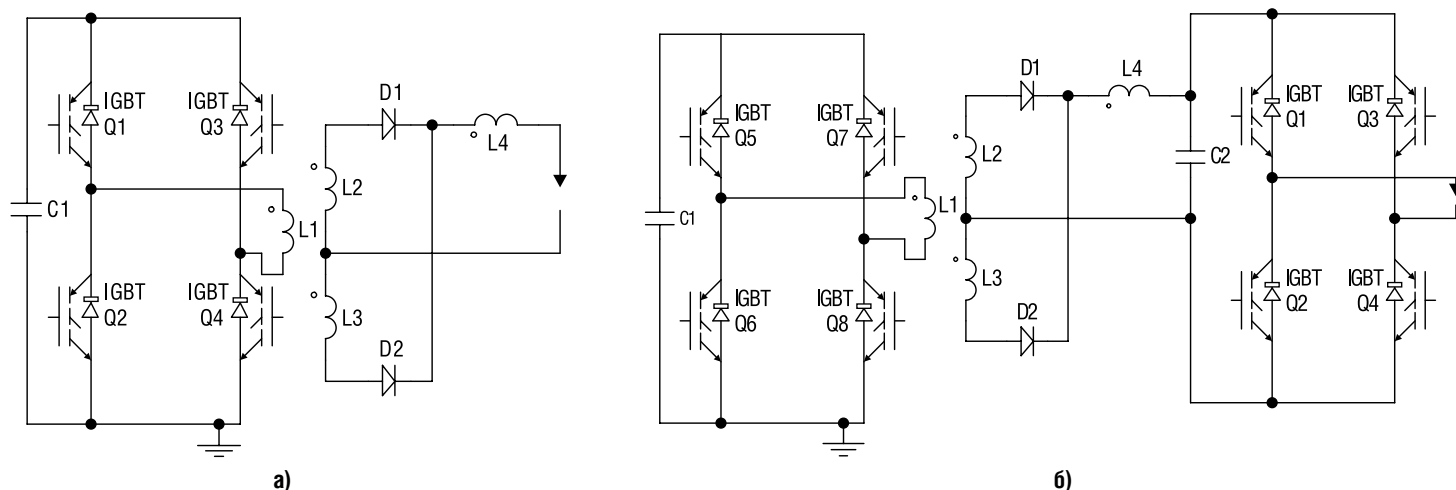


Рис. 9. Функциональная схема сварочного аппарата постоянного (а) и переменного (б) тока

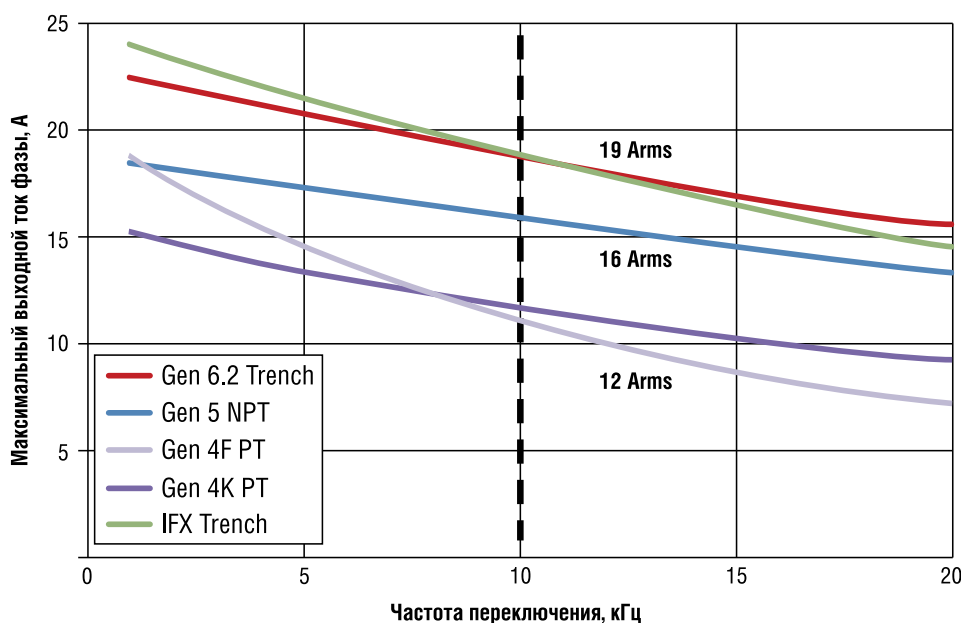


Рис. 10. Кривые тока фазы и характеристики IGBT при работе в схеме управления двигателем

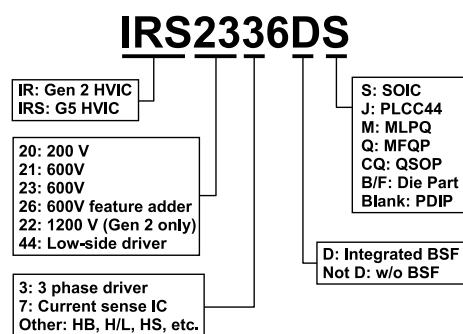


Рис. 11. Система партномеров IGBT-драйверов

- Trench-IGBT обладают большим значением $V_{CE(on)}$, но более низкими значениями E_{ON} и E_{OFF} , что приводит к уменьшению потерь в сравнении с IFX;
- Trench-IGBT обеспечивают более высокий ток на частоте 10 кГц;
- NPT-транзисторы обладают зоной SCSOA шириной 10 мкс.

Драйвера IGBT

Для правильного обеспечения закрытия и открытия IGBT-транзисторов необходимо применение специальных высоковольтных микросхем-драйверов (HVIC — High Voltage Integrated Circuit). Они позволяют создать требуемый перепад напряжения между коллектором, находящимся под напряжением несколько сотен вольт, и затвором. Кроме того, драйвера обеспечивают высокий ток (несколько ампер) для быстрой перезарядки паразитных емкостей транзистора, что обеспечивает меньшие потери энергии при переключении транзисторов.

Компания IR предоставляет широкий спектр драйверов IGBT-транзисторов, которые рассчитаны на различное число управляющих каналов (как входных, так и выходных). Самые простые из них — одноканальные микросхемы, предназначенные для управления одним транзи-

стором в составе ККМ, а самые сложные (семиканальные) — способны управлять всеми транзисторами, входящими в состав схем управления двигателями или многофазными инверторами. Драйверы рассчитаны на различные управляющие напряжения и токи затворов транзисторов.

В таблице 5 приведены характеристики и особые функции двухканальных драйверов. Красным цветом выделены позиции, планируемые к выпуску.

Для удобства потребителей наименование микросхем драйверов подчинено системе (*part numbering system*), представленной на рис. 11.

Заключение

Седьмое поколение (Gen7) IGBT от компании International Rectifier совмещает в себе низкие значения $V_{CE(on)}$ и E_{ts} , что позволяет использовать их как в «быстрых», так и в «медленных» частях электрических схем, добиваясь высокого КПД при узкой номенклатуре применяемых компонентов.

Компания КОМПЭЛ является официальным дистрибьютором IR, и в нашем параметрическом каталоге по адресу <http://catalog.compel.ru/igbt/list>, вы можете найти подходящий по параметрам IGBT-транзистор, просмотреть документацию и получить информацию о наличии на складе и цене конкретно-го IGBT.

Литература

1. Volker Schendel, Harald Reichert. Материалы семинара IGBTs & Gate Driver ICs, IR, 2011 г.

Получение технической информации,
заказ образцов, поставка —
e-mail: power.vesti@compel.ru

Алексей Сизякин, Михаил Румянцев (МЭИ)

БЕЗ ДАТЧИКА ПОЛОЖЕНИЯ РОТОРА: РЕШЕНИЯ КОМПАНИИ IR ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

Один из лучших типов двигателей, применяемых в электроприводе — вентильные с возбуждением от постоянных магнитов. Авторы статьи провели на базе Московского энергетического института исследования по управлению этими двигателями с помощью системы iMotion компании International Rectifier на базе контроллера IRMCS3041. Результаты, описанные в статье, будут полезны разработчикам электропривода.

Известно, что системами электропривода потребляется значительная часть вырабатываемой в мире электроэнергии, поэтому ученые и инженеры во всех странах стремятся максимально повысить потребительские свойства электроприводов. Одним из перспективных классов электрических машин для электроприводов являются вентильные двигатели (ВД) с возбуждением от постоянных магнитов. ВД обладают уникальным сочетанием свойств, недоступным для других типов электрических машин (асинхронных, коллекторных постоянного тока, индукторных), а именно — высокой энергетической эффективностью, повышенными динамическими свойствами, малыми массой и габаритами, хорошей управляемостью. До недавнего времени основным фактором, препятствующим широкому внедрению ВД, являлась повышенная стоимость изготовления ротора с постоянными магнитами по сравнению с производством роторов для других типов электрических машин. Однако заметный прогресс как в производстве самих магнитов, так и в технологии сборки роторов привел в последнее время к заметному снижению стоимости ВД, а многообразие современных магнитных материалов и магнитных систем позволяет предельно гибко и эффективно проектировать ВД с заданными параметрами. Более того, использование новейших достижений в областях силовой и информационной электроники позволяет реализовывать различные алгоритмы управления ВД для обеспечения регулирования выходных параметров электроприводов. Однако, в состав классических ВД [1] входит узел датчика положения ротора (ДПР), что существенно удорожает конструкцию и предполагает наличие про-

водной связи этого узла с электронным преобразователем, управляющим работой ВД. Поэтому во всем мире проводятся интенсивные работы по созданию синхронных двигателей с возбуждением от постоянных магнитов без ДПР, в которых определение углового положения ротора осуществляется системой управления. Первоначально системы бездатчикового синхронного электропривода строились на основе цифровых сигнальных процессоров. Были разработаны достаточно сложные программные алгоритмы определения положения ротора, реализация которых требовала дорогих 32-разрядных процессоров, а написание рабочих программ — существенных затрат времени высококвалифицированными программистами.

Система iMotion компании International Rectifier

Компания IR также включилась в разработку систем управления бездатчиковыми электрическими машинами,

однако в своих исследованиях специалисты компании попытались избежать использования дорогостоящих сигнальных процессоров. При разработке системы iMotion для определения положения ротора был применен алгоритм на жесткой логике — Motion Control Engine (MCE). Участие микроконтроллера заключается лишь в конфигурировании параметров MCE. Это позволяет применять простой и дешевый микроконтроллер без снижения быстродействия и качества работы системы электропривода. В приводах iMotion используется микроконтроллер семейства 8051. Применение такого подхода, по данным разработчика [2] позволяет в 4-5 раз сократить время расчетов и, как следствие, увеличить быстродействие системы, а также освобождает разработчиков электропривода от необходимости составления и отладки алгоритмов определения положения ротора.

Для запуска электродвигателя в платформе iMotion используется трехступенчатый алгоритм (рис. 1), состоящий из этапов:

- предстартовой установки ротора (park),
- частотного запуска двигателя в разомкнутой системе (open loop start),
- работы с использованием определения положения ротора (closed loop run).

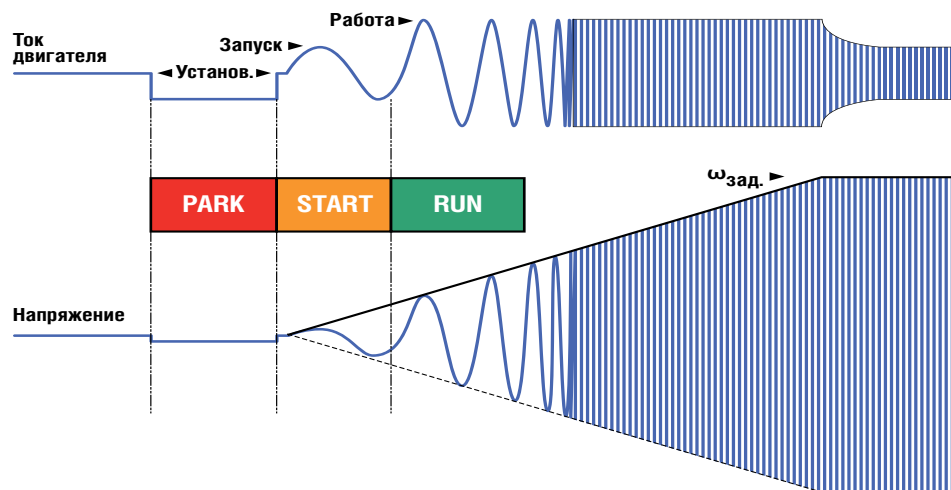


Рис. 1. Алгоритм запуска двигателя с постоянными магнитами

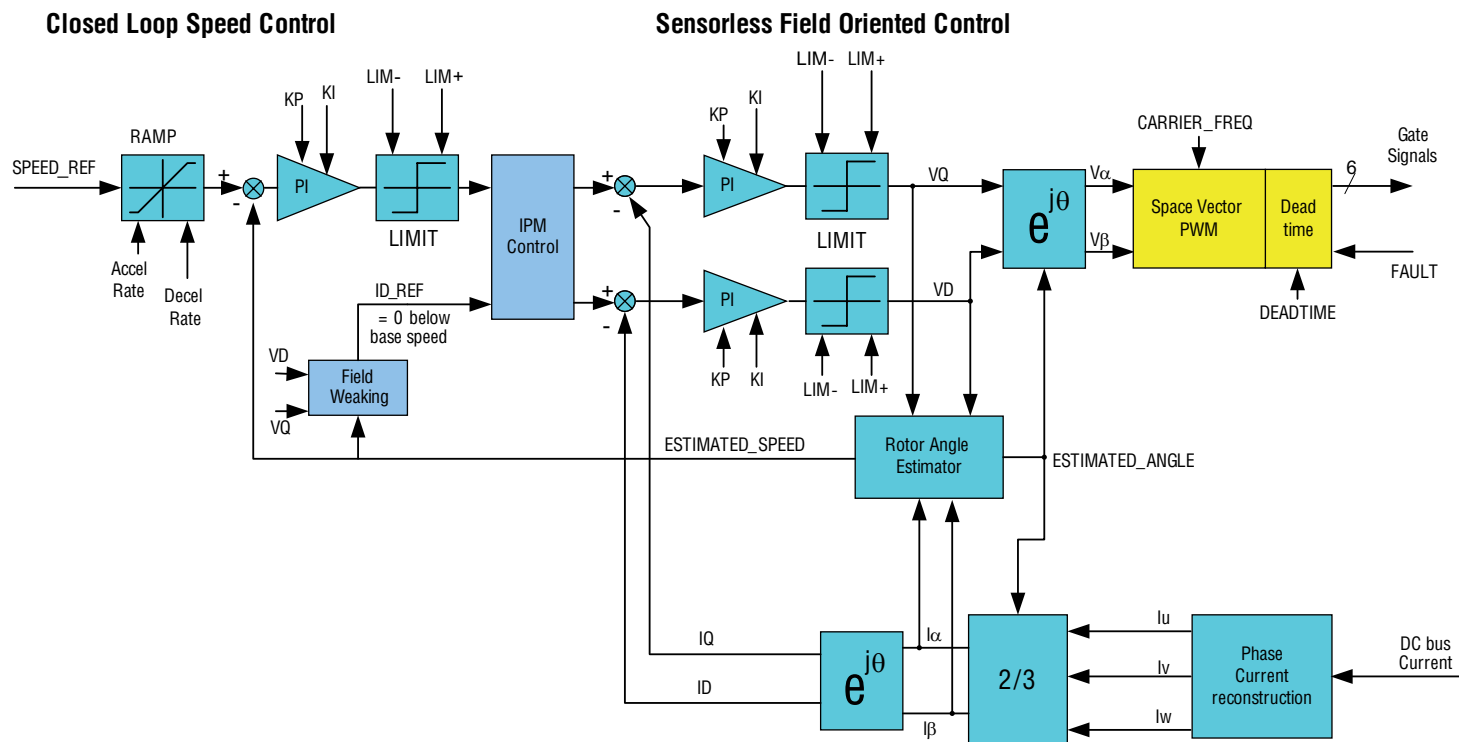


Рис. 2. Схема определения положения ротора двигателя с постоянными магнитами без датчика положения ротора

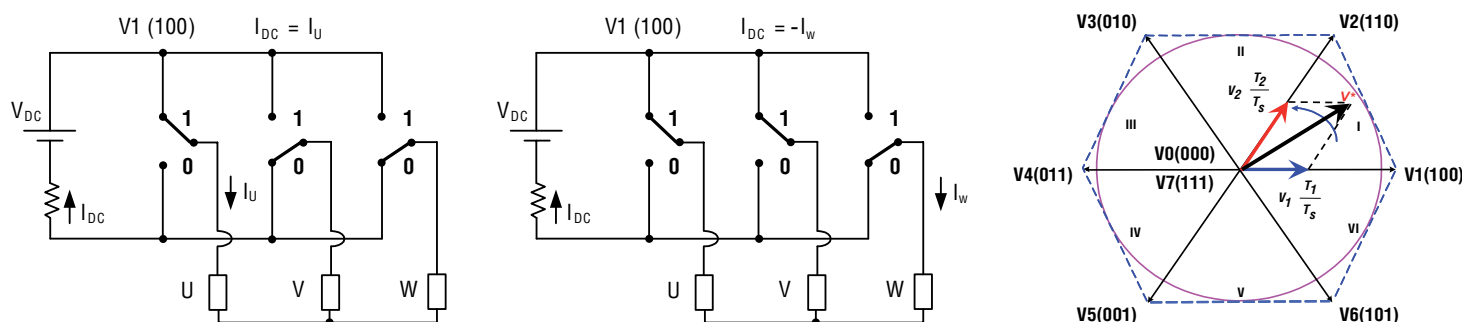


Рис. 3. К пояснению определения положения ротора

На первом этапе в фазы двигателя подается постоянный ток в течение заданного времени. При этом ротор ориентируется по оси созданного магнитного поля. Затем, на втором этапе, начинается частотный разгон двигателя, частота приложенного к двигателю напряжения увеличивается с интенсивностью, определяемой максимальным моментом двигателя и моментом инерции системы. При этом момент, развиваемый двигателем, пропорционален току статора и углу рассогласования его с полем ротора. Если момент, развиваемый двигателем, больше момента сопротивления, ротор двигателя приобретает угловое ускорение. С ростом частоты вращения ротора увеличивается величина ЭДС вращения двигателя, и при определенном значении этой ЭДС контроллер переходит в режим управления с определением положения ротора, начинается третий этап работы.

На рис. 2 приведен алгоритм определения положения ротора. С шунта, установленного в звене постоянного тока

преобразователя (DC bus current), снимается информация о токе двигателя. Система вычисления токов фаз «Phase Current reconstruction» при двух известных состояниях ключей инвертора, соответствующих двум соседним элементарным положениям вектора напряжения (рис. 3.), определяет токи в двух фазах и рассчитывает ток в третьей фазе. Далее по этим значениям токов фаз рассчитываются эквивалентные токи в двухфазной системе координат α, β .

Угловое положение ротора определяется в блоке «Rotor Angle Estimator» на основе решения уравнений электрического равновесия:

$$\begin{cases} V_{\alpha} = R_s \times i_{\alpha} + L_s \frac{di_{\alpha}}{dt} + \frac{d}{dt}(-\omega \times \Phi_r \times \cos(\theta_r)) \\ V_{\beta} = R_s \times i_{\beta} + L_s \frac{di_{\beta}}{dt} + \frac{d}{dt}(-\omega \times \Phi_r \times \sin(\theta_r)) \end{cases}$$

Эта система уравнений с помощью интегрирования преобразуется в систему уравнений с двумя неизвестными Φ_r

и θ_r , из которой и определяется угол поворота ротора:

$$\begin{cases} L_s i_{\alpha} - \omega \times \Phi_r \times \cos(\theta_r) = \int (V_{\alpha} - R_s \times i_{\alpha}) dt \\ L_s i_{\beta} - \omega \times \Phi_r \times \sin(\theta_r) = \int (V_{\beta} - R_s \times i_{\beta}) dt \end{cases}$$

По найденному таким образом углу поворота ротора и имеющимся расчетным значениям напряжений по продольной и поперечной осям V_d и V_q в блоке «Space Vector PWM» формируется алгоритм переключения транзисторов инвертора. Для предотвращения короткого замыкания в стойках инвертора блок «Dead time» вводит временную задержку между сигналом на закрытие первого транзистора и открытие второго.

Помимо осуществления разгона двигателя и работы на заданной скорости у устройств на платформе iMotion имеются дополнительные функции:

- ослабление магнитного поля машины,
- изменение угла коммутации.

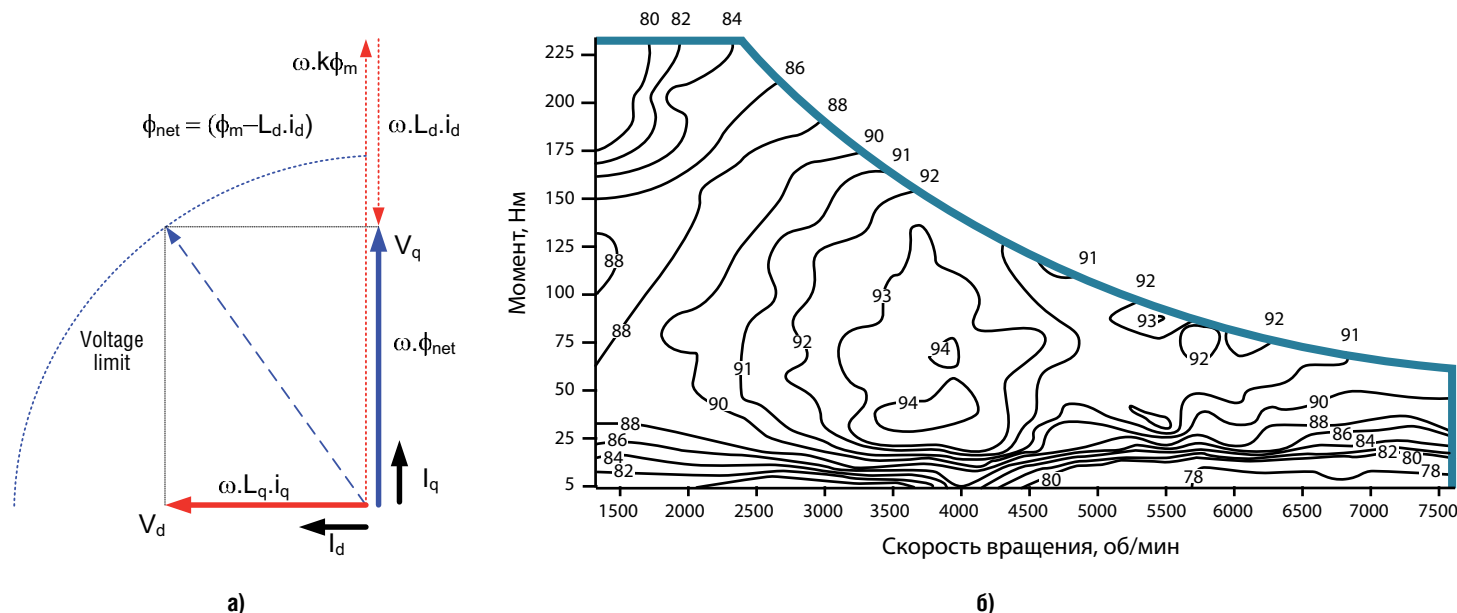


Рис. 4. Ослабление поля синхронной машины с постоянными магнитами

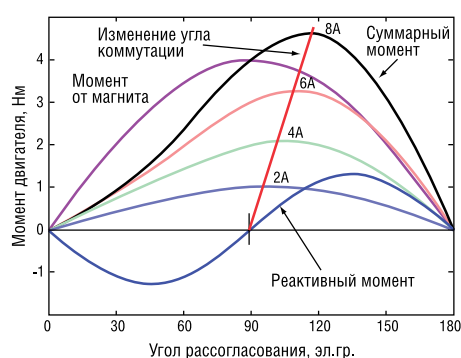


Рис. 5. Коррекция угла коммутации

Функция ослабления поля

ЭДС электрической машины пропорциональна частоте вращения ротора и магнитному потоку. Для обеспечения работы двигателя на частотах вращения выше номинальной применяется алгоритм ослабления магнитного поля (field weakening – рис. 4а). Этот алгоритм заключается в целенаправленном увеличении тока по продольной оси (I_d) электрической машины. ЭДС самоиндукции $E_s = \omega L_d \times i_d$ направлена против ЭДС вращения электрической машины ($E_r = \omega \times k \times \Phi_m$). В результате суммарная ЭДС электрической машины снижается, и появляется возможность увеличения скорости вращения ротора. При таком способе регулирования полный ток электрической машины не должен превышать номинальный уровень. Это приводит к тому, что с ростом тока I_d приходится снижать ток I_q , тем самым снижая момент, развиваемый электрической машиной (рис. 4б). Эффективность данного метода управления зависит от соотношения индуктивностей L_d и L_q и может существенно отличаться для различных исполнений электрических машин. Наиболее целесообразно применять алгоритм ослабления поля



Рис. 6. Преобразователь IORMCS3041 с подключенным демонстрационным образцом двигателя

в машинах с постоянными магнитами, установленными внутри ротора, выполненного из магнитомягкого материала.

Функция изменения угла коммутации в процессе работы

Еще одной важной особенностью платформы iMotion является возможность автоматического изменения угла коммутации в процессе работы. В машинах с постоянными магнитами, установленными внутри ротора (IPM), развиваемый момент складывается из двух составляющих. Первая обусловлена взаимодействием поля постоянного магнита с полем статора, вторая – разницей магнитных проводимостей по

продольной и поперечной осям (и, соответственно, индуктивностей L_d и L_q). На рис. 5 изображены зависимости моментов этих двух составляющих от угла рассогласования поля статора и ротора и кривые суммарного момента при разных токах. Как видно из рисунка, максимум момента при разных токах достигается при разных углах опережения. Следовательно, для достижения оптимальной работы при различных моментах нагрузки необходимо изменять угол опережения коммутации. Применение алгоритма изменения угла коммутации в платформе iMotion позволяет электроприводам работать с высокими характеристиками.

Система iMotion снабжена большим количеством примеров, демонстрирующих работу с доступными операторами и функциональными блоками.

На базе платформы iMotion компания International Rectifier выпускает контроллеры для приводов различного назначения. Контроллер **IRMCS3041** предназначен для управления одним синхронным двигателем с постоянными магнитами и выполнен на базе чипсета iMotion, состоящего из ИС цифрового управления IRMCF341 и силового модуля IRAMS10UP60B или IRAMS06UP60B. Основой системы является контроллер IRMCF341, содержащий все средства для точного управления синхронным двигателем на основе шины питания без использования внешних датчиков. Управление синусоидальным током обеспечивает бесшумную работу двигателя и позволяет увеличить КПД по сравнению с управлением посредством ШИМ. Микросхема содержит входные дифференциальные усилители и 12-битный АЦП, предназначенный для снятия сигнала с цепей питания. Функционирование системы обеспечивается программно-аппаратным ядром с функцией контроля движения, очень простым в про-граммировании и настройке благодаря набору готовых шаблонов и примеров. Дополнительная функциональность модуля обеспечивается встроенным периферийным восьмибитным контроллером, работающим независимо от основного ядра системы. Силовой модуль IRAM содержит трехфазный инвертор и драйвер шины питания, обеспечивающий защиту от короткого замыкания и перегрузки по току. Модуль содержит встроенные измерительные резисторы. Другой контроллер **IRMCS3012** предназначен для управления двумя двигателями с постоянными магнитами и корректором коэффициента мощности, что целесообразно, например, для применения в холодильниках и кондиционерах. Контроллер **IRMCS3043** предназначен для управления одним двигателем и корректором коэффициента мощности.

Практическое использование платформы iMotion

Работа платформы iMotion по управлению ВД была исследована в Учебно-исследовательском центре силовой и информационной электроники, созданном в МЭИ на кафедре электротехнических комплексов автономных объектов (ЭКАО) при поддержке компаний International Rectifier и КОМПЭЛ.

На рис. 6 показан контроллер IRMCS3041 в комплектации с демонстрационным синхронным двигателем с постоянными магнитами GoldenAGE, подключенный к персональному компьютеру с компьютерной средой

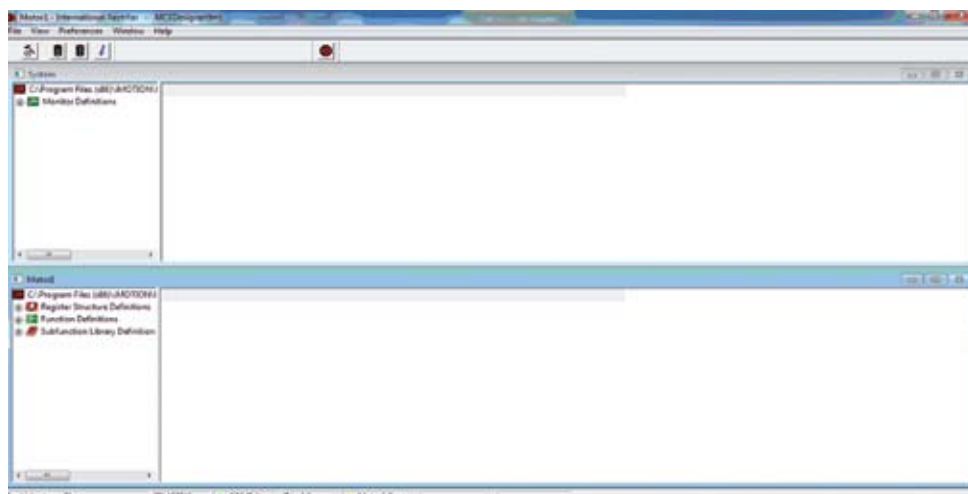


Рис. 7. Окно MCEDesigner

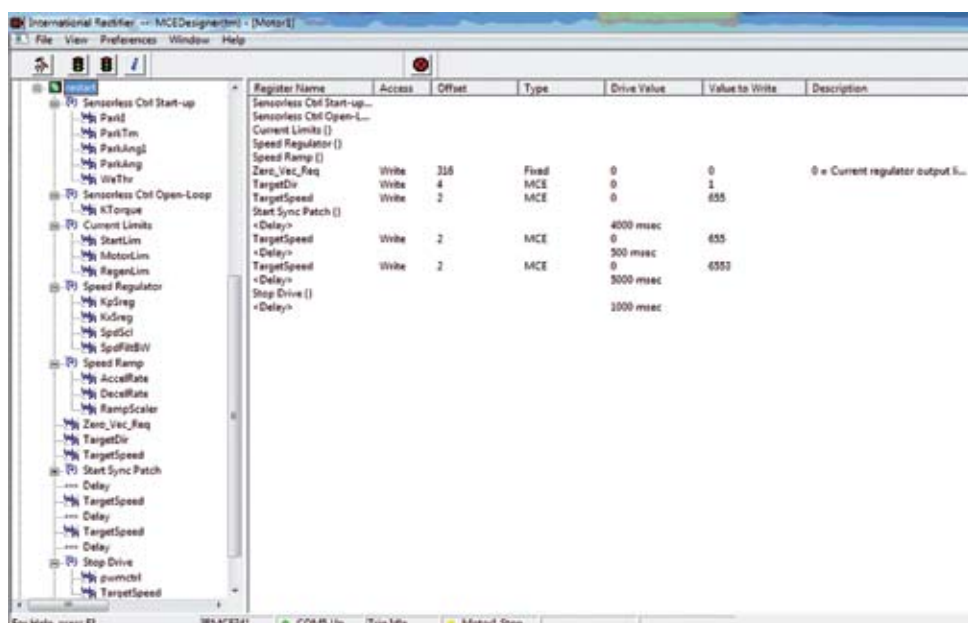


Рис. 8. Вид функции

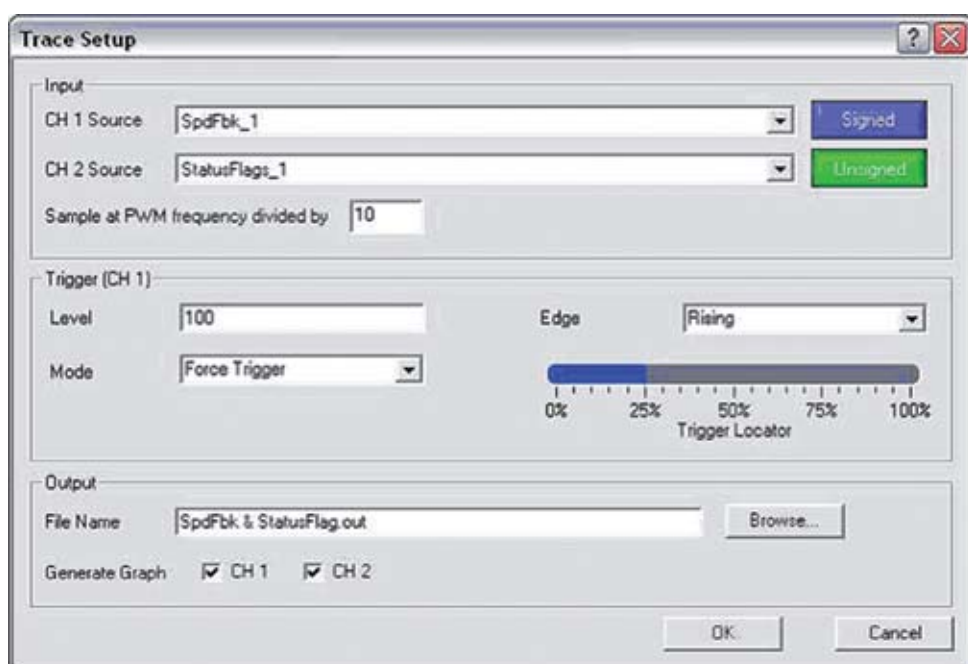


Рис. 9. Диалоговое окно создания каналов регистрации

MCEDesigner™. Вид окна MCEDesigner приведен на рис. 7. Подключение контроллера к компьютеру осуществляется через последовательный порт COM. Стандартная документация содержит файл конфигурации (.irc) контроллера IRMCS3041, который описывает параметры демонстрационного двигателя. Если открыть этот файл в MCEDesigner™, то пользователю станут доступны стандартные функции: запуск и останов двигателя, вывод двигателя на заданную скорость, включение демонстрационных и тестовых режимов работы.

MCEDesigner™ позволяет отладить алгоритм работы электропривода без написания программного кода. Для этого в окне двигателя (motor1 на рис. 7) в разделе function definitions имеется возможность создания собственной функции. Функция представляет собой набор операций, которые поочередно будут выполняться на персональном компьютере, и их результаты будут переданы в память контроллера и выполнены. Функция может содержать операции записи в регистр 8051, чтение из регистра 8051, формирования временной задержки между выполнением операций и выполнения заданной ранее подфункции. Также возможно формирование циклического выполнения нескольких операций. Многие операции, такие как останов и запуск двигателя в заданном направлении, установление скорости вращения на заданном уровне и др. уже созданы разработчиками и представлены в списке подфункций. Благодаря наличию этих подфункций разработка собственной функции занимает малое время. У разработчика электропривода имеется возможность создавать свои подфункции. Это можно сделать в окне Motor1/Subfunctions library definitions. На рис. 8 представлена созданная тестовая функция, осуществляющая запуск двигателя в заданном направлении, вращение с постоянной скоростью в течение 4 секунд, разгон до большей скорости, вращение в течение 5 секунд с этой скоростью и последующий останов.

Для изучения процессов, происходящих в электроприводе, MCEDesigner™ позволяет выводить на экран и сохранять показатели работы электропривода. Доступ к ним осуществляется из окна System/Monitor definitions. На выбор разработчику представлены заранее подготовленные пары показателей, например, токи по продольной и поперечной осям (I_d & I_q). Имеется возможность самостоятельно создать группу регистрируемых параметров. Диалоговое окно приведено на рис. 9. В зоне Input выбираются каналы, регистрация которых будет производиться и частота выборки значений. В зоне Trigger выбирается и настраивается тип записи данных. Запись может производиться однократно при запуске или при дости-

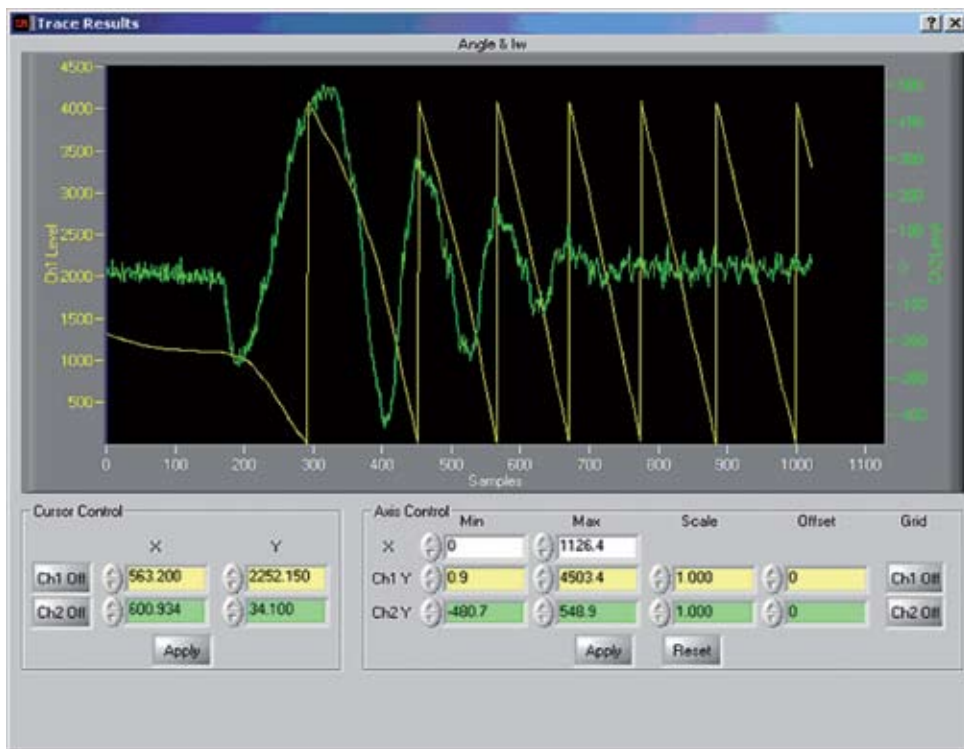


Рис. 10. Выведенные на экран каналы угла поворота ротора и тока в фазе W при разгоне двигателя

жения определенного условия, или циклически. Запись информации происходит в буфер емкостью 1024 элемента. В зоне Output выбирается путь к файлу, в котором будет сохраняться записанная информация. Созданная группа регистрации параметров доступна для активации в процессе работы двигателя. На рис. 10 представлены графики угла поворота ротора и тока фазы W в процессе запуска двигателя. Полученные данные можно обрабатывать как в графопостроителе MCEDesigner™, так и в Microsoft Excel или другой программе, обрабатывающей таблицы.

Разработку алгоритмов работы электропривода можно осуществить в Matlab Simulink. Модель содержит алгоритмы определения положения ротора двигателя с постоянными магнитами и алгоритмы управления моментом двигателя, алгоритмы контроля скорости вращения, алгоритмы ослабления поля машины, необходимые для разгона двигателя до скорости выше номинальной без превышения номинального напряжения, алгоритмы защиты и формирования сигналов ошибки.

Таблица 1. Параметры синхронного двигателя

Параметр	Значение
Номинальная скорость вращения, об/мин	4000
Индуктивность L_q , Гн	$1,5 \cdot 10^{-3}$
Индуктивность L_d , Гн	$1,5 \cdot 10^{-3}$
Сопротивление фазы, Ом	0,7
Номинальный ток, А	4А
Момент инерции, кг/м	$8 \cdot 10^{-3}$
Коэффициент момента, Нм/А	0,8
Коэффициент ЭДС, В/1000 об/мин	28
Число полюсов	4

С помощью Simulink имеется возможность изменять модель, добавляя определенные операции. На сайте International Rectifier есть программа Online MCECompiler, которая позволяет сформировать из файла модели bin-файл, который можно загрузить непосредственно в ОЗУ контроллера MCE.

Набор файлов, поставленных в комплекте с контроллером IRMCS3041, позволил быстро настроить работу идущего в комплекте синхронного двигателя GoldenAge. Однако задачей, которая была поставлена, являлось изучение работы контроллера привода со специальными двигателями, не имеющими серийных аналогов.

Первым двигателем являлся синхронный двигатель с постоянными магнитами производства одного из российских заводов (его фото приведено на рис. 11).

Для настройки электропривода на работу с двигателем должны быть определены и записаны в файл конфигурации его основные параметры. К ним относятся: число полюсов, номинальный ток и номинальная частота вращения,

Таблица 2. Параметры ЭТМ

Параметр	Обозначение	Единица измерения	Значение
Номинальная частота вращения	$n_{ном}$	об/мин	100 000
Максимальная частота вращения	n_{max}	об/мин	110 000
Номинальная мощность	P2	Вт	1000
Характер нагрузки	центробежное колесо на валу		
Тип машины	с возбуждением от постоянных магнитов		
Количество полюсов	2p	шт.	2
Номинальный момент	$M_{ном}$	Нм	0,1
Номинальный ток	$I_{ном}$	А	3,3
Пусковой момент (сухое трение)	$M_{пуск}$	Нм	0,08
Частота всплывтия*	$n_{вс}$	об/мин	14 000
Допустимый пусковой ток	$I_{пуск}$	А	8,3
Момент инерции ротора	J_p	10^{-4} кг м ²	0,305
Число фаз	m	шт.	3
Схема соединения фаз	—	—	Звезда
Электрическое сопротивление фазы	R_f	Ом	0,29
Индуктивность фазы	L_f	мГн	0,38
Коэффициент крутящего момента	k_m	Нм/А	0,031
Коэффициент фазной противо-ЭДС	k_e	В/1000 об/мин	1,08
Постоянная времени нагрева	τ	мин	35
Масса	M	кг	11

* Частота всплывтия соответствует образованию газового слоя в лепестковых газодинамических подшипниках и переходу от режима сухого трения к режиму газовой смазки.

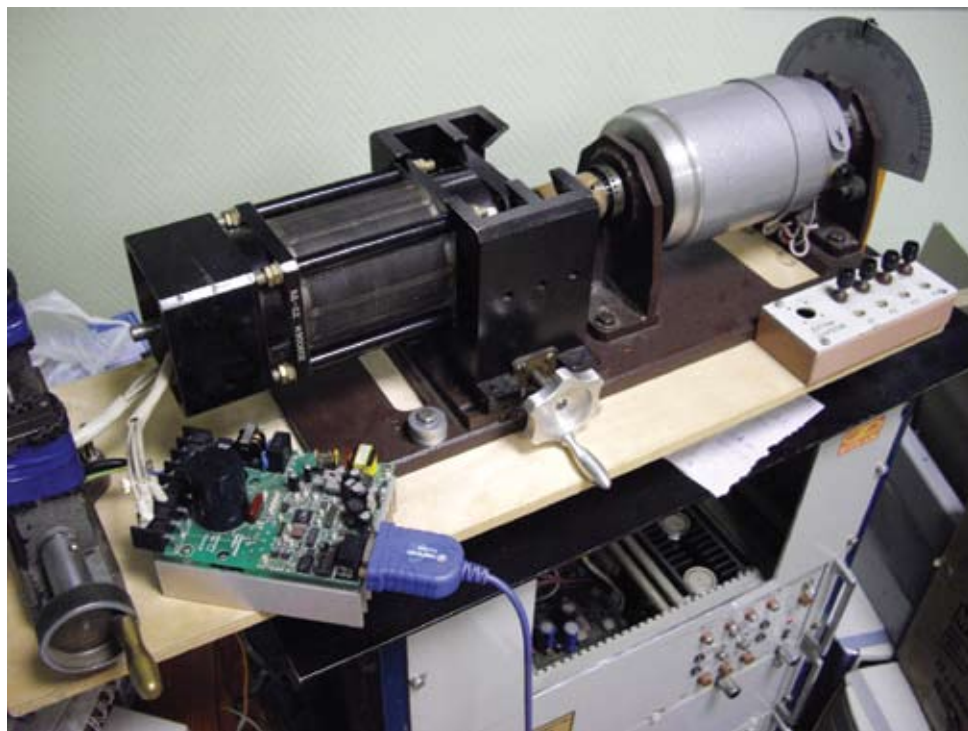


Рис. 11. Контроллер с двигателем

сопротивления фазных обмоток, индуктивности фазных обмоток для продольной и поперечной осей, момент инерции ротора, коэффициенты момента и ЭДС. При определении параметров компания-производитель допускает неточность до 10% без существенного изменения показателей в рабочем режиме. Также необходимо знать момент инерции механизма, т.к. в начальный момент времени разгон происходит в разомкнутой системе, при этом контроллер формирует ускорение, исходя из уравнения движения привода. Тут следует отметить, что момент инерции не требует такой

высокой точности, как остальные параметры. В нашем случае момент инерции был задан таким же, как момент инерции «стандартного» двигателя. Параметры двигателя приведены в таблице 1.

Число полюсов, номинальный ток и номинальная частота вращения были известны. Сопротивления и индуктивности обмоток определялись с помощью мультиметра. Для определения коэффициента ЭДС двигателя его вал был соединен с валом двигателя GoldenAge. В MCEDesigner™ была составлена функция, при выполнении которой двигатель GoldenAge вращался с разными задан-

ными скоростями в течение 10 секунд. В момент выполнения этой функции на фазных выводах испытуемого двигателя измерялась ЭДС. Коэффициент ЭДС определялся как среднее арифметическое коэффициентов, полученных для разных скоростей. Коэффициент момента не был известен, поэтому его определение было проведено по рекомендуемой International Rectifier формуле для неявнополюсных машин. После измерения параметров двигателя, они были внесены в таблицу конфигурации и импортированы в MCEDesigner™. Для проверки соответствия конфигурации были выполнены стандартные функции: запуск двигателя, вывод на различные скорости вращения. После успешного выполнения стандартных функций была написана функция запуска двигателя и работы на нескольких скоростях вращения с выдержкой времени. Электропривод успешно выполнил эту функцию на холостом ходу и при нагрузке, создаваемой машиной постоянного тока.

После того как был получен положительный опыт работы с определением параметров двигателя и его работой в различных режимах, было принято решение приступить к настройке IRMCS3041 для запуска высокоскоростной электротурбомашины (ЭТМ), разработанной в МЭИ на каф. ЭКАО. В подшипниковых узлах разработанной машины применены лепестковые газодинамические опоры (ЛГО), во многом определяющие особенности работы ЭТМ.

На рис. 12 показан общий вид ЭТМ, а ее параметры приведены в таблице 2.

Особенностью ЭТМ является малая электрическая постоянная времени обмоток статора, а также повышенный момент сухого трения в опорах при ма-



Рис. 12. Высокоскоростная электротурбомашина

лых частотах вращения. Ввиду этого при управлении ЭТМ от IRMC3041 возникли проблемы. Они были связаны с тем, что в режиме первоначального выставления углового положения ротора или при разгоне без обратной связи в фазах электрической машины при частоте ШИМ, ограниченной настройками платформы, возникали прерывистые токи. В результате этого запуск машины оказался невозможным. Для исключения режимов прерывистых токов последовательно с каждой фазой обмотки статора были подключены дроссели. В результате токи в фазах стали непрерывными, что позволило осуществлять режим первоначального выставления положения ротора и разгон в разомкнутой системе. Но при переходе из режима разомкнутой системы в режим с контролем положения ротора проявилась еще одна особенность ЭТМ, связанная с низким коэффициентом ЭДС. При малых частотах вращения ЭДС пренебрежимо мала, и ее влияние на токи фаз ничтожно. Поэтому расчетные алгоритмы, заложенные в контроллер IRMC3041, оказались неработоспособными. Попытка решить данную проблему путем задания повышенных значений частот вращения, на которых система переходит на работу с определением положения ротора, также не привела к успеху — в разомкнутой системе не удается разогнать ротор электрической машины до требуемой частоты.

По всей видимости, для применения контроллера IRMC3041 при управлении высокоскоростными синхронными бездатчиковыми электродвигателями необходимо в силовой части инвертора применять транзисторные ключи с максимально вы-

сокими частотными свойствами, перестраивать контур задания частоты ШИМ, а также разработать новые алгоритмы настройки контроллера при запуске.

Указанные работы ведутся на кафедре ЭКАО МЭИ.

Заключение

Перспективность системы iMotion не вызывает сомнений, т.к. примененное в ней решение позволяет существенно сократить время для расчета положения ротора синхронной машины а также снизить время на разработку программного обеспечения для контроллера электропривода. Сейчас система iMotion позволяет с легкостью работать с большинством двигателей с постоянными магнитами, как серийного, так и опытного производства.

Литература

1. Кенио Т., Нагамори С. Двигатели постоянного тока с постоянными магнитами. М.: Энергоатомиздат. 1989 г. 184 с.
2. Берелидзе В. Конфигурируемые контроллеры электропривода серии IRMC, Новости электроники №18, 2008 г.
3. Murray A. Sensorless Motor Control Simplifies Washer Drives// Power Electronics Technology, June 2006. — P.14-21.
4. Документация International Rectifier для среды MCEDesigner.

Получение технической информации,
заказ образцов, поставка —
e-mail: power.vesti@compel.ru

AUIRS2191S и AUIRGP50B60PD1 — новые решения для мощных преобразователей энергии

International Rectifier представил новые высоконадежные дискретные решения для энергоэффективных автомобильных DC/DC-приложений: **AUIRS2191S** — двухканальный 600-вольтовый драйвер и **AUIRGP50B60PD1** — 600-вольтовый IGBT, выполненный по NPT-технологии. Данные компоненты демонстрируют исключительно высокую скорость переключения и плотность мощности, идеальным образом подходя для применения в мощных высокочастотных DC/DC-приложениях.

AUIRS2191S — двухканальный драйвер с независимым контролем верхнего и нижнего плеча в полумостовой схеме, обеспечивающий выходной ток до **+3,5 А/-3,5 А** с очень малым временем задержки распространения сигнала (порядка 90 нс), что позволяет формировать исключительно быстрое управление ключа по команде драйвера. Драйвер обеспечивает блокировку питания при пониженном напряжении, имеет вывод Vss (логическая земля) отдельно от COM вывода (силовая земля) для обеспечения лучшей помехоустойчивости к переходным режимам.

AUIRGP50B60PD1 — 600-вольтовый NPT IGBT, который корпусирован совместно с 25-амперным ультрабыстрым диодом с мягким восстановлением. Прибор может работать **на частотах до 150 кГц** в режиме жесткого переключения, что позволяет использовать его в качестве идеальной замены MOSFET в мощных импульсных источниках питания. При изготовлении новых IGBT, сертифицированных согласно автомобильному стандарту, используется уникальный технологический процесс на тонких подложках, позволяющий получить меньшее время обеднения неосновных носителей заряда и, следовательно, более быстрое отключение транзисторов.

Пренебрежительно малые ток затухания и потери при выключении транзистора позволяют разработчикам получить более высокие рабочие частоты. **AUIRGP50B60PD1** имеет высокую плотность мощности благодаря улучшенным динамическим и тепловым характеристикам.

Максим Плюснин (г. Санкт-Петербург)

С САМЫМ БОЛЬШИМ НАБОРОМ ФУНКЦИЙ: НОВЫЕ КОРРЕКТОРЫ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ



Цель использования **корректора коэффициента мощности** — сделать так, чтобы вход источника питания со стороны сети «выглядел» чисто активным сопротивлением. Отличие **корректоров коэффициента мощности (ККМ) IR115xS** компании **International Rectifier** от изделий этого типа других производителей — упрощающий схемотехнику режим **One Cycle Control**, запатентованный IR.

В настоящее время микросхемы ККМ представлены в номенклатуре почти всех основных производителей ИМС для силовой техники, и у каждой есть свои преимущества. По современным мировым стандартам (IEC 1000-3-2, японский LS C 61000-3-2 и китайский CCC (China Compulsory Certificate) ИП мощностью более 75 Вт должен быть оснащен корректором коэффициента мощности, иначе ему будет закрыт доступ на рынок.

В 2011 году компания International Rectifier представила новые микросхемы **ККМ IR115xS** взамен снятых с производства IR1150. Основным отличием ИМС ККМ компании IR от других представленных на рынке решений является особый, запатентованный компанией режим **ОСС (One Cycle Control)**. Суть этого режима заключается в том, что решение, основанное на ОСС, не

требует измерения линии переменного тока — вся необходимая информация для корректировки формы кривой тока и, тем самым, увеличения коэффициента мощности извлекается из постоянного напряжения на шине и из обратного тока. Такое решение позволяет упростить схемотехнику ККМ и ускорить разработку новых изделий. Другие производители ничем подобным похвастаться не могут. В таблице 1 представлены современные ИМС ККМ от ведущих производителей.

Так как микросхемы IR115xS — новые, возможна регистрация проекта у производителя. В этом случае цены на оптовые поставки данных микросхем могут быть снижены.

Новая линейка ККМ от International Rectifier

ККМ на базе новых микросхем обладают повышенным коэффициентом

мощности, имеют малые гармонические искажения и обеспечивают стабилизированное выходное напряжение. По сравнению с традиционными решениями применение IR115xS позволяет значительно сократить количество используемых компонентов, площадь печатной платы, время на разработку, таким образом минимизируя общую стоимость системы. Микросхемы работают в режиме непрерывного тока преобразователей повышающего типа с контролем входного тока в диапазоне напряжений 85...264 В.

В типичном 1 кВт источнике питания решение, основанное на ОСС, уменьшает на 40% количество резисторов и конденсаторов, а также уменьшает на 50% площадь на печатной плате в секции ККМ. Помимо этого линейка микросхем IR115xS содержит вывод OVP для защиты от перенапряжения, что обеспечивает дополнительную защиту для систем с высокой мощностью.

IR115xS оснащены рядом таких функций как защита от перенапряжения, поцикловая защита по пиковому току, защита от перенапряжения с мягким запуском и защита от провалов напряжения питания. В микросхемах также обеспечивается программируемый плавный старт и микропотребление в

Таблица 1. Современные ИМС ККМ ведущих производителей

Наименование производителя	International Rectifier	Texas Instruments	ON Semiconductor	STM	Infineon Technologies	Kodenshi AUK
Наименование ИС	IR1155S	UCC28063	NCP1654	L6564	ICE2PCS06G	S6503/P
Мощность ККМ, Вт	от 75 Вт до 4 кВт	до 800	—	до 500	—	—
Корпус	SOIC-8	SOIC-16	SO-8	SSOP-10	DIP-8, DSO-8	SOP-8, DIP-8
Ток запуска, мА	175	95	75	100	450	40
Режим работы*	CCM	TM	CCM	TM	CCM	DCM
Частота ШИМ, кГц	48...200	45	65/133/200	70	65	50
Ток управления драйвера	до 1,5 А	100 мА	1,5 А	800 мА	10 мА	500 мА
Рабочая температура, °С	-25...125	-25...125	-40...150	-40...150	-40...125	-35...150
Примерное количество деталей в «обвязке» ИМС, шт	20	20	25	40	18	22
Дополнительно	—	Сверхнизкий КНИ	Есть защита по температуре	Взаимодействие со следующим каскадом (PFC_OK)	—	Минимальный по габаритам дроссель

Примечание: *CCM — режим неразрывных токов; DSM — режим разрывных токов.

Таблица 2. Сравнение основных характеристик микросхем IR115xS и IR1150

Название ИМС	IR1152S	IR1153S	IR1155S	IR1150
Частота преобразования, кГц	66	22,2	48...200	50...200
Пиковый ток накачки затвора	750 мА	750 мА	1,5 А	1,5 А
Питающее напряжение, В	14...17	14...17	12...19	15...20
Ток запуска, мкА	26...75	26...75	175...200	175

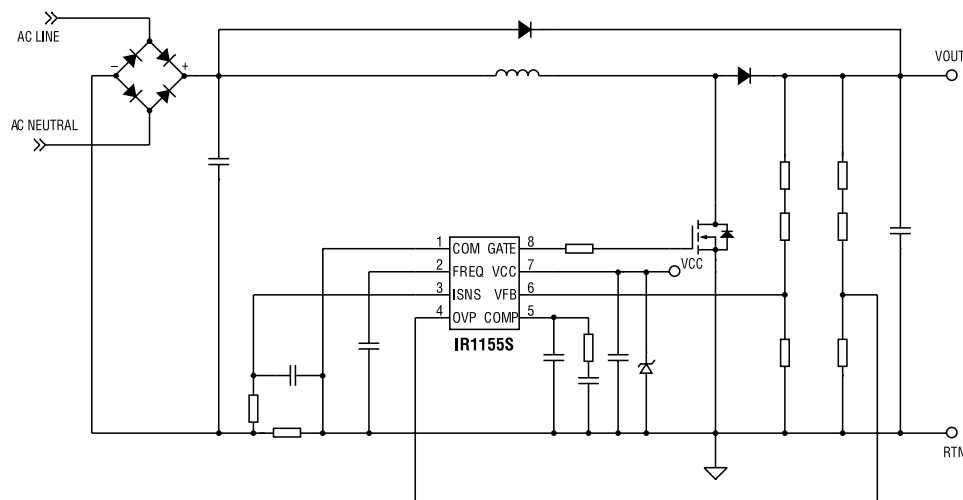


Рис. 1. Схема включения IR1155S

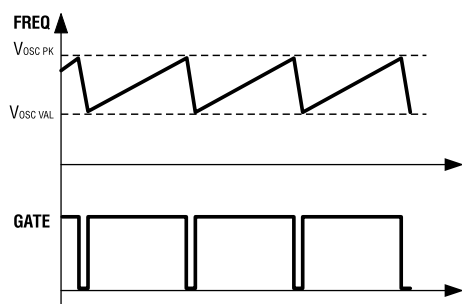


Рис. 2. Форма сигнала на выводах FREQ и GATE

режимах запуска и сна. Микросхемы совместимы с Ultrafast IGBT и Warp IGBT компании IR для систем с мощностью более 750 Вт и частотой переключения до 100 кГц. В высокомощных системах IGBT обеспечивают высокую эффективность и могут понизить общую стоимость системы.

В таблице 2 приведены основные характеристики новых микросхем IR115xS и снятой с производства IR1150.

Микросхема ККМ IR1155S

IR1155S (рис. 1) предназначена для коррекции коэффициента мощности в режиме неразрывных токов (CCM — Continuous Conduction Mode). Предполагается работа на фиксированной частоте с контролем среднего тока через дроссель. Частота переключений выбирается пользователем от 48...200 кГц. В микросхеме реализован алгоритм ОСС-контроля в одном цикле. При работе в режиме повышающего AC/DC-преобразователя коррекция коэффици-

ента мощности достигается при помощи этого алгоритма без измерения входного напряжения.

Теория работы

Алгоритм ОСС работает с использованием двух контуров управления: первый — медленный внешний контур — следит за выходным напряжением; второй — быстрый внутренний — для слежения за током.

Комбинация этих двух управляющих цепей позволяет амплитуде и огибающей входного тока быть пропорциональными и находиться в одной фазе с входным напряжением; при этом выходное напряжение конвертера остается на заданном уровне. Все это выполняется при условии работы в режиме неразрывных токов дросселя.

Основные функции

На сегодняшний день IR1155S предлагает самый большой набор функций на рынке ИМС для ККМ в компактном 8-выводном корпусе.

Микросхема IR1155S работает на фиксированной частоте, которая зависит от емкости конденсатора, подключенного к выводу FREQ. Пара источников тока внутри микросхемы поочередно создают ток через конденсатор, генерируя пилообразный сигнал с постоянным наклоном, с заданной парой напряжений (обычно между 2 и 4 В). Для микросхемы пилообразный сигнал является тактовым. Частота работы микросхемы может быть выбрана от 48...200 кГц (в зависимости от конден-

сатора). Сигнал этой частоты является управляющим и используется сбрасываемым интегратором в ИМС для генерации сигналов ШИМ в каждом цикле переключения. На рисунке 2 показана форма пилообразного сигнала на выводе FREQ и управляющее напряжение на выводе GATE. Длительность каждого импульса может меняться от 0 до 96% в зависимости от сигналов модулятора ОСС. Зависимость частоты от номинала конденсатора показана на рисунке 3. Использование конденсатора вместо резистора улучшает помехозащищенность генератора.

Во время старта цепь низковольтной блокировки в микросхеме (UVLO — Under Voltage LockOut) измеряет напряжение на выводе VCC и разрешает запуск лишь при $V_{CC(on)}$ 10,65...11,95 В. Как только напряжение на выводе VCC упадет ниже порога низковольтной блокировки (9,2...10,4 В), ИМС снова перейдет в режим UVLO, который сохранится до тех пор, пока напряжение VCC не превысит значение $V_{CC(on)}$.

Также необходимо отметить, что вывод VCC внутри не имеет защитных цепей.

Микросхема может быть переведена в микропотребляющий режим, в котором величина тока будет меньше $I_{CC(sleep)}$ (125 мкА), если напряжение на выводе OVP/EN будет ниже $V_{sleep(off)}$ (0,53...0,67 В), причем даже в случае, если напряжение на VCC более $V_{CC(on)}$. Это позволяет разработчику выключать ККМ в режимах ожидания аппаратуры, что удовлетворяет требованиям норм Blue Angel, Green Power и др. Когда вывод OVP/EN установлен в положение «0», ИМС переходит в «спящий» режим, напряжение на выводе Vcomp принудительно снижается, благодаря этому микросхема может осуществить плавный пуск при перезапуске. Так как $V_{sleep(off)}$ меньше 1 В, могут быть использованы логические уровни для управления включением/выключением микросхемы.

Описание основных режимов

Управляемый плавный пуск

В микросхеме достаточно просто реализуется выбор времени плавного запуска.

В процессе плавного пуска контролируется нарастание сигнала ошибки обратной связи по напряжению, что по-

Таблица 3. Основные параметры IRAC1152-350W и IRAC1155-300W

Название ИМС	IR1152S	IR1153S	IR1155S	IR1150
Частота преобразования, кГц	66	22,2	48...200	50...200
Пиковый ток накачки затвора	750 мА	750 мА	1,5 А	1,5 А
Питающее напряжение, В	14...17	14...17	12...19	15...20
Ток запуска, мкА	26...75	26...75	175...200	175

звolyет получить линейный контроль над среднеквадратическим входным током, который потребляет ККМ. По существу, управление плавным пуском осуществляется компонентами компенсации усилителя ошибки, а именно конденсатором C_z . Например, для получения времени плавного пуска 40 мс необходим конденсатор номиналом 0,33 мкФ. При этом при переходе микросхемы в «спящий» режим конденсатор C_z разряжается, и при включении снова происходит плавный запуск конвертера.

Возможность управления затвором ключевого транзистора

Драйвер затвора в ИМС представляет собой двухтактный каскад, способный обеспечить пиковый ток 1,5 А. Производитель утверждает, что этот параметр предусмотрен дизайном микросхемы, но не опробован на практике. Драйвер затвора внутренне защищен от перенапряжения свыше 13 В. Вывод GATE микросхемы может быть использован для управления внешним более мощным драйвером для достижения любых мощностей корректора.

Функции защиты

IR1155S обладает большим набором защитных функций, ниже приведены некоторые из них:

- **Защита от перенапряжения (OVP)** в микросхеме достигается использованием отдельного вывода OVP/EN, который соединен с входом OVP компаратора. Когда напряжение на выводе превышает V_{ovp} , и драйвер затвора мгновенно запирается. Возобновление работы произойдет только после того, как напряжение на выводе OVP упадет ниже $V_{ovp(rst)}$. Использование отдельного вывода обеспечивает защиту системы от катастрофических перенапряжений, даже когда цепь обратной связи, соединенная с выводом VFB, выходит из строя. Это дает уверенность в наилучшей защите против экстремальных ситуаций.

- **Защита от обрыва обратной связи** активируется всякий раз, когда напряжение на выводе VFB падает ниже порога V_{olp} (17...21 В) Драйвер затвора мгновенно выключается, VCOMP принудительно разряжается, и микросхема

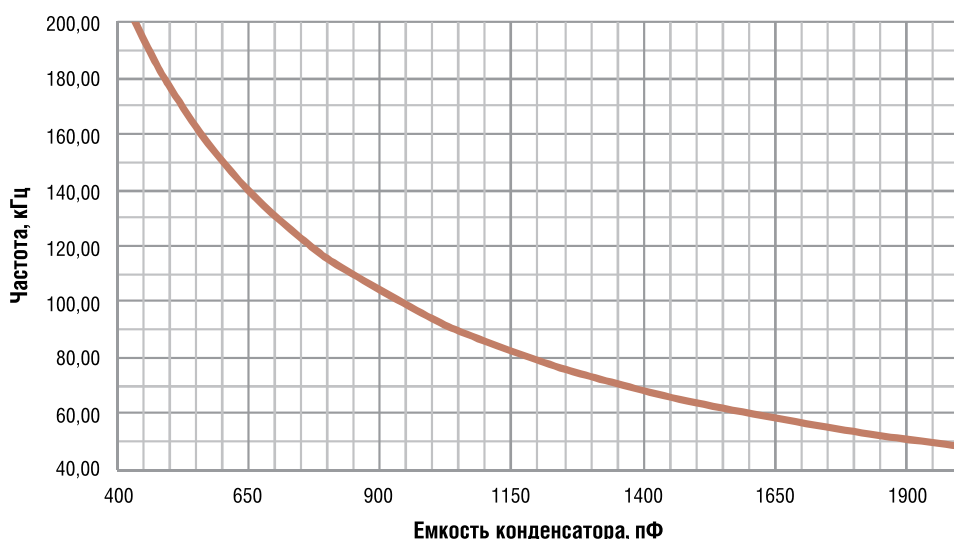


Рис. 3. Зависимость частоты от номинала конденсатора



Рис. 4. Внешний вид IRAC1152-350W



Рис. 5. Внешний вид IRAC1155-300W

переходит в «спящий» режим. ИМС будет перезапущена (с плавным пуском) только в том случае, если напряжение на выводе VFB превысит V_{olp} . В данной защите не предусмотрен гистерезис по напряжению. Во время запуска микросхема находится в спящем режиме, пока напряжение на выводе V_{olp} не станет больше нормы.

- **Ограничение тока при плавном пуске** — это тип защиты, который воздействует на выходное напряжение. Защита срабатывает, когда среднеквадратичный ток в ККМ превышает заданную величину. Далее это значение вызывает внутренний сигнал ошибки для обрат-

ной связи по напряжению — V_m . Амплитуда V_m прямо пропорциональна среднеквадратическому значению допустимого входного тока корректора. Как только V_m насыщается, максимальный ток конвертера будет ограничен. Любая попытка увеличить ток выше этого лимита заставит микросхему ограничить скважность работы конвертера, и вызовет падение выходного напряжения ККМ. Величина тока, при которой V_m насыщается зависит от величины токового шунта, выбранного для ККМ. Эта функция может восприниматься как ограничение превышения выходной мощности.

Electrical Calculations:		Component Values:		
Max Input Power	1,087 W	Component	Ref Des	Std Value
Input RMS Current	12.79 A	High Freq Input Cap	Cin	820 nF
Input Peak Current	18.08 A	Boost Choke Value	Lbst	240 uH
Input Average Current	11.51 A	Output Capacitor	Cout	390 uF
Input Pk Voltage (min)	120 V	Output Voltage Rset	Rfb3	13.3 kOhm
Duty Cycle - low line	0.69	Output OVP Rset	Rovp3	13.7 kOhm
Ripple Current	3.62 A	Current Sense Res	Rs	0.022 Ohm
Peak Inductor Current	19.89 A	Zero Capacitor	Cz	680 nF
V Current Sense	0.46 V	Gain Resistor	Rgm	1.69 kOhm
Peak Current Limit	34.99 A	Pole Capacitor	Cp	5.6 nF
Input Pk Ovid Current	20.89 A	Current Sense Filter Capacitor	Csf	1 nF
Power Dissipation Rfb	73.5 mW	Current Sense Filter Resistor	Rsf	100 Ohm
Power Diss Rovp	73.5 mW	Timing Capacitor	Cf	1 nF
Power Rs	3.60 W			

Рис. 6. Вид online-инструмента расчета параметров и номиналов элементов

Отладочные наборы – IRAC1152-350W и IRAC1155-300W

Отладочная плата IRAC1152-350W (рис. 4) представляет собой законченный модуль ККМ на базе IR1152S с выходной мощностью 350 Вт. Она спроектирована таким образом, чтобы было максимально удобно ее изучать, а также иметь доступ ко всем нужным точкам схемы. С этой платой легко получить «живые» осциллограммы в ключевых точках и проверить интересные параметры.

IRAC1155-300W (рис. 5) представляет собой законченный модуль ККМ на 300 Вт. В ней реализованы все возможности микросхемы **IR1155S**.

В отличие от предыдущей она является эталонным дизайном для применения микросхемы IR1155S и, как утверждает производитель, может быть безболезненно скопирована для применения в различных устройствах. Основные параметры двух плат сведены в таблицу 3.

Расчет корректора на сайте International Rectifier

Для новых ИМС корректора мощности International Rectifier представила удобный online-инструмент расчета параметров и номиналов элементов (рис. 6). Найти его можно на сайте www.irf.com, пройдя несложную процедуру регистрации. В меню «Design Support» выбираем «Power factor correction» и одну из трех доступных

микросхем, на которой будем строить новый корректор. Остается ввести необходимые параметры в нужные поля, при необходимости откорректировать их по просьбам программы, нажать на кнопку «Calculate», и расчет готов. Для получения более подробной информации следует нажать кнопку «Analyze». Программа предоставляет рассчитанные параметры будущего корректора, позволяет просмотреть перечень необходимых комплектующих, проанализировать графики зависимостей. Все это будет выведено в отдельный pdf-файл, который можно сохранить на компьютере.

Заключение

Судя по тенденциям последнего времени, все ужесточающиеся требования по электромагнитной совместимости приведут к повсеместному распространению корректоров коэффициента мощности даже в скромных по мощности импульсных источниках питания. Рассмотрев новую линейку ИМС корректоров коэффициента мощности IR115xS, можно с уверенностью сказать, что будут пользоваться большой популярностью у потребителя.

Получение технической информации,
заказ образцов, поставка –
e-mail: power.vesti@compel.ru

IRS2053M – миниатюрный драйвер для УМЗЧ класса D

Компания **International Rectifier** выпустила 200-вольтовый аудио-драйвер **IRS2053M** для трехканальных аудиоусилителей класса D. Микросхема оптимальным образом подходит для применения в домашних кинотеатрах, автомобильных аудиоусилителях с малыми габаритами, а также других аудиосистемах, где требуется получить высокое качество звука при максимальном КПД.

IRS2053M основана на топологии усилителя класса D и включает в себя три канала с высоковольтными полумостовыми драйверами и ШИМ-модуляторами с частотой до **800 кГц**. Микросхема имеет целый ряд полезных защитных функций, в частности, имеется двухполярный токовый сенсор для защиты транзисторов верхнего и нижнего плеча от перегрузки. Дополнительные возможности микросхемы – совместимость с логическим уровнем управления и наличие «плавающего» ШИМ-входа.

При использовании микросхемы вместе с MOSFET компании IR достигается значительное уменьшение площади разрабатываемой платы и большая мощность. Более того, при совместном использовании **IRS2053M** с одноканальной **IRS2092(S)** и четырехканальной **IRS2093M** возможна реализация 2.1, 6.1 и 6-канального усилителей.

Основные параметры IRS2053MTRPBF:

- Корпус MLPQ48
- Uoffset 220 В; ± 100 В
- Iвых 500/600 мА
- Vcc 10...15 В
- Время задержки Ton/Toff 325/370 нс; 100/145 нс

Компанией IR выпускаются транзисторы, рекомендуемые специально для разработок аудиоусилителей класса D. Это транзисторы серии **IRF14*****, выполненные в корпусах TO-220 и TO-220 FullPack с Vds от **55 В до 200 В**. Данные транзисторы оптимизированы таким образом, что имеют как низкое сопротивление канала, так и малый заряд затвора. Это позволяет получить минимальный коэффициент нелинейных искажений, низкий уровень помех и высокий КПД.

Александр Калачев (г. Барнаул)

НИЗКОЕ И ВЫСОКОЕ НАПРЯЖЕНИЕ НА ОДНОМ КРИСТАЛЛЕ: ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ИС КОМПАНИИ IR



*Возможно ли с помощью одной микросхемы управлять, скажем, как высоковольтным полумостовым выпрямителем, так и низковольтным корректором коэффициента мощности? Да, если это **высоковольтная микросхема IRS2168D** компании **International Rectifier**. В статье рассказано о конкретных применениях HVIC от IR.*

Для преобразователей электрической энергии — блоков питания конечных устройств различного назначения — особенно актуальными являются вопросы энергоэффективности.

Современные полупроводниковые технологии демонстрируют нам множество решений, которые на первый взгляд кажутся несовместимыми — интегрированные световоды, лазерные элементы, трехмерные структуры и т.д. Одним из таких достижений являются высоковольтные микросхемы (*High Voltage Integrated Circuit — HVIC*) предлагаемые одним из ведущих предприятий в области силовой электроники — International Rectifier. HVIC-приборы сочетают в одном корпусе, на одном кристалле низковольтную часть с рабочими напряжениями в пределах единиц-десятков вольт и высоковольтные цепи с напряжениями в несколько сотен вольт. Такое совмещение открывает широкий спектр возможностей для построения источников питания различных типов.

Технология HVIC

Впервые технология HVIC была представлена International Rectifier в 1984, но даже в то время трудно было представить перспективы ее развития.

С течением времени менялся не только размер элементов, но появлялась возможность совмещать на одном кристалле элементы, выполненные по разным технологическим нормам (рис. 1). Кроме того, управляющие напряжения низковольтной части становились совместимыми с логическими уровнями цифровых микросхем. Последние поколения HVIC не только управляются напрямую цифровыми схемами, но и могут содержать в своем составе цифровые управляющие элементы. Микросхемы шестого поколения интегрируют до трех

технологических норм и различные технологии — CMOS, BiCMOS [1,2].

Низковольтная и высоковольтная части схемы на кристалле разделяются слоем поликремния таким образом, что высоковольтная часть находится в своеобразном «колодце», стенами которого и является поликремниевый слой. «Колодцев» на кристалле может быть и несколько (рис. 2) [3].

При возрастании потенциала внутри «колодца» относительно низковольтной части вне его, разность потенциалов равномерно распределяется по всей толщине поликремниевое кольца, не приводя к пробоем. Таким образом, внутри поликремниевое кольцо локализуется высокий потенциал, тогда как во вне его возможна работа с небольшими напряжениями. Такое решение вполне удобно при управлении высоковольтными MOSFET или IGBT, применяемыми во множестве схем преобразователей — повышающие, понижающие преобразователи, мостовые выпрямители, полумостовые схемы, трехфазные

преобразователи. Безусловно, в низковольтной части кристалла (за пределами «колодца») кроме самих силовых ключей возможно размещение и схем управления, как аналоговых, так и цифровых. То есть с помощью всего одной микросхемы можно построить многокаскадные преобразователи, что, в конечном итоге, положительно скажется на стоимости изделия.

Основные структуры сетевых адаптеров/конечных преобразователей

Традиционно сетевые адаптеры или оконечные преобразователи ассоциируются с блоками питания типа AC/DC — преобразователями переменного сетевого напряжения в постоянное. Однако в данный класс устройств могут быть включены как преобразователи типа AC/AC — электронные балласты, аудиопреобразователи, драйверы двигателей переменного тока, так и преобразователи типа DC/DC — источники постоянного тока, светодиодные источники питания. Каждый из указанных типов устройств работает со своим типом нагрузок, своими требованиями к качеству сетевого напряжения, уровню наводимых помех, уровню пульсаций на выходе. Все это приводит к тому, что для каждой области применения необходимы свои, уникальные решения.

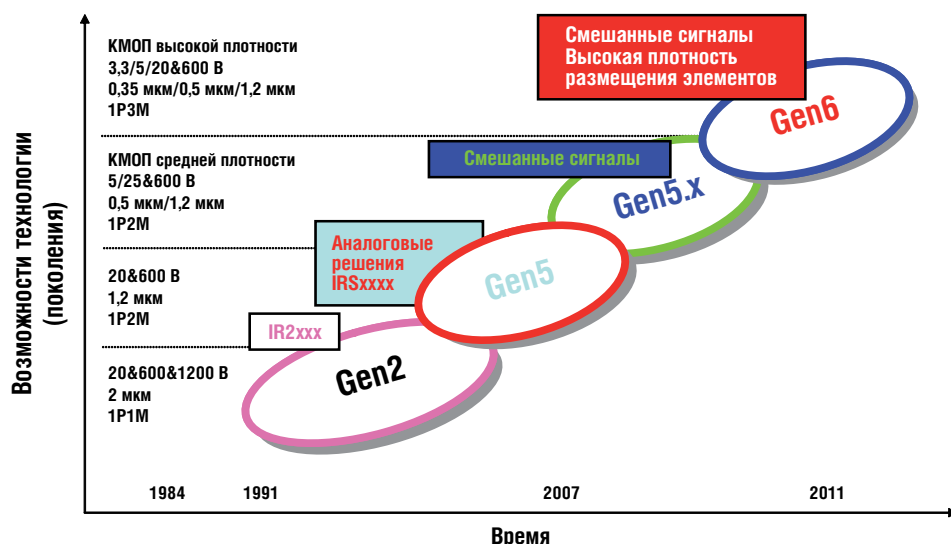


Рис. 1. Развитие технологии HVIC International Rectifier

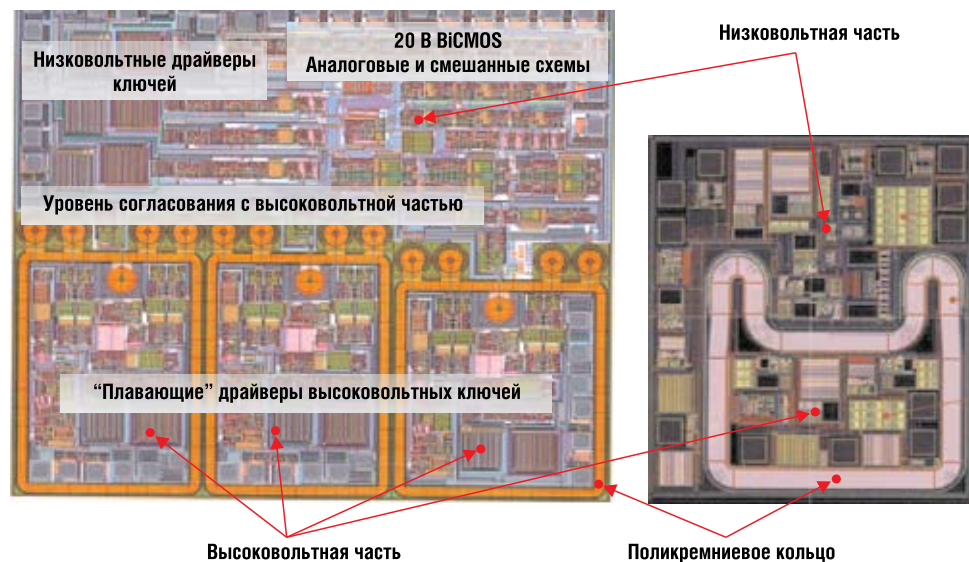


Рис. 2. Структура микросхем технологии HVIC

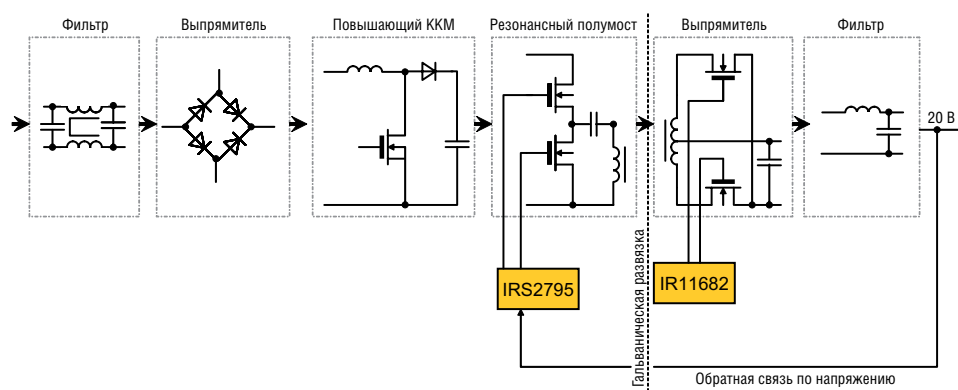


Рис. 3. Типовая структура сетевого адаптера персонального компьютера

Типичный AC/DC-преобразователь для источника питания персонального компьютера включает в себя: фильтр электромагнитных помех для подавления высокочастотного шума, выпрямитель, корректор коэффициента мощности (ККМ), резонансный понижающий DC/AC-преобразователь, AC/DC-синхронный выпрямитель, выходной фильтр (рисунок 3). Такое решение требует нескольких микросхем для управления всеми блоками источника питания. Технологии HVIC применены в микросхеме **IRS2795** для управления силовыми MOSFET полумоста, а также в микросхеме **IR11682** для синхронного выпрямления.

Верхний ключевой транзистор полумоста должен включаться или выключаться в то время, когда его потенциал относительно низковольтной части схемы отличается на величину до 400 В. **IRS2795** позволяет синхронно управлять MOSFET с частотой и длительностью импульса, определяемыми цепями обратной связи, для поддержания выходного напряжения на постоянном уровне. Синхронный выпрямитель используется в выходной части схемы для повышения эффективности преобразователя. **IR11682** используется для измерения напряжений стока силовых MOSFET выпрямителя. Это необходи-

мо для обнаружения момента перехода через ноль в период открытого состояния каждого из ключей. Способность **IR11682** работать с высокими уровнями напряжений применяется для блокирования высокого напряжения, возникающего на стоке в выключенном состоянии ключа. Преобразователи, построенные по данной схеме (с синхронным выпрямителем) могут достигать КПД 90% при условии полной нагрузки. Дополнительные возможности, такие как высоковольтный запуск и пакетный режим для снижения потерь при холостой работе или малой нагрузке, интегрируются в контроллер полумоста.

Источник питания для светодиодных светильников также требует преобразования переменного тока в постоянный, с той лишь разницей, что стабилизируется не выходное напряжение, а выходной ток. Типичная структура неизолированного светодиодного блока питания включает в себя фильтр электромагнитных помех, выпрямитель, корректор коэффициента мощности, синхронный понижающий выходной каскад для формирования выходного тока (рисунок 4).

HVIC-микросхема (**IRS25401**) применена здесь для управления полумостовым понижающим преобразователем на MOSFET. В одной микросхеме интегрирована вся цепь управления. Ток светодиодов измеряется при помощи измерительного резистора между крайним светодиодом линейки и общим проводом. Напряжение, пропорциональное выходному току, поступает на вход микросхемы **IRS25401**, которая управляет переключением транзисторных ключей полумоста для поддержания выходного постоянного тока в пределах заданной погрешности. Для уменьшения размеров внешнего индуктора полумост может работать на более высоких частотах.

Дополнительный вход может быть использован для плавной ШИМ-регуляции яркости. Интеграция на одном кристалле драйверов верхнего и нижнего ключей, генератора и логики управления позволяют повысить стабильность и надежность работы схемы в условиях изменения температуры, повысить стабильность выходного тока, снизить влияние внешних шумов. Светодиодные источники представленной структуры позволяют добиться высокой эффективности преобразования энергии (около 90%) в зависимости от входного напряжения и от количества последовательно включенных диодов в нагрузку. Для снижения стоимости нижний MOSFET-ключ полумоста можно заменить на простой диод, однако при этом упадет эффективность преобразователя.

Хорошим примером преобразователя переменного тока в переменный яв-

Таблица 1. Типы драйверов силовых ключей, выполненные по технологии HVIC

Тип прибора	Максимально напряжение, В		
	200	600	1200
Драйверы для трехфазных мостов	—	+	+
Трехканальные драйверы верхних и нижних ключей	—	+	—
Драйвер полумоста	+	+	+
Драйверы верхнего и нижнего ключей	+	+	+
Одноканальный драйвер верхнего ключа	—	+	—
Двухканальный драйвер верхнего ключа	—	+	—
Микросхемы датчиков тока	—	+	—

+ — есть;

* — есть новые ИС, находящиеся в разработке.

ляется электронный балласт для флуоресцентных ламп. В его состав входят следующие блоки: фильтр электромагнитных помех, выпрямитель, корректор коэффициента мощности, выходной резонансный DC/AC-преобразователь (рисунок 5).

Эффективность данного типа преобразователей может превышать 92%. Технология HVIC представлена здесь микросхемой **IRS2168D**, совмещающей управление резонансным полумостом и корректором коэффициента мощности. Высоковольтная часть микросхемы управляет верхним ключом полумоста, тогда как низковольтная часть контролирует нижний ключ, силовой ключ контроллера коэффициента мощности, а также содержит все необходимые цепи управления ККМ, балластом и обеспечивает функции защиты. Для этих целей в составе микросхемы присутствуют два независимых генератора, один из которых используется для управления ККМ, второй — для управления резонансным мостом. Подобное решение существенно упрощает разработку схемы, конфигурацию печатной платы, уменьшает размеры преобразователя и снижает стоимость изделия. Для дополнительной экономии энергии в структуру может быть добавлена регулировка яркости.

Интеграция всех функций управления в одну высоковольтную ИС открывает дополнительные возможности. Поскольку в данном случае ККМ известно о состоянии лампы (нагрузки), можно динамически выбирать наилучшее для текущих условий напряжение питания. При регулировке, к примеру, возможно управление компенсацией ККМ в зависимости от уровня регулировки. Каждая из рассмотренных структур преобразователей оптимизирована для своих параметров работы.

HVIC решения от International Rectifier

Одними из основных HVIC-приборов являются драйверы силовых ключей и резонансных мостов. Как видно из предыдущего обзора, для разных типов приложений оптимальными будут являться различные структуры устройств с разным набором составных блоков. И в каждом случае число управляющих линий разное. На сегодняшний день доступны HVIC драйверы силовых ключей для различных блоков преобразователей (таблица 1).

Среди решений International Rectifier — многоканальные драйверы для управления трехфазными мостами, драйверы полумостов, одно- и двухканальные драйверы силовых ключей с различным набором опций.

Подробная информация по HVIC-приборам доступна на сайте International Rectifier, а также на

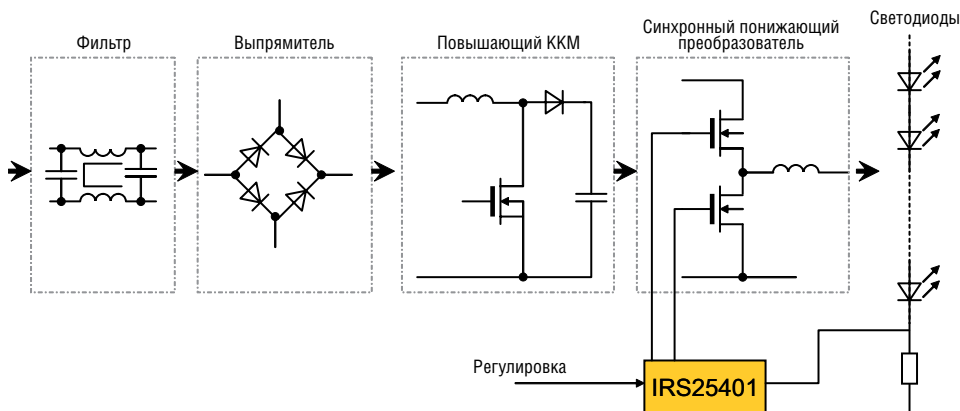


Рис. 4. Типовая структура неизолированного источника питания для светодиодных светильников

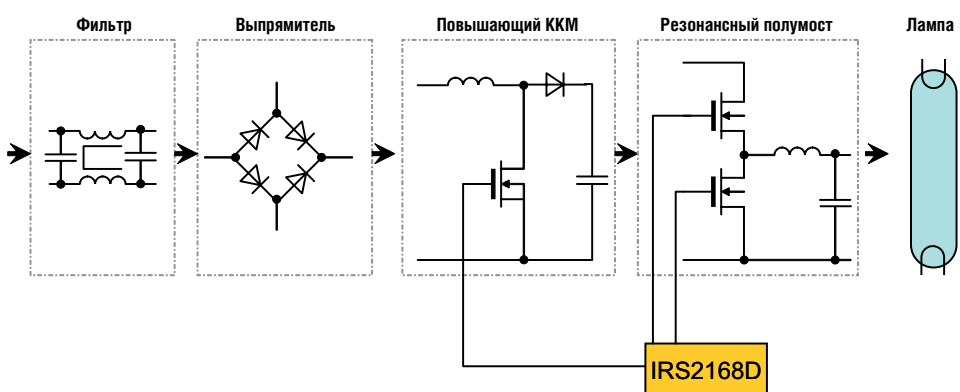


Рис. 5. Структурная схема электронного балласта для газоразрядных флуоресцентных ламп

сайте компании КОМПЭЛ по адресу http://catalog.compel.ru/mos_driver/list?BRAND=IR

Заключение

Применение микросхем HVIC для интеграции функций управления высоковольтной и низковольтной частью позволяет уменьшить число используемых элементов и размеры, а также увеличить надежность и технологичность. Конечно, для каждого случая необходимо проанализировать возможные плюсы и риски, оценить время и затраты на разработку. Технологически возможна практически полная интеграция как цепей управления, так и силовых ключей в одной микросхеме.

Литература

1. International Rectifier — The Power Management Leader // www.irf.com
2. Евгений Звонарев. G5 HVIC — новое поколение высоковольтных силовых управляющих ИС. Новости электроники. 2007. №7. С. 8 — 13.
3. Tom Ribarich. IR's HVICs lead the way towards energy efficiency. Power Supplement. 2011. April. P. 22 — 23. (<http://www.irf.com/pressroom/articles/000EPD1104.pdf>).

Получение технической информации,
заказ образцов, поставка —
e-mail: power.vesti@compel.ru

Высоковольтные драйверы MOSFET и IGBT



HVIC

- Управление от логических сигналов любого уровня (от 2,5 В)
- Стойкость к отрицательному напряжению переходных процессов
- Встроенные функции защиты

Андре Тжокрорахарджо (International Rectifier)

ПОДХОДИТ И ДЛЯ СВЕТОДИОДОВ: ПРОСТОЙ УНИВЕРСАЛЬНЫЙ КОНТРОЛЛЕР БАЛЛАСТОВ ЛЮМИНЕСЦЕНТНЫХ ЛАМП

IRS2530D — простой контроллер для регулирования яркости люминесцентных ламп аналоговым или цифровым методами. Кроме того, с его помощью можно управлять яркостью светодиодных ламп.

Люминесцентные системы освещения с регулируемой яркостью позволяют добиться визуального комфорта и снизить уровень расхода электроэнергии при естественном дневном свете, по требованию, по расписанию и т.д. Регулируемые электронные балласты (электронные пускорегулирующие аппараты — ЭПРА) являются неотъемлемой частью такой системы.

Для реализации функции регулирования яркости (диммирования) ЭПРА должны быть настроены таким образом, чтобы понимать входной сигнал от устройства управления и, в соответствии с этим, регулировать ток в лампе. Эта достаточно сложная для разработчика задача обычно решается с помощью сложных многовыводных интегральных схем.

IRS2530D — это новый контроллер регулируемого ЭПРА в компактном 8-выводном корпусе (рис. 1). Это **DIM8™-устройство** является 600 В полумостовым драйвером, включающим в себя необходимые функции подогрева, поджига и диммирования лампы, а также системы защиты цепей при ее выходе из строя. Используя всего лишь восемь выводов для реализации всех функций регулирования, интегральная схема позволяет сократить количество внешних компонентов и упростить разработку. IRS2530D является достаточно гибким решением для использования различных методов управления яркостью.

Чтобы помочь оценить работу IRS2530D, было создано несколько комплектов готовых разработок («reference design»). Каждый комплект использует свой метод входного управления яркостью и охватывает различные диапазоны входных напряжений и типы ламп. Полное описание каждого комплекта доступно на сайте компании International

Rectifier в разделе «освещение» (www.irf.com/product-info/lighting/).

Аналоговый метод управления яркостью

На рис. 2 показана электрическая схема регулируемого ЭПРА для управления 26 Вт четырехвыводными компактными люминесцентными лампами (CFL) от сети 220 В с гальванически изолированным аналоговым входом управления яркостью 1...10 В. Балласт включает в себя: фильтр ЭМИ для уменьшения собственного генерируемого шума; выпрямитель и конденсатор для преобразования переменного входного напряжения в постоянное; контроллер и транзисторный силовой полумост для генерирования высокочастотного прямоугольного напряжения; резонанс-

ный выходной контур для подогрева, поджига и запуска лампы. Токоизмеряющий резистор и гальванически изолированный контур входного управления с дополнительными компонентами необходимы для реализации функции диммирования. Кстати, в референс-наборе **IRPLDIM4E** цепь гальванической развязки входного сигнала управления исключена из схемы.

При подключении внешнего питания входной конденсатор (CBUS) заряжается, и через резисторы RVCC1 и RVCC2 начинает протекать микроток по направлению к IRS2530D. После того как напряжение VCC достигнет верхнего значения отсечки гистерезиса системы запуска (UVLO), полумост начнет генерировать максимальную частоту. Цепь динамической накачки заряда (charge-pump) (CVS, DCP1 и DCP2) формирует основное питание контроллера и поднимает напряжение VCC до уровня внутреннего ограничителя 15,6 В.

Внутренний источник тока на выводе VCO заряжает внешний конденсатор (CPH). Выходная частота уменьшается

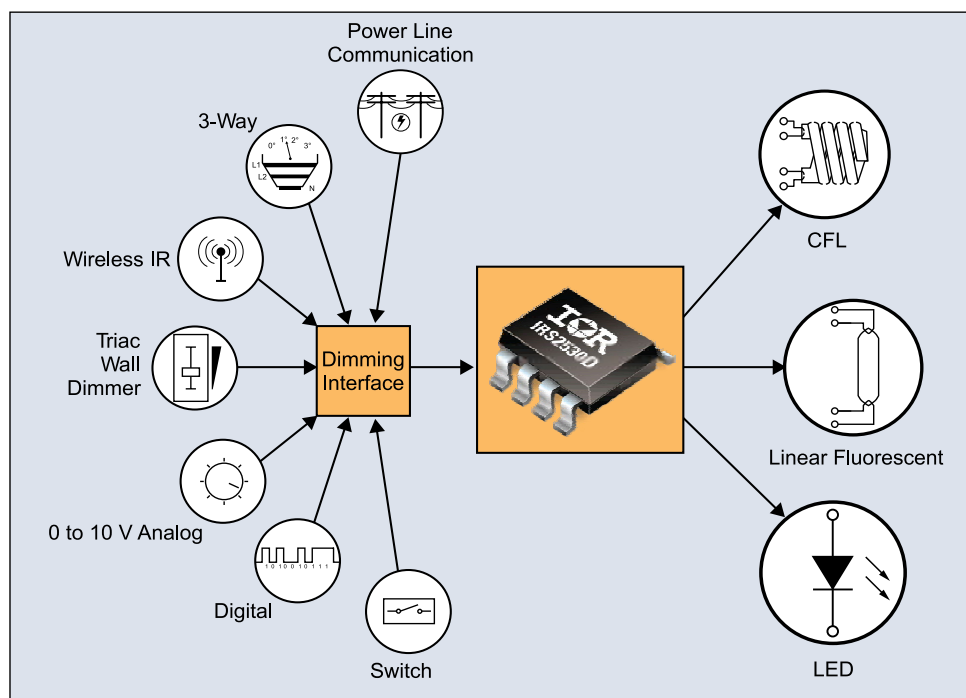


Рис. 1. Схема 600 В полумостового драйвера IRS2530D

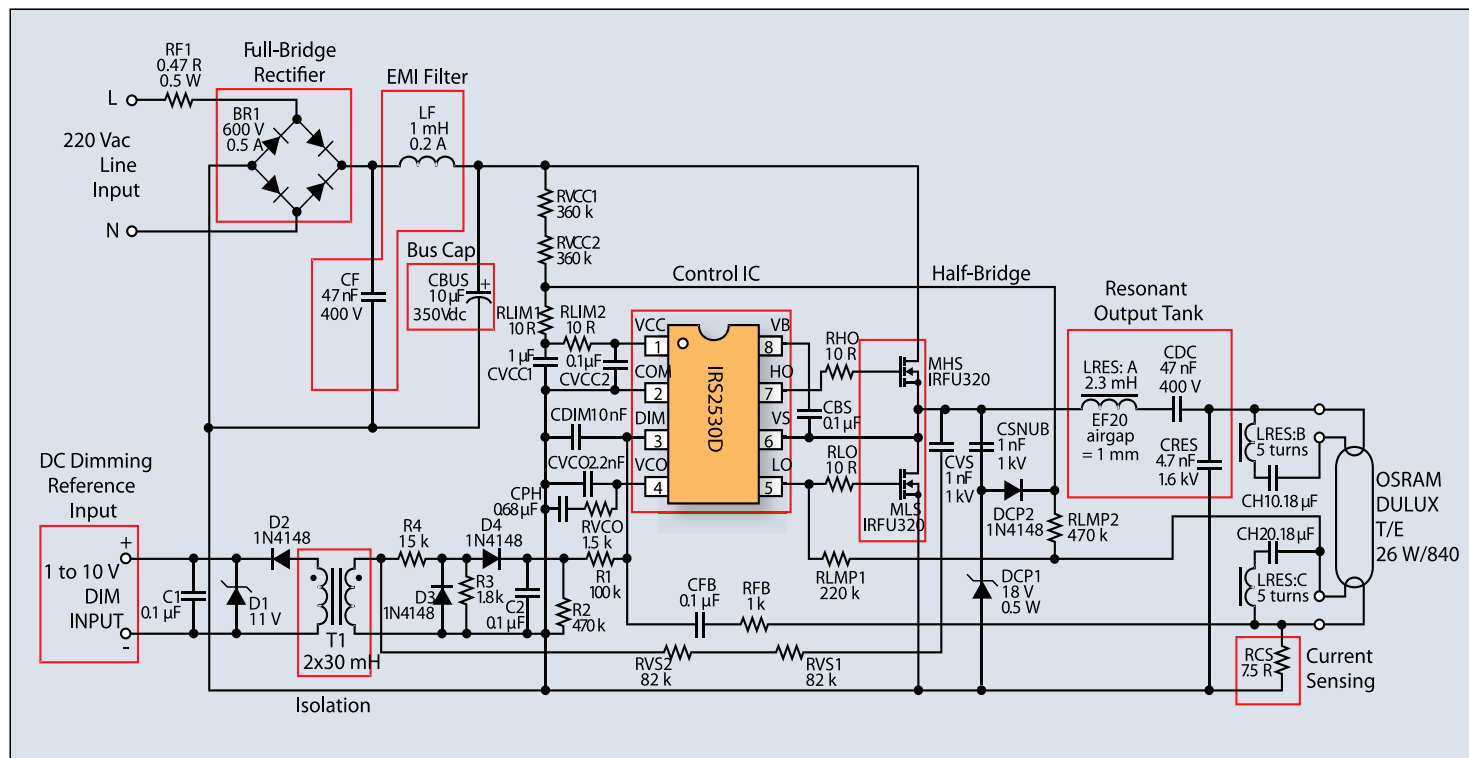


Рис. 2. Электрическая схема регулируемого ЗПРА

в соответствии с зарядом конденсатора СРН, и в то же время нити накаливания лампы подогреваются, для чего используется ток вторичных обмоток резонансного дросселя. Поскольку частота уменьшается в сторону резонансного значения выходного контура, напряжение на лампе растет. Как только это значение достигнет достаточно высокого уровня, чтобы зажечь лампу, через нее начнет протекать ток. Резонансный выходной контур состоит из последовательной L-и параллельной RC-цепей с некоторым Q (Q — значение добротности), а рабочая точка определяется в зависимости от заданного уровня яркости.

Ток лампы снимается с резистора RCS, и в результате это переменное напряжение суммируется с постоянным опорным напряжением от изолированного входного контура управления через резистор RFB и конденсатор CFB в цепи обратной связи. Суммированный AC+DC-сигнал подается на вход DIM ИС IRS2530D и изменяется через цепь обратной связи таким образом, чтобы минимальное значение переменного напряжения всегда оставалось на уровне общей шины COM.

Когда постоянное опорное напряжение на выводе DIM уменьшится при регулировании яркости лампы в сторону затемнения, минимальное значение переменного напряжения опустится ниже уровня COM. Цепь управления яркостью лампы увеличивает частоту для уменьшения усиления резонансного контура и, соответственно, снижения тока лампы до тех пор, пока минимальное значение переменного напряжения

на выводе DIM снова не вернется на уровень шины COM.

Если же постоянное опорное напряжение будет повышаться, увеличится яркость лампы. Таким образом, цепь контроля поддерживает амплитуду переменного тока лампы (от пика до пика) на требуемом уровне при любых настройках уровня опорного напряжения.

Четырехступенчатая регулировка яркости

Четырехступенчатый регулятор использует стандартные выключатели «вкл.-выкл.» для управления уровнем диммирования. Когда выключатель переводится из положения «включен» в положение «выключен» и сразу возвращается обратно (в пределах одной секунды), значение яркости снижается на один уровень. Когда уровень диммига достигает минимального значения, яркость лампы возвращается на максимальный уровень.

Если выключатель переведен в положение «выключен» больше чем на одну секунду, лампа выключится, а установленный до этого уровень яркости будет сохранен до следующего включения.

IRPLDIM5E — это четырехступенчатый балласт для управления 26 Вт четырехвыводной компактной люминесцентной лампой от сети 220 вольт. На рисунке 3 показана электрическая принципиальная схема IRPLDIM5E.

Схема на рисунке 3 аналогична IRPLDIM4E, за исключением отсутствия цепи генерации постоянного опорного напряжения для диммирования. В этом случае для генерации опорно-

го напряжения и определения ступени диммирования применяется микроконтроллер (МК).

Здесь использован микроконтроллер **PIC12F629**, который содержит энергонезависимую EEPROM-память, позволяющую запомнить значение уровня ступени диммирования перед тем, как питание будет выключено. Это позволяет балласту сохранять настройки до восстановления питания вне зависимости от того, насколько долго он был выключен.

Вывод 5 микроконтроллера выдает прямоугольный сигнал фиксированной частоты с четырьмя различными уровнями скважности (ШИМ). Этот сигнал проходит через низкочастотный фильтр для получения постоянного опорного напряжения.

Вывод 6 микроконтроллера подключен к выпрямительному мосту через фильтр с очень короткой задержкой. Благодаря этому МК может определять моменты, когда питание было прервано и быстро включено снова.

На шине питания VDD устанавливается конденсатор C1 с большим значением емкости, позволяющий микроконтроллеру продолжать свою работу более одной секунды после того, как входное питание балласта было прервано. Микроконтроллер запускает таймер сразу после того, как обнаружит отключение входного питания. Если питание восстановлено в течение одной секунды, МК уменьшает выходную скважность (на выводе 5) на один уровень, что приводит к снижению постоянного опорного напряжения на один шаг. Если уровень

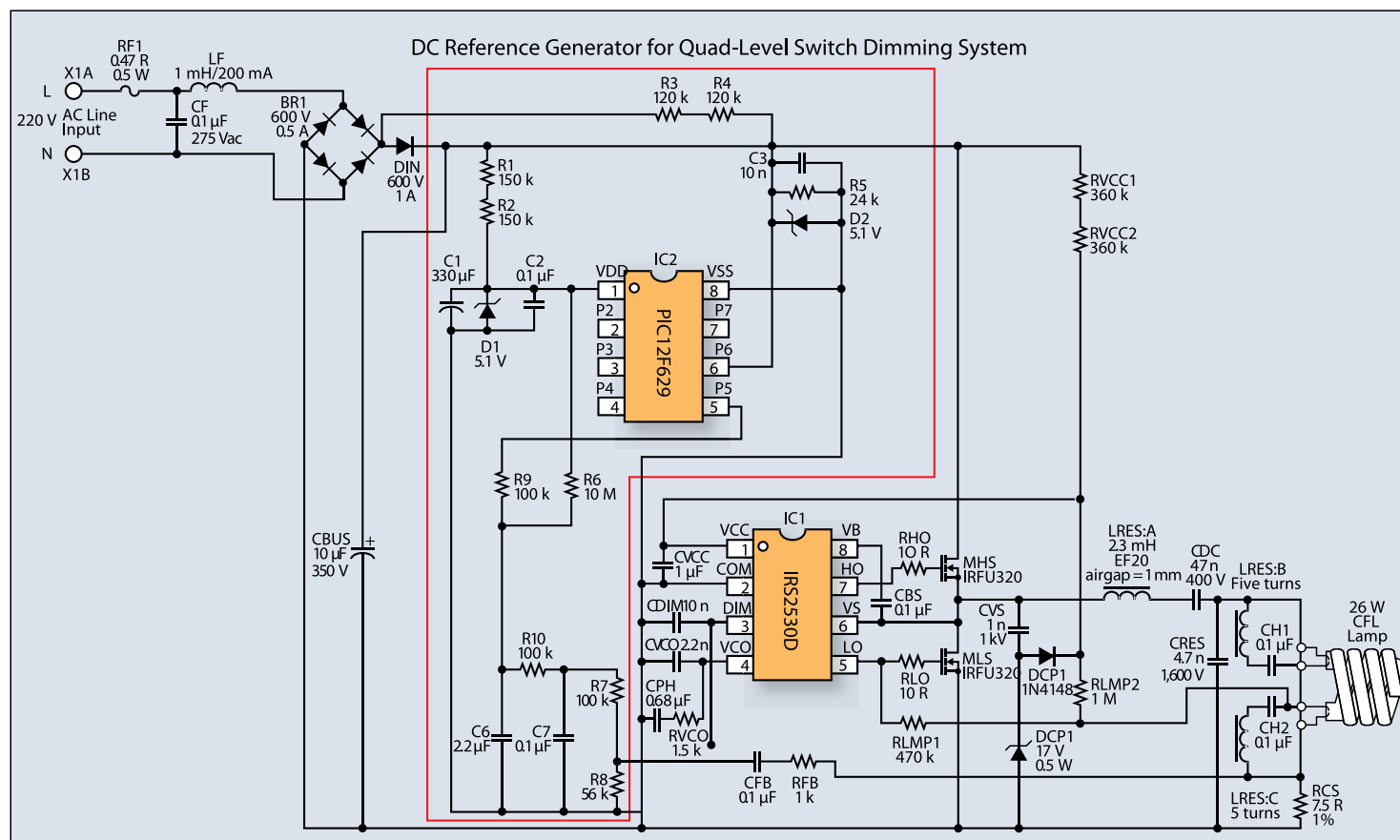


Рис. 3. Принципиальная схема IRPLDIM5E

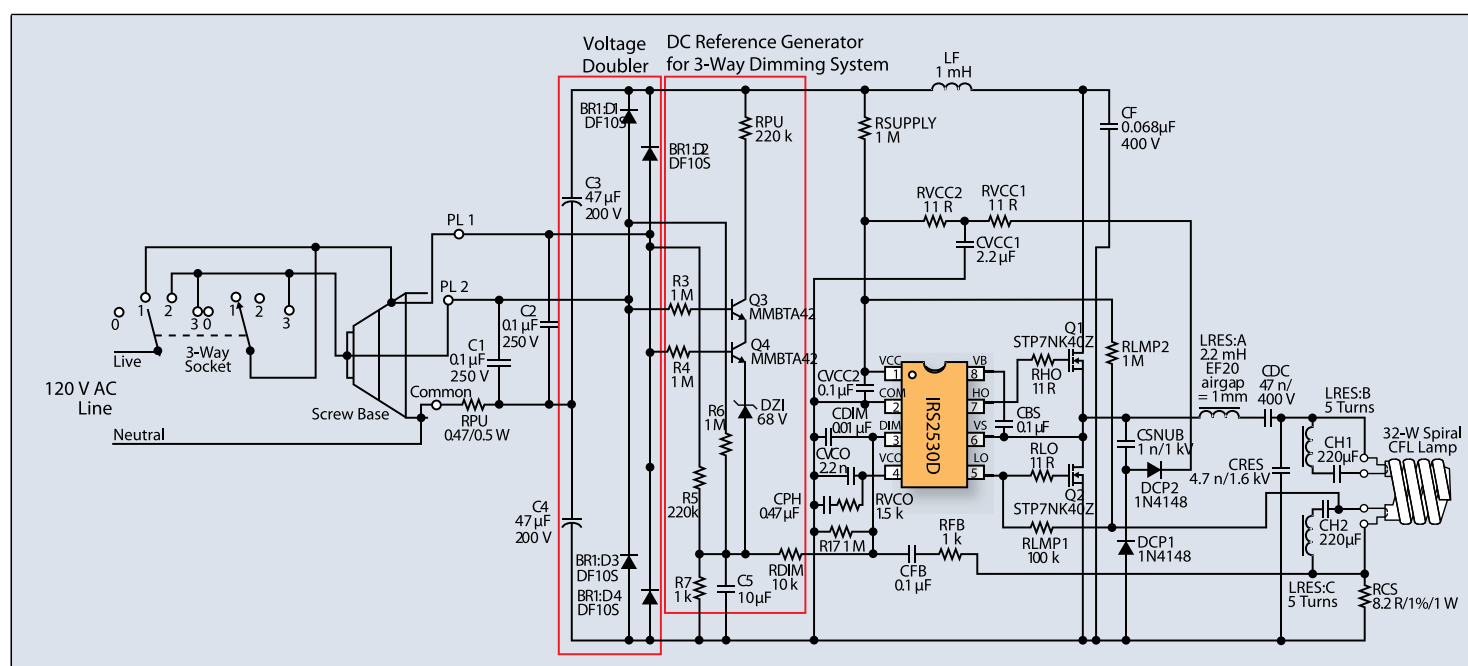


Рис. 4. Электрическая схема балласта IRPLCFL8U

уже был установлен как минимальный, то цикл будет начат заново с максимальным уровнем скважности.

Трехступенчатая регулировка яркости

Трехступенчатые регуляторы яркости широко применяются в США. Система состоит из специального патрона лампы, четырехпозиционного переключателя

и лампы с модифицированным контактным цоколем. Традиционная лампа в такой системе содержит две нити накаливания и три контакта на цоколе.

IRPLCFL8U — это трехступенчатый регулируемый балласт для управления 32 Вт спиральной компактной люминесцентной лампой (CFL) от сети 120 В.

На рисунке 4 показана электрическая схема балласта вместе с четырехпозиционным переключателем и модифицированным контактным цоколем лампы.

Входные цепи содержат умножитель напряжения (D1, D2, D3, D4, C1 и C2)

вместе с выпрямителем и узел формирования постоянного опорного на-

пряжения для регулировки яркости (R3, R4, R5, R6, R7, RPU, Q3, Q4, DZ1 и C5).

Первое положение переключателя — это режим «выключен», когда ни одна из двух цепей не подключена. Во втором положении ток идет по первой цепи (PL1) для получения минимальной яркости лампы. Резистор R5 поднимает постоянное опорное напряжение на резисторе R7 и конденсаторе C5 для установки минимальной яркости.

В третьем положении переключателя, которое соответствует среднему уровню димминга, для поднятия постоянного опорного напряжения используется резистор R6. В четвертом положении параллельно включенные резисторы R5 и R6 поднимают уровень опорного напряжения для получения максимальной яркости.

Уровни яркости могут быть настроены по желанию путем изменения номиналов резисторов R5, R6 и R7. Транзисторы Q3 и Q4 гарантируют, что при установке максимальной яркости постоянное опорное напряжение будет достаточно высоким, так как оба транзистора будут открыты.

Фазорегулирующие (симисторные) диммеры

Практически все бытовые и профессиональные диммеры основаны на симисторах, также известных как фазорегулирующие (или фазосрезающие) диммеры. Эти устройства проводят ток, как только симистор запущен, при условии, что протекающий ток превышает минимальный ток удержания. Эти диммеры очень хорошо работают с ре-

зистивной нагрузкой, например, с лампами накаливания, так как симистор продолжает проводить ток после запуска до тех пор, пока положение фазы не очень близко к концу полупериода.

Традиционные балласты люминесцентных ламп без корректора коэффициента мощности (ККМ) потребляют ток от сети только в районе пика полупериода входного переменного напряжения, когда происходит заряд входного накопительного конденсатора. Неспособность традиционных балластов люминесцентных ламп поддерживать ток через симистор может вызвать мерцание при использовании таких диммеров.

Рекомендации по применению (Application note) AN-1153 описывают управляемый симисторным диммером балласт люминесцентной 15 Вт спиральной лампы для сети 120 В. На рисунке 5 показана схема этого балласта.

Конденсаторы C2, C3, C4 и C5 используются для взаимодействия с симистором в диммере для того, чтобы балласт мог поддерживать необходимый ток симистора практически до самого конца полупериода сетевого напряжения. Существует также узел, определяющий угол среза фазы симистором и регулировки постоянного опорного напряжения для установки необходимого тока лампы.

Форма сигнала в точке соединения диодов D1 и D4 эквивалентна выходному напряжению диммера. Фазосрезанный синусоидальный сигнал будет с положительным смещением, так что отрицательный пик находится в области нуля (уровень общей «земли» схемы). Сигнал уменьшается делителем напря-

жения на резисторах R2 и R3 и далее поступает на диод D5 и стабилитрон D6.

На аноде D6 остается только положительная составляющая полуволны сетевого напряжения, которая в дальнейшем конвертируется в сигнал постоянного напряжения фильтром на R4 и C6. Поскольку минимальный уровень димминга находится в точке, где диммер еще способен проводить через себя ток на выход для нормального функционирования балласта, то это напряжение на самом деле никогда не опустится до нуля. Для этого уровень постоянного напряжения дополнительно смещается стабилитроном D6 и делится резисторами R5 и R6, и только после этого используется как опорное напряжение для установки яркости.

Другие системы управления яркостью

Методы управления яркостью люминесцентных ламп можно разделить на аналоговые и цифровые. Аналоговые системы можно отнести к традиционным и широко распространенным, а цифровые — к достаточно новым.

Благодаря простоте реализации управления яркостью контроллер **IRS2530D** может быть легко использован с любым из двух методов. Разработчик ЭПРА должен лишь определить, как получить постоянное опорное напряжение для выбранного метода управления яркостью.

Аналоговые методы управления яркостью включают в себя 0...10 В управление, фазовые регуляторы, трехпроводное управление, а также фотосенсор, датчик движения и беспроводное ИК управление.

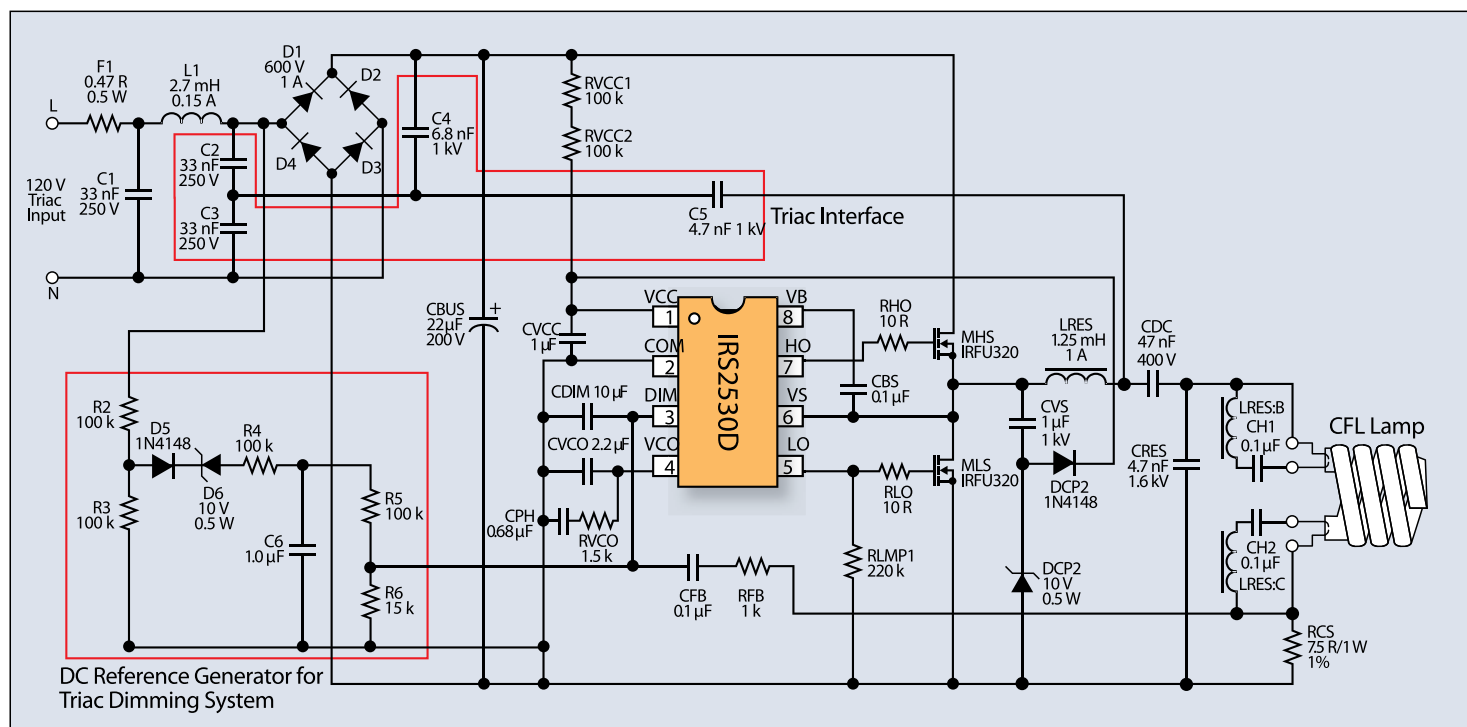


Рис. 5. Управляемый симисторным диммером балласт люминесцентной 15 Вт спиральной лампы для сети 120 В

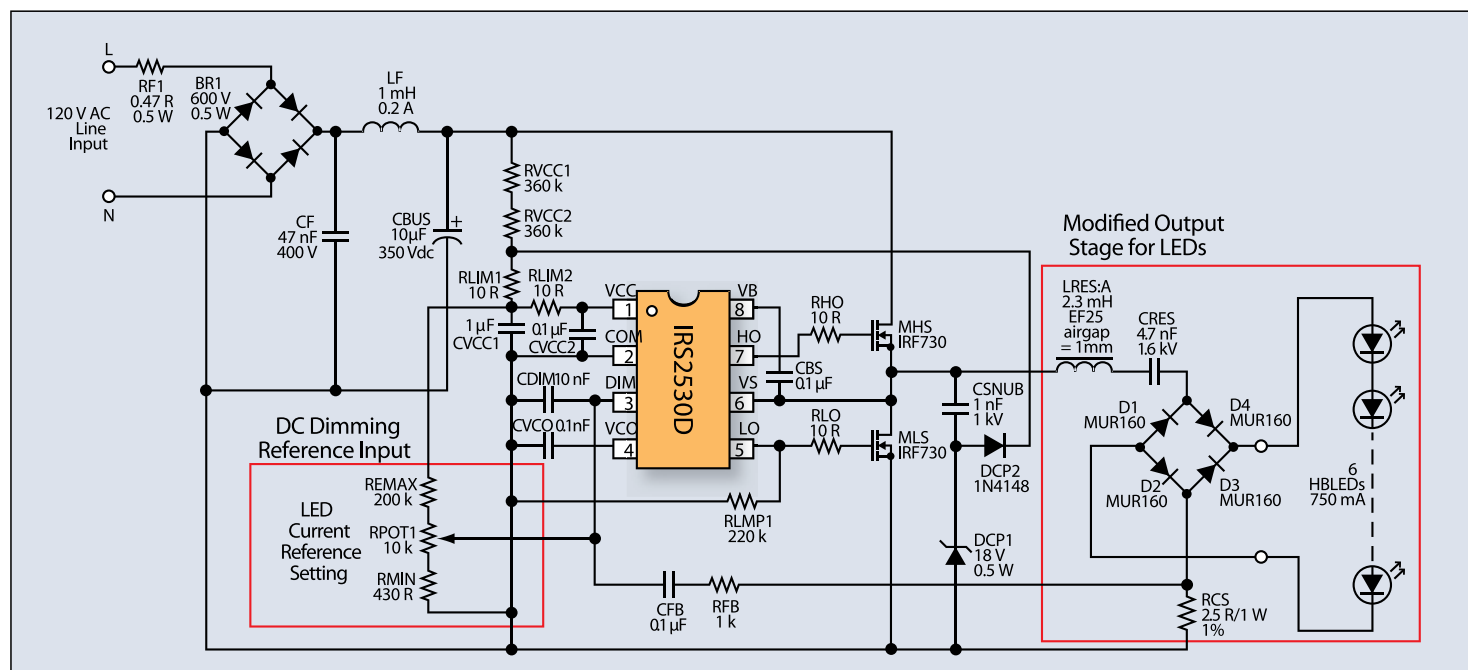


Рис. 6. Схема сетевого LED-драйвера на базе IRS2530D

Постоянное опорное напряжение может быть получено от делителей с использованием резисторов, фоторезисторов, потенциометров или реостатов.

Опорное напряжение должно быть правильно установлено: оно не должно быть слишком большим, чтобы ограничить потери мощности на токоизмерительном резисторе; и не очень маленьким, чтобы избежать проблем с шумами на минимальной яркости.

В техническом описании контроллера IRS2530D (www.irf.com/product-info/datasheets/data/irs2530d.pdf) рассказывается, как правильно выбрать опорное напряжение и токоизмерительный резистор.

Цифровое управление предоставляет ряд преимуществ по сравнению с аналоговым: упрощение проводки, большое количество градаций управления для большей точности и возможность реализации двухсторонней связи. Еще одно преимущество такой системы — это возможность реализации логарифмического закона управления яркостью. Так как человеческий глаз более чувствителен к низкой степени яркости, то логарифмическое управление яркостью воспринимается как линейное.

Цифровое управление предоставляет ряд преимуществ по сравнению с аналоговым: упрощение проводки, высокая точность управления и двухсторонняя связь.

Наиболее известным из цифровых методов управления освещением является открытый стандарт двухпроводной адресуемой передачи данных DALI (*Digital Addressable Lighting Interface*). Для работы с цифровыми видами управления яркостью регулируемый ЭПРА на базе IRS2530D требует применения микро-

контроллера для связи по цифровому протоколу. Микроконтроллер декодирует данные от цифрового управляющего источника и генерирует прямоугольный сигнал с фиксированной частотой и изменяемой скважностью, соответствующей желаемому уровню яркости.

Светодиодные драйверы с управляемой яркостью

В отличие от люминесцентной лампы, светодиодные (LED) требуют стабильного тока и не нуждаются в подогреве или поджиге. IRS2530D также может быть использована для питания и диммирования LED-ламп. На рисунке 6 показана схема сетевого LED-драйвера на базе IRS2530D.

Обратная связь по цепи контроля яркости IRS2530D поддерживает амплитуду тока LED, регулируя его подстройкой частоты полумостового преобразователя.

Резонансная цепь из IRPLDIM4E была несколько изменена. Так как она больше не нужна для подогрева и поджига нагрузки, выходной каскад был заменен последовательной L-C-LED-цепью. В результате выходное переменное напряжение прямоугольной формы при дополнительном использовании мостового выпрямителя превращается в полностью выпрямленное положительное напряжение.

Контролирование переменного тока по-прежнему осуществляется токоизмерительным резистором RCS, что обеспечивает прямое измерение переменного тока при полностью выпрямленной амплитуде тока LED. Этот переменный сигнал суммируется с постоянным напряжением от регулятора опорного тока и поступает на вывод DIM IRS2530D.

Обратная связь по цепи контроля яркости поддерживает амплитуду тока LED, постоянно подстраивая частоту полумостового преобразователя таким образом, чтобы номинальный RMS-ток светодиодов сохранялся в пределах, указанных в спецификациях производителя.

Когда постоянное опорное напряжение снижается, контроллер IRS2530D увеличивает частоту, чтобы уменьшить коэффициент передачи резонансного контура, величина тока через LED понижается, в результате чего уменьшается яркость. Такая схема управления поддерживает ток через LED постоянным по входу, по нагрузке и при температурных колебаниях для любого значения уровня димминга. Она может работать с любым числом последовательно соединенных светодиодов.

Вышеупомянутая цепь управления LED-лампой практически аналогична управляемому балласту люминесцентной лампы IRPLDIM4E. Любой из методов управления яркостью в ЭПРА люминесцентных ламп описанных выше может быть легко использован и для управления LED. Обратная связь в цепи управления яркостью в контроллере IRS2530D позволяет работать с любым количеством последовательно включенных светодиодов. Для работы с LED-линейками различных номинальных токов токоизмерительный резистор и источник опорных настроек должны быть соответствующим образом скорректированы.

Статья переведена с разрешения журнала *Power Electronics Technology*.

Получение технической информации,
заказ образцов, поставка —
e-mail: power.vesti@compel.ru