

№5 (117), 2013 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:
Снежана Холодова

Редакционная коллегия:

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

Дизайн, графика, верстка:

Елена Георгадзе
Екатерина Беляева
Евгений Торочков

Распространение:

Снежана Холодова

Электронная подписка:
www.compeljournal.ru

Отпечатано:

«Гран При»
г. Рыбинск

Распространяется бесплатно

Тираж – 1500 экз.
© «Новости электроники»

Подписано в печать:
18 июля 2013 г.

СОДЕРЖАНИЕ

БРЕНД НОМЕРА: *INTERNATIONAL RECTIFIER*

• International Rectifier – 65 лет инноваций <i>Рейнгольд Тойлер</i>	3
• Дорогу молодым! – новые семейства силовых транзисторов от IR <i>Кирилл Автушенко</i>	5
• IR116x: современное решение для синхронного выпрямления <i>Вячеслав Гавриков, Максим Соломатин</i>	10
• Высоконадежные интеллектуальные ключи производства компании IR <i>Вячеслав Гавриков</i>	13
• Ключ на плечо! – особенности применения высоковольтных драйверов производства IR <i>Кирилл Автушенко, Андрей Булычев</i>	20
• Сделай громче, диджей! – комплексные решения IR для построения аудиосистем <i>Александр Калачев</i>	27
• Мощные и компактные – новые интегральные силовые модули μ IPM <i>Андрей Булычев</i>	31
• Применение IGBT в преобразовательной технике <i>Алексей Попов, Сергей Попов</i>	35
• Особенности монтажа силовых компонентов в планарных корпусах PQFN <i>Вячеслав Гавриков</i>	47

International IR Rectifier

В СЛЕДУЮЩЕМ НОМЕРЕ: РЕШЕНИЯ MAXIM INTEGRATED ДЛЯ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

- ОУ для прецизионных измерений
- Защита сигнальных линий
- Все, что окружает ПЛИС

Если вы хотите предложить интересную тему для статьи в следующий номер журнала – пишите на адрес vesti@compel.ru с пометкой «Тема в номер» или в рубрику «Я – автор» раздела «Разработчикам» сайта www.compel.ru.

ОТ РЕДАКТОРА



Уважаемые читатели!

Верите ли вы в роль личности в истории? В разное время на этот вопрос отвечали по-разному, вплоть до полного отрицания таковой в ранние советские годы. Но роль личности основателя того или иного бизнеса в истории и в перспективах развития этого бизнеса, как мне кажется, не отрицали даже тогда.

19 января 2013 года ушел из жизни, возможно, самый легендарный человек в бизнесе электронных компонентов — основатель и бессменный президент компании **International Rectifier Эрик Лидов**. Ему было 100 лет, он был исполнительным директором компании с 1946 по 2008 годы и вплоть до последних дней приезжал в офис, будучи почетным президентом и консультантом Совета директоров.

Изобретение и усовершенствование — эти два слова в первую очередь приходят в голову всякому, знакомому с продукцией IR и с историей компании. А за этими словами, в свою очередь, стоят инженерное любопытство и коммерческая хватка Эрика Лидова. Уроженец Литвы, учившийся в начале 30-х в Берлинском университете, он вспомнил в своем последнем интервью, данном журналу EPN по случаю сорокалетия этого издания в ноябре 2012 года, как случайно сломал в университетской лаборатории фотоэлектрическую батарею из оксида меди. «Когда я

посмотрел не нее поближе, я подумал: дешевые материалы, легко транспортируются — и стоит при этом 2000 долларов?! Я хочу заниматься этим!»

Вряд ли еврей Лидов смог бы долго заниматься этим в Германии после прихода к власти Гитлера в 1933 году — и в октябре 1937 года он приезжает в Нью-Йорк. В кармане — 14 долларов, на плече — фотокамера «Лейка», на вырученные от продажи которой \$150 он основал первый, не очень-то успешный частный бизнес по производству радиоприемников. Поменяв несколько мест работы и скопив три с половиной тысячи, Лидов переезжает в Калифорнию, в Лос-Анджелес, где, работая в крохотной мастерской на задворках местной фотолаборатории, за девять месяцев создает опытный образец фотоэлемента «не хуже немецкого». Фотоэлемент понравился специалистам из Eastman-Kodak, они заказали партию — и дело пошло! Особенно успешно оно пошло, когда знаменитый доктор Ферми, один из создателей атомного оружия, заказал молодой компании **Selenium** (так Лидов назвал свое детище) датчики защиты фюзеляжа самолета от выстрелов на основе фотоэлектрических материалов.

Корпорация **Sperry**, выгодно для Лидова купившая ставший на ноги бизнес Selenium, занималась преобразованием переменного тока в постоянный — это и повлияло на решение Лидова заняться электровыпрямителями и источ-

никами электропитания. В эти же годы, 1944/45, он обнаружил, что его отец жив, перевез его из Европы в США, и вместе они основали International Rectifier (отец, финансист и банковский работник, отвечал в новой компании за финансовые вопросы, сын — за инженерно-технические и коммерческие).

С тех пор IR — первые в инновациях в силовой электронике. Интересующихся этим вопросом отсылаю к своей же редакционной заметке в НЭ №12/2009, а также — к статье Георгия Келла в НЭ №7/2007. И, отдав от лица компании КОМПЭЛ, дистрибьютора продукции IR с 1996 года, дань памяти Эрику Лидову, закончу его же ответом на вопрос «Что побуждает Вас заниматься инновациями?» из уже упоминавшегося интервью:

«Отец учил меня в конце каждого дня подводить итог: что я за этот день сделал важного? — не для себя, а для мира. Это был хороший совет. Повысить эффективность, доступность техники, лучше использовать электроэнергию — что может быть важнее?»

С уважением,
Геннадий Каневский

Рейнгольд Тойпер (International Rectifier)

INTERNATIONAL RECTIFIER – 65 ЛЕТ ИННОВАЦИЙ



В интервью редактору «Новостей электроники» Геннадию Каневскому Вице-президент компании International Rectifier по продажам в Европе Рейнгольд Тойпер рассказывает о направлениях развития компании, о ее региональной политике и о новых разработках на базе нитрида галлия.

Геннадий Каневский: Какова стратегия развития компании International Rectifier на ближайшие несколько лет? Какие отрасли производства электроники компания считает наиболее перспективными и какие группы продукции, соответственно, будут являться для нее приоритетными?

Рейнгольд Тойпер: В последние годы актуальность разработок в области управления электропитанием стремительно выросла благодаря возрастающей потребности в энергоэффективных приложениях. Требования к значениям и плотности мощности во многих типах конечного оборудования продолжают расти, поскольку от систем требуется все большая функциональность. Это, в свою очередь, рождает спрос на решения в области управления питанием, которые обладали бы высокой электрической и тепловой эффективностью, занимали бы меньшую площадь на плате и, в то же время, отвечали и строгим требованиям норм, и спросу конечного потребителя на высокую энергоэффективность.

Для соответствия этим новым требованиям IR разрабатывает инновационные ключи, драйверы, контроллеры и типы корпусов, оптимизирующие архитектуру электропитания для конкретного приложения. Как результат, мы предлагаем нашим покупателям более миниатюрные, рассеивающие меньше тепла решения, которые, к тому же, более эффективны по затратам при эксплуатации.

Мы продолжаем ориентироваться на автомобильный, промышленный, потребительский телекоммуникационный сегменты рынка, а также — на приложения повышенной надежности, предлагая клиентам широкую линейку аналоговых и цифровых микросхем, IGBT, интегральных силовых модулей, регу-

ляторов напряжения и эталонных силовых MOSFETs.

Г.К.: За счет каких факторов компании удается оставаться лидером мирового рынка по производству силовых полупроводниковых компонентов и сохранять устойчивость в условиях непростой экономической ситуации?

Р.Т.: Уже 65 лет IR находится на переднем крае инноваций в области управления электропитанием. Независимо от макроэкономической обстановки, IR продолжает инвестировать разработки и исследования, применяя агрессивные стратегии для увеличения доли рынка и фокусируя усилия на росте прибыли. В последнее время мы представили на рынок 600 В и 1200 В Trench IGBT; силовые MOSFETs серии StrongIRFET™ со сверхнизким значением RDS(on) для широкого круга промышленных приложений, включающих аккумуляторные сборки, инверторы, источники бесперебойного питания, инверторы солнечных батарей, выключные погрузчики и силовые приборы; семейство интегральных силовых модулей PowIRaudio™ для высококачественных систем домашнего кинотеатра и автомобильных аудиоусилителей; а также — большую линейку микросхем для систем освещения.

Г.К.: Наблюдаете ли Вы тенденцию увеличения доли производства электроники в Азии и развивающихся странах и рост доли продаж электронных компонентов в Азиатские страны?

Р.Т.: Независимо от региона, рост доли средств управления питанием стимулируется новыми правительственными стандартами, направленными на поддержку увеличения энергоэффективности. Если учитывать это, становится очевидно, что существуют серьезные возможности новых подходов к управлению питанием. Россия остается для IR важным регионом, и мы намерены

представлять здесь все более эффективные силовые полупроводниковые решения, чтобы удовлетворить нужды этого рынка. Мы разрабатываем новые корпусные решения для дальнейшей минимизации потерь и создаем новые, менее дорогие устройства, позволяющие разработчикам повышать эффективность разрабатываемых приложений без увеличения затрат. Помимо этого, мы обеспечиваем инструментальную и инженерную поддержку, чтобы потребители могли как можно скорее и без лишних усилий оценить и применить новые технологии управления электропитанием.

Г.К.: Можно ли ожидать в ближайшие один-два года появление новых линеек или видов продукции, интересных российскому производителю? Если да, то каких?

Р.Т.: IR продолжит развивать линейку инновационных IGBT, высоковольтных интегральных схем, силовых MOSFETs и модулей для всех возможных применений, включая промышленное оборудование, системы освещения и аудиоприложения класса D. International Rectifier также остается ведущим поставщиком силовой продукции в виде кристаллов. Помимо продолжения работы по повышению эффективности и уровня интеграции существующих изделий на базе кремния, IR также фокусируется на новых разработках на базе нитрида галлия (GaN).

Г.К.: Сейчас многие компании ведут разработку технологий производства силовых полупроводниковых приборов, основанных на применении новых материалов, например, нитрида галлия или карбида кремния. На Ваш взгляд, связано ли это с тем, что производители сталкиваются в скором времени с теоретическими пределами возможностей кремниевых структур? Если да — когда следует ожидать достижения этого предела?

Р.Т.: Поскольку физические пределы возможностей кремния уже достигнуты, становится все сложнее и требует все больших затрат дальнейшее повышение производительности. В некоторых случаях для повышения плотности мощ-



Стенд International Rectifier на выставке CEC-2012

ности системы при минимуме затраченной энергии с одновременным ограничением размера системы, ее сложности и цены, необходимы новые технологии, в то время как в других случаях нужны новые материалы. Хороший пример этого — революционная технологическая платформа компании IR для силовых компонентов на основе нитрида галлия GaNpowIR®, которая знаменует собой новую эру в разработке высокоэффективных силовых изделий.

Недавно компания IR объявила, что завершила испытания и отгрузила изделия, выпущенные на базе GaN-платформы для систем домашнего кинотеатра, которые выпускает один из ведущих производителей потребительской электроники. Это достижение подчеркивает стратегическое преимущество International Rectifier на рынке управления электропитанием, поскольку представляет собой эффективную, с точки зрения капитализации, модель производства, которая означает для покупателя рост значения показателя качества примерно в десять раз по сравнению с самой современной технологией на базе кремния. Это новейшее достижение демонстрирует неизменное стремление IR предоставить своим клиентам наиболее современные технологические достижения в области управления электропитанием. **5**

Надежные 65 В интеллектуальные ключи от IR

Компания **International Rectifier** представила новые интеллектуальные ключи (IPS) верхнего плеча с функцией измерения тока в нагрузке — **AUIPS7125R** и **AUIPS7145R**. Ключи рассчитаны на рабочее напряжение до 65 В и обладают множеством встроенных механизмов защиты. Ключи отлично подходят для применения в 24 В автомобильных сетях, в устройствах, располагаемых под капотом грузовых автомобилей, например, в коммутационных коробках. Микросхемы **AUIPS7125R** и **AUIPS7145R** предоставляют широкий набор защитных функций для обеспечения безопасной и надежной коммутации. Более того, новые механизмы защиты по току, температуре и рабочему напряжению гарантируют безопасность работы ключа в условиях повторяющихся коротких замыканий. Новые ключи призваны заменить своих предшественников **AUIPS7121R** и

AUIPS7141R, выпущенных на рынок в 2009-2010 годах.

В дополнение к защитным функциям, ключи серии **AUIPS71xx** обеспечивают измерение тока нагрузки с погрешностью не превышающей $\pm 5\%$ во всем диапазоне рабочих температур. Время включения и выключения ключей оптимизировано для минимизации излучаемых помех при применении ключей в составе автомобильных устройств, чувствительных к ЭМИ.

Ключ **AUIPS7145R** обеспечивает ток до 20 А при сопротивлении канала 100 мОм и обладает коэффициентом измерения тока 2000:1.

Ключ **AUIPS7125R** обеспечивает ток 50 А при сопротивлении канала 30 мОм и обладает коэффициентом измерения тока 7050:1. Оба ключа размещаются в корпусах D-PAK с пятью выводами.

Все устройства серии **AUIPS71xx** квалифицированы по стандарту AEC-Q100 для автомобильного применения и имеют повышенную максимальную рабочую температуру кристалла (165°C).

Кирилл Автушенко (КОМПЭЛ) ДОРОГУ МОЛОДЫМ! – НОВЫЕ СЕМЕЙСТВА СИЛОВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ ОТ IR



Силовые MOSFET – «визитная карточка» компании International Rectifier. За время, прошедшее с момента прошлой публикации в нашем журнале на эту тему, компания IR продолжала совершенствование своей основной продукции. Результат – появление линейки **StrongIRFet** с рекордно низким сопротивлением открытого канала и максимальным током до 240 А.

Транзистор является самым массовым электронным компонентом после резисторов и конденсаторов. Масштабы рынка MOSFET впечатляют, и многие компании не прочь откусить от этого пирога как можно большую часть. Это требует от компаний-лидеров постоянного развития технологий производства кристаллов MOSFET и их корпусирования, чтобы расширять области применения MOSFET и продолжать удерживать лидирующие позиции на рынке.

Основными направлениями развития MOSFET являются уменьшение сопротивления открытого канала $R_{ds(on)}$; снижение емкости и заряда затвора Q_g для высокочастотных применений, например, в импульсных источниках питания (ИИП); а также улучшение таких малозаметных на первый взгляд параметров, как тепловое сопротивление, паразитная индуктивность, емкость выводов и т.д.

Все указанные характеристики достигаются как путем совершенствования технологии производства кристаллов, так и разработкой новых типов корпусов для транзисторов, т.к. корпус вносит значительный вклад в окончательные значения сопротивления канала, паразитных емкостей и теплового сопротивления транзистора.

Современные кремниевые технологии MOSFET от IR

Многочисленные области применения MOSFET требуют обеспечения оптимальности транзистора с точки зрения различных характеристик. Так как многие характеристики транзисторов антагонистично взаимосвязаны, это требует разработки различных методов производства кристаллов и их корпусирования для достижения оптимального

значения требуемого параметра. Компания International Rectifier является разработчиком нескольких технологий производства кремниевых кристаллов (рисунок 1).

В данной статье мы не будем рассматривать давно всем известные технологии, появившиеся до поколения Gen 12.5x. Предметом нашего разговора станут те семейства и технологии, которые появились относительно недавно и сейчас стремительно выходят на мировой рынок. Это, возможно уже известное читателю, семейство StrongIRFET (Gen 12.7) – семейство транзисторов с минимальным сопротивлением канала и выдающимися токовыми характеристиками. Это и новое семейство 300 В транзисторов, также обладающих малым

сопротивлением, являющимся самым низким для приборов подобного класса. Помимо упомянутых, мы рассмотрим новинки, представленные семейством транзисторов в корпусах DirectFET, обладающих минимальным добавочным сопротивлением, отличными характеристиками по теплоотводу и паразитной индуктивности. Все эти решения уже доступны на рынке электронных компонентов и успели снискать себе поклонников в инженерной среде.

Дальнейшее развитие технологий будет направлено на получение транзисторов со сбалансированными характеристиками проводимости и переключения, оптимизированных по так называемой FOM (Figure of Merit), представляющей собою оптимальное значение произведения сопротивления транзистора на заряд затвора ($R_{ds(on)} \cdot Q_{gate}$). Данные решения будут представлены в виде двух семейств N-канальных транзисторов на среднее (60...200 В) и низкое (20...30 В) напряжение.

Кроме того, технологии поколения Gen 12.7 вскоре позволят выйти на рынок 60 В и 75 В семейству StrongIRFET,

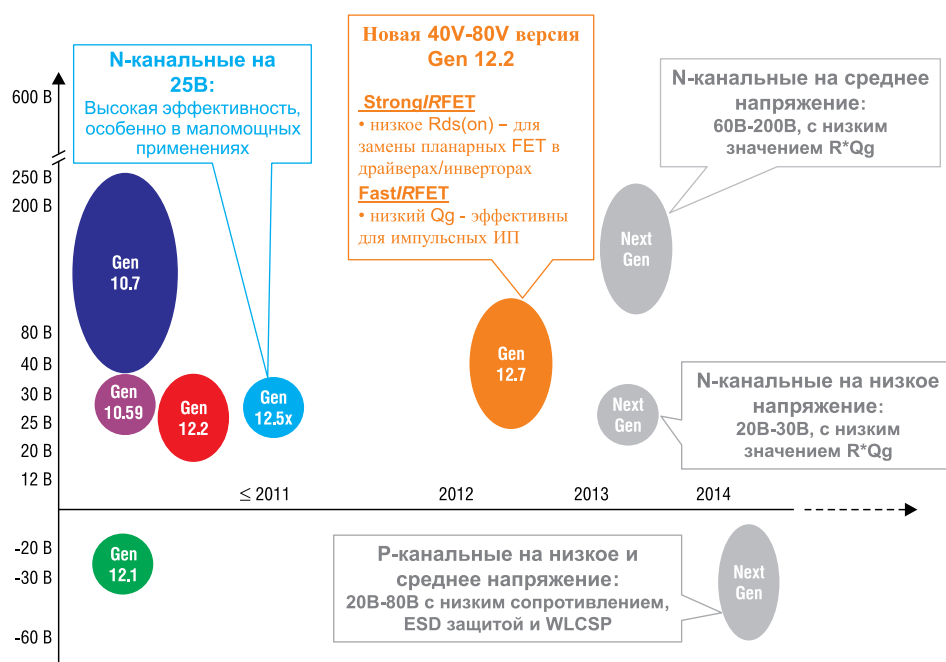


Рис. 1. Эволюция кремниевых технологий IR для производства MOSFET

Таблица 1. Семейство 40 В транзисторов с наименьшим сопротивлением – StrongIRFET

Наименование	Корпус	Rds(on)max при 10 В, мОм	Id max при Tc=25°C, А	Тип. Qg, нКл
<u>IRFS7434TRL7PP</u>	D2-7	1,00	240	210
<u>IRFS7437TRL7PP</u>		1,40	195	150
<u>IRFS7437TRLPBF</u>	D2-Pak	1,80	195	150
<u>IRFS7440TRLPBF</u>		2,50	120	90
<u>IRFR7440TRPBF</u>	D-Pak	2,40	90	89
<u>IRFR7446TRPBF</u>		3,90	120	65
<u>IRF7946TRPBF</u>	DirFET M-Can	1,40	90	141
<u>IRFH7004TRPBF</u>	PQFN	1,40	100	130
<u>IRFH7440TRPBF</u>		2,40	85	90
<u>IRFH7446TRPBF</u>		3,30	85	65
<u>IRFB7430PBF</u>	TO-220	1,30	195	300
<u>IRFB7434PBF</u>		1,60	195	216
<u>IRFB7437PBF</u>		2,00	195	150
<u>IRFB7440PBF</u>		2,50	120	90
<u>IRFB7446PBF</u>		3,30	120	62
<u>IRFP7430PBF</u>		TO-247	1,30	195
<u>IRFSL7437PBF</u>	TO-262	1,80	195	150
<u>IRFSL7440TRLPBF</u>		2,50	120	90

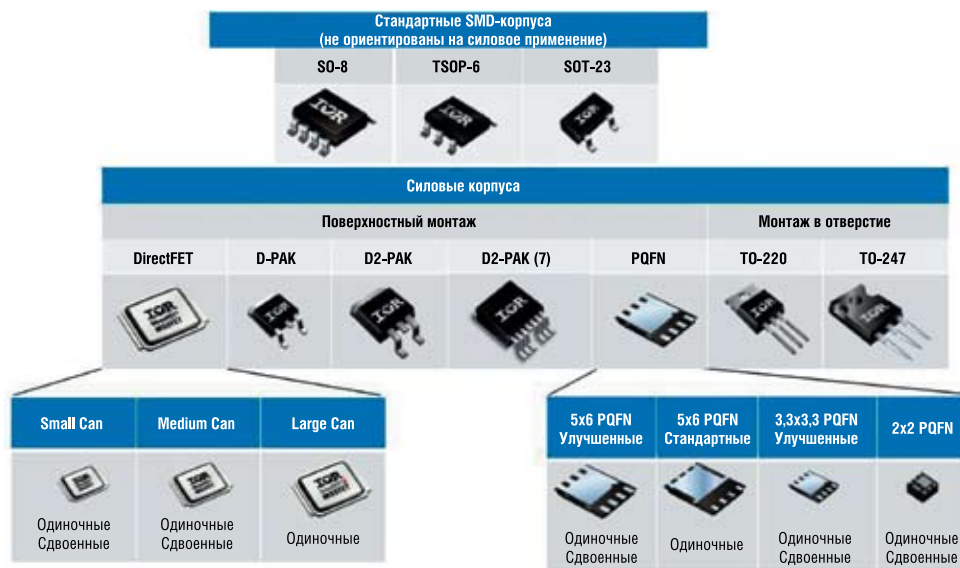


Рис. 2. Варианты корпусирования транзисторов IR

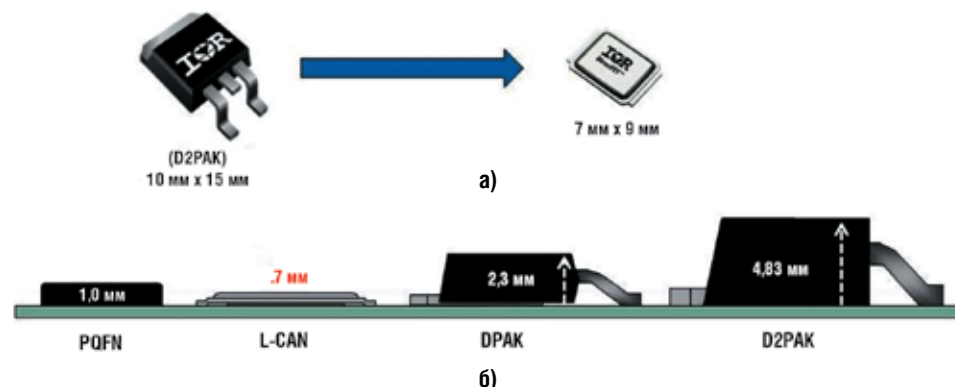


Рис. 3. Габариты корпуса DirectFET в сравнении с другими SMD-корпусами: по площади (а), по высоте (б)

а также семейству быстродействующих транзисторов FastIRFET, у которых будет сведен к минимуму заряд затворного слоя Qg и которые изначально будут доступны в варианте на напряжение 100 В.

Технологии корпусирования MOSFET

Конечные рабочие характеристики транзистора складываются из характеристик кристалла и значений паразитных параметров, вносимых корпусом. Кроме того, именно конструкция корпуса определяет максимальный ток, который транзистор может обеспечить без разрушения, возникающего вследствие теплового пробоя.

Весь спектр корпусов, в которых компания IR выпускает свои транзисторы, представлен на рисунке 2. Помимо широко известных корпусов, применяемых также и другими производителями, International Rectifier применяет ряд корпусов собственной разработки, обладающих исключительными характеристиками и позволяющих максимально раскрыть возможности кристаллов транзисторов.

Таковыми корпусами являются DirectFET и аналог корпуса TO-262 с расширенными выводами (TO-262WL), позволяющими в значительной мере увеличить рабочий ток транзистора. На рисунке 3 проводится сравнение габаритных характеристик транзисторов в корпусе D2-PAK и DirectFET, обеспечивающих одинаковый рабочий ток. Легко видеть, что применение корпуса DirectFET позволяет значительно

Таблица 2. Новое семейство транзисторов в силовом корпусе TO-247

Наименование	V_{DSS} , В	I_d max при $T_c=25^\circ\text{C}$, А	I_d max при $T_c=100^\circ\text{C}$, А	$R_{ds(on)}$ max при 10 В, мОм	Тип. Qg, нКл
IRFP4368PBF	75	350	195	1,85	380
IRFP4468PBF	100	290	195	2,6	360
IRFP4568PBF	150	171	125	5,9	151
IRFP4668PBF	200	130	92	9,7	161
IRFP4768PBF	250	93	66	17,5	180
IRFP4868PBF	300	70	49	32	180

уменьшить массогабаритные характеристики конечного устройства.

Благодаря широким выводам максимальный ток, который можно «снять» с транзистора в корпусе TO-262WL, достигает 240 А. Особенности же этих корпусов подробно описаны в статье [1].

Новые линейки силовых MOSFET

Познакомившись в общих чертах с технологиями производства и корпусирования транзисторов IR, перейдем к подробному рассмотрению новых семейств.

Семейство StrongIRFET

Одним из наиболее интересных семейств, преимуществе которого уже успели оценить многие разработчики, является семейство транзисторов StrongIRFET, выполненных по кремниевой технологии Gen 12.7. При разработке и производстве этого семейства основной упор был сделан на уменьшении сопротивления канала и обеспечении максимально возможного тока транзистора. Как видно из таблицы 1, максимальное значение сопротивления транзистора в стандартном корпусе TO-220 может составлять 1,3 мОм. Применение же специализированных корпусов, обладающих малым добавочным сопротивлением, например, семивыводного корпуса D2-Pak, позволяет уменьшить значение этого параметра до 1 мОм (максимальное значение). В настоящее время семейство представлено транзисторами с максимальным напряжением 40 В.

Основными областями применения данного семейства являются 12 и 24 В системы управления двигателями постоянного тока, а также системы коммутации и защиты аккумуляторных батарей. Соответствие транзисторов промышленному стандарту позволяет с успехом применять их для построения промышленного ручного и автоматического инструмента, а также электрокаров и электропогрузчиков.

В планах компании – расширить семейство 60 и 75 В линейками. Некоторые представители 75 В линейки уже проходят окончательное тестирование и ближе к концу лета 2013 года должны

Таблица 3. Семейство 300 В транзисторов с наименьшим сопротивлением в отрасли

Наименование	$R_{ds(on)}$ max при 10 В, мОм	I_d max при $T_c=25^\circ\text{C}$, А	Тип. Qg, нКл	Корпус
IRFB4137PBF	69	38	83	TO-220
IRFP4137PBF	69	38	83	TO-247
IRFP4868PBF	32	70	180	TO-247

появиться в виде инженерных образцов. Как показывают предварительные оценки, сопротивление данных транзисторов не будет превышать единиц мОм.

Семейство силовых транзисторов IRFP4x68 в корпусе TO-247

Еще одним новым семейством транзисторов, которые могут похвастаться низким сопротивлением, является IRF4x68, кристаллы которого выполнены по технологии Gen 10.7 и упакованы в мощный корпус TO-247. Семейство охватывает широкий диапазон рабочих напряжений транзистора – от 75 до 300 В – и обеспечивает рабочие токи до 195 А. Удобная система наименований (*Part Numbering System*) позволяет легко ориентироваться среди представителей семейства – вторая цифра в наименовании строго указывает на рабочее напряжение транзистора. Состав семейства приведен в таблице 2.

Именно корпус TO-247, обладая отличными характеристиками по отводу тепла, и позволяет обеспечить столь высокий рабочий ток. Однако для того, чтобы в полной мере раскрыть эти преимущества, необходимо приложить некоторые дополнительные усилия. Так, теплоотвод от поверхности транзистора (а значит и кристалла) будет лучше, если при креплении корпуса на радиатор пользоваться специальными термопастами и осуществлять крепление при помощи специальных клипс. Подробно эти аспекты применения данных транзисторов рассматриваются в статье [2].

Новые 300 В транзисторы с наименьшим сопротивлением в отрасли

Для построения выходных каскадов высокоэффективных преобразователей питания компания IR выпустила серию

300 В транзисторов, обладающих наименьшим в отрасли сопротивлением открытого канала (таблица 3). Данное семейство немногочисленно и состоит из трех представителей – все это мощные транзисторы в корпусах, предназначенных для сквозного монтажа на печатную плату: TO-220 и TO-247.

Помимо отличных характеристик проводимости, данные транзисторы обладают также выдающимися характеристиками для высокочастотных применений. Семейство в скором времени расширится за счет появления нового транзистора **IRFPS4888PBF**, который будет поставляться в наиболее мощном выводном корпусе Super-247 (другое название TO-274) и будет обладать сопротивлением не более 14,5 мОм. Ток транзистора будет достигать 110 А в рабочем режиме. Инженерные образцы должны появиться в октябре-ноябре 2013 года.

Транзисторные новинки в корпусах DirectFET

Как было отмечено выше, полные значения параметров транзистора складываются из параметров самого кристалла и корпуса. Свой вклад в сопротивление открытого транзистора вносят выводы корпуса и проводники, которыми осуществляется распайка кристалла на выводы. Описанная ситуация представлена на рисунке 4. В части (а) рисунка приводятся различные методы распайки кристалла на выводы: с применением медных проводников, на базе медной клипсы и в корпусе DirectFET. В правой части (б) данного рисунка показано реальное увеличение сопротивления транзистора для каждого из этих методов. Если принять добавочное сопротивление при распайке проводниками за 100%, то доля добавочного сопротивления корпуса DirectFET составит только 12%,

Таблица 4. Семейство новых 30 В транзисторов в корпусах DirectFET типоразмеров 3x4 и 5x6 мм

Наименование (без суффикса)	I_d max при $T_c=25^\circ\text{C}$, А	$R_{ds(on)}$ max при 10 В, мОм	Тип. Qg, нКл	Размер корпуса	Особенность
IRF8301	192	1,7	51	Medium	FETKY*
IRF8302	190	1,8	35	Medium	FETKY
IRF8304	170	2,2	28	Medium	—
IRF8306	140	2,5	25	Medium	FETKY
IRF8308	150	2,5	28	Medium	—
IRF8327	60	7,3	9,2	Small	—

* FETKY – имеется встроенный быстродействующий антипараллельный диод Шоттки.

Таблица 5. Семейство мощных DirectFET-транзисторов в корпусах с размерами 7x9 мм

Наименование	V_{DSS} , В	I_d max при $T_c=25^\circ\text{C}$, А	$R_{ds(on)}$ max при 10 В, мОм	Тип. Qg, нКл	Размер корпуса
IRF6718L2	25	270	0,7	64	L6
IRF7739L1	40	270	1,0	220	L8
IRF7748L1	60	148	2,2	147	L6
IRF7749L2	60	200	1,5	200	L8
IRF7759L2	75	160	2,3	200	L8
IRF7769L1	100	124	3,5	200	L8
IRF7769L2	100	124	3,5	200	L8
IRF7779L2	150	67	11,0	97	L8
IRF7799L2	250	35	38,0	110	L8

Таблица 6. Миниатюрные логические транзисторы, оптимальные для управления 10 В

Наименование	V_{DSS} , В	Корпус	$R_{ds(on)}$ max, мОм		I_d max при $T_a=25^\circ\text{C}$, А
			при 10 В	при 4,5 В	
IRF9383M	-30	DirectFET MX	2,9	4,8	22
IRFHS9301		PQFN 2x2	37	60	6
IRFHS9342		TSOP-6	40	66	5,8
IRLML9301		SOT-23	64	103	3,6
IRFHS9351		Dual PQFN 2x2	170	290	2,3
IRFHS8242	25	PQFN 2x2	13	21	9,9
IRLML8244		SOT-23	24	41	5,8
IRFHS8342	30	PQFN 2x2	16	25	10
IRFHS8342		TSOP-6	19	29	8,2
IRLML0030		SOT-23	27	40	5,3

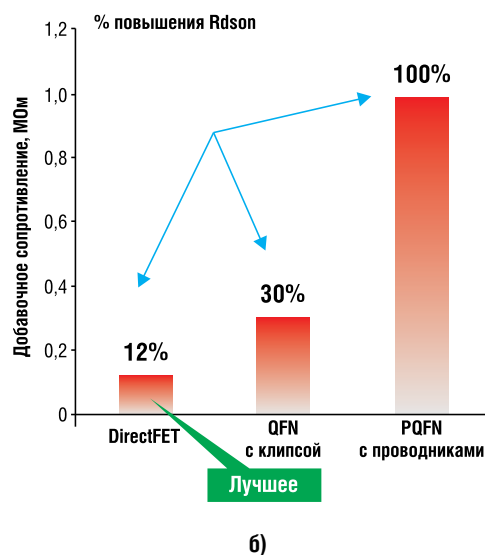
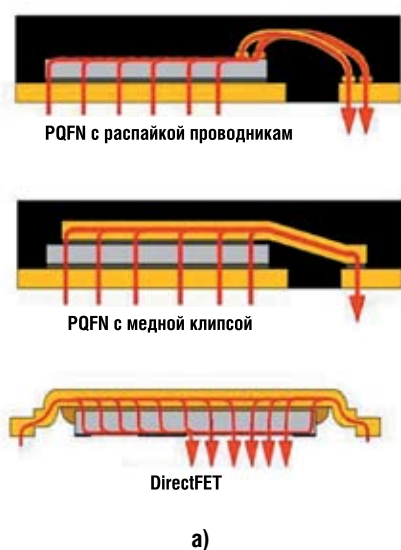


Рис. 4. Методы внутренней распайки кристалла (а) и добавочное сопротивление транзистора (б)

а следовательно, при использовании одного и того же кристалла результирующее сопротивление во втором случае будет значительно меньше.

Вторым аспектом, определяющим выгодные характеристики транзисторов в корпусе DirectFET, является его низкое температурное сопротивление.

Дело в том, что верхняя крышка корпуса транзистора является его стоком, что позволяет отводить тепло непосредственно с кристалла. Контакт других областей кристалла с выводами также осуществляется напрямую. Это позволяет добиться сверхнизких коэффициентов температурного сопротивления: теплоотвод на поверхность печатной платы осуществляется с коэффициентом $1^\circ\text{C}/\text{Вт}$, а на верхнюю крышку – лишь с немного большим, $1,4^\circ\text{C}/\text{Вт}$. Все это позволяет отводить тепло от кристалла настолько эффективно, что корпуса размером 7x9 мм обеспечивают ток до 195 А без применения внешнего радиатора (естественно, печатная плата должна быть спроектирована с соответствующими контактными площадками для осуществления теплоотвода).

Для сравнения, на рисунке 56 приведены соответствующие коэффициенты теплоотвода для стандартных SMD-корпусов.

В таблицах 4 и 5 приводятся характеристики новых транзисторов в корпусах DirectFET, появившихся в последнее

Таблица 7. Миниатюрные логические транзисторы, оптимальные для управления 4,5 В

Наименование	V _{VDSS} , В	Корпус	Макс. R _{ds(on)} , мОм		Id макс. при Ta=25°C, А
			при 4,5 В	при 2,5 В	
<u>IRLTS2242</u>	-20	TSOP-6	32	55	6,9
<u>IRLHS2242</u>		PQFN 2x2	31	53	7,2
<u>IRLML2244</u>		SOT-23	54	95	4,3
<u>IRLHS6242</u>	20	PQFN 2x2	11,7	15,5	10
<u>IRLML6244</u>		SOT-23	21	27	6,3
<u>IRLHS6276</u>		Dual PQFN 2x2	45	62	4,5
<u>IRLMS2002</u>	30	TSOP-6	30	45	6,5
<u>IRLHS6342</u>		PQFN 2x2	16	20	8,7
<u>IRLTS6342</u>		TSOP-6	17,5	22	8,3
<u>IRLML6344</u>		SOT-23	29	37	5
<u>IRLHS6376</u>		Dual PQFN 2x2	63	82	3,6

время и представляющих, по нашему мнению, наибольший интерес для разработчиков. Среди корпусов среднего размера (5x6 мм) лидером является транзистор IRF8301, обладающий сопротивлением 1,7 мОм и способный обеспечить ток более 190 А. Некоторые транзисторы снабжены встроенным быстродействующим диодом Шоттки, позволяющим во многих применениях обойтись без дополнительно внешнего компонента, что уменьшает габариты конечного изделия и удешевляет его.

Корпуса размером 7x9 мм (таблица 5) вообще могут обладать сопротивлением менее 1 мОм и способны обеспечить ток до 270 А (при соответствующем теплоотводе).

Логические транзисторы в миниатюрных корпусах

Транзисторы с логическим управлением в миниатюрных корпусах, типа SOT-23, TSOP-6 и подобных, никогда не позиционировались в качестве силовых ключей, и их токовые характеристики не были камнем преткновения для производителей. Это связано с малыми габаритами корпусов, неспособных рассеять большую мощность. Однако массовость применения подобных транзисторов в любых электронных устройствах делает достойным внимания суммарные потери мощности в них. Значительное уменьшение сопротивления открытого канала логических транзисторов позволило увеличить их токовые характеристики и повысить общий КПД устройства. В сочетании с миниатюрными размерами корпусов, эти достижения позволили логическим транзисторам плотно обосноваться на рынке маломощных бюджетных портативных приборов.

Транзисторы с логическим управлением могут открываться под воздействием минимальных входных напряжений (от 1,8 В в некоторых реализациях), но наиболее распространенными являются семейства, управляемые напряжением 2,5 и 4,5 В. В таблицах 6 и 7 приводятся наименования и основные характеристики современных логических транзисто-

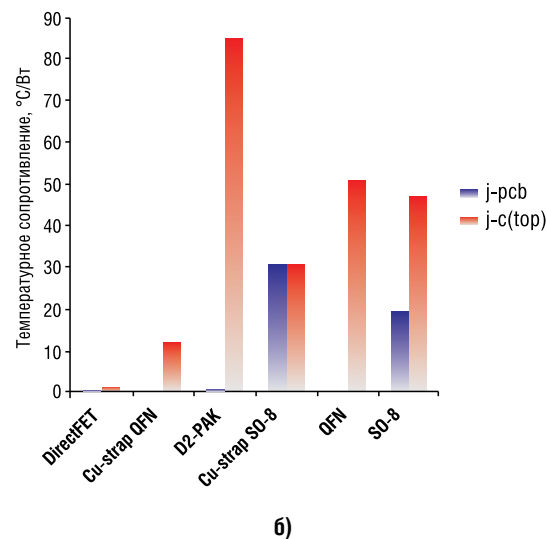
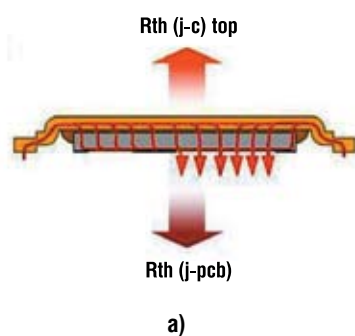


Рис. 5. Тепловое сопротивление корпуса DirectFET: пути отвода тепла (а) и их температурное сопротивление (б)

ров компании IR. Низкое сопротивление позволяет «снимать» с транзистора в корпусе размером 2x2 мм ток до 10 А (при напряжении на затворе 10 В). А в случае применения проприетарного корпуса DirectFET — до 22 А, что вполне сопоставимо с токами маломощных силовых ключей.

Низкое напряжение открытия (многие из представленных транзисторов могут управляться напряжением от 1,8 В), и высокий коммутируемый ток делают логические транзисторы IR оптимальным решением для маломощных устройств с батарейным питанием.

Заключение

Применение различных современных технологий производства кремниевых пластин в сочетании с оригинальной технологией их корпусирования позволяет транзисторам MOSFET компании IR занимать одно из лидирующих мест на мировом рынке силовых компонентов. Транзисторы IR находят применение в любых электронных устройствах, позволяя добиться высоких выходных токов системы и обеспечить ей отличные характеристики по КПД. Транзисторы новых семейств StrongIRFET и DirectFET

обладают минимальным сопротивлением открытого канала (менее 1 мОм) и позволяют разрабатывать компактные силовые приборы за счет небольших размеров элементов и возможности отводить от них тепло без применения громоздких радиаторов. Все это позволяет сократить сроки разработки конечного изделия и добиться существенного снижения его себестоимости.

Литература

1. Соломатин Максим. Новые MOSFET компании IR: широкие выводы, увеличенный ток // Новости Электроники, 2011, №10, 5-10 сс.
2. Автушенко К., Голубцов М. Семейство MOSFET с ультранизким R_{ds(on)} в корпусе TO-247 компании International Rectifier // Компоненты и Технологии, 2013, №4, 132-134 сс.
3. Материалы семинаров «International Rectifier Seminars — June 2013».

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

Вячеслав Гавриков (г. Смоленск), Максим Соломатин (КОМПЭЛ)

IR116X: СОВРЕМЕННОЕ РЕШЕНИЕ ДЛЯ СИНХРОННОГО ВЫПРЯМЛЕНИЯ

Одним из возможных путей увеличения эффективности и уменьшения габаритов источников питания, является использование **синхронного выпрямления**. Компания **International Rectifier** предлагает семейство контроллеров для синхронного выпрямления **IR116x**, которые сочетают простоту применения и высокую эффективность.

Одними из главных направлений развития источников вторичного питания являются повышение эффективности и уменьшение габаритных размеров. Классические преобразователи на диодах по определению имеют существенные потери мощности и большое тепловыделение. В приложениях, где КПД или размеры критичны, наиболее перспективными являются источники с синхронным выпрямлением.

Анализ недостатков диодной схемы

Классическая схема с диодами (рисунок 1) имеет ряд недостатков. Очевидно, что при выходном напряжении 3,3 В падение на диоде Шоттки в 0,4 В приведет к потере 12% мощности. Выделяемая в виде тепла мощность требует радиатора. Это, во-первых, увеличивает стоимость изделия, во-вторых, усложняет процесс его сборки, в-третьих, приводит к увеличению габаритов. Данные недостатки призвана устранить схема с синхронным выпрямлением.

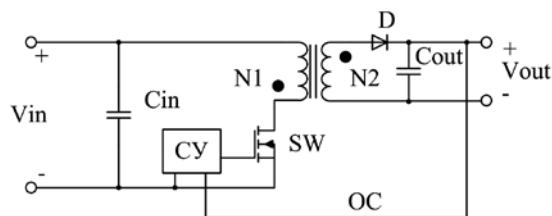


Рис. 1. Недостатки схемы обратноходового преобразователя с диодом

Недостатки:

- 1) Большие потери мощности
- 2) Низкая эффективность
- 3) Необходимость радиатора
- 4) Громоздкость (из-за радиатора)

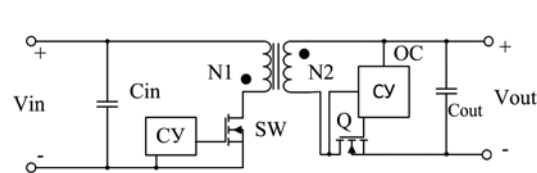


Рис. 2. Схема синхронного выпрямления

Схема с синхронным выпрямлением (рисунок 2) повторяет схему с диодом, но вместо последнего используется транзистор, управляемый специальным контроллером. Принцип работы также аналогичен классической схеме. В фазе, когда ключ SW открыт, транзистор Q закрыт и ток не течет. Когда SW закрывается, схема управления открывает транзистор Q и энергия передается в нагрузку. Малое сопротивление открытого транзистора уменьшает потери мощности. Выделяемое тепло также снижается, что приводит к уменьшению размеров радиатора и, в ряде случаев, вообще позволяет от него отказаться. Стоит заметить, что есть и недостатки: удорожание и усложнение самой схемы.

Контроллеры синхронного выпрямления от International Rectifier

International Rectifier выпускает семейство синхронных преобразователей **IR116x**. Контроллеры этого семейства (таблица 1) выпускаются в корпусе SO-8 и способны работать при питающем на-

Достоинства:

- 1) Низкие потери мощности
- 2) Высокая эффективность
- 3) Низкий перегрев
- 4) Уменьшение радиатора или его отсутствие

Недостатки:

- 1) Увеличение стоимости
- 2) Сложность схемы управления

пряжении до 20 В. Частота коммутации в данных микросхемах составляет 500 кГц (400 кГц для **IR11682SPBF**), а коммутируемое внешним транзистором напряжение может достигать 200 В. Все микросхемы (за исключением **IR1168/82**) имеют программируемый внешний резистором минимальный коэффициент заполнения, который характеризуется минимальным временем во включенном состоянии (MOT – Minimum On Time).

Представители семейства покрывают диапазон выходных мощностей вплоть до 500 Вт (рисунок 3). В устройствах с небольшой мощностью применяя обратнуюходовую топологию. Для повышенных мощностей используют резонансную полумостовую схему с синхронным выпрямлением. Микросхемы **IR1168** позволяют наиболее просто строить резонансный полумостовой преобразователь, так как для этого требуется всего одна такая микросхема. Контроллер **IR1169** способен также работать в прямоходовой схеме.

Схема синхронного преобразования на базе **IR11672A**

Контроллер **IR1167** идеален для источников средней мощности на основе обратноходовой топологии. Схема достаточно проста (рисунок 4). Основными элементами схемы являются микросхема **IR1167**, один транзистор (Q1) и несколько пассивных компонентов.

Цикл работы преобразователя состоит из двух фаз (рисунок 5). В фазе, когда ключ SW открыт, транзистор Q1 закрыт. Когда ключ SW закрывается, ток начинает течь через обратный диод транзистора Q1. Схема контроля фиксирует рост напряжения «сток-исток» (V_{ds}) до V_{th2} и включает транзистор. При этом напряжение V_{ds} резко падает. Чтобы при коммутации выбросы напряжения не привели к выключению транзистора, внутренняя схема выжидает время MOT (MOT – Minimum On Time), в течение которого транзистор остается включенным.

В конце этого цикла при падении напряжения ниже V_{th1} схема управления выключает транзистор Q1. Ток начина-

Таблица 1. Контроллеры синхронного выпрямления семейства IR116х

Наименование	Корпус	Максимальное напряжение питания, В	Максимальное коммутируемое напряжение, В	Частота коммутации макс, кГц	Ток затвора, А	Напряжение затвора, В	Минимальное время во включенном состоянии (MOT), нс	Вход разрешения	Число каналов	Автоматическая защита по MOT			
IR1166SPBF	SO-8	20	200	500	1 / -4	10,7	Програм. 250...3000	есть	1	—			
IR1167ASPBF					2 / -7	10,7		есть		—			
IR1167BSPBF					2 / -7	14,5		есть		-			
IR1168SPBF					1 / -4	10,7	750	—	2	—	—	—	—
IR11662SPBF													
IR11672ASPBF					2 / -7	10,7	Програм. 250...3000	есть	1	есть	есть	есть	
IR11682SPBF													
IR1169SPBF					400	1 / -4	10,7	850	—	2	есть		
IR1169SPBF	500	1 / -4	10,7	Програм. 250...3000	есть	1	есть						



Рис. 3. Применение синхронных преобразователей от International Rectifier

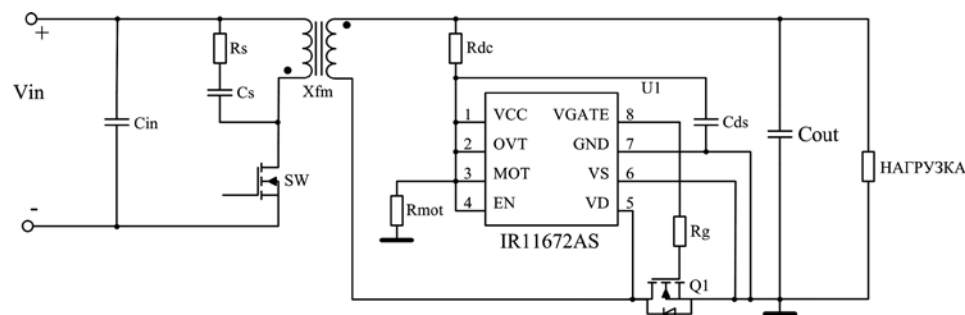


Рис. 4. Обратногоходовой преобразователь с выпрямлением на базе IR11672AS

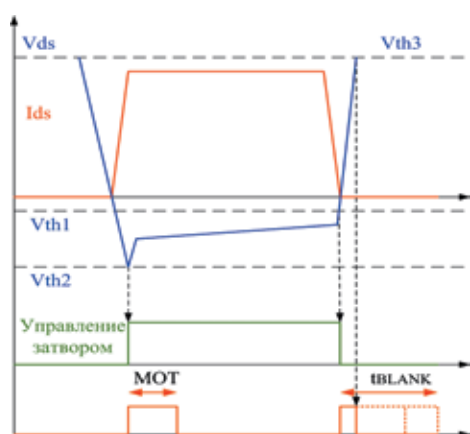


Рис. 5. Временные диаграммы работы синхронного преобразователя в режиме непрерывных токов

ет течь через обратный диод, что приводит к броску напряжения. Чтобы избежать преждевременного включения, схема управления выжидает и не позволяет включать транзистор до тех пор, пока напряжение не достигнет значения V_{th3} — время t_{BLANK} .

Резистор R_{mot} задает минимальное значение времени во включенном состоянии (MOT). При $V_{cc} = 12\text{ В}$ $R_{mot} = 5\text{ кОм}$, величина MOT составит 240 нс. При $V_{cc} = 12\text{ В}$ $R_{mot} = 75\text{ кОм}$, величина MOT составит 3,1 мкс.

Новый контроллер синхронного выпрямления IR1169

Контроллер IR1169 имеет характеристики, сходные с IR1166 и IR1167, но обладает рядом особенностей.

Данный контроллер способен работать не только в обратныхходовых и резонансных, но и в прямоходовых преобразователях. Для прямоходовых и обратныхходовых преобразователей необходима одна микросхема IR1169. Для построения резонансного преобразователя требуется две микросхемы IR1169 (рисунок 6).

Второй особенностью контроллеров IR1169 является наличие входа SYNC. Рассмотрим ее применение на основе резонансного преобразователя (рисунок 6). Во всех контроллерах семейства для предотвращения срабатывания транзисторов от возникающих бросков напряжения схема управления формирует минимальное время включенного состояния транзистора (MOT) и не дает включиться транзистору в течение времени t_{BLANK} сразу после рабочего цикла (рисунок 7a). Во всех микросхемах (кроме IR1168) MOT жестко задается внешним резистором. Наличие функции SYNC позволяет с помощью внешнего сигнала контролировать состояние транзистора напрямую вне зависимости от значения MOT и t_{BLANK} (рисунок 7). При приходе фронта сигнала SYNC времени MOT и t_{BLANK} аннулируются. Это может быть полезно в случае, когда на выходе преобразователя произошло короткое замыкание или перегрузка: при низком выходном напряжении напряжение V_{ds} не сможет достичь V_{th3} и транзистор не сможет включиться в следующем цикле.

Готовые решения синхронных преобразователей от International Rectifier

Для ускорения внедрения и изучения технологии синхронного выпрямления, International Rectifier выпускает готовые решения двух типов (таблица 2).

Дочерние платы представляют собой часть схемы преобразователя, которую можно включать вместо диодов

Таблица 2. Готовые решения от International Rectifier

Контроллер	Готовые решения
IR1166	IRAC1166-100W – 100 Вт референтный дизайн IRAC11662-100W – 100 Вт референтный дизайн Дочерние платы с различными вариантами корпусов транзисторов (TO220, SO-8, DFET)
IR1167	Дочерние платы с различными вариантами корпусов транзисторов (TO220, SO-8, DFET)
IR1168	IRAC27951SR-240W Высокоэффективный полумостовой резонансный преобразователь Дочерние платы с различными вариантами корпусов транзисторов (TO220, SO-8, DFET, PQFN)
IR1169	Дочерняя плата с транзистором в корпусе TO220

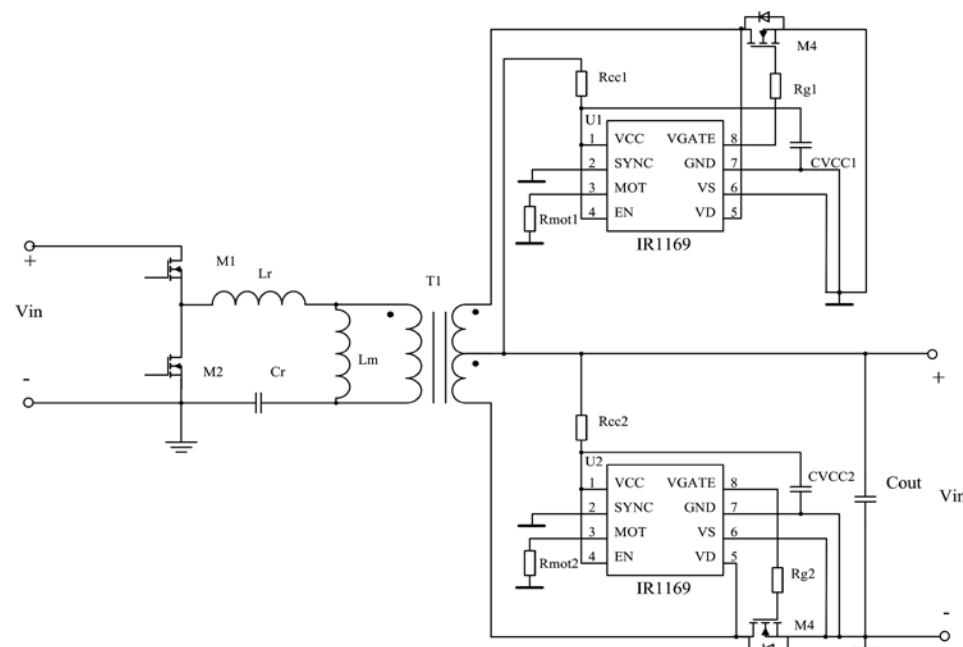


Рис. 6. Полумостовой резонансный преобразователь с синхронным выпрямлением

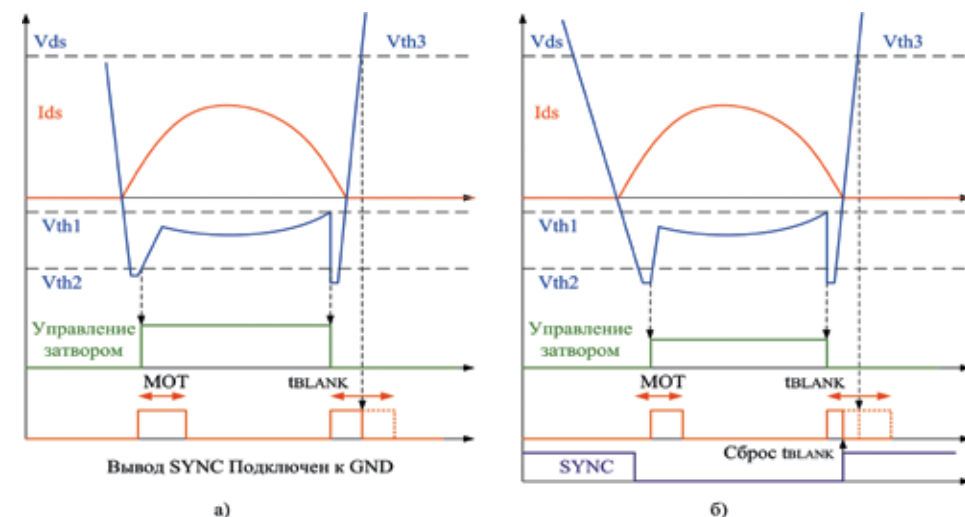


Рис. 7. Временные диаграммы работы IR1169 без функции SYNC (а) и с функцией SYNC (б)



Рис. 8. IRAC27951SR-240W резонансный преобразователь с синхронным выпрямлением на базе IR1168

в уже готовые решения. Существуют несколько разновидностей дочерних плат для разных выходных мощностей с транзисторами в различных корпусах.

Кроме того, International Rectifier предлагает и готовые решения преобразователей. Существуют три типа готовых источников: **IRAC1166-100W** и **IRAC11662-100W** – стоваттные источники на базе IR1166, и **IRAC27951SR-240W** на базе IR1168 (рисунок 8).

Заключение

Контроллеры синхронного выпрямления IR116x позволяют строить высокоэффективные источники питания на базе общепринятых топологий. IR1166, IR1167 наиболее подходят для построения обратноходовых преобразователей до 200 Вт. IR1168 предназначены для резонансных преобразователей мощностью до 500 Вт. IR1169 может применяться как в резонансных и обратноходовых, так и прямоходовых преобразователях. Для ускорения разработки готовых устройств International Rectifier предлагает готовые решения и дочерние платы.

Литература

- Adnaan Lokhandwala. Application Note AN-1139 Design of Secondary-Side Rectification using IR1168 Dual SmartRectifier™ Control IC. International Rectifier
- Maurizio Salato, Adnaan Lokhandwala, Marco Soldano. Application Note AN-1087 Design of Secondary Side Rectification using IR1167 SmartRectifier™ Control IC. International Rectifier
- SMPSRM/D SWITCHMODE™ Power Supply/Reference Manual. ON Semiconductor, 2002
- IRAC27951SR/IRS27951 Evaluation Board User Guide. International Rectifier, 2011
- Datasheets на контроллеры семейства IR116x взяты на сайте www.irf.com.

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

Вячеслав Гавриков (г. Смоленск)

ВЫСОКОНАДЕЖНЫЕ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ КЛЮЧИ ПРОИЗВОДСТВА КОМПАНИИ IR



Высокие требования надежности, предъявляемые к ключевым элементам, приводят к массовой замене реле и дискретных транзисторов на **интеллектуальные силовые ключи (IPS Intelligent Power Switch)**. Интеллектуальные ключи имеют сложную систему защиты, встроенные драйверы ключа и оптимизированы для работы от бортовой автомобильной сети. Широкую линейку этих изделий выпускает **International Rectifier**.

Интеллектуальный силовой ключ (IPS) представляет собой интегрированную в одном корпусе систему из мощного полевого транзистора, драйвера, сложного блока защиты и системы диагностики (рисунок 1). Такая интеграция дает очевидные преимущества перед обычным дискретным транзистором: отсутствие необходимости во внешних компонентах (драйвере ключа, элементах защиты), сокращение занимаемой площади на плате, упрощение и ускорение разработки конечного изделия, простота диагностики состояния выхода. Все это приводит к тому, что в приложениях, требующих высоких показателей надежности, дискретные компоненты стремительно вытесняются интеллектуальными ключами.

Наиболее полно все достоинства интеллектуальных силовых ключей раскрываются в автомобильной и дорожной технике (рисунок 2), где требуется высокая надежность, помехозащищенность и устойчивость к аварийным ситуациям. В автомобильной электронике существуют все виды нагрузок: резистивная нагрузка (подогрев зеркал, подогрев сидений), лампы накаливания (фары, маячки, подсветка салона и др.), индуктивные нагрузки (электромагнитные клапаны, обмотки реле). Каждый тип нагрузки имеет свои особенности.

Резистивная нагрузка требует функций защитного отключения либо ограничения тока в случае возникновения короткого замыкания или при перегреве ключа.

При коммутации ламп накаливания основной особенностью является начальный бросок тока (пока спираль лампы не нагреется), поэтому ключевой элемент должен выдерживать бросок тока, либо ограничивать его. При этом

приходится искать компромисс между уровнем защиты ключа и рассеиваемой мощностью.

Коммутация индуктивной нагрузки также требует ограничения тока (или защитного отключения). Особенно опасен момент размыкания ключа, при котором необходимо бороться с бросками напряжения.

Таким образом, для обеспечения высоких показателей надежности требуется реализация сложных функций защиты. Всем необходимым комплексом таких функций обладают интеллектуальные силовые ключи от International Rectifier, они пригодны для коммутации всех видов нагрузок.

Интегрированные методы защиты IPS

Защитные функции IPS производства International Rectifier можно разделить на группы: защита от перегрузки по току, защита от перегрева, активное ограничение тока, защита от электростатических помех и дополнительные виды защит.

Защита от перегрузки по току может быть реализована несколькими способами



Рис. 1. Структурная схема интеллектуального силового ключа

Для легковых(12В) и грузовых(24В) машин

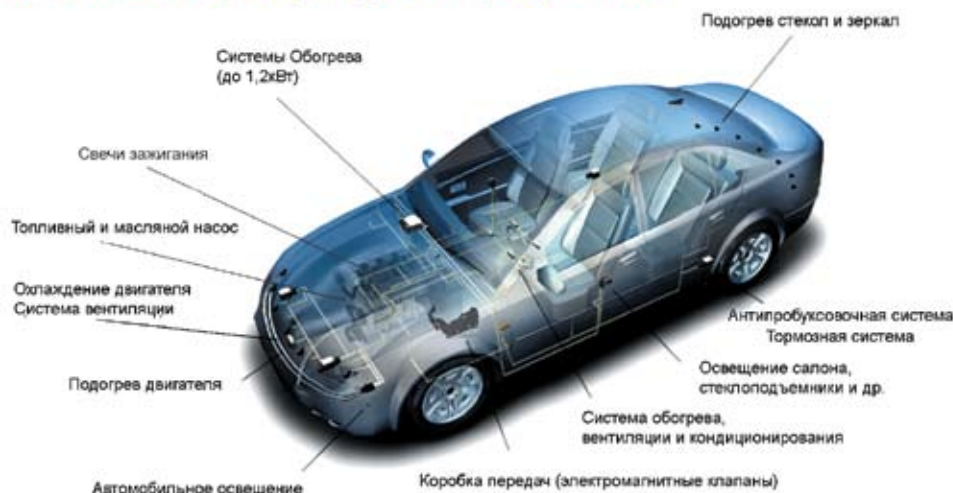


Рис. 2. Применение IPS в автомобильной технике

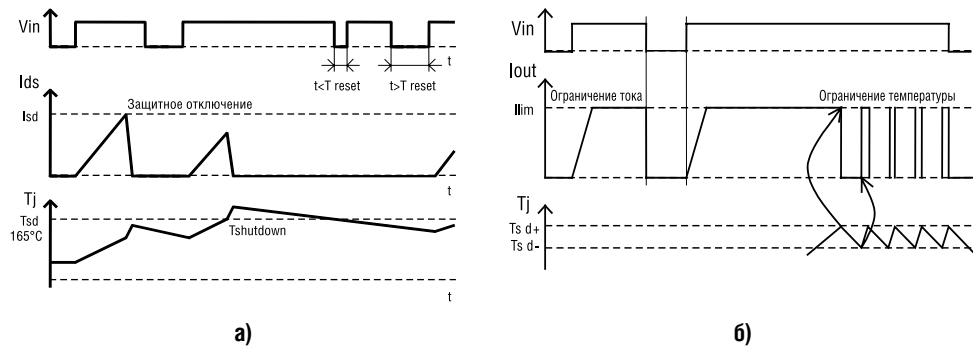


Рис. 3. Методы защита IPS от перегрузки по току и перегрева

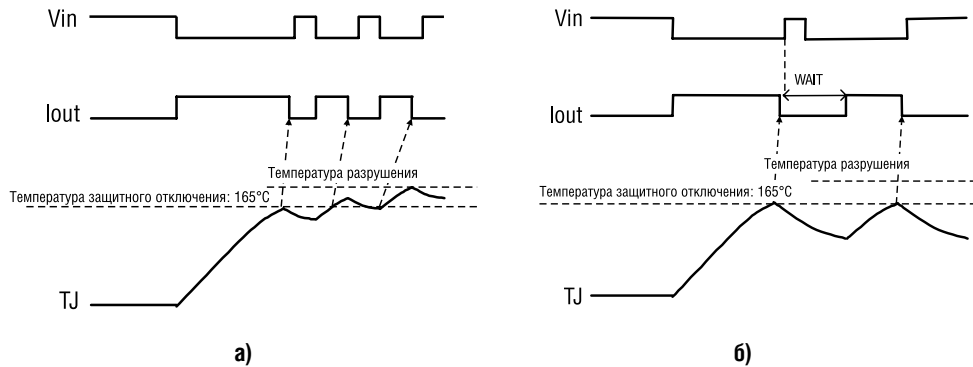


Рис. 4. Принцип действия функции WAIT

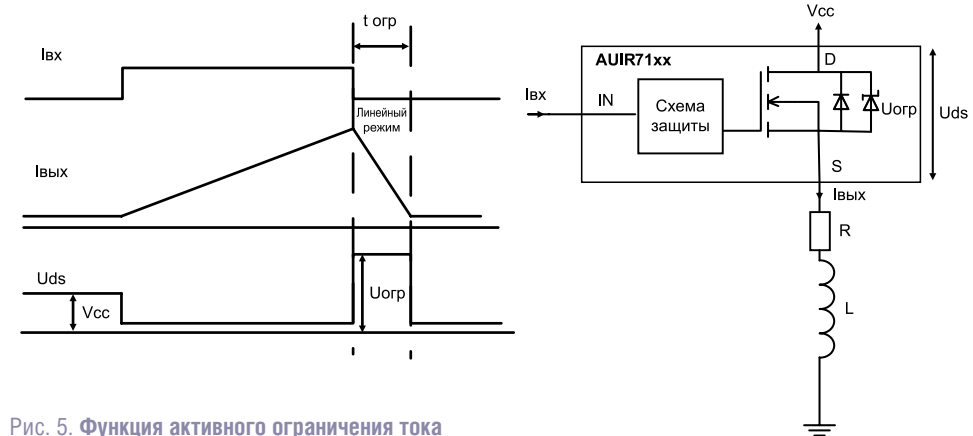


Рис. 5. Функция активного ограничения тока

ми. Самым простым является метод защитного отключения. Суть его состоит в том, что ключ автоматически выключается при достижении границы допустимого значения тока (рисунок 3а). Выключение происходит не мгновенно, а плавно, переходя в закрытое состояние через линейный режим работы.

Вторым способом защиты от перегрузки по току может быть ограничение тока (рисунок 3б). В этом случае при достижении максимального тока ключ не закрывается, а переводится в линейный режим, при этом состояние выхода всегда соответствует состоянию входа. Стоит учитывать, что в линейном режиме кристалл ключа может значительно разогреваться. При достижении критической температуры (165°C) срабатывает защита от перегрева.

Защита ключа от перегрева достигается его отключением. При этом есть два варианта его повторного включения. В ключах с функцией автоматического включения оно произойдет автоматически при охлаждении кристалла до 158°C, если на вход подан сигнал включения (рисунок 3б). В ключах без функции автовключения необходимо на вход подать сигнал выключения, а потом сигнал повторного включения, выждав интервал времени сброса системы защиты Treset (рисунок 3а).

В последнем случае потенциально возможен сценарий перегрева и разрушения кристалла (рисунок 4а). Если, при достижении порога 165°C, начать подавать импульсы со временем, большим, чем Treset (всего 15...200 мкс), то система защиты будет успевать сбрасываться. В результате ключ, не успевая охладиться, включается вновь, разогреваясь еще сильнее. При повторных коротких включениях ключ может превысить температуру разрушения кристалла.

Таблица 1. Интеллектуальные силовые ключи от IR

Наименование	Тип ключа	Тип диагностического выхода	Максимальное напряжение, В	Тип защиты от перегрузки по току	Температура защитного выключения, °C	Защита от обратной полярности питания	Активное ограничение тока
AUIPS10xx	Нижнего уровня	совмещенный со входом	39	Защитное отключение	165	возможна	есть
AUIPS20xx	Нижнего уровня	совмещенный со входом	68	Защитное отключение	165	возможна	есть
AUIPS60xx	Верхнего уровня	цифровой	39	Ограничение тока	165	есть	есть
AUIPS70xx	Верхнего уровня	цифровой	70	Ограничение тока	165	есть	есть
AUIR3331x	Верхнего уровня	аналоговый	40	Подстраиваемое защитное отключение	165	есть	есть
AUIPS71xx	Верхнего уровня	аналоговый	65	Защитное отключение	165	есть	есть
AUIR3330 AUIR33401	Верхнего уровня с ШИМ	аналоговый	36	Подстраиваемое защитное отключение	165	возможна	Контроль di/dt и dv/dt
AUIPS722x	Верхнего уровня с ШИМ	совмещенный со входом	68	Защитное отключение	165	возможна	нет

Таблица 2. Интеллектуальные ключи нижнего уровня

Наименование	Число каналов	Rси вкл., мОм	U вых. Макс., В	Защита по току		Корпус	Применение	Особенности семейства
				Тип защиты	I выкл., А			
<u>AUIPS1011</u>	1	13	39	Защитное отключение	85	TO220AB D2PAK DPAK	Автомобильные системы подогрева стекол, кресел	Диагностический выход совмещенный со входом
<u>AUIPS1021</u>	1	25	39	Защитное отключение	35	TO220AB D2PAK DPAK		
<u>AUIPS1031</u>	1	50	39	Защитное отключение	18	TO220AB D2PAK DPAK	Система впрыска топлива	Улучшенная схема защиты от перегрева
<u>AUIPS1041</u>	1	100	39	Защитное отключение	6	DPAK SOT223		
<u>AUIPS1051</u>	1	200	39	Защитное отключение	3	SOT223		
<u>AUIPS2031</u>	1	60	68	Защитное отключение	14	DPAK	Автомобильное освещение	Функция активного ограничения тока
<u>AUIPS2041</u>	1	130	68	Защитное отключение	5	DPAK SOT223	Тормозная система автомобиля	Низкий уровень генерируемых помех
<u>AUIPS2051</u>	1	300	68	Защитное отключение	1,8	SOT223	Системы активной подвески	
<u>AUIPS1042</u>	2	2x100	39	Защитное отключение	6	SOIC8	Система впрыска топлива	
<u>AUIPS1052</u>	2	2x200	39	Защитное отключение	3	SOIC8		
<u>AUIPS2052</u>	2	2x300	68	Защитное отключение	1,8	SOIC8		Автомобильное освещение

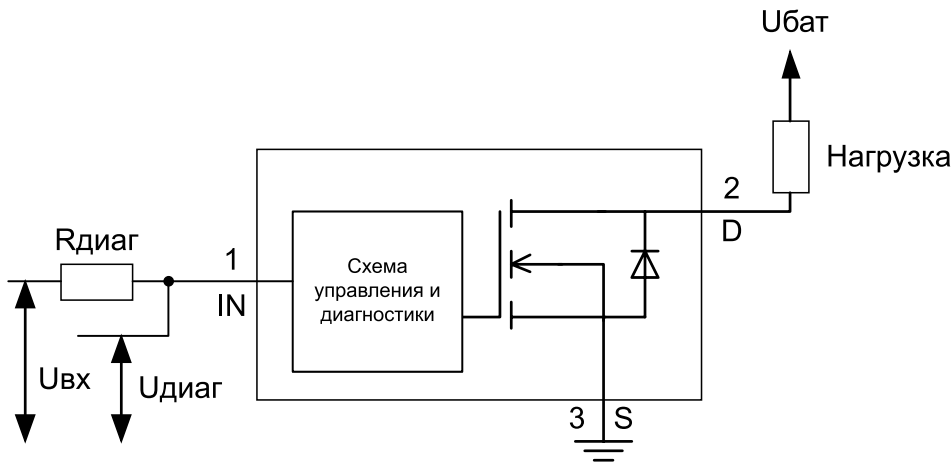
Таблица 3. Интеллектуальные ключи верхнего уровня с цифровым диагностическим выходом

Наименование	Число каналов	Rси вкл., мОм	U вых. Макс., В	Защита по току		Корпус	Применение	Особенности семейства
				Тип защиты	I выкл., А			
<u>AUIPS6011</u>	1	14	39	Ограничение тока	55	TO220-5 D2PAK-5 DPAK-5	Автомобильное освещение	Защита от перегрева
<u>AUIPS6021</u>	1	30	39	Ограничение тока	32	TO220-5 D2PAK-5 DPAK-5		Защита от потери цифровой земли
<u>AUIPS6031</u>	1	55	39	Ограничение тока	16	TO220-5	Электромагнитные клапана коробки передач	Защита от неверной полярности аккумулятора
<u>AUIPS6041</u>	1	130	39	Ограничение тока	6,5	TO220-5 D2PAK-5 DPAK-5 SOIC8		Цифровой диагностический выход
<u>AUIPS7081</u>	1	70	70	Ограничение тока	7	TO220-5 D2PAK-5 DPAK-5	Тормозная система автомобиля	Защита от перегрева
<u>AUIPS7091</u>	1	120	70	Ограничение тока	5	TO220-5 D2PAK-5 SOIC8		Защита от потери цифровой земли
<u>AUIPS6044</u>	4	4x130	39	Ограничение тока	6,5	SOIC28	Электромагнитные клапана коробки передач	Цифровой диагностический выход

Чтобы этого избежать, была разработана функция WAIT (рисунок 46). Суть ее заключается в том, что величина задержки между открывающими импульсами ($U_{вх}$) не может быть меньше заданного значения (как правило 0,4...2 мс). За это время кристалл гарантированно успевает остыть.

Активное ограничение тока является защитной функцией, необходимой при коммутации индуктивной нагрузки (рисунок 5). Быстрое закрытие ключа приводит к тому, что на нем генерируется выброс напряжения, зависящий от величины выходного тока и величины индуктивности. Данный выброс тока может

повредить как сам ключ, так и обратный диод. Чтобы избежать пробоя, используется защитный диод, а сам ключ переводится в линейный режим (рисунок 5). В результате ток течет через транзистор, и происходит быстрое размагничивание катушки. Стоит помнить, что в режиме активного ограничения тока защита от



Состояние	Iвх	Uдиаг	Rдиаг
Норма	32 мкА	4,96 В	1,2 кОм
Авария	230 мкА	4,72 В	

Рис. 6. Схема включения IPS нижнего уровня

перегрева не работает, что накладывает ограничение на величину коммутируемой индуктивности.

Защита от электростатических помех реализована во всех IPS при помощи встроенных защитных диодов.

К дополнительным защитным функциям можно отнести защиту от обратной полярности (переплюсовка аккумулятора). При такой аварийной ситуации защита автоматически открывает ключ. При этом ток протекает через ключ, а не через обратный диод. В итоге суммарная рассеиваемая мощность уменьшается. Защита схемы управления организуется посредством нескольких внешних компонентов.

Типы IPS от International Rectifier

International Rectifier выпускает широкий диапазон IPS, которые можно разделить на несколько типов (табли-

ца 1): интеллектуальные ключи нижнего уровня, интеллектуальные ключи верхнего уровня с цифровым диагностическим выходом, интеллектуальные ключи верхнего уровня с аналоговым диагностическим выходом, интеллектуальные ключи для ШИМ-приложений.

Разнообразие типов и параметров позволяет выбирать ключ, оптимальный для конкретного приложения.

Интеллектуальные силовые ключи нижнего уровня

Ключи семейств **AUIPS10xx** и **AUIPS20xx** представляют собой интеллектуальные ключи нижнего уровня с диагностическим выходом (рисунок 6, таблица 2). Диагностический выход совмещен со входом. Данный механизм позволяет определять такие неисправности, как перегрузка по току, перегрев, обрыв нагрузки, однако не позволяет определять,

какая конкретно авария произошла, так как диагностический выход имеет только два состояния («FAULT» и «NORMAL»). Управление ключом может производиться посредством 5 В логики.

В данном семействе реализована защита от перегрузки по току, защита от перегрева, функция активного ограничения тока. Кроме того, защита от перегрева улучшена: время срабатывания защиты меньше времени включения ключа, в результате даже без функции WAIT ключ не достигнет температуры теплового пробоя.

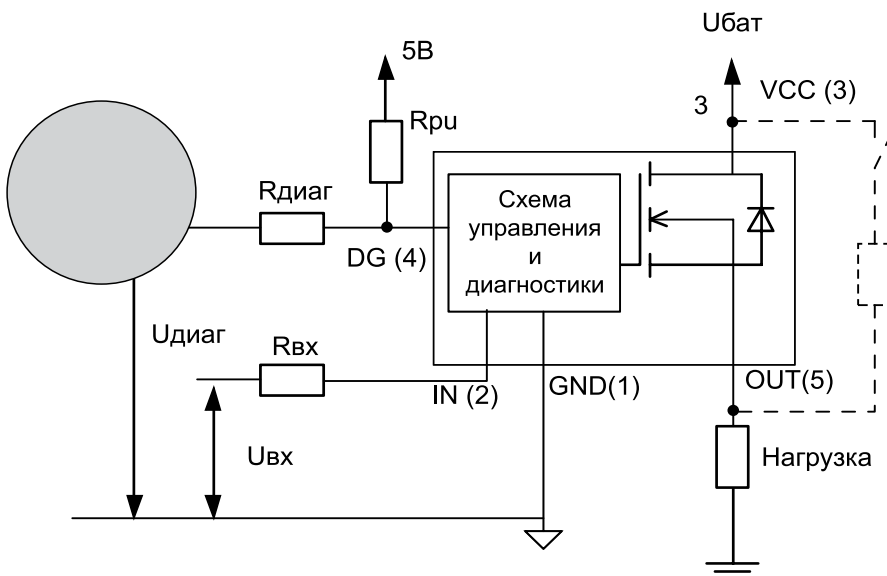
Рабочая частота этих ключей невелика – до 200 Гц. Это позволяет уменьшить уровень помех, вносимых при переключениях.

Ключи **AUIPS1042**, **AUIPS1052**, **AUIPS2052** имеют по два интеллектуальных ключа в корпусе, что идеально подходит в ситуации подключения большого количества потребителей, таких, например, как лампы накаливания.

В автомобильной электрике нагрузка чаще всего подключена к «массе» (кузов автомобиля). Очевидно, что такой нагрузкой удобнее управлять при помощи ключей верхнего уровня. Однако ключи семейств **AUIPS10xx** и **AUIPS20xx** обладают низкой ценой, низким значением сопротивления, большими величинами пропускаемых токов, низким уровнем помех. Основными областями их применения являются внутреннее и внешнее автомобильное освещение, система подогрева зеркал и сидений, питание активной подвески, питание электромагнитных клапанов системы впрыска топлива, систем торможения.

Интеллектуальные силовые ключи верхнего уровня с цифровым диагностическим выходом

По сравнению с ключами нижнего уровня, ключи верхнего уровня явля-



Резистор подтяжки необходим для определения обрыва нагрузки при выключенном состоянии ключа

ТАБЛИЦА СОСТОЯНИЙ

Состояние	IN	OUT	DG
Норма	H	H	H
Норма	L	L	H
Обрыв нагрузки	H	H	L
Обрыв нагрузки*	L	H	L
K3 на GND	H	L	L
K3 на GND	L	L	H
K3 на VCC	H	H	L**
K3 на VCC***	L	H	L
Перегрев	H	L	L
Перегрев	L	L	L

* – при наличии подтягивающего резистора на выходе
 ** – при падении на транзисторе менее 10 мВ
 *** – без подтягивающего резистора на выходе

Рис. 7. Схема включения IPS верхнего уровня с цифровым диагностическим выходом

Таблица 4. Интеллектуальные ключи верхнего уровня с аналоговым диагностическим выходом

Наименование	Число каналов	Rси вкл., мОм	U вых. макс, В	Защита по току		Корпус	Применение	Особенности
				Тип защиты	I выкл., А			
<u>AUIR3313</u>	1	7	40	Подстраиваемое защитное отключение	10...90	TO220-5 D2PAK-5	Автомобильные системы подогрева стекол, кресел	Подстройка величины защитного тока
<u>AUIR3314</u>	1	12	40	Подстраиваемое защитное отключение	6...60	TO220-5 D2PAK-5		Защита от перегрева
<u>AUIR3315</u>	1	20	40	Подстраиваемое защитное отключение	3...30	TO220-5 D2PAK-5		Диагностический аналоговый выход
<u>AUIR3316</u>	1	7	40	Подстраиваемое защитное отключение	10...90	TO220-5 D2PAK-5	Свечи накаливания	Защита от обратной полярности напряжения питания
<u>AUIR3317</u>	1	7	40	Защитное отключение	120	TO220-5 D2PAK-5		Защитная функция WAIT
<u>AUIR3320</u>	1	4	40	Подстраиваемое защитное отключение	10...55	D2PAK-5	Замена силовых реле	Функция активного ограничения тока
<u>AUIPS7125</u>	1	30	65	Защитное отключение	60	DPAK-5		Диагностический аналоговый выход

Таблица 5. Интеллектуальные ключи верхнего уровня для ШИМ-приложений

Наименование	F, кГц	Rси вкл., мОм	U вых. Макс., В	Защита по току		Корпус	Применение
				Тип защиты	I выкл., А		
<u>AUIR3330</u>	30	3,5	40	Подстраиваемое защитное отключение	10...40	D2PAK-7	Система топливных и масляных насосов
<u>AUIR33401</u>	20	3,5	40	Подстраиваемое защитное отключение	10...40	D2PAK-7	Система генератора автомобиля
<u>AUIPS7221</u>	100	40	65	Защитное отключение	30	DPAK-5	Система охлаждения двигателя
<u>AUIPS72211</u>	100	40	65	Защитное отключение	30	DPAK-5	

ются более удобными при использовании в схеме с «массой» в виде кузова автомобиля. Семейства AUIPS60xx и AUIPS70xx (таблица 3) представляют собой ключи верхнего уровня с цифровым диагностическим выходом (рисунок 7). Цифровой диагностический выход позволяет определять такие аварийные ситуации, как короткое замыкание на землю/питание, перегрев, обрыв нагрузки. При подключении дополнительного резистора обрыв нагрузки может быть обнаружен даже при выключенном транзисторе, однако в этом случае теряется возможность обнаружения короткого замыкания на питающее напряжение. При наличии дополнительного ключа возможно определение обоих видов неисправности.

Защита от тока и от перегрева соответствует рисунку 3б: при достижении предельного тока ключ не выключается, а переходит в линейный режим. Однако при этом происходит увеличение мощности, рассеиваемой на ключе, что приводит к росту температуры. Температура растет до тех пор, пока не сработает защита от перегрева.

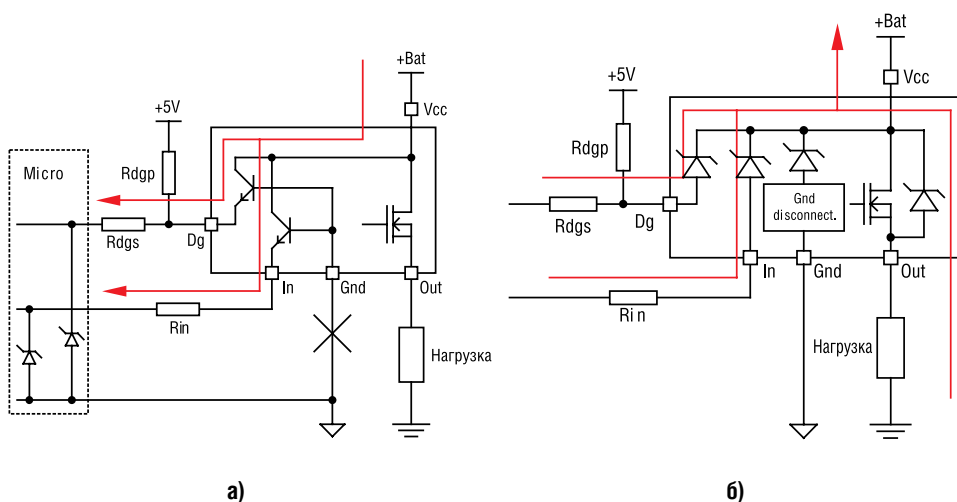


Рис. 8. Защита от потери земли (а) и переполновки напряжения питания (б) в семействе AUIPS60xx

Во всех ключах семейства реализована функция активного ограничения тока. Защита от потери цифровой земли обеспечивается ограничивающими последовательными резисторами на входе и на цифровом выходе (рисунок 8а).

Семейство AUIPS60xx имеет защиту от переполновки напряжения питания (рис. 8б). Когда происходит такая аварийная ситуация, внутренняя схема оставляет ключ открытым и ток не течет через обратный встроенный диод, а рас-

Таблица 6. Особенности интеллектуальных ключей верхнего уровня для ШИМ-приложений

Наименование	Особенности
AUIR3330 AUIR33401	Защитное отключение при перегрузке по току Защитное отключение при перегреве Встроенный бустерный регулятор Аналоговый и дискретный диагностические выходы Программируемый ток отключения Ограничение di/dt (AUIR3330) Ограничение di/dt (AUIR33401) Режим пониженного потребления (<10 мкА)
AUIPS7221	Защитное отключение при перегрузке по току Защитное отключение при перегреве Встроенный бустерный регулятор Аналоговый и дискретный диагностический выход Совместимость с 3,3 В логикой

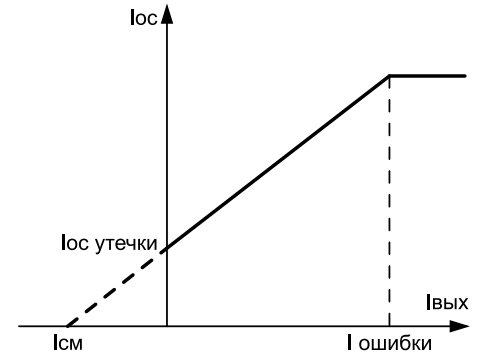


Рис. 9. Диагностика состояния ключа

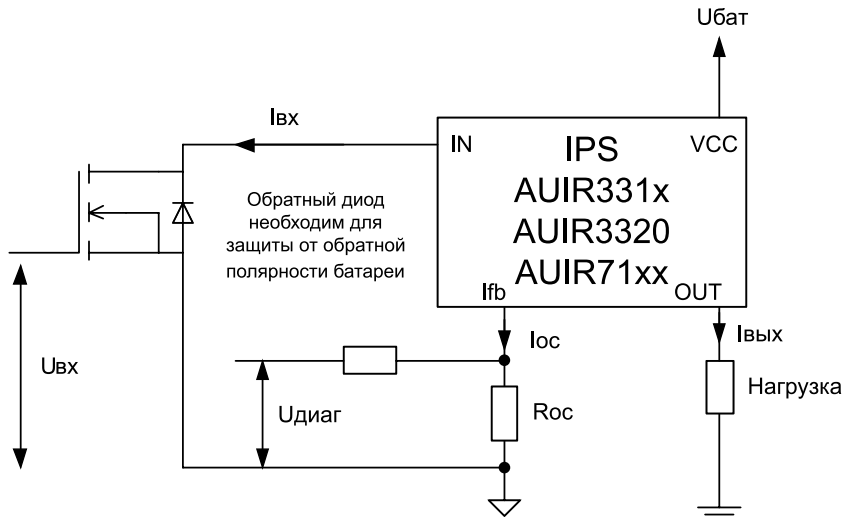


ТАБЛИЦА СОСТОЯНИЙ

Состояние	IN	OUT	Удиаг
Норма	H	L	0
Норма	L	H	$I_{Вых} \times R_{oc}/RATIO$
Обрыв нагрузки	H	L	0
Обрыв нагрузки	L	H	$I_{oc} \text{ утечки} \times R_{oc}$
КЗ на GND	H	L	0
КЗ на GND	L	L	$I \text{ ошибки} \times R_{oc}$
Перегрев	H	L	0
Перегрев	L	L	$I \text{ ошибки} \times R_{oc}$

Рис. 10. Схема включения IPS верхнего уровня с аналоговым диагностическим выходом

сеиваемая мощность оказывается минимальной.

Стоимость таких ключей не велика, а для диагностики выхода системе управления требуется только один цифровой вход. В итоге эти ключи находят свое применение в системах питания электромагнитных клапанов коробки передач, системах торможения и автомобильного освещения.

Интеллектуальные силовые ключи верхнего уровня с аналоговым диагностическим выходом

Семейства **AUIR331x**, **AUIR332x**, **AUIPS71xx** (таблица 4) являются более совершенными по сравнению с вышеописанными ключами. Они обладают самой продвинутой системой диагностики. Аналоговый выход позволяет определять не только аварийные ситуации, но и величину протекающего тока (ри-

сунк 9). Это может быть полезно, если необходимо контролировать броски тока, когда коммутируется, к примеру, лампа освещения или емкостная нагрузка. В этом случае управляющая система сама определяет, необходимо ли защитное отключение.

Ключи имеют рекордно низкие значения сопротивлений открытого ключа (всего 4 мОм у **AUIR3320**, 7,5 мОм у **AUIPS7111**). Управляющее напряжение измеряется относительно напряжения питания, что делает возможным использовать внешний транзистор, обеспечивающий дополнительную защиту управляющих схем (рисунок 10).

Степень защиты данных ключей максимально высока. Ключи имеют защиту от перегрузки по току, от перегрева, неправильной полярности питающего напряжения. Реализована функция активного ограничения тока.

Защита от обратной полярности батареи требует наличия обратного диода на входе. Если используется полевой транзистор, то будет достаточно встроенного диода. Если используется биполярный транзистор – нужен внешний диод (рисунок 10).

Ключи **AUIR331x** (кроме **AUIR3317**) и **AUIR3320** имеют программируемое значение тока защитного отключения. Величина этого тока определяется резистором обратной связи R_{oc} (рисунок 11). Кроме того, для дополнительной гарантированной защиты от перегрева реализована защитная функция WAIT (рисунок 46). Минусом реализации функции WAIT является ограничение использования данных ключей в ШИМ-режиме.

Ключи **AUIR71xx** ограниченно могут применяться для ШИМ-приложений, так как не имеют функции WAIT и имеют малое собственное сопротивление. Однако стоит остерегаться использования слишком высоких значений частот, чтобы не перегреть кристалл (рисунок 4а).

IPS данного семейства, обладая низким значением сопротивления, идеально подходят для реализации внутреннего и внешнего автомобильного освещения, систем подогрева зеркал и сидений, питания активной подвески, питания электромагнитных клапанов системы впрыска топлива. Эти ключи представляют идеальную замену для реле в цепях с большими протекающими токами.

Интеллектуальные силовые ключи верхнего уровня для ШИМ-приложений

Ключи **AUIR3330**, **AUIR33401**, **AUIPS7221**, **AUIPS72211** (таблица 5) разработаны специально для управления электродвигателями постоянного тока (таблица 6). Эти IPS обладают уникально низкими значениями сопротивлений каналов (3,5 мОм для **AUIR3330** и **AUIR33401**) и имеют встроенный бустерный регулятор, позволяющий работать на высоких частотах (до 100 кГц для **AUIPS7221**).

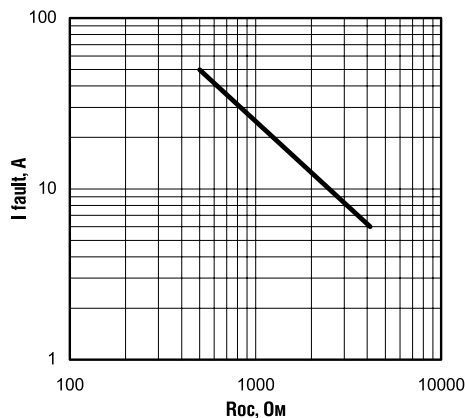


Рис. 11. Установка тока защитного отключения

Ключи **AUIR3330** и **AUIR33401** (рисунок 12) имеют и аналоговый (как у IPS верхнего уровня с аналоговым выходом), и совмещенный со входом (как у ключей нижнего уровня) диагностические выходы, что позволяет максимально удобно отслеживать состояние силового выхода.

Защитные функции этих IPS обеспечивают защитное отключение при перегреве и перегрузке (в последнем случае — с программируемой величиной тока). При помощи нескольких дополнительных элементов (T1, D2, R2, рисунок 12) может быть реализована функция защиты от обратной полярности питающего напряжения.

Для снижения уровня помех в **AUIR3330** введено ограничение на величину di/dt , а в **AUIR33401** — на величину dv/dt .

Ключи **AUIPS7221** и **AUIPS72211** имеют только диагностический выход, совмещенный со входом (рисунок 13). Особенностью их также является возможность работы с 3,3 В логикой. Не смотря на ограниченные по сравнению с **AUIR3330** и **AUIR33401** функции, ключи **AUIPS7221** просты в применении и имеют более низкую стоимость.

Уникальные частотные свойства IPS данного семейства делают их идеальным инструментом управления всеми двигателями постоянного тока в автомобильной электрической системе (рисунок 14). Управление масляным и топливным насосами, двигателем системы воздушного охлаждения, системой обогрева, вентиляции и кондиционирования автомобиля — это только часть возможных применений интеллектуальных ШИМ-ключей.

Заключение

Интеллектуальные силовые ключи от International Rectifier обладают высокой степенью защиты, не требуют дополнительных драйверов, имеют интегрированную систему диагностики,

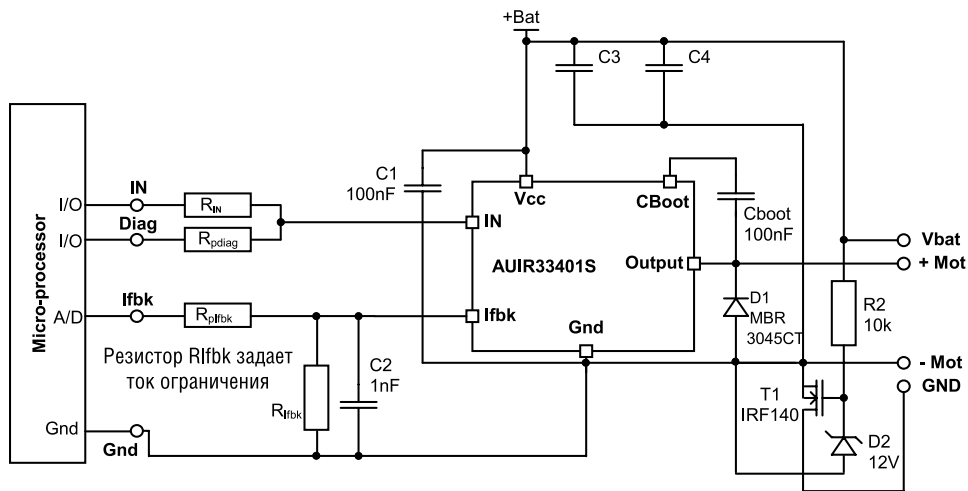


Рис. 12. Схема включения ШИМ IPS верхнего уровня с аналоговым диагностическим выходом

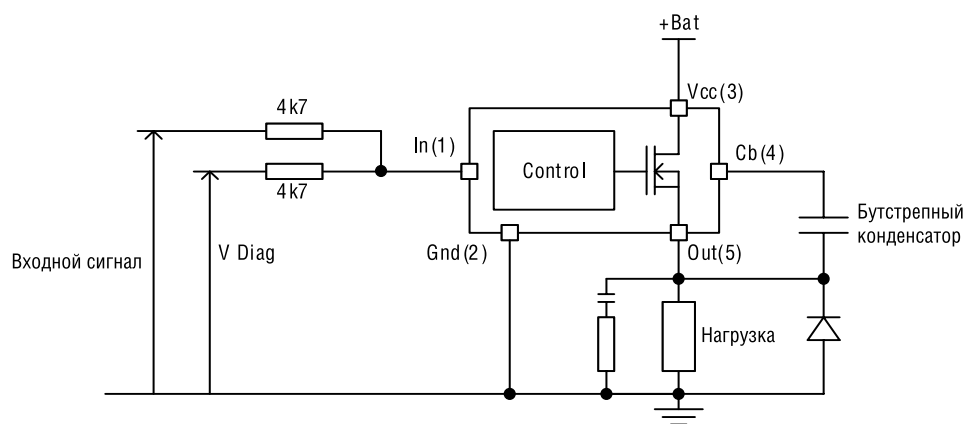


Рис. 13. Схема включения ШИМ IPS верхнего уровня AUIPS7221

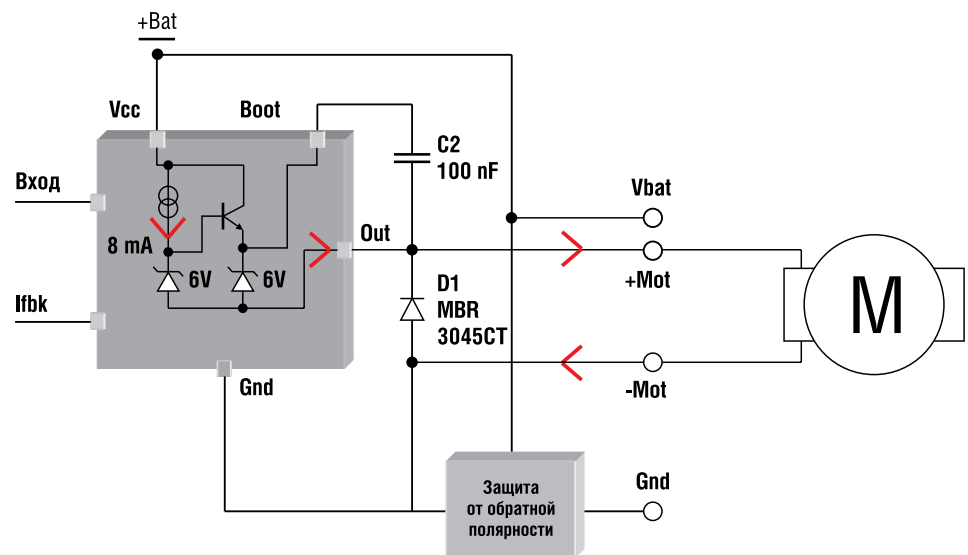


Рис. 14. Области применения ШИМ IPS верхнего уровня с аналоговым диагностическим выходом

что выгодно отличает их от реле и дискретных транзисторов. Высокая надежность, простота применения, широкая номенклатура и доступная цена делает интеллектуальные ключи идеальным выбором для силовой автомобильной

электроники и других приложений, требующих повышенной надежности.

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

Кирилл Автушенко (КОМПЭЛ), Андрей Булычев (г. Москва)

КЛЮЧ НА ПЛЕЧО! – ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ДРАЙВЕРОВ ПРОИЗВОДСТВА IR

Современные силовые электронные устройства в большинстве случаев содержат на выходе **мощные полевые транзисторы или IGBT-модули**. Для управления их затворами необходимо выдерживать определенные параметры управляющего сигнала, а также обеспечивать защиту выходного каскада от превышения токов нагрузки или воздействия импульсных коммутационных помех. Эту задачу успешно выполняют **драйверы силовых ключей** производства компании **International Rectifier**.

От надежной работы выходных каскадов силовых электронных устройств зависит, в конечном итоге, работа всей производственной линии, где эти устройства применяются. Для надежного и качественного переключения управляющих силовых ключей — высоковольтных MOSFET- и IGBT-транзисторов — необходимо обеспечить выполнение ряда условий:

1) напряжение на затворе должно быть выше напряжения истока транзистора на 5...10 В для MOSFET и 10...15 В для IGBT. Задача усложняется тем, что в высоковольтной системе напряжение истока (т.е. в основной шине устройства) может достигать нескольких сот или тысяч вольт;

2) транзистор в составе системы должен иметь возможность прямого управления от логической низковольтной части системы, обычно измеряемого относительно общей шины. Таким образом, напряжение низковольтной части должно иметь смещение относительно источника питания высоковольтной части системы, которое, в свою очередь, часто является двуполярным;

3) мощность, потребляемая схемой управления затвором, не должна существенно влиять на общую производительность системы коммутации.

Основной задачей драйвера для обеспечения указанных выше требований является преобразование уровней напряжения и согласование низковольтной части системы управления, имеющей, как правило, однополярное питание, и высоковольтной части, к которой часто приложено двуполярное напряжение с высоким потенциалом.

Второй задачей, решаемой с помощью специализированных драйверов, является обеспечение высоких значений

токов затвора, переключающих силовые транзисторы. Дело в том, что высоковольтные силовые ключи, как правило, имеют значительные паразитные емкости, способные накапливать большие заряды в области затвора. Для полноценного переключения таких транзисторов этот заряд необходимо рассосать или накачать, что и обеспечивается с помощью больших выходных токов драйвера.

Кроме того, драйверы силовых ключей, в отличие от простых преобразователей уровня, снабжены множественными механизмами защиты как самого драйвера, так и управляемых ключей, что позволяет выполнять формирование выходных управляющих сигналов согласно определенным алгоритмам, чтобы предотвратить выход системы из строя в аварийной ситуации.

Интегральные драйверы, производимые компанией International Rectifier, предоставляют широкий набор функций, необходимых для управления силовыми MOSFET- или IGBT-ключами.

Типы драйверов компании IR

В зависимости от функциональной насыщенности и выполняемых функций, изделия компании International Rectifier можно разделить на несколько типов:

- драйверы нижнего и драйверы верхнего ключа;
- драйверы, совмещающие управление верхним и нижним ключом;
- полумостовые драйверы;
- трехфазные драйверы.

Познакомимся подробнее с типами драйверов и особенностями их применения.

В зависимости от базового включения силового транзистора в систему, он является верхним или нижним ключом. На рисунке 1 представлена схема,

в которой силовой транзистор является верхним ключом. Если нагрузка включена между плюсом силовой шины и стоком силового транзистора, подключенного истоком к общей шине, то в такой схеме транзистор будет являться силовым нижним ключом.

Компания International Rectifier выпускает такие драйверы в одноканальном и двухканальном исполнении, с различными значениями выходных токов (до 4 А) и вариантами конфигураций инвертированных входов. Перечень доступных микросхем представлен в таблице 1. Следует отметить, что любой драйвер верхнего ключа может быть использован в качестве драйвера нижнего ключа, если применение доступных драйверов нижнего ключа не может обеспечить требуемых рабочих характеристик системы.

Драйверы полумостов

Большинство микросхем из номенклатуры драйверов компании International Rectifier содержат в одном корпусе два выходных канала для управления верхним и нижним ключом. Эти драйверы управляют входными каналами независимо, что может быть использовано для одновременного открытия обоих ключей, или зависимо — это подразумевает невозможность одновременного открытия ключей (даже на короткий период за счет встраиваемой паузы между переключением ключей — так называемый Dead-Time (DT)), что обеспечива-

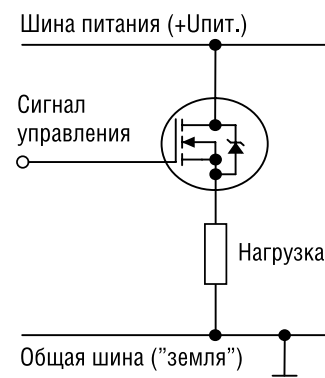


Рис. 1. Пример схемы включения силового транзистора в качестве верхнего ключа

Таблица 1. Микросхемы драйверов верхнего/нижнего ключей

Наименование	Количество каналов	Напряжение на шине, В	Io+, мА	Io-, мА	Топ ном., нс	Toff ном., нс	Инвертированные входы	Корпус
Драйверы нижнего ключа								
IR2121	1	5	1600	3200	150	200	—	8-Lead SOIC
IRS44273	1	25	1500	1500	50	50	—	5-Lead SOT23
IR25600	2	25	2300	3300	85	65	IN1 / IN2	8-Lead SOIC
IRS4426	2	25	2300	3300	50	50	IN1 / IN2	8-Lead SOIC
IRS4427	2	25	2300	3300	50	50	—	8-Lead SOIC
IRS44262	2	25	2300	3300	50	50	IN1 / IN2	8-Lead SOIC
IRS4428	2	25	2300	3300	50	50	IN1	8-Lead SOIC
Драйверы верхнего ключа								
IRS2609D	1	600	200	350	750	250	—	8-Lead SOIC
IRS2128	1	600	290	600	150	150	IN	8-Lead SOIC
IRS21281	1	600	290	600	150	150	IN	8-Lead SOIC
IR2125	1	500	1000	2000	170	200	—	8 or 16 Lead SOIC
IRS2127	1	600	290	600	150	150	—	8-Lead SOIC
IRS21271	1	600	290	600	150	150	—	8-Lead SOIC
IRS2118	1	600	290	600	125	105	IN	8-Lead SOIC
IRS2117	1	600	290	600	125	105	—	8-Lead SOIC
IRS21850	1	600	4000	4000	160	160	—	8-Lead SOIC
IRS21858	1	600	290	600	160	160	—	16 Lead SOIC
IRS21962	2	600	500	500	90	90	—	16 Lead SOIC
IRS21853	2	600	2000	2000	170	170	—	16 Lead SOIC

ет принципиальное отсутствие сквозного тока через ключи. Во втором случае драйверы носят название полумостового драйвера (*Half-Bridge driver*).

Механизм встроенного временного промежутка Dead-Time обеспечивает гарантированное закрытие одного силового ключа до момента начала открытия ключа в противоположном плече. Гарантией надежного закрытия противоположного транзистора является встроенная схема, контролирующая состояние ключей, и наличие схемы задержки, формирующей промежуток времени, в течение которого закрыты оба транзистора в плечах полумоста.

Большинство драйверов обоих типов имеет структуру, представленную на ри-

сунке 2 на примере структурной схемы драйвера **IRS2110**.

Как видно из рисунка 2, сигналы управления верхним и нижним ключами поступают через соответствующие входы Hin и Lin на триггеры Шмитта, затем через элемент «ЗИЛИ-НЕ» – на преобразователи уровня и формирователи ШИМ. Благодаря наличию элементов логического «ИЛИ» существует возможность заблокировать работу драйвера с помощью входного сигнала (Shut-Down), а имеющиеся на входе элементов RS-триггеры исключают неопределенное состояние входов после подачи напряжения питания на устройство.

Входные сигналы совместимы по уровням с сигналами микросхем, вы-

полненных по стандартам технологии ТТЛ/КМОП. Некоторые драйверы интерпретируют как логическую единицу входной сигнал, уровень которого составляет не менее 10% от напряжения питания драйвера (например, IRS211x). Другие драйверы (например, серий **IRS210x**, **IRS212x** и **IRS213x**) имеют фиксированный диапазон напряжений, соответствующий переходному состоянию между логическими уровнями. Для указанных типов драйверов он соответствует интервалу 1,5...2 В.

Микросхемы обеспечивают одинаковую временную задержку прохождения сигнала для обоих каналов и имеют дополнительный функционал – возможность перехода в неактивное состояние (при наличии входа SD), разделение силовой и сигнальной «земель», ограничение максимального рабочего тока транзисторов и т.п. Типовые схемы включения драйверов представлены на рисунке 3.

Номенклатура полумостовых драйверов в портфеле IR очень широка. В следующих сводных таблицах 2 и 3 приводится информация о микросхемах, представляющих наибольший интерес для пользователя.

Трехфазные драйверы

Для управления электродвигателями часто применяются трехфазные системы электропривода. Естественно, такую систему управления силовыми транзи-

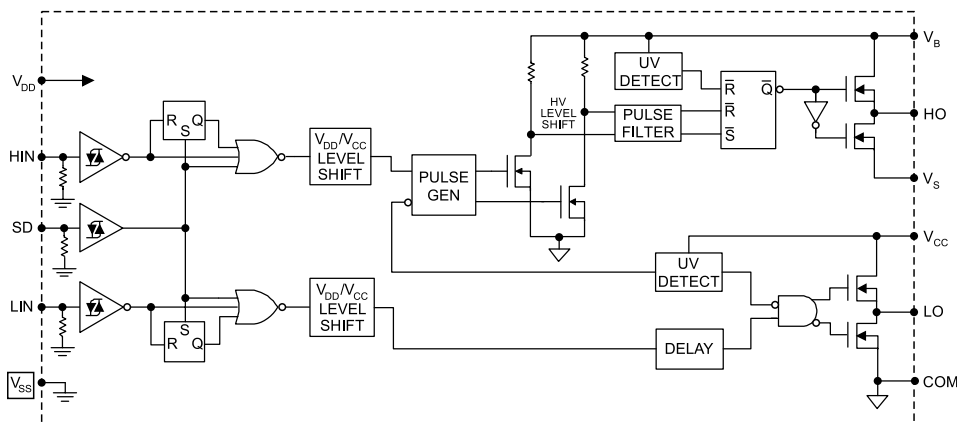


Рис. 2. Внутренняя структурная схема драйвера IRS2110

Таблица 2. Полумостовые драйверы без встроенной функции Dead-Time

Наименование	Напряжение на шине, В	Ток I _{o+} , мА	Ток I _{o-} , мА	Время включения T _{on} ном., нс	Время выключения T _{off} ном., нс	Инвертированные входы	Разделены сигнальная и силовая «земли»	Вход отключения (SD)	Корпус
IRS2001M	200	130	270	160	150	—			PQFN 4 x 4
IRS2001	200	290	600	160	150	—			8-Lead SOIC
IRS2011	200	1000	1000	60	60	—			8-Lead SOIC
IRS2110	500	2500	2500	130	120	—	Да	Да	16-Lead SOIC
IR25604	600	200	350	220	200	LIN / HIN			8-Lead SOIC
IRS2301	600	200	350	220	200	—			8-Lead SOIC
IRS2302	600	200	350	220	200	—			8-Lead SOIC
IRS26072D	600	200	350	200	200	—			8-Lead SOIC
IRS2607D	600	200	350	515	500	—			8-Lead SOIC
IRS2101	600	290	600	160	150	—			8-Lead SOIC
IRS2106	600	290	600	220	200	—			8-Lead SOIC
IRS21064	600	290	600	220	200	—			14-Lead SOIC
IRS2112	600	290	600	135	130	—	Да	Да	16-Lead SOIC
IRS21856	600	500	500	150	160	LIN/HIN			14-Lead SOIC
IRS2181	600	1900	2300	180	220	—			8-Lead SOIC
IRS21814	600	1900	2300	180	220	—	Да	Да	14-Lead SOIC
IRS21814M	600	1900	2300	180	220	—	Да	Да	PQFN 4 x 4
IR25607	600	2500	2500	120	94	LIN/HIN			16-Lead SOIC
IRS2113	600	2500	2500	130	120	—	Да	Да	16-Lead SOIC
IRS2113M	600	2500	2500	130	120	—	Да	Да	PQFN 4 x 4
IRS2186	600	4000	4000	170	170	—			8-Lead SOIC
IRS21864	600	4000	4000	170	170	—	Да	Да	14-Lead SOIC
IRS21867	600	4000	4000	170	170	—			8-Lead SOIC
IR2213	1200	2000	2500	280	225	—	Да	Да	16-Lead SOIC

сторонами можно реализовать с помощью трех полумостовых драйверов. Но, при всей своей очевидности, данное решение получается довольно габаритным, различие значений некоторых параметров драйверов разных фаз может приводить к «перекосам» системы, снижению эффективности управления и понижению общего КПД системы.

Поэтому компания IR предлагает готовые решения данной задачи, реализованные в виде трехфазных драйверов. Наиболее интересным примером такого драйвера является микросхема **IRS26302D**, представленная на рисунке 4. Драйвер имеет семь выходных каналов, управляемых независимыми входами. Шесть каналов используются для построения самого трехфазного моста, а седьмой канал может применяться для реализации корректора коэффициента мощности (ККМ) или системы защиты и рекуперации.

Если с функционалом ККМ вопросов у читателя, вероятно, не возникнет, то описание работы системы защиты может быть полезным. Итак, при управлении мощным мотором с высокой механической инерционностью, при снятии управляющих воздействий с драйвера (для остановки мотора) мотор может продолжить свое вращение по инерции, выполняя тем самым роль генера-

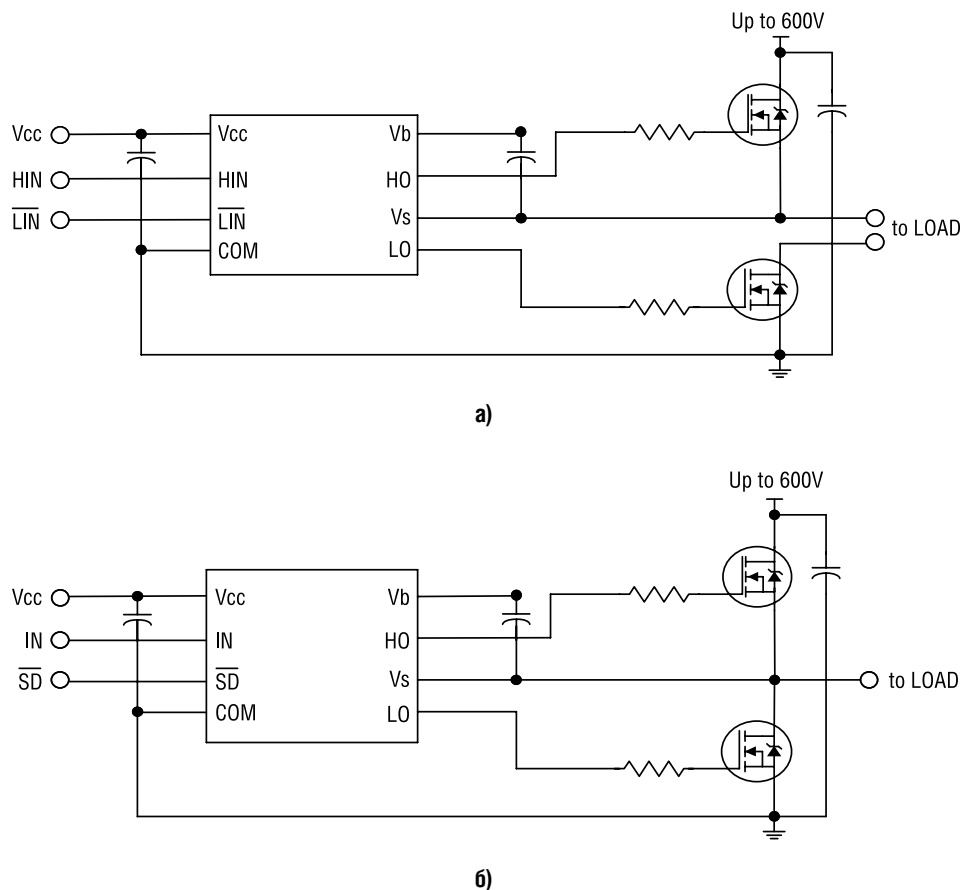


Рис. 3. Типовые схемы включения полумостовых драйверов: без Dead-Time (а) и с Dead-Time (б)

Таблица 3. Полноценные полумостовые драйверы (с Dead-Time)

Наименование	Напряжение на шине, В	Ток I _{o+} , мА	Ток I _{o-} , мА	Время задержки переключения плечей полумоста ном., нс	Время включения T _{on} ном., нс	Время выключения T _{off} ном., нс	Инвертированные входы	Разделены сигнальная и силовая «земли»	Корпус
IRS2003	200	290	600	520	680	150	LIN		8-Lead SOIC
IRS2004	200	290	600	520	680	150	—		8-Lead SOIC
IR25601	600	120	260	100	220	220	LIN/HIN		8-Lead SOIC
IR25606	600	200	350	540	220	200	LIN/HIN		8-Lead SOIC
IRS2509S	600	200	350	530	750	250	IN		8-Lead SOIC
IRS2608D	600	200	350	530	250	250	LIN		8-Lead SOIC
IR25602	600	210	360	520	680	150	LIN		8-Lead SOIC
IRS2103	600	290	600	520	680	150	LIN		8-Lead SOIC
IRS2104	600	290	600	520	680	150	—		8-Lead SOIC
IRS2108	600	290	600	540	220	200	HIN		8-Lead SOIC
IRS21084	600	290	600	540...5000	220	200	HIN	Да	14-Lead SOIC
IRS2109	600	290	600	540	750	200	—		8-Lead SOIC
IRS21091	600	290	600	540...5000	750	200	—		8-Lead SOIC
IRS21094	600	290	600	540...5000	750	200	—	Да	14-Lead SOIC
IRS2111	600	290	600	650	750	150	—		8-Lead SOIC
IRS2304	600	290	600	100	150	150	—		8-Lead SOIC
IRS2308	600	290	600	540	220	200	—		8-Lead SOIC
IRS2183	600	1900	2300	400	180	220	LIN		8-Lead SOIC
IRS21834	600	1900	2300	400...5000	180	220	LIN	Да	14-Lead SOIC
IRS2184	600	1900	2300	400	680	270	—		8-Lead SOIC
IRS21844	600	1900	2300	400...5000	680	270	—	Да	14-Lead SOIC
IRS21844M	600	1900	2300	400...5000	680	270	—	Да	PQFN 4 x 4
IR2114	600	2000	3000	330	440	440	—	Да	24 Lead SSOP
IR21141	600	2000	3000	330	440	440	—	Да	24 Lead SSOP
IR2214	1200	2000	3000	330	440	440	—	Да	24 Lead SSOP
IR22141	1200	2000	3000	330	440	440	—	Да	24 Lead SSOP

тора электроэнергии — потенциал силовой шины системы начнет повышаться. Если мотор достаточно мощный, то напряжение может вырасти настолько, что превысит все допустимые уровни рабочих напряжений как драйвера, так и транзисторов моста, что приведет к их пробое и выходу из строя. Для предотвращения такой ситуации может ис-

пользоваться дополнительный седьмой канал драйвера. Микросхема постоянно отслеживает значение тока на силовой шине с помощью токоизмерительного резистора, и в момент, когда будет детектирован большой обратный ток в шине (ситуация генерации электроэнергии мотором), транзистор, управляемый седьмым каналом, откроется и нач-

нет «сливать» избыточную мощность на защитном диоде (или резисторной сборке). Если же вместо пассивного сжигания энергии в резисторном модуле в виде тепла использовать рекуператор, включенный в цепь вместо этих резисторов, то можно запастись избыточной энергией в аккумуляторных батареях для ее последующего использования (например, при работе двигателя на повышенной нагрузке).

Естественно, одной этой микросхемой семейство трехфазных драйверов, производимых компанией IR, не исчерпывается. Более полный перечень микросхем с указанием их ключевых параметров приводится в таблице 4.

Драйверы измерения тока

При использовании вышеуказанных интегральных драйверов остается открытым вопрос о контроле тока, потребляемого нагрузкой. Если интегральная микросхема драйвера имеет функцию контроля тока, то, как правило, она просто сообщает о возникновении неис-

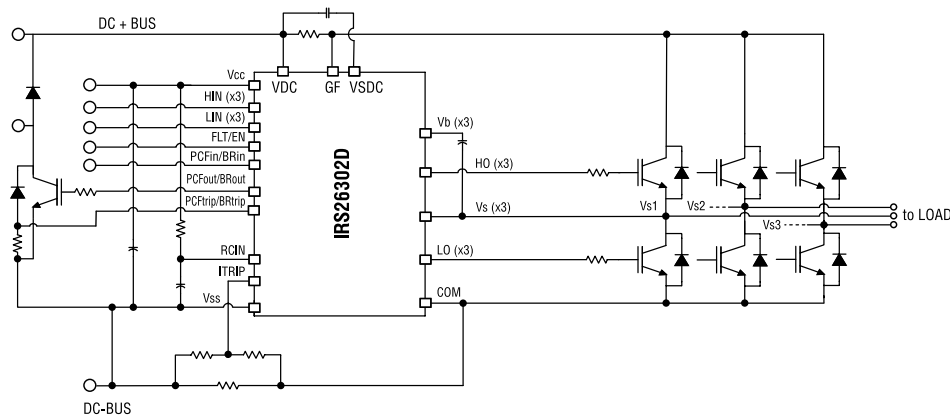


Рис. 4. Типовая схема включения семиканального трехфазного драйвера

Таблица 4. Трехфазные драйверы и их ключевые параметры

Наименование	Число каналов	Напряжение на шине, В	Ток I _{o+} , мА	Ток I _{o-} , мА	Время задержки переключения плечей полумоста ном., нс	Время включения Top ном., нс	Время выключения Toff ном., нс	Инвертированные входы	Корпус
IR3230S	6	65	350	350	—	250	250	LIN/HIN	28 Lead SOIC
IRS2334M	6	600	120	250	290	530	530	LIN/HIN	28-Lead MLPQ
IRS2334S	6	600	120	250	290	530	530	LIN/HIN	20-Lead SOIC
IRS23365D	6	600	180	380	275	530	530	LIN/HIN	48 Lead MLPQ
IR21363	6	600	200	350	290	425	400	LIN/HIN	28 or 44 Lead
IR21364	6	600	200	350	290	500	530	LIN/HIN	28 or 44 Lead
IR21365	6	600	200	350	290	425	400	LIN/HIN	28 or 44 Lead
IR21368	6	600	200	350	290	425	400	LIN/HIN	28 or 44 Lead
IRS2336	6	600	200	350	275	530	530	LIN/HIN	28 or 44 Lead
IRS23364D	6	600	200	350	270	530	530	—	28 or 44 Lead
IRS2336D	6	600	200	350	270	530	530	LIN/HIN	28 or 44 Lead
IRS26310DJ	6	600	200	350	290	530	530	—	44 Lead PLCC
IR2130	6	600	250	500	2500	675	425	LIN/HIN	28 or 44 Lead
IR2131	6	600	250	500	700	1300	600	—	28 or 44 Lead
IR2132	6	600	250	500	800	675	425	LIN/HIN	28 or 44 Lead
IR2133	6	600	250	500	250	750	700	LIN/HIN	28 or 44 Lead
IR2135	6	600	250	500	250	750	700	LIN/HIN	28 or 44 Lead
IR2136	6	600	250	500	290	425	400	LIN/HIN	28 or 44 Lead
IRS2330	6	600	250	500	2000	500	500	LIN/HIN	28 or 44 Lead
IRS2330D	6	600	250	500	2000	500	500	LIN/HIN	28 or 44 Lead
IRS2332	6	600	250	500	700	500	500	LIN/HIN	28 or 44 Lead
IRS2332D	6	600	250	500	700	500	500	LIN/HIN	28 or 44 Lead
IR2233	6	1200	250	500	250	750	700	LIN/HIN	28 or 44 Lead
IR2235	6	1200	250	500	250	750	700	LIN/HIN	28 or 44 Lead
IR2238Q	6	1200	350	540	1000	550	550	HIN	64 Lead MQFP
IRS26302DJ	7	600	200	350	290	530	530	LIN/HIN	44 Lead PLCC

правности, используя дополнительный выход сигнализации об ошибке, никак не расшифровывая причину ее возникновения. Одной из причин аварийной ситуации может быть перегрузка по току выходного каскада.

Для контроля тока, потребляемого нагрузкой, компания International Rectifier выпускает интегральные микросхемы, позволяющие реализовать данную функцию. На рисунке 5 приведены схемы контроля тока, потребляемого нагрузкой, на микросхеме, совмещенной с драйвером (а), и специализированной микросхеме измерения тока (б).

Микросхемы **IR22771** широко применяются при управлении двигателями и включаются индивидуально в каждую фазу. Микросхема не является драйвером в классическом смысле, т.к. не управляет выходными транзисторами, а только обеспечивает измерение тока и вырабатывает управляющие воздействия для центрального управляющего узла (чаще всего — DSP-контроллера).

Расчет параметров цепи вольтодобавки (bootstrap)

Для стабильной работы любой коммутационной схемы важен правильный выбор необходимых элементов обвязки.

Для драйверов верхнего плеча и любого типа драйверов полумостов одной из важнейших внешних цепей является цепь вольтодобавки, элементами которой являются диод и конденсатор. Эти два элемента обеспечивают разность напряжений «затвор-исток», необходимую для гарантированного открывания внешнего выходного транзистора. Расположенные локально развязывающие конденсаторы на силовых и слаботочных шинах питания позволяют в значительной степени уменьшить уровень излучаемых помех, компенсируя индуктивность проводников.

Выбор номинального рабочего напряжения конденсатора вольтодобавки C_{boot} должен основываться на максимальном значении напряжения питания микросхемы V_{cc} . Емкость конденсатора выбирается, исходя из следующих параметров:

- требуемое напряжение для управления транзистором;
- максимальный сквозной ток I_{QBS} для схем управления верхним ключом;
- токи цепей смещения в пределах драйвера;
- ток утечки «затвор-исток» I_{QBS} транзистора;
- ток утечки самого конденсатора вольтодобавки.

Последнее условие актуально только для электролитических конденсаторов. При использовании конденсаторов других типов им можно пренебречь. Поэтому неэлектролитические конденсаторы более предпочтительны для применения в цепи вольтодобавки.

Минимальная емкость компенсационного конденсатора может быть вычислена по следующей формуле:

$$C \geq \frac{2 \left[2Q_g + \frac{I_{qbsmax}}{f} + Q_{Is} + \frac{I_{Cbs}}{f} \right]}{V_{cc} - V_f - V_{Is} - V_{min}} \quad [1]$$

где:

- Q_g — заряд затвора МДП-транзистора верхнего ключа,
- f — частота переключения ключа,
- I_{Cbs} — ток утечки компенсирующего конденсатора,
- $I_{qbs max}$ — максимальный сквозной ток затвор-исток МДП-транзистора верхнего ключа,
- V_{cc} — напряжение слаботочной, «цифровой» части схемы,
- V_f — прямое падение напряжения на компенсационном диоде,
- V_{Is} — падение напряжения на нижнем ключе или на нагрузке,

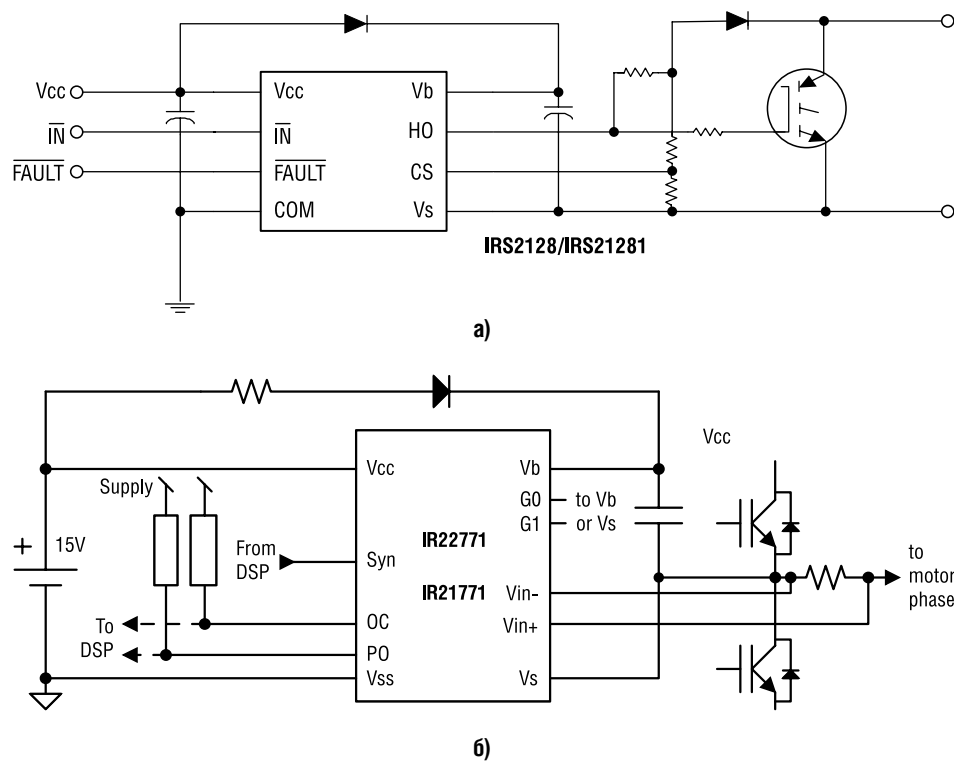


Рис. 5. Примеры включения драйверов, контролирующих ток в нагрузке

V_{min} – минимальное напряжение между шинами VB и VS (рисунок 2),

Q_{ls} – заряд, необходимый для создания смещения в каждом цикле переключения (обычно 5 нКл для драйверов, предназначенных для управления MOSFET с максимальным рабочим напряжением 500 В/600 В, и 20 нКл для драйверов, предназначенных для управления MOSFET на напряжение 1200 В).

Диод вольтодобавки должен выдерживать максимальное напряжение, существующее на силовой шине. Например, такая ситуация возникает, когда верхний ключ открыт, и к диоду ока-

зывается приложено все напряжение шины. Значение прямого тока через диод зависит от частоты переключения силового ключа, то есть, от частоты заряда затворной емкости. Например, для транзистора **IRF450**, работающего на частоте 100 кГц, ток через диод составит примерно 12 мА.

Ток утечки при повышенной температуре для этого диода является важным критерием в приложениях, где конденсатор должен поддерживать заряд в течение длительного времени. Поэтому необходимо, чтобы этот диод быстро восстанавливался с целью уменьшения

заряда, попадающего обратно в цепь питания с конденсатора вольтодобавки.

Борьба с отрицательными выбросами в цепи Vs

При работе с мощной индуктивной нагрузкой (мощные электродвигатели), а также при недостаточно грамотной трассировке выходного каскада мощных систем, на выходе системы можно столкнуться с высокоамплитудными выбросами обратной полярности. Описанная ситуация продемонстрирована на рисунке 6.

Почему возникает такая ситуация и чем она может быть опасна? Рассмотрим случай работы системы на индуктивную нагрузку: когда открыт верхний ключ, через нагрузку протекает некоторый ток. При закрытии верхнего ключа вплоть до момента открытия нижнего (Dead-Time) ток в индуктивную нагрузку продолжает течь через диод нижнего транзистора, т.к. ток через индуктивность не может скачком упасть до нуля. Исток нижнего транзистора подключен к общей шине «земля», а поскольку ток течет от точки с большим потенциалом к точке с меньшим, то получается, что выброс напряжения на линии Vs имеет обратную полярность (Эпюра напряжения на линии Vs приведена на рисунке 6). Этот обратный выброс через внутреннюю структуру драйвера начинает перезаряжать емкости микросхемы, что может привести к ложному отпирианию верхнего ключа. А исходя из алгоритма управления, по прошествии интервала времени Dead-Time будет открыт нижний транзистор. В этом случае возникнет сквозной ток через оба плеча системы, что наверняка приведет к выходу системы из строя, а возможно, и к возгоранию элементов устройства. Опасность выбросов отрицательного напряжения значительно воз-

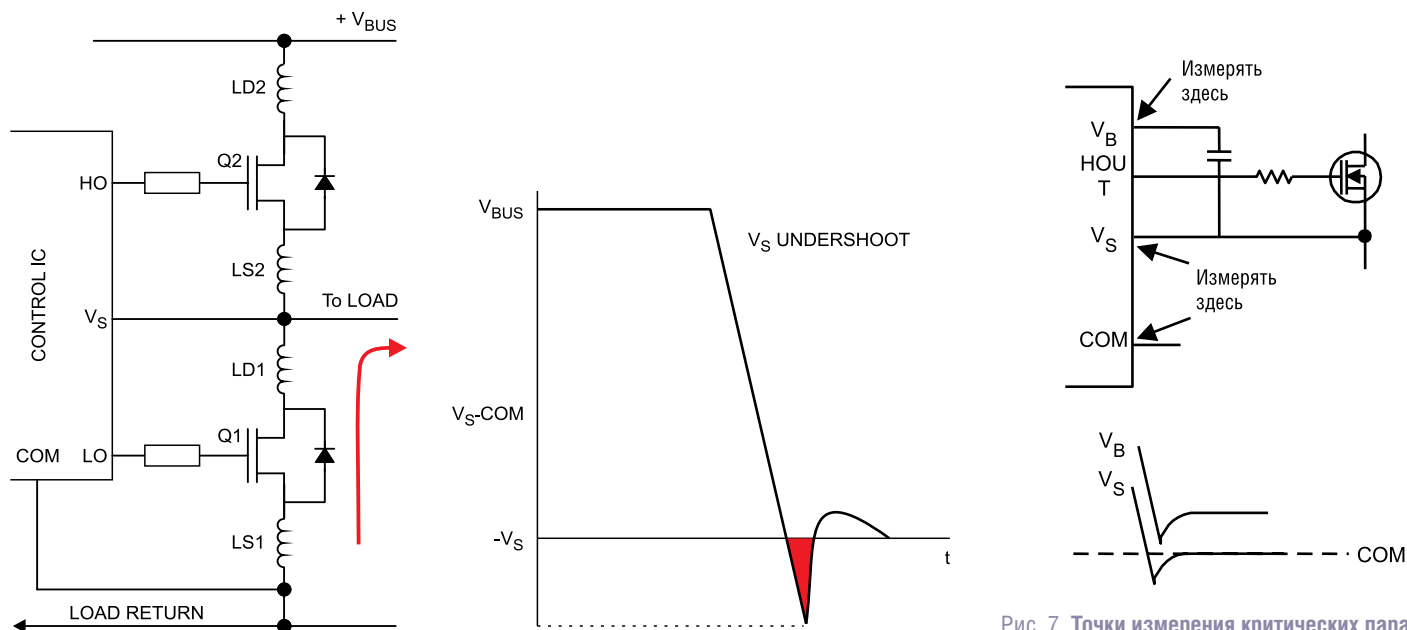


Рис. 6. Появление на выходе выброса обратной полярности

Рис. 7. Точки измерения критических параметров сигнала при возникновении отрицательных выбросов на шине Vs

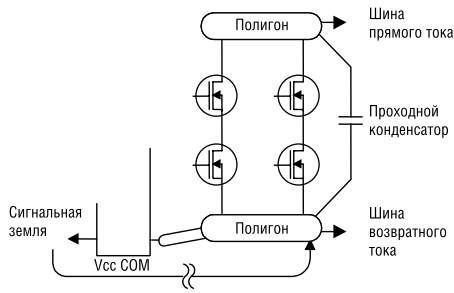


Рис. 8. Рекомендуемая топология соединений драйвера и силовых ключей

растает с увеличением площади кристалла силового транзистора и повышением плотности тока, коммутируемого транзистором в течение короткого времени.

Интегральные микросхемы-драйверы компании International Rectifier гарантированно выдерживают отрицательные выбросы на шине V_s как минимум, до -5 В относительно общего провода. В случае, если выброс превышает указанное значение, выход управления верхнего ключа временно блокируется в текущем состоянии. Оставаясь в пределах максимально допустимых значений для V_s , эта ситуация не вызывает повреждений интегральной микросхемы, тем не менее, выходной буферный каскад не будет реагировать на изменения входного сигнала до тех пор, пока отрицательный выброс не завершится.

Для оценки устойчивости схемотехнического решения к таким экстремальным ситуациям, как короткое замыкание нагрузки или перегрузка по току (в обоих случаях отношение $di/dt \rightarrow \max$), необходимо отслеживать поведение сигналов в двух точках:

- 1) смещение верхнего ключа относительно общего провода $V_s - COM$;
- 2) величину напряжения «плавающего» источника питания $V_b - V_s$.

Измерения следует проводить непосредственно на выводах микросхемы драйвера для того, чтобы были отражены все параметры соединений, включая паразитные воздействия линий связи и взаимного размещения, как указано на рисунке 7.

Следующие мероприятия позволяют гарантировать стабильную работу системы, несмотря на воздействия импульсных помех.

1. Минимизация паразитных влияний:

- а) использование коротких проводников максимально возможной толщины между ключами и драйвером, без петель и отклонений;
- б) избегание пересечений трасс и межслойных переходов — они вносят дополнительно существенную паразитную индуктивность в цепь;
- в) снижение индуктивности выводов электрорадиоэлементов за счет снижения высоты расположения их корпусов над поверхностью печатной платы;

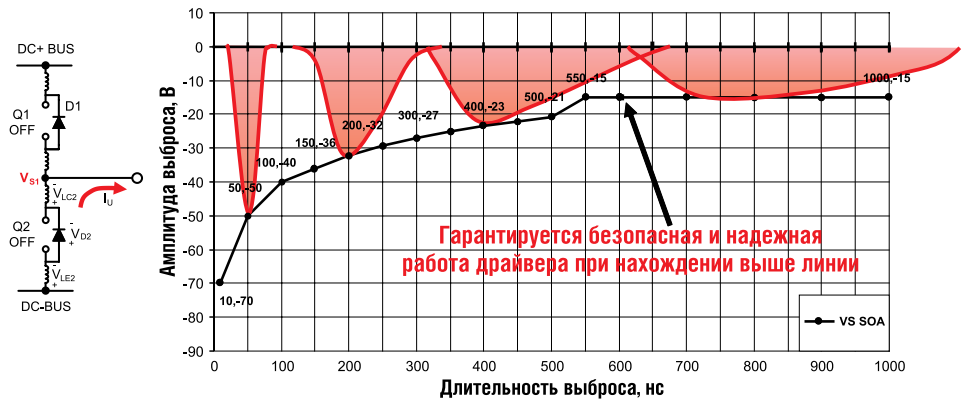


Рис. 9. Область безопасной работы драйверов IR при появлении выбросов обратной полярности

г) размещение обоих ключей локализовано в «силовой» части в непосредственной близости от драйвера для максимального сокращения длины трасс.

2. Снижение воздействий на управляющую микросхему драйвера:

- а) соединения цепей V_s и COM рекомендуется выполнять так, как изображено на рисунке 8;
- б) минимизация паразитных параметров цепей управления затворами транзисторов путем использования коротких трасс типа «точка-точка»;
- в) следует размещать управляющую микросхему драйвера как можно ближе к силовым ключам с целью минимизации длины трасс.

3. Улучшение развязки:

- а) увеличение емкости конденсатора вольтодобавки до величины более $0,47$ мкФ наряду с использованием как минимум одного конденсатора с низким эквивалентным последовательным сопротивлением (ЭПС). Это уменьшит степень перезарядки конденсатора в результате значительного повышения V_s при выбросе напряжения;
- б) использование второго конденсатора с низким ЭПС в качестве фильтрующего в цепях V_s и COM . Так как этот конденсатор будет обеспечивать поддержку обоих выходных буферов и перезарядку конденсатора C_{boot} , то его емкость должна быть как минимум в 10 раз больше емкости конденсатора вольтодобавки;
- в) если требуется включение резистора последовательно с диодом вольтодобавки, то необходимо убедиться, что напряжение шины V_B не будет опускаться ниже значения общего провода COM , особенно в момент включения и максимальных значений частоты и скважности.

Следование приведенным рекомендациям позволяет значительно сократить уровень помех, возникающих в результате отрицательных выбросов напряжения. Однако, если уровень выбросов остается достаточно велик, то может оказаться необходимым снижение скорости нарастания выходного напряжения dV/dt .

В дополнение к приведенным выше рекомендациям, в целях повышения устойчивости микросхем драйверов компанией International Rectifier разработана технология повышения стойкости драйверов к отрицательным выбросам напряжения (*NTSOA — Negative Transient Safe Operation Area*). На рисунке 9 приведена диаграмма допустимых мощностей импульсов выбросов отрицательного напряжения, для которых компания IR гарантирует сохранение работоспособности микросхемы драйвера.

Устойчивость к выбросам отрицательного напряжения является определяющим фактором при выборе управляющей микросхемы драйвера.

Заключение

Как следует из статьи, выбор драйвера для коммутации силовых MOSFET или IGBT не является трудной задачей. Достаточно определить требуемые энергетические показатели разрабатываемой системы и выбрать ее топологию. Следование указаниям по схемотехнике и топологии, приводимым в документации на микросхему и рекомендациях по применению, избавит от проблем, возникающих при работе системы. Современные интегральные драйверы компании International Rectifier 5-го поколения имеют защитные цепи и не подвержены выходу из строя при возникновении кратковременных выбросов отрицательного напряжения.

Широкая номенклатура изделий International Rectifier и их высокое качество позволяют построить надежную силовую систему любого уровня сложности с минимальными затратами как на этапе проектирования схемотехники, так и на этапе изготовления конечного устройства.

Литература

1. Материалы семинаров International Rectifier, Session 3: HVIC, 2013.
2. AN-978 Rev. D, International Rectifier, 2007.

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

Александр Калачев (г. Барнаул) СДЕЛАЙ ГРОМЧЕ, ДИДЖЕЙ! – КОМПЛЕКСНЫЕ РЕШЕНИЯ IR ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ АУДИОСИСТЕМ



Для построения **аудиоусилителя D-класса с выходной мощностью от десятков ватт до 1,5 кВт на канал достаточно использовать только компоненты, выпускаемые компанией International Rectifier. Это аудиодрайверы различной степени интеграции и специальные MOSFETs, оптимизированные для аудиоприложений (для тех драйверов, в составе которых нет встроенных выходных ключей).**

Сложно найти область деятельности, где бы в той или иной мере не использовались звуковоспроизводящие устройства. Где-то они играют центральную роль, где-то используются только для подачи предупреждающих сигналов. Для таких устройств, как портативные компьютеры, автомагнитолы, домашние кинотеатры и аналогичные, важно не только хорошее качество звука, но и высокая выходная мощность. Желательно также, чтобы потери мощности были на приемлемом уровне. На данный момент всем этим требованиям удовлетворяют усилители класса D (усилители, работающие в ключевом режиме). Возможно, они несколько более сложны по схемотехнике, чем линейные усилители, и требуют серьезного подхода к фильтрации выходного напряжения, но на данный момент в выходных каскадах подавляющего большинства аудиоусилителей применяются именно усилители класса D.

Решения International Rectifier для аудиоприложений

International Rectifier предлагает широкий спектр микросхем различной степени интеграции для построения выходных каскадов аудиосистем мощностью до 500 Вт на канал (рисунок 1) [1].

Аудиодрайверы семейства PowIRaudio могут содержать ШИМ-контроллер и работать с аналоговым входным сигналом или (IRS20957) использовать входной ШИМ-сигнал, что может быть удобно при воспроизведении звука, синтезируемого с помощью микроконтроллера. Самые продвинутые драйверы содержат в своем составе встроенные выходные ключи, что позволяет добиться минимальных габаритных размеров усилителя.

Аудиодрайверы с внешними MOSFET

Микросхема **IRS2092** представляет собой высоковольтный аудиодрайвер со встроенным ШИМ-генератором и схемами защиты. В совокупности с двумя внешними MOSFET транзисторами и небольшим количеством пассивных элементов получается полноценный усилитель класса D, устойчивый к внешним шумам и наводкам и обладающий малым уровнем искажения входного сигнала.

Драйвер **IRS2052** практически является двухканальной версией аудиодрайвера IRS2092 с рядом дополнительных усовершенствований, таких как встроенный тактовый генератор и защита от перегрева. В данном драйвере также присутствуют выходы обнаружения обрыва нагрузки, вход внешнего датчика температуры (перегрев), а также выходы сигнализации о нештатной ситуации. Выпускается микросхема в компактном корпусе для поверхностного монтажа MLPQ48.

Драйвер **IRS2052M** предназначен для работы с плавающим уровнем входного аналогового сигнала. Внешние

верхние и нижние транзисторы защищены от превышения допустимого тока: ток транзисторов отслеживается датчиком тока и при превышении заданного порога срабатывает защита.

Микросхема **IRS2053** поддерживает работу трех каналов, для каждого из которых выделен собственный ШИМ-генератор и схема защиты. Внешние MOSFET позволяют выбрать оптимальный диапазон выходной мощности. Драйвер также работает с плавающим уровнем входного аналогового сигнала и позволяет строить усилители D-класса по полумостовой топологии.

Функциональные особенности и возможности микросхемы:

- вход определения смещения по постоянному току;
- обнаружение обрыва по выходу;
- вход температурного датчика;
- выход сигнализации ошибки;
- программируемый порог срабатывания защиты по току;
- защита от проседания напряжения;
- уменьшение громкости щелчка при включении;
- высокая устойчивость к шуму.

Микросхема **IRS2093** аналогична вышеописанным драйверам и при том же наборе функций имеет четыре независимых канала.

Структура входных каскадов микросхемы допускает работу в режиме самотактирования ШИМ, работу с внешним

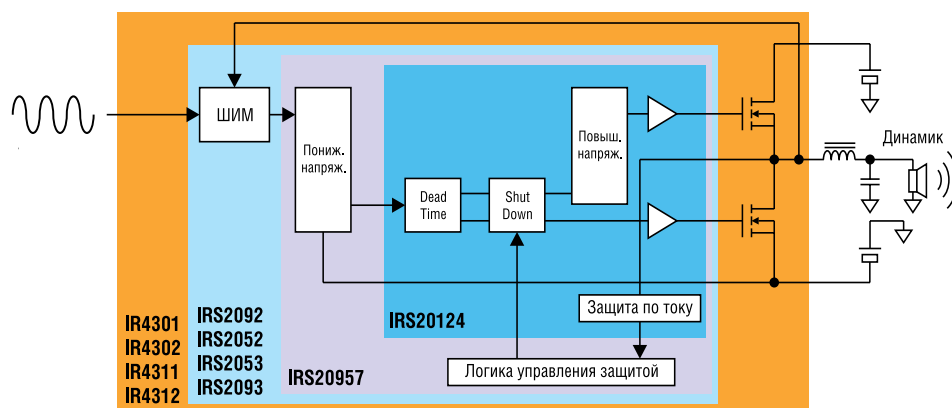


Рис. 1. Ассортимент микросхем для выходного аудиотракта от International Rectifier

Таблица 1. Основные параметры микросхем семейства PowlRadio

Наименование	Кол-во каналов	Корпус	Напряжение питания (макс), В	Входной/выходной ток I _{o+} /I _{o-} , А	Встроенные MOSFET	ШИМ
<u>IR4301M</u>	1	PQFN 5x6	80	6,5	+	+
<u>IR4302M</u>	2	PQFN 7x7	80	6,5	+	+
<u>IR4311M</u>	1	PQFN 5x6	40	3,6	+	+
<u>IR4312M</u>	2	PQFN 7x7	40	3,6	+	+
<u>IR4322M</u>	2	PQFN 7x7	60	7	+	+
<u>IRS20124S</u>	1	SO-14	200	1,0/1,2	—	—
<u>IRS2052M</u>	2	MLPQ-48	200	0,5/0,6	—	+
<u>IRS2053M</u>	3	MLPQ-48	200	0,5/0,6	—	+
<u>IRS2092S</u>	1	SO-16	200	1,0/1,2	—	+
<u>IRS2093M</u>	4	MLPQ-48	200	0,5/0,6	—	+
<u>IRS20957S</u>	1	SO-16	200	1,0/1,2	—	—

Таблица 2. Характеристики демонстрационных плат драйверов семейства PowlRadio

Наименование платы	Базовый драйвер	Выходной транзистор	Количество каналов	Выходная мощность (на канал), Вт	ШИМ
<u>IRAUDAMP10</u>	IRS2052M	IRF6775	2	300	+
<u>IRAUDAMP11</u>	IRS2053M	IRF6665	3	120	+
<u>IRAUDAMP12</u>	IR4301M	встроенные	2	130	+
<u>IRAUDAMP15</u>	IR4311M	встроенные	2	35	+
<u>IRAUDAMP16</u>	IR4302M	встроенные	2	70	+
<u>IRAUDAMP17</u>	IR4302M	встроенные	2	100	+
<u>IRAUDAMP18</u>	IR4312M	встроенные	2	35	+
<u>IRAUDAMP19</u>	IR4301M	встроенные	2	75	+
<u>IRAUDAMP4A</u>	IRS20957S	IRF6645	2	120	—
<u>IRAUDAMP5</u>	IRS2092S	IRF6645	2	120	+
<u>IRAUDAMP6</u>	IRS20957S	IRF6785	2	250	—
<u>IRAUDAMP7D-xx</u>	IRS2092S	опр-ся мощностью	1	100...500	+
<u>IRAUDAMP7D-xx</u>	IRS2092S	опр-ся мощностью	2	25...250	+
<u>IRAUDAMP7S-xx</u>	IRS2092S	опр-ся мощностью	1	100...500	+
<u>IRAUDAMP7S-xx</u>	IRS2092S	опр-ся мощностью	2	25...250	+
<u>IRAUDAMP8</u>	IRS2093M	IRF6665	4	120	+
<u>IRAUDAMP9</u>	IRS2092S	IRFB4227	1	1700	+

синхросигналом или ШИМ с естественной несущей.

Аудиодрайверы со встроенными MOSFET – IR43x1/2

Микросхемы серий **IR43xx** включают в себя полноценный аудиодрайвер и выходные транзисторы и по сути представляют собой законченный аудиоусилитель класса D, требующий для работы лишь небольшого количества внешних элементов.

Микросхемы серии IR43xx способны работать в конфигурациях с одно- или двухполярным питанием в режиме инвертирующего или дифференциального усилителя.

Среди защитных функций реализованы защита от перегрузки по току, защита

от перегрева, защита от падения напряжения питания с автоматическим сбросом системы логического управления.

Микросхемы серии IR43x2 содержат в себе два независимых канала [2].

Аудиодрайверы со встроенными ключами выпускаются в компактных PQFN-корпусах размерами 5x6 мм для серий IR43x1 и 7x7 мм для двухканального решения (серия IR43x2). Благодаря специальной форме контактных площадок в большинстве случаев для работы усилителей серии IR43xx не требуется внешнего радиатора [1-3]. В этом случае возможна организация дополнительного теплоотвода за счет металлизированной области на противоположной от IR43xx стороне печатной платы, соединенной с по-

садочным местом рядом металлизированных переходов.

Диапазон выходных мощностей, обеспечиваемых серией IR43xx, представлен на рисунке 2.

Благодаря компактным размерам, малому тепловыделению и простой схеме включения, приборы серий IR43x1, IR43x2 идеально подходят для построения портативных систем, настольных и носимых приборов, а также многоканальных систем воспроизведения звука.

Основные области применения усилителей серии IR43xx:

- домашние кинотеатры;
- аудиодоки (для планшетных компьютеров или смартфонов);
- аудиотракт персональных компьютеров;

Таблица 3. Транзисторы International Rectifier для аудиоприложений

Наименование	Корпус	Макс. напряжение (V _{dss}), В	R _{ds(on)} @10 В, мОм	Макс. ток при T _c = 25°C, А	Заряд затвора Q _g тип., нКл
IRFI4024H-117P	5-pin TO-220	55	48	11	8,9
IRFI4212H-117P	5-pin TO-220	100	58	11	12
IRFI4019H-117P	5-pin TO-220	150	80	8,7	13
IRFI4020H-117P	5-pin TO-220	200	80	9,1	19
IRF6665TRPBF	DirectFET SH	100	53	19	8,7
IRF6645TRPBF	DirectFET SJ	100	28	25	14
IRF6644TRPBF	DirectFET MN	100	10	60	35
IRF6775MTRPBF	DirectFET MZ	150	56	28	25
IRF6785MTRPBF	DirectFET MZ	200	85	15	26
IRF6648TRPBF	DirectFET MN	60	5,5	86	36
IRF6668TRPBF	DirectFET MZ	80	12	55	22
IRF6646TRPBF	DirectFET MN	80	7,6	68	36
IRFB4212PBF	TO-220	100	72	18	15
IRFB4019PBF	TO-220	150	80	17	13
IRFB5615PBF	TO-220	150	32	35	26
IRFB4228PBF	TO-220	150	12	83	72
IRFB4020PBF	TO-220	200	80	18	18
IRFB4227PBF	TO-220	200	20	65	70
IRFB5620PBF	TO-220	200	60	25	25
IRFP4668PBF	TO-247	200	8	130	161
IRFB4229PBF	TO-220	250	38	46	72
IRFP4768PBF	TO-247	250	15	93	180

- электронные музыкальные инструменты;
- игровые консоли;
- активные колонки;
- аудиоусилители общего назначения.

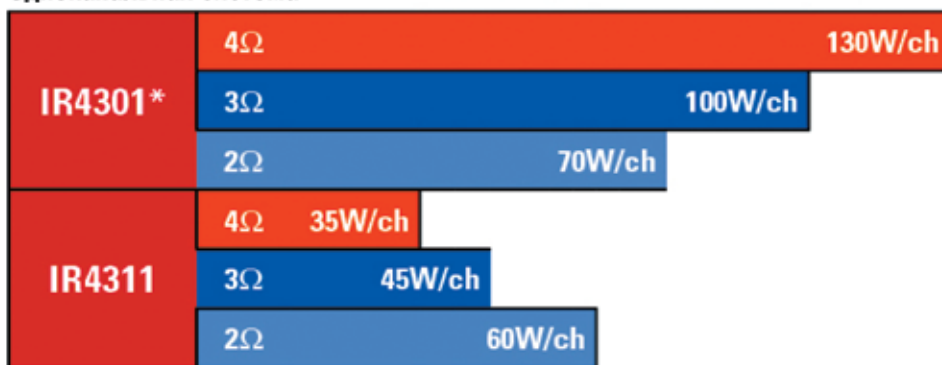
Возможности усилителей семейства PowIRaudio можно оценить при помощи демонстрационных плат [4]. Кроме того, платы служат примером построения систем на базе аудиодрайверов International Rectifier. Основные характеристики демонстрационных плат представлены в таблице 2.

Транзисторы для аудиоприложений

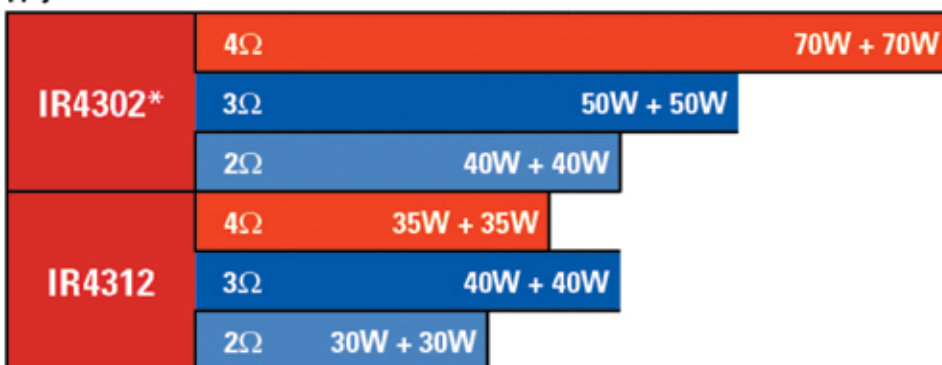
Для аудиодрайверов с внешними транзисторами International Rectifier предлагает серию транзисторов **IRFI4xxxH-117P**, оптимизированную для аудиоприложений. Транзисторы данной серии интегрированы попарно в одном корпусе по схеме полумоста, имеют малую емкость «затвор-исток», низкое сопротивление канала в открытом состоянии, а также встроенный диод с малым временем обратного восстановления.

Малое сопротивление снижает потери проводимости и повышает общую

Одноканальная система



Двухканальная система



* - может потребоваться радиатор.

Рис. 2. Диапазон выходных мощностей, обеспечиваемых сериями IR43xx

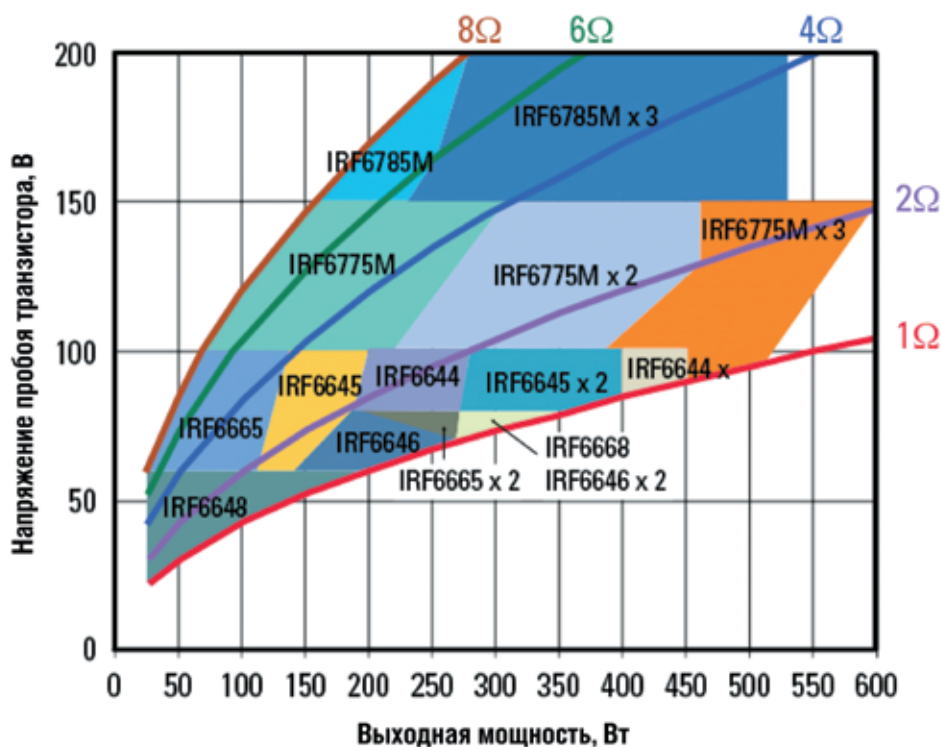


Рис. 3. Допустимые рабочие области транзисторов DirectFET

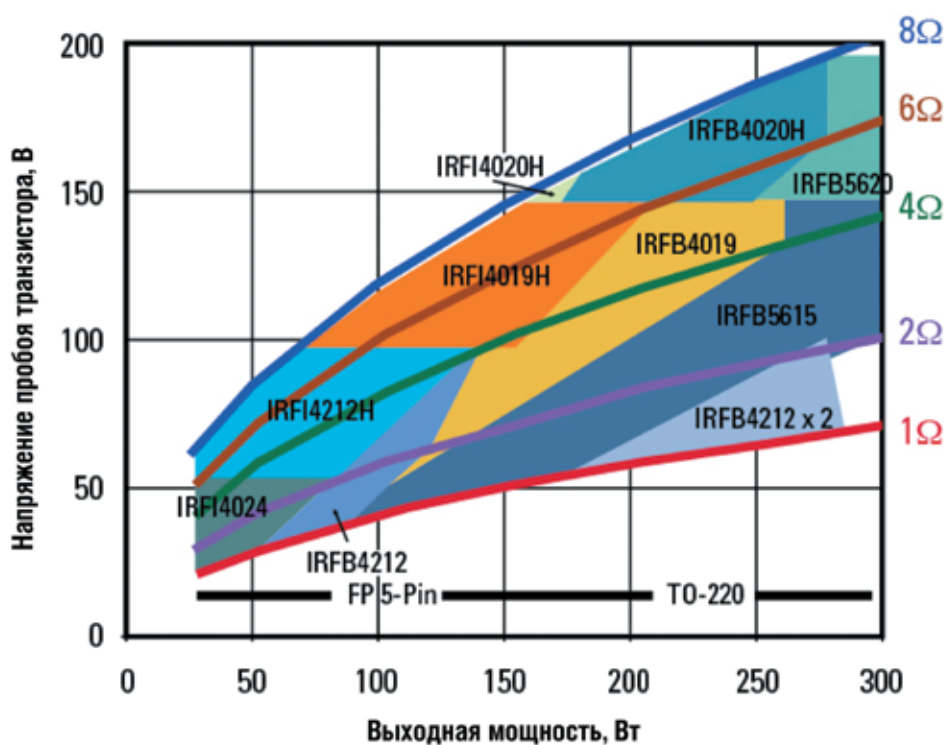


Рис. 4. Допустимые рабочие области транзисторов в корпусах TO-220 и FP 5-pin

эффективность схемы, малая емкость затвора позволяет транзистору работать на более высоких частотах, а также снижает потери на переключение и общий уровень импульсных помех.

Основные характеристики «аудио-MOSFET» International Rectifier представлены в таблице 3.

Эксплуатационные характеристики транзисторов при работе в составе усилителей с полумостовой топологией представлены на рисунках 3 и 4.

Применение транзисторов в специальном низкопрофильном корпусе DirectFET позволяет значительно уменьшить габаритные размеры конеч-

ного усилителя. Кроме того, данные корпуса обладают очень низким тепловым сопротивлением (менее $1,5^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$) и позволяют эффективно отводить тепло как на поверхность печатной платы, так и на внешний радиатор, помещаемый на металлическую крышку корпуса транзистора.

Для аудиоусилителей большой мощности компания IR предлагает несколько транзисторов в силовом корпусе TO-247. Их применение (естественно, при креплении на соответствующий радиатор) позволяет достичь выходных мощностей до 1,5 кВт на канал.

Новые серии транзисторов IRF14xxxH в различном корпусном исполнении перекрывают диапазоны средней и большой выходной мощности, обеспечивая при этом меньшие размеры печатных плат и необходимых радиаторов охлаждения по сравнению с дискретными транзисторами.

Заключение

Компания International Rectifier предлагает полный спектр продукции для построения аудиоканалов для широкого круга задач. Используя различные типы предлагаемых аудиодрайверов и транзисторов, можно получить законченный звуковой усилитель D-класса мощностью от десятков ватт до 1,5 кВт на канал. Используя микросхемы со встроенными ключами – семейство IR43xx – можно реализовать усилитель с минимальными габаритными размерами и отличными звуковыми характеристиками.

Литература

1. Class D Audio Product Selection Guide//<http://www.irf.com/product-info/selection-guide/sg-audio.pdf>
2. PowIRaudio IR43x2//<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir4302.pdf>
3. PowIRaudio IR43x1//<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir4301.pdf>
4. International Rectifier – Audio Reference Design Kits//<http://www.irf.com/technical-info/refdesigns/audiokits.html>
5. 35W/4Ω x 2 Channel Class D Audio Power Amplifier Using the IR4312//<http://www.irf.com/technical-info/refdesigns/iraudamp18.pdf>.

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

Андрей Булычев (г. Москва)

МОЩНЫЕ И КОМПАКТНЫЕ – НОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СИЛОВЫЕ МОДУЛИ μ IPM



Все чаще **малогабаритные электромоторы** малой и средней мощности в качестве входного питания используют общепромышленные однофазные электросети с номинальным напряжением ~220 В. Но для **управления ими, в частности, для регулирования частоты вращения ротора, нужны три фазы и заданная последовательность коммутации. Для этого служат новые миниатюрные интеллектуальные модули μ IPM от IR, пришедшие на смену популярной серии IRAM.**

Нередка ситуация, когда силовое электрооборудование, содержащее маломощные электромоторы, питается от общепромышленной сети с номинальным напряжением ~220 В. В этом случае задача сводится к получению сначала высокого выпрямленного напряжения (~311 В). Затем это напряжение подается на трехфазный мостовой инвертор, обеспечивающий последовательную коммутацию постоянного напряжения таким образом, чтобы на выходе получалось трехфазное напряжение.

Критическим условием является полное закрытие драйвера верхнего ключа перед тем, как откроется нижний, и наоборот. Несоблюдение этого условия приводит к значительным коммутационным и тепловым потерям, а зачастую – к межфазному замыканию и выходу силовых транзисторов из строя. В интегрированных решениях коммутируемая мощность, как правило, невелика. Но положительным моментом является значительное упрощение схемы за счет снижения количества внешних навесных элементов. В связи с наличием встроенной схемы управления и защиты, упрощается система контроля и управления. При минимуме внешних элементов обеспечивается полный контроль работоспособности драйверов верхнего и нижнего ключа, потребляемого электромотором тока по фазам, температуры самого драйвера.

Компания **International Rectifier**, являясь известным производителем силовой полупроводниковой аппаратуры, давно выпускает интеллектуальные модули для управления силовой нагрузкой, в частности, силовые модули **IRAM** для управления электромоторами (рисунок 1).

Ранее в журнале уже публиковались подробные описания модулей IRAM

(«Новости Электроники» №18, 2008 г). В таблице 1 приведен краткий перечень модулей IRAM и их основные характеристики.

Современные электронные устройства стремительно уменьшаются в размерах, сохраняя, а зачастую и улучшая свои функциональные и электрические характеристики. Этот эволюционный процесс затронул и силовые модули управления трехфазными моторами – появились модули нового поколения – **μ IPM**.

Сравнительные характеристики выпускаемых в настоящее время модулей этого семейства приведены в таблице 2.

Среди преимуществ представленных модулей можно отметить несколько ключевых моментов:

- минимальный размер модулей промышленного исполнения: 12x12x0,9 мм;
- патентованная технология управления трехфазными мостовыми драйверами;
- низкое сопротивление канала в открытом состоянии достигнуто благодаря технологии полевых транзисторов FREDFET;



Рис. 1. Внешний вид силового модуля IRAM в корпусе типа SIP

- возможно применение без радиатора;
- встроенная система защиты перегрузки по току, перенапряжения по выходу, вход отключения, управляемый от дополнительных источников;
- схема выходного каскада с открытым истоком;
- оптимизированная скорость нарастания выходного напряжения с целью уменьшения коммутационных помех и электромагнитного излучения;
- способность коммутировать без применения радиатора электромоторы мощностью до 250 Вт.

При применении данного интегрированного решения очевидны следующие преимущества:

- сокращение сроков разработки;
- уменьшение размеров печатной платы для монтажа;
- замена более 20 дискретных элементов одной БИС;
- упрощение процесса разработки конечного устройства.

Рассмотрим принцип управления мотором на примере модуля **IRSM836-045MA**, внешний вид которого приведен на рисунке 2.

Модуль IRSM836-045MA является интегрированным решением, обеспечивающим коммутацию напряжения 500 В при токе до 4 А, разработанным для управления моторами, управляющими вентиляторами и насосами. Внутренняя структура модуля представлена на рисунке 3.

Функционально схема достаточно проста: все функции по формированию



Рис. 2. Внешний вид модуля IRSM836-045MA (корпус PQFN 12x12 мм) International Rectifier iMotion 1

Таблица 1. Перечень и краткие характеристики модулей IRAM

Наименование	Напряжение, В, и внутренняя схема	Номинальная мощность нагрузки, Вт	Средний прямой ток при T=100°C	Корпус
IRAMS06UP60A	600, открытый эмиттер	400	3	SIP-1
IRAMS06UP60B	600, встроенный шунт			
IRAM136-1061A2	600, открытый эмиттер	750	5	SIP-1A
IRAMS10UP60A	600, открытый эмиттер	750	5	SIP-1
IRAMS10UP60B	600, встроенный шунт			
IRAMS12UP60A	600, открытый эмиттер	1000	6	SIP-2
IRAMX16UP60A	600, открытый эмиттер	1500	8	
IRAMX16UP60B	600, встроенный шунт			
IRAMX20UP60A	600, открытый эмиттер	2500	10	
IRAMY20UP60B	600, встроенный шунт			
IRAM136-3063B	600, встроенный шунт	3000	15	SIP-3
IRAM136-3023B	600, встроенный шунт	750	15	

Таблица 2. Силовые модули μ PM и их характеристики

Наименование	Размеры корпуса PQFN, мм	Входное напряжение, В	Номинальное сопротивление канала в открытом состоянии, Ом	Максимальное сопротивление канала в открытом состоянии, Ом	Постоянный ток при температуре 25°C, А	Ток двигателя*, мА		Мощность двигателя, Вт	Топология схемы включения
						Без радиатора	С радиатором		
IRSM836-024MA	12x12	250	2,0	2,04	2	470	550	60/72	Открытый исток
IRSM836-044MA	12x12	250	0,9	1,04	4	750	850	95/110	Открытый исток
IRSM836-025MA	12x12	500	3,5	4,0	2	360	440	93/114	Открытый исток
IRSM836-035MB	12x12	500	1,85	2,2	3	420	510	108/135	Общий исток
IRSM836-035MA	12x12	500	1,85	2,2	3	420	510	108/135	Открытый исток
IRSM836-045MA	12x12	500	1,45	1,7	4	550	750	145/195	Открытый исток
IRSM808-105MH	9x8	500	0,58	0,8	10	1,1	1,5	285/390	Полумост
IRSM807-105MH	9x8	500	0,58	0,8	10	1,1	1,5	285/390	Полумост

* – Среднее значение, при частоте 16 кГц в режиме двухканального ШИМ, температуре перегрева $\Delta T = 70^\circ\text{C}$, температуре окружающей среды $T = 25^\circ\text{C}$.

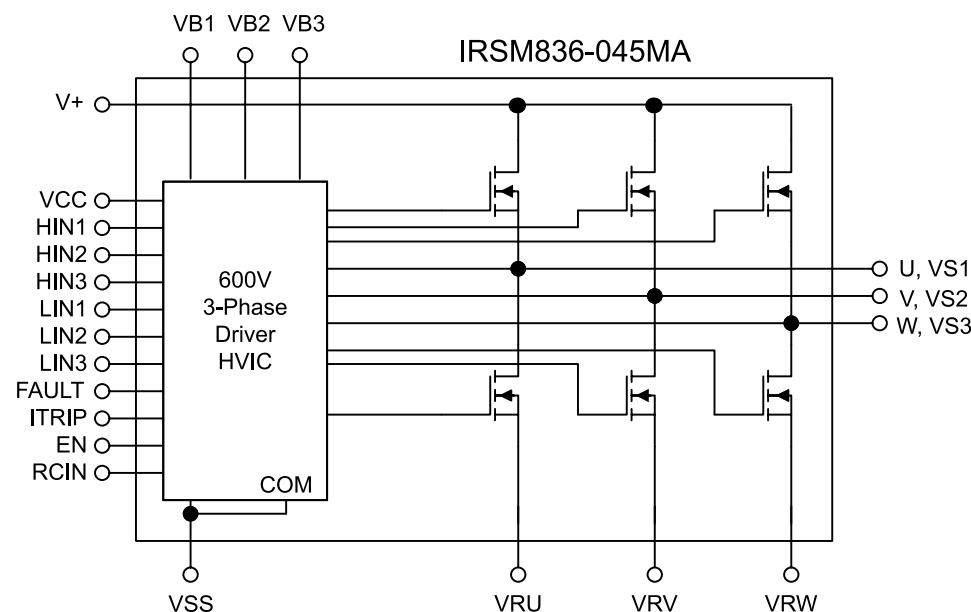


Рис. 3. Внутренняя структура модуля IRSM836-045MA

управляющих сигналов и обеспечению защит выполняет трехфазный драйвер HVIC (высоковольтная интегральная схема), а силовые ключи, выполненные на КМОП-транзисторах, образуют трехфазную мостовую схему, характерную для большинства инверторных систем.

Технологии, применяемые компанией International Rectifier, предоставляют максимально компактное высокопроизводительное решение для управления моторами переменного тока в изолированном корпусе. Эти модули сочетают в себе низкое сопротивление канала в открытом состоянии, обеспечиваемое технологией КМОП, с промышленным высоким трехфазным напряжением, управляемым драйвером в миниатюрном корпусе PQFN. ИМС в корпусе размером 12x12 мм, содержащем все необходимое для построения эффективной системы управления питанием электромоторов, делает возможным

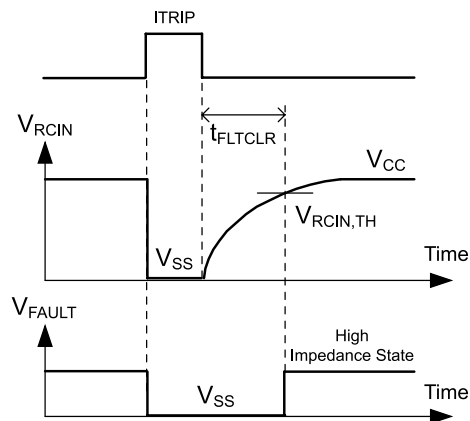


Рис. 4. Временные диаграммы работы таймера сброса аварии

применение модуля в условиях малых конструктивных объемов. Встроенные защиты от превышения тока, провалов напряжения и перенапряжений обеспечивают высокий уровень безопасности при эксплуатации. Работа низковольтной части драйвера требует наличия дополнительного внешнего напряжения питания диапазоном до 20 В. Модуль IRSM836-045MA для нормальной работы не требуется радиатор. Допустимая рабочая температура модуля перекрывает диапазон температур промышленного стандарта и составляет $-40 \dots 150^\circ\text{C}$.

Формирование сигнала ошибки и программируемый таймер сброса

Модуль **IRSM836-045MA** предоставляет информацию о сработавшей защите в виде выходного сигнала, а также имеет встроенный программируемый таймер для сброса защиты. Существует два состояния, о которых модуль может сообщить изменением логического уровня на выводе FLT. Первый – перенапряжение линии питания Vcc, второй – состояние перегрузки по току, заданной линией Itrip. При возникновении аварийной ситуации линия FLT внутренней схемой модуля коммутируется на общий провод, а таймер сброса защиты включается. Логический уровень линии находится в низком логическом состоянии до тех пор, пока не будет устранена причина возникновения аварии и не истечет время задержки таймера сброса аварии. По истечении времени выдержки таймера напряжение на выводе FLT снова вернется к уровню линии питания Vcc.

Длительность периода работы таймера сброса (t_{FLTCLR}) определяется экспоненциальной характеристикой заряда конденсатора, где постоянная времени задается сопротивлением резистора R_{RCIN} и емкостью конденсатора C_{RCIN} . На рисунке 4 представлены временные диаграммы работы таймера сброса аварии.

Как видно из рисунка, при обработке аварийной ситуации, например, при ограничении тока Itrip или U_{VLO} , напряжение V_{RCIN} и напряжение на выводе

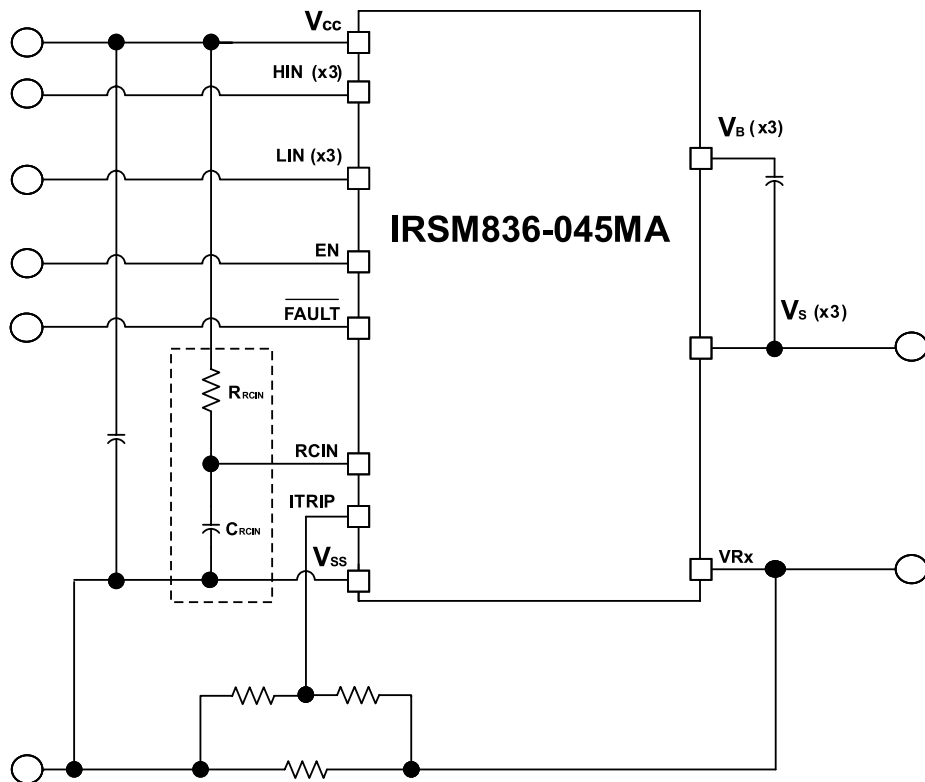


Рис. 5. Схема включения RC-цепочки для программирования таймера сброса

де FLT (V_{FAULT}) скачкообразно снижаются до уровня общего провода Vss. При устранении причины аварии происходит спад сигнала Itrip, одновременно с этим начинает работать таймер сброса – идет заряд конденсатора C_{RCIN} . При достижении напряжением на конденсаторе C_{RCIN} порога триггера, сигнал аварии на выводе FLT будет снят. Вывод FLT снова вернется в высокоимпедансное состояние.

На рисунке 5 показана схема, в которой резистор R_{RCIN} включен между шиной питания микросхемы Vcc и входом R_{CIN} , а конденсатор C_{RCIN} размещен между выводом R_{CIN} и общей низковольтной шиной Vss.

Рекомендации по выбору резистора R_{RCIN} и конденсатора C_{RCIN} – следующие:

- сопротивление резистора R_{RCIN} должно быть в пределах $0,5 \dots 2$ МОм, оно должно быть значительно больше, чем входное сопротивление входа R_{CIN} ;
- емкость конденсатора C_{RCIN} должна быть не более 1 нФ, конденсатор должен быть керамическим с малым током утечки.

Длительность периода работы таймера может быть вычислена по формуле (1):

$$t_{FLTCLR} = -(R_{RCIN} C_{RCIN}) \ln \left(1 - \frac{V_{RCIN,TH}}{V_{CC}} \right) \quad (1),$$

где R_{RCIN} – сопротивление резистора, МОм,

C_{RCIN} – емкость конденсатора, мкФ, $V_{RCIN,TH}$ – пороговое напряжение триггера, 8 В;

Vcc – напряжение питания низковольтной части, В.

Типовая схема включения модуля IRSM836-045MA приведена на рисунке 6.

Входная цепь обязательно должна содержать фильтр для предотвращения проникновения коммутационных помех в сеть. При проектировании устройства следует учитывать несколько ключевых моментов выбора и размещения элементов:

- электролитические конденсаторы в цепях питания следует размещать как можно ближе к выводам модуля в целях исключения «звона» и электромагнитного излучения;
- в целях обеспечения хорошей развязки между шинами низковольтного питания и силовыми выводами $V_{b1,2,3} \dots V_{s1,2,3}$, указанные конденсаторы $C_{VB1} \dots C_{VB3}$, подключенные к соответствующим выводам $V_{B1} \dots V_{B3}$, должны располагаться максимально близко к выводам модуля; рекомендуется также применение в цепях питания дополнительных блокирующих высококачественных конденсаторов с номинальной емкостью, обычно составляющей 0,1 мкФ;
- номинальная емкость конденсаторов $C_{VB1} \dots C_{VB3}$ зависит от частоты генерации ШИМ. Расчет их емкости должен быть основан на формуле (2), учитывающей коммутационные потери и приво-

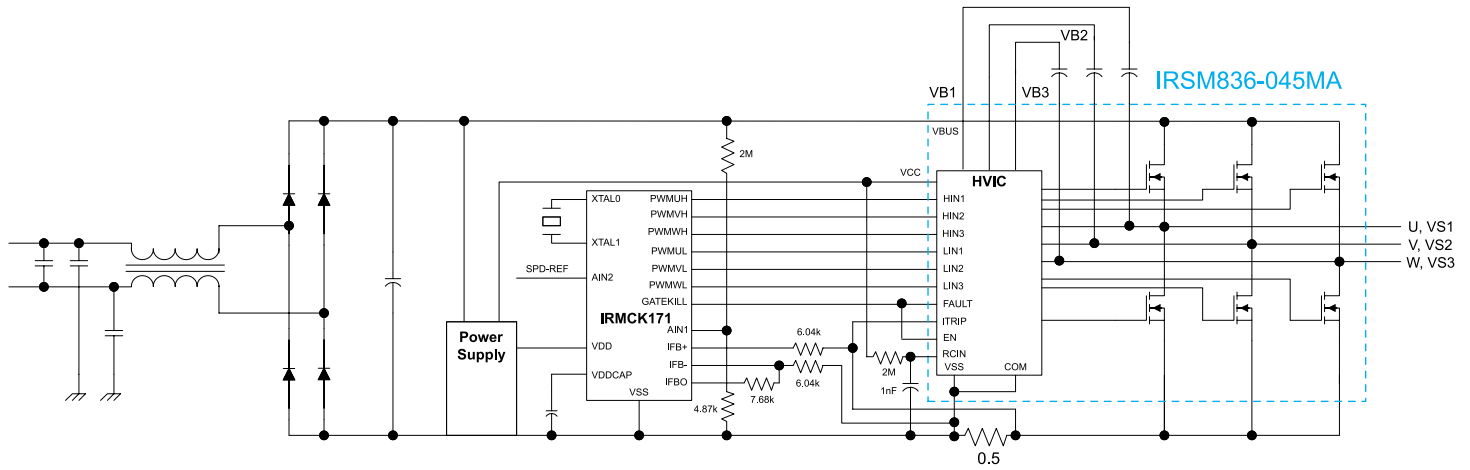


Рис. 6. Типовая схема включения модуля IRSM836-045MA

димой в руководстве по применению серии IRAM [1]:

$$C_{BS} = \frac{Q_G + Q_{RRBS} + \frac{I_{OBS}}{f_{SW}} + Q_{LS} + \frac{I_{DL}}{f_{SW}}}{0,01(V_{CC} - V_{FBS} - V_{CEOM(S2)})} \quad (2)$$

• генератор ШИМ должен быть отключен при обработке состояния аварии

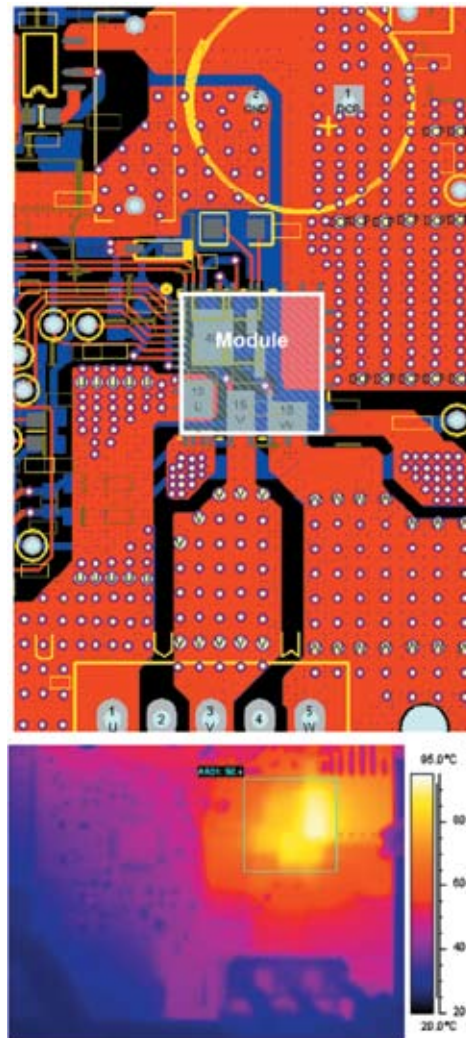


Рис. 7. Топология печатной платы с установленным модулем и фотография ее термоскопирования

в целях гарантированного отключения системы. Состояние перегрузки по току должно быть снято перед продолжением работы;

• при проектировании печатной платы следует учитывать тепловыделение модуля, а также наличие паразитных индуктивностей и емкостей печатных проводников, их взаимное расположение. В примере топологии, приведенном на рисунке 7, эффективная площадь верхнего полигона, подключенного к выводу V+, составляет около 3 см². Для стеклотекстолита марки FR4 с толщиной фольги 35 мкм тепловое сопротивление составит, примерно, Rth(J-A) = 40 °C/Вт. Более низкое значение теплового сопротивления может быть достигнуто при применении стеклотекстолита с более толстым слоем меди и/или при использовании большего количества слоев печатной платы, термически связанных между собой. В данном примере средний ток двигателя по одной из фаз составляет 416 мА, а полная мощность нагрузки – 93 Вт.

При обычных условиях работы скорость нарастания выходного напряжения dV/dt каждой фазы подвержена влиянию емкости нагрузки, включающей в себя паразитную емкость печатной платы, монтажа, емкость канала полевого транзистора и емкость обмотки электромотора двигателя. Для отключения полевого транзистора, выполненного по технологии КМОП, емкость нагрузки должна быть заряжена током фазы. К примеру, для применения IRMCS1171 скорость отключения должна составлять 2...5 В/нсек, в зависимости от силы тока фазы. Скорость нарастания напряжения dV/dt, зависящая от емкости печатной платы и монтажа, а также – обмоток электромотора, обычно составляет 4...6 В/нсек. Потери на включение полевого транзистора КМОП складываются с потерями на емкости обратносмещенного защитного диода с барьером Шоттки и составляют основную часть коммутационных потерь. В этом случае возможно применение двухфаз-

ной модуляции для снижения коммутационных потерь, что позволяет использовать модуль для работы с более высокими токами фаз, соответственно увеличивая нагрузочную способность изделия, в котором он применяется.

Заключение

Применение интегрированных решений значительно упрощает разработку устройств управления трехфазными электродвигателями. Ускорение разработки и снижения затрат на внедрение достигается за счет уменьшения числа внешних компонентов, а также – повышения надежности конечного изделия благодаря наличию встроенных защит. Снижение тепловых потерь позволяет отказаться от применения громоздких радиаторов. Вместе с тем, применение таких решений требует от разработчика более тщательного подхода к компоновке печатного узла, так как сравнительно высокие скорости и плотность энергии в проводниках печатной платы могут привести к нежелательному повышению электромагнитного излучения, а также – к сбоям в работе самого устройства. Эта проблема легко решается при соблюдении рекомендаций производителя и при использовании основных правил, применяемых при разработке высокочастотных устройств.

Данный класс модулей может быть ориентирован на использование в широком спектре приборов общепромышленного или бытового применения, содержащих трехфазные электромоторы малой и средней мощности.

Литература

1. Application Note AN-1044 rev. A, International Rectifier, 11/08/2002
2. IRSM836-045MA uIPM datasheet, International Rectifier, 03/2013.

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

Алексей Попов, Сергей Попов (г. Воронеж)

ПРИМЕНЕНИЕ IGBT В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКЕ

В свое время писатель-юморист Андрей Кнышев сказал: «Всякий человек, умеющий читать и писать, должен рано или поздно задуматься: так что все-таки делать — читать или писать?» Столь же насущный вопрос рано или поздно встает перед разработчиком силовой электроники: что применять в качестве полупроводникового ключа в преобразователе — полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET) или транзисторы с аналогичным затвором, но биполярные (IGBT)? Инженерные расчеты и конкретные примеры в публикуемой статье помогут сделать выбор.

Важнейшими элементами устройств силовой электроники являются полупроводниковые ключи. Применение полностью управляемых ключей позволяет в большинстве случаев значительно упростить схемотехнику преобразователей и улучшить их технико-экономические характеристики. В настоящее время в преобразовательной технике в качестве полностью управляемых ключей используются силовые биполярные транзисторы (БТ), мощные переключательные полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET) (кремниевые полевые транзисторы с управляющим P-N-переходом (JFET), применявшиеся два десятилетия тому назад, не выдержали конкуренции с MOSFET), биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT) и двухоперационные тиристоры (GTO и IGCT), выключаемые по управляющему электроду. За последние годы начато серийное производство силовых полевых транзисторов MOSFET и JFET на основе полупроводников с широкой запрещенной зоной (карбида кремния и нитрида галлия).

Биполярные транзисторы являются наиболее простыми и дешевыми в производстве, обеспечивая при этом неплохие переключательные характеристики: достаточно высокое блокируемое напряжение (несколько сотен вольт, вплоть до 1500...2000 В), небольшое падение напряжения в проводящем состоянии, приемлемые быстродействие и коммутационные потери при условии оптимальной глубины насыщения. Поэтому они были первыми силовыми транзисторными ключами (СТК), получившими массовое применение в энергетической электронике в 70-е годы. Однако БТ,

особенно высоковольтные, имеют ряд серьезных недостатков: малый коэффициент передачи тока; большой разброс значений этого коэффициента с учетом технологических и температурных

факторов; малая номинальная и пиковая плотность тока в силовой цепи; необходимость применения знакопеременного управляющего напряжения; малая область безопасной работы (ОБР) из-за склонности БТ к кумуляции тока; значительное время рассасывания неосновных носителей [1]. Эти свойства БТ приводят к тому, что в преобразовательных устройствах, имеющих, как правило, простую структуру силовых цепей, требуется большое количество достаточно сложных и мощных вспомогательных цепей, обеспечивающих управление БТ и их защиту. Поэтому создание устройств силовой электроники на осно-



Рис. 1. Поперечный разрез кристалла классического MOSFET (вертикальный, с двойной диффузией)



Рис. 2. Поперечный разрез биполярного транзистора с изолированным затвором (IGBT)

ве БТ требует высокой квалификации разработчиков и больших затрат на НИ-ОКР. Недостатки БТ настолько существенны, что нельзя считать случайным разработку и освоение (на рубеже 70-80 г.г.) серийного производства MOSFET [1]. Все же БТ, с учетом их усовершенствования в 1990-е годы [2], продолжают применяться в некоторых важных областях преобразовательной техники, характеризующихся большими объемами выпуска и требованием минимальной себестоимости производства: электронные балласты для люминесцентных ламп, блоки электронного зажигания на автомобилях, схемы строчной развертки электронно-лучевых трубок. Однако их роль будет неуклонно снижаться.

MOSFET в качестве СТК обладают многими привлекательными свойствами: быстрая переключения, сравнительно большой пиковый ток, простота управления, широкая, практически прямоугольная ОБР, стойкость к лавинному пробое и быстрому нарастанию напряжения на приборе. Эти преимущества, присущие приборам на основных носителях, несколько обесцениваются их посредственными характеристиками в проводящем состоянии, которые, к тому же, сильно ухудшаются при увеличении класса СТК по блокируемому напряжению, а также — с ростом температуры кристалла [3]. Еще одним недостатком MOSFET являются плохие характеристики обратного восстановления паразитного диода, встроенного в его структуру, что может быть критично в тех схемах применения и режимах работы, где этот диод проводит ток, а затем резко выключается. Свойства этого диода заметно ухудшаются с ростом температуры кристалла, а также при увеличении класса СТК по блокируемому напряжению. На рисунке 1 схематически показан поперечный разрез кристалла классического MOSFET (вертикальный, с двойной диффузией).

Были предложены и испытаны различные технические решения, призванные смягчить недостатки MOSFET, со-

хранив, по возможности, их лучшие качества, т.е. объединить в одном СТК сильные стороны приборов на основных и неосновных носителях [4]. Наиболее удачным оказался биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT), поперечный разрез которого изображен на рисунке 2, а эквивалентная электрическая схема — на рисунке 3. Сравнивая рисунки 1 и 2, видим, что в структуре IGBT имеется дополнительная P+ область и, соответственно, еще один P-N-переход.

Ток MOSFET-структуры в составе IGBT является управляющим (током базы) для биполярного PNP-транзистора. Являясь приборами на неосновных носителях, IGBT имеют превосходные характеристики в проводящем состоянии, которые к тому же, в отличие от MOSFET, не столь сильно зависят от температуры кристалла и класса СТК по блокируемому напряжению. Одновременно с этим IGBT сохраняют и многие достоинства, присущие MOSFET: простоту управления, широкую ОБР и очень большой допустимый ток [3]. В общем, по скорости переключения и стойкости при перегрузках IGBT уступают MOSFET, хотя внесенные в конструкции и технологии изготовления IGBT за три десятилетия их серийного производства усовершенствования позволили значительно сократить этот разрыв. Отсутствие в структуре IGBT встроенного обратного диода предоставляет пользователю возможность выбора между применением внешнего диода с быстрым восстановлением, имеющим оптимальные для данной задачи характеристики, или использованием «CO-PAКК»-прибора, т.е. размещенных в одном корпусе кристаллов IGBT и антипараллельного диода.

IGBT против MOSFET: история противостояния

В первой половине восьмидесятых годов прошлого века, сразу после начала серийного производства IGBT, разгорелись споры: что лучше применять

в качестве СТК? Преодолев «детские болезни» роста, к началу девяностых IGBT значительно улучшили свои характеристики и были признаны основными кандидатами для применений, требующих высоковольтных СТК и допускающих при этом работу на сравнительно невысоких частотах.

Во многих публикациях 90-х годов обосновывалась технико-экономическая эффективность замены MOSFET на IGBT [5, 6]. Примерное представление о распределении рациональных областей применения между IGBT и MOSFET отражает рисунок 4, встречающийся, например, в работе [7] и во многих других публикациях. Однако, за прошедшие полтора десятилетия с момента первой публикации рисунка 4, СТК были очень серьезно усовершенствованы. «Команда» кремниевых MOSFET получила мощнейшее пополнение в виде Superjunction-приборов, при производстве IGBT стала применяться технология обработки очень тонких пластин (толщиной менее 100 мкм), и на этой основе реализована FieldStop-концепция профиля легирования IGBT, сочетающая лучшие качества PT-IGBT и NPT-IGBT. Кроме того, во многих современных IGBT планарная MOSFET-структура заменена на Trench-MOSFET, что обеспечивает дополнительный выигрыш по величине падения напряжения в проводящем состоянии. Все это делает актуальным перепроверку рекомендаций рисунка 4 по рациональному распределению областей применения между различными СТК. При этом надо учитывать примерное соотношение относительной себестоимости производства приборов разной конструкции (на единицу площади чипа). Особняком стоят мощные БТ (они намного дешевле других СТК, но их рабочая плотность тока гораздо ниже, чем у полевых приборов, особенно IGBT). Среди высоковольтных СТК с полевым управлением наиболее экономически выгодны в производстве «классические» MOSFET: планарные, в целом, подешевле, чем Trench-MOSFET, но разница невелика; IGBT несколько дороже, чем MOSFET (примерно в 1,5...3 раза), вследствие выполнения дополнительных операций при изготовлении и испытаниях, либо из-за необходимости обрабатывать очень тонкие пластины (это еще более дорогая технология, чем длительная эпитаксия на подложку стандартной толщины). Superjunction-MOSFET обеспечивают выигрыш по удельному сопротивлению открытого прибора в 5...10 раз по сравнению с классическими MOSFET. Они примерно во столько же раз дороже последних в производстве, но имеют значительный потенциал усовершенствования (в том числе — удешевления), отчасти уже реа-

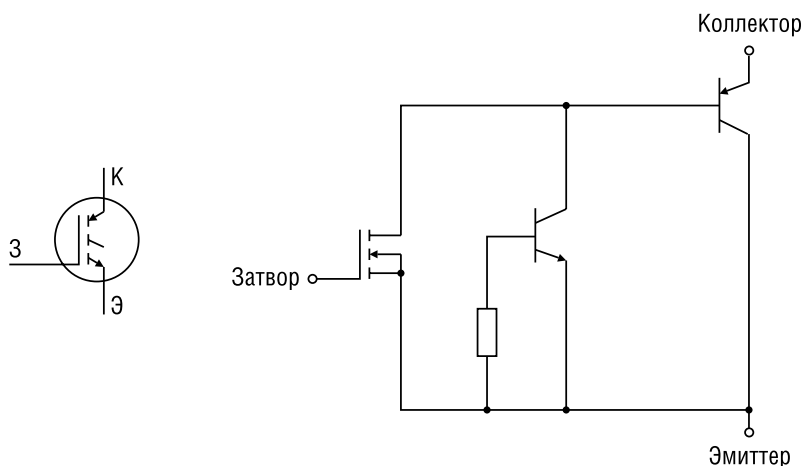


Рис. 3. Символическое обозначение IGBT (слева) и его эквивалентная схема

лизированный за 12 лет с начала их серийного производства. Высоковольтные кремниевые Superjunction-MOSFET кратно дороже при изготовлении, чем IGBT. За последние годы начато серийное производство высоковольтных карбид-кремниевых полевых СТК. По комплексу важнейших электрофизических характеристик SiC настолько превосходит кремний как материал для изготовления мощных высоковольтных полупроводниковых приборов, что даже первые, во многом еще несовершенные карбид-кремниевые MOSFET на напряжение 1200 В уже имеют лучшие технические характеристики, чем конкурирующие кремниевые СТК. Главной проблемой серийного производства SiC-приборов считается значительная плотность опасных дефектов кристалла полупроводника. Некоторые из этих дефектов могут отрицательно влиять на долговременную стабильность характеристик СТК [8]. Поэтому, SiC-приборы вынужденно имеют небольшие размеры чипов, в пределах которых можно найти достаточное количество подложек с приемлемым качеством. Не случайно наибольших успехов в серийном производстве SiC-приборов добилась компания Cree, массово применяющая карбид-кремниевые подложки при изготовлении светодиодов. Пока сложно прогнозировать динамику цен карбид-кремниевых СТК и возможность их по настоящему массового выпуска.

Потери в СТК: зависимости от режимов работы

При проектировании и производстве устройств преобразовательной техники возможны различные варианты задания критериев оптимальности. Наиболее типичным является требование достижения минимальной себестоимости при достаточных технических характеристиках. Реже требуется обеспечение повышенных характеристик, как правило, в части КПД, или миниатюризации преобразователя (часто эти требования взаимосвязаны, т.к. большие потери крайне трудно отвести при больших размерах [1]). Также может стоять более локальная задача доработки существующего устройства без кардинального изменения схемы или конструкции (например, только замена типа применяемого СТК).

При выборе СТК для применения в преобразователе первостепенное значение имеет достаточное номинальное блокируемое напряжение $U_{\text{блок}}$ ном, по сравнению с максимально возможным напряжением, воздействующим на прибор в схеме с учетом должных запасов. Свойства СТК весьма сильно зависят от класса прибора по напряжению. И статические, и динамические параметры ощутимо ухудшаются с ростом номинального напряжения приборов.

СТК с излишне высоким классом напряжения (по сравнению с минимально достаточным для рассматриваемого применения), в большинстве случаев оказывается неконкурентоспособным. Далее рассматриваются транзисторы преимущественно на напряжение 1200 В.

Следующим критерием является удовлетворение требований по соответствию допустимого тока через СТК максимально возможному (импульсному) току в схеме применения [11]. Для IGBT это практически никогда не представляет проблемы, для MOSFET, как правило, тоже, за исключением задач с очень большой кратностью импульсного тока к среднему значению за период работы. Наибольшие трудности по этому параметру могут возникать у высоковольтных БТ. Чаще ограничителем величины тока, который IGBT или MOSFET могут нести в схеме преобразователя, выступает значение приемлемой мощности потерь в приборе.

В зависимости от заданных критериев оптимальности проекта, приемлемая мощность потерь в СТК может определяться различными соображениями:

- предельными возможностями системы охлаждения транзистора с адекватными технико-экономическими характеристиками (размеры, масса, стоимость охладителя) и с учетом максимальной расчетной температуры окружающей среды и максимально-допустимой температуры СТК;
- минимально возможным значением потерь для обеспечения высокого КПД или малых габаритов преобразователя.

При проектировании по второму варианту расчетная мощность потерь в СТК многократно ниже, чем по первому. В документации на приборы (datasheet) значения максимально допустимых тока и рассеиваемой мощности указываются для условий теплоотвода, значительно лучших, чем достижимо в реальных проектах. Это следует иметь в виду при сравнении между собой СТК по их паспортным характеристикам.

В качестве расчетной максимальной температуры прибора при его наиболее тяжелом штатном режиме работы обычно рекомендуется принимать значение на 25°C ниже, чем максимально допустимая температура перехода [11]. Это повышает срок службы СТК и обеспечивает запас на случай перегрузок преобразователя.

Для удобства анализа, потери в транзисторе разделяются на статические (не зависящие от частоты коммутации) и динамические (пропорциональные частоте). Статические потери СТК складываются из мощностей потерь в проводящем и закрытом (блокирующем) состояниях, а динамические — из потерь включения и выключения. Кроме того,

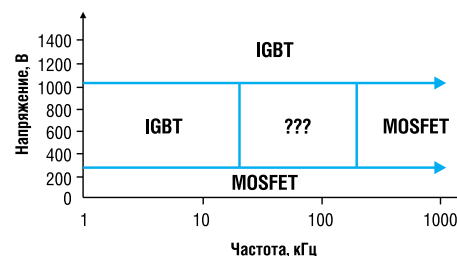


Рис. 4. Традиционное представление о распределении рациональных областей применения между MOSFET и IGBT

не следует забывать о потерях на управление ключом:

$$P_{\text{стк}} = P_{\text{пров}} + P_{\text{блок}} + P_{\text{вкл}} + P_{\text{выкл}} + P_{\text{упр}}$$

У современных СТК потери в закрытом состоянии сравнительно малы, и в большинстве применений ими можно пренебречь в сравнении с потерями в проводящем состоянии. Исключением являются особо высоковольтные приборы (33-го, 65-го и более высоких классов по блокируемому напряжению), а также — диоды Шоттки (ДШ), особенно наиболее низковольтные. Для СТК с управлением напряжением можно не учитывать потери в цепи затвора по сравнению с динамическими потерями в силовой цепи.

С учетом указанных упрощений, получаем:

$$P_{\text{стк}} = P_{\text{пров}} + P_{\text{вкл}} + P_{\text{выкл}} = P_{\text{пров}} + (W_{\text{вкл}} + W_{\text{выкл}}) \cdot F_k,$$

где F_k — частота переключений СТК;

$P_{\text{пров}}$ — средняя мощность потерь в проводящем состоянии (за период $1/F_k$);

$W_{\text{вкл}}$ и $W_{\text{выкл}}$ — энергия потерь при включении и выключении СТК.

При достаточно низких частотах коммутации основной вклад в полную мощность потерь СТК дают статические потери и, в частности, потери при протекании тока через замкнутый ключ. Условием этого является неравенство $F_k \ll P_{\text{пров}} / (W_{\text{вкл}} + W_{\text{выкл}})$. В этом режиме токонесящая способность СТК и, соответственно, достижимая полезная мощность преобразователя максимальна и реально ограничена только свойствами транзистора в проводящем состоянии.

И наоборот, при весьма высоких частотах переключения СТК полная мощность потерь будет определяться, в основном, коммутационными потерями. Условием этого является неравенство $F_k \gg P_{\text{пров}} / (W_{\text{вкл}} + W_{\text{выкл}})$. В этом случае использование СТК ограничивается, в первую очередь, его свойствами в части динамических потерь. Этот режим соответствует плохому использованию СТК по токонесящей способности и, в целом, сравнительно низкому КПД преобразователя.

Промежуточная область частот $F_k = (0,5 \dots 2) \cdot R_{\text{пров}} / (W_{\text{вкл}} + W_{\text{выкл}})$ является достаточно типичной для применения СТК. Можно сказать, что в этом режиме рассматриваемый прибор имеет сбалансированные потери и адекватен для применения. Но это не исключает возможности, что какой-то другой тип СТК еще лучше подходит для данной задачи.

Зачастую значение F_k изначально не задано строго, и разработчик преобразователя может его варьировать. Иногда этим можно воспользоваться и, понизив частоту, перейти от чрезмерно высоких частот к более приемлемым для рассматриваемого СТК. Для наилучшего использования транзистора рационально выбрать F_k на границе областей низких и промежуточных частот. Слишком сильное уменьшение F_k не имеет смысла (использование СТК по току почти не улучшается), разве что это достигается совсем бесплатно. В большинстве случаев за уменьшение F_k приходится расплачиваться ухудшением массогабаритных и стоимостных характеристик силовых реактивных компонентов преобразователя (трансформаторов, дросселей, конденсаторов). Кроме того, увеличивающееся запаздывание в контуре управления преобразователем потребует уменьшения его полосы пропускания. Определение рационального значения частоты F_k , как компромисса между хорошим использованием СТК с одной стороны, и реактивных компонентов — с другой, является одной из важных задач, стоящих перед разработчиком.

Потери СТК в проводящем состоянии

Потери MOSFET в проводящем состоянии имеют близкую к квадратичной зависимость от тока в силовой цепи $R_{\text{пров}} = R_{\text{си}} \cdot I^2$ (реальный показатель степени несколько больше двух, т.к. $R_{\text{си}}$ слегка возрастает при увеличении тока). Сопротивление $R_{\text{си}}$ включенного MOSFET обратно пропорционально площади кристалла и сильно зависит от класса прибора по блокируемому напряжению. Для высоковольтных MOSFET (от 500 В и выше) основной вклад в $R_{\text{си}}$ вносит сопротивление дрейфового N-слоя [3] (рисунок 1). Для кремниевых MOSFET классической конструкции $R_{\text{си}}$ возрастает с номинальным напряжением в степени 2,4...2,5 и для 1200 В транзисторов при температуре 25°C достигает примерно 350 (теоретический предел)...600 мОм*см² (реальные высококачественные приборы) [9,10]. Вследствие уменьшения подвижности основных носителей при нагреве $R_{\text{си}}$ имеет значительный по величине положительный температурный коэффициент порядка 0,7%/градус, возрастая в 2,2...2,5 раза в диапазоне 25...150°C. При необходимости иметь

сравнительно малое сопротивление СТК, чтобы работать с большими токами, приходится использовать кристаллы кремния большой площади и/или включать несколько приборов параллельно. Superjunction-MOSFET позволяют достигать значительно меньших значений удельного сопротивления. Теоретически с ростом номинального блокируемого напряжения их $R_{\text{си}}$ увеличивается лишь в степени 1,5 и для прибора на напряжение 1200 В может составлять всего 12...15 мОм*см² [10]. Однако характеристики реальных приборов еще очень далеки от предельно возможных ($R_{\text{си}}$ хуже в 2,5...10 раз) [9,10]. Поэтому выигрыш, по сравнению с классическими MOSFET, пока не столь уж велик, хотя потенциал для прогресса очень хорош, особенно для приборов с высоким блокируемым напряжением.

Для MOSFET на номинальное напряжение 1000...1200 В при использовании в преобразователях, оптимизированных на минимум себестоимости, типично падение напряжения на открытом приборе 10...15 В.

Благодаря чисто омическому характеру поведения MOSFET в состоянии проводимости, при желании можно достигать очень малых величин падения напряжения и потерь $R_{\text{пров}}$ в приборе, что лучше, чем у любых других типов СТК. На этом основано применение MOSFET в качестве синхронных выпрямителей. Однако для обеспечения такого режима работы у высоковольтных MOSFET требуется уменьшение плотности тока через них на порядок...полтора в сравнении с типовой для этих приборов величиной. Даже при оптимизации проекта преобразователя на максимум КПД столь плохое использование установленной мощности СТК нечасто оказывается приемлемым.

Как правило, в документации на MOSFET приводятся как типовые зависимости $R_{\text{си}}$ от режима работы, так и гарантируемые его значения, т.е. изготовители осуществляют 100% контроль этого параметра на приемосдаточных испытаниях (ПСИ).

Падение напряжения на открытом IGBT складывается из двух компонент: $U_{\text{кэ пров}} = U_0 + R_{\text{к}} \cdot I_{\text{к}}$, где U_0 определяется, в основном, падением напряжения на PN-переходе (база-эмиттерный переход PNP-транзистора на рисунке 3), а $R_{\text{к}}$ — сопротивлением дрейфового N-слоя, поделенным на коэффициент усиления тока PNP-транзистора. Поэтому $U_{\text{кэ пров}}$ не может быть малой величиной (меньше 0,5 В), но зато даже для высоковольтных IGBT и при больших плотностях тока оно остается в пределах единиц В (например, 1,7...2,5 В для 1200 В IGBT седьмого поколения IR при токах $I_{\text{к}} = (0,3 \dots 1) \cdot I_{\text{к ном}}$). Это достигается благодаря моду-

ляции проводимости дрейфового слоя неосновными носителями. Например, для вышеуказанных IGBT IR удельное сопротивление $R_{\text{к}}$ уд составляет примерно 10 мОм*см², что на полтора-два порядка лучше, чем у конкурирующих MOSFET. Такая зависимость $U_{\text{кэ пров}}$ от $U_{\text{блок ном}}$ позволяет успешно изготавливать и применять кремниевые IGBT на весьма высокие напряжения, вплоть до 6500 В. Соответственно, производители MOSFET обычно ограничивают свой портфель приборами до 1000...1500 В, полагая, что более высоковольтные транзисторы не получают достаточных объемов применения. Исключением является компания IXYS, выпускающая кремниевые MOSFET на напряжения до 4500 В, но их сопротивление очень велико (23...750 Ом).

Температурная зависимость $U_{\text{кэ пров}}$ слабо выражена, потому что U_0 уменьшается при нагреве, а $R_{\text{к}}$ растет. При малых токах температурный коэффициент напряжения (ТКН) $U_{\text{кэ пров}}$ — отрицательный, а при больших $I_{\text{к}}$ — порядка $I_{\text{к ном}}$ — положительный. IGBT, оптимизированные на минимум потерь в режиме прямой проводимости, могут иметь отрицательный ТКН даже при больших токах, а IGBT, предназначенные для работы в высокочастотных преобразователях, получают положительный ТКН уже при малых токах порядка $(0,01 \dots 0,03) \cdot I_{\text{к ном}}$.

Все современные СТК — как MOSFET, так и IGBT — имеют гарантии на максимально возможные (наихудшие) значения $R_{\text{си}}$ или $U_{\text{кэ пров}}$, соответственно, по крайней мере в одном из возможных режимов работы. Это означает, что изготовители проводят 100% тестирование СТК на ПСИ в отношении их свойств в режиме прямой проводимости. На этой основе разработчики преобразовательной техники могут обоснованно прогнозировать наихудшие условия применения СТК, а изготовители — отличить оригинальные приборы от контрафактных.

Указанные выше зависимости потерь в проводящем состоянии MOSFET и IGBT определяют, что токонесущая способность последних сильнее возрастает при увеличении допустимой мощности $R_{\text{пров}}$. Для MOSFET $I_{\text{с доп}}$ пропорционален $(R_{\text{пров}})^{0,3}$, а для IGBT $I_{\text{к доп}}$ пропорционален $(R_{\text{пров}})^{0,7}$ (на примере **IRG7PH35UPBF** при $I_{\text{к}} = (0,5 \dots 1) \cdot I_{\text{к ном}}$ и $T_{\text{п}} = 150^\circ\text{C}$).

Коммутационные потери

Ограничимся рассмотрением динамических потерь при работе СТК на индуктивную нагрузку с жесткой коммутацией как наиболее часто применяемой в реальных устройствах и нормированной в документации на приборы. Очень интересные и важные вопросы сравнения

свойств основных типов СТК при их использовании совместно с различными цепями формирования траектории рабочей точки (ЦФТРТ) или в резонансных и квазирезонансных схемах преобразования, обеспечивающих мягкое переключение, требуют самостоятельного изучения. Следует отметить, что БТ и тиристоры имеют очень ограниченное применение в схемах с жесткой коммутацией, но для IGBT и, особенно, MOSFET большая величина импульсной мощности на интервалах переключения не является проблемой [8].

Существует распространенное мнение, что по величине динамических потерь IGBT сильно проигрывают MOSFET. Интересно проверить, насколько оно соответствует современной действительности. Любопытно и важно также следующее обстоятельство: процессы при переключении IGBT, сопровождающиеся накоплением и рассасыванием заряда неосновных носителей в дрейфовом N-слое, принципиально сложнее, чем при переключении MOSFET, где все сводится к перезаряду соответствующих емкостей прибора. Поэтому изготовители IGBT вынуждены измерять коммутационные потери и в явной форме приводить их величины в документации на приборы, в т.ч., в виде зависимостей этих потерь от основных параметров режима работы (испытаний) СТК: тока в цепи нагрузки I_n , сопротивления в цепи затвора $R_{затв}$, температуры наиболее нагретой области кристалла $T_{пер}$, напряжения питания $U_{пит}$, напряжения управления. Пользователю MOSFET приходится самостоятельно оценивать их коммутационные потери на основе значений (зависимостей) емкостей и зарядов СТК, приводимых их изготовителем. В результате расчет коммутационных потерь СТК при использовании IGBT неожиданно (парадоксально) оказывается проще, обоснованнее и достовернее, чем в случае MOSFET.

Свойства СТК при переключениях сильно зависят от паразитных параметров монтажа. Даже не очень сильное ухудшение качества монтажа может многократно увеличивать динамические потери [10] и генерируемые электромагнитные помехи. При испытаниях, выполняемых изготовителями СТК, прилагаются значительные усилия по возможной минимизации паразитных параметров схемы и приближению конструкции к идеалу. Но в реальных устройствах преобразовательной техники соображения теоретически правильного выполнения монтажа вступают в жесткое противоречие с требованиями технологичности производства и удобства эксплуатации изделий. Достижение удовлетворительного компромисса между характеристиками преобразователя и

себестоимостью его производства является одной из важнейших задач, решаемых разработчиком изделия. Во всяком случае, следует иметь в виду различие между реально достижимыми значениями коммутационных потерь СТК в серийных преобразователях с приводимыми в datasheet и, особенно, в рекламных материалах.

Потери при включении

Потери при включении СТК принципиально определяются режимом работы преобразователя. В режиме непрерывного тока (РНТ) к моменту очередного включения СТК ток через замыкающий диод еще продолжает протекать, и он представляет собой для включающегося транзистора КЗ-цепь. В режиме прерывистого тока (РПТ) СТК включается при уже закрытом диоде и нулевом токе в цепи нагрузки. В последнем случае потери включения, как правило, невелики по сравнению с $W_{выкл}$. Однако для преобразователей мощностью от сотен В и выше при работе с полной нагрузкой практически всегда реализуется РНТ. Происходящие при этом процессы качественно показаны на рисунке 5. Из этого рисунка видно (и анализ фактических зависимостей $W_{вкл}$ от параметров режима работы, приводимых в документации на большинство IGBT и некоторые MOSFET, это подтверждает), что потери в СТК определяются, главным образом, временем рассасывания заряда неосновных носителей в замыкающем диоде (а не свойствами включающегося транзистора). В меньшей степени $W_{вкл}$ зависит от скорости нарастания тока коллектора (стока) СТК. В большинстве случаев при увеличении $(dI_k/dt)_{вкл}$ вкл стк в актуальном диапазоне значений 200...1500 А/мкс величина потерь включения несколько уменьшается. Скорость нарастания тока при включении у IGBT и MOSFET либо примерно одинаковая (если лимитирована преимущественно индуктивностью в цепи эмиттера (источка), общей для управляющей и силовой частей схемы), либо у IGBT она больше (если лимитирована входной емкостью и крутизной характеристики). Поэтому при работе в РНТ на один и тот же замыкающий диод, IGBT, по крайней мере, не проигрывает MOSFET по величине потерь $W_{вкл}$. Другое дело, что для IGBT общепринято проводить испытания и нормировать параметры СТК при включении, используя в качестве замыкающего диода чип, встраиваемый в Со-пак IGBT того же типа, что и испытываемый прибор. Это логично и удобно, поскольку прямо соответствует условиям применения этих СТК в двухтактных (полумостовых) схемах. По соображениям универсальности применения (баланс между величиной прямого падения напряжения на

диоде, потери при его обратном восстановлении и «мягкость» переключения, а, главное — достижение приемлемой себестоимости диода в сравнении с чипом IGBT), в Со-пак используют хотя и достаточно качественные, но все же далеко не рекордные по быстродействию диоды. Это практически единственная причина того, что значения $W_{вкл}$, приводимые в документации на серийные IGBT, выглядят довольно слабо в сравнении с рекламными материалами изготовителей дорогих MOSFET, особенно карбид-кремниевых. Последние испытываются совместно с SiC диодами Шоттки (ДШ), обеспечивающими в актуальных режимах выигрыш в 5...10 раз по важнейшему параметру $I_{обр\ вос}$ (см. рисунок 5), по сравнению с лучшими быстровосстанавливающимися кремниевыми диодами на номинальное блокируемое напряжение 1200 В, применяемыми совместно с IGBT. Но карбид-кремниевые ДШ и стоят на порядок дороже! Если в реальном преобразователе стоит задача принципиального уменьшения $W_{вкл}$, более дешевым может оказаться применение соответствующей ЦФТРТ, радикально облегчающей включение СТК и обеспечивающей выигрыш по потерям энергии в 5...50 раз по сравнению с жесткой коммутацией [11].

Из рассмотрения рисунка 5 можно получить качественные зависимости потерь $W_{вкл}$ от основных параметров режима коммутации. Полагая, что замыкающий диод имеет примерную зависимость максимума тока обратного восстановления $I_{обр\ вос} = K_1 * ((dI_k/dt)_{вкл\ стк})^{0.5}$, что достаточно типично и соответствует поведению диодов, применяемых, например, в Со-пак IGBT IR седьмого поколения на напряжение 1200 В, после упрощений получим приблизительно $W_{вкл} = (I_n / ((dI_k/dt)_{вкл\ стк}))^{0.5} + K_1^2 * (U_{пит} / 2) * (1 + K_2 * U_{пит})$

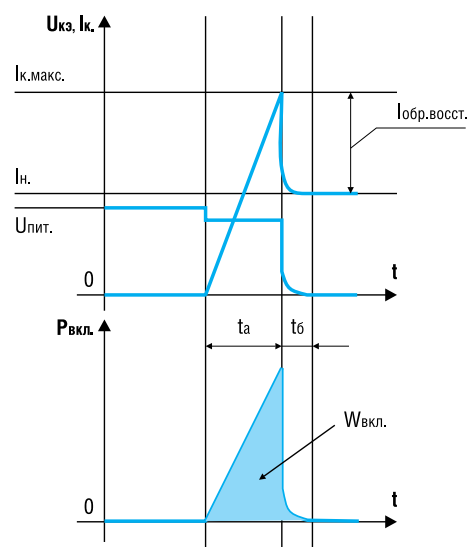


Рис. 5. Процессы при включении СТК (стилизованно)

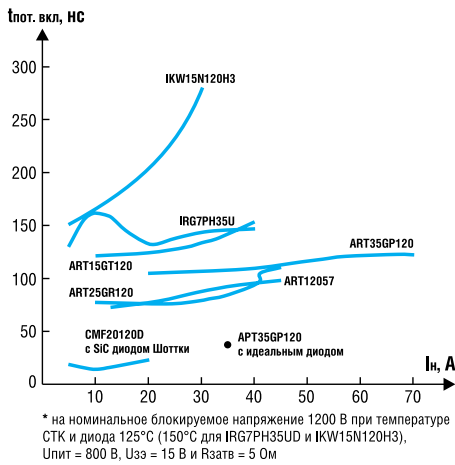


Рис. 6. Зависимость $t_{пот\ вкл}$ от I_n для современных СТК*

Параметр диода $K1 = (0,35...1,6) \cdot 10^{-3} (A \cdot c)^{0,5}$. Показатель степени в формуле зависимости $I_{обр\ вос}$ от $(dI_k/dt)_{вкл\ стк}$ для некоторых типов диодов может быть больше 0,5 (до 0,7...0,75). По величине $I_{обр\ вос}$ при $(dI_k/dt)_{вкл\ стк} = 1 A/нс$ разница в свойствах кремниевых диодов, реально применяемых вместе с «быстрыми» IGBT, достигает 4...5 раз! Подробный анализ современного рынка быстродайствующих силовых диодов выходит далеко за рамки настоящей статьи. Но надо отдавать себе отчет, что такое значительное различие в свойствах диодов существует, и что именно этот фактор оказывает доминирующее влияние на $W_{вкл}$ СТК. Заметим, что даже худшие типы диодов, используемые в составе Co-pak IGBT, имеют многократно лучшие быстродайствие и стойкость к быстрому нарастанию напряжения, чем паразитные диоды в структуре конкурирующих MOSFET. Даже специальные типы MOSFET, конструкция которых модифицирована и оптимизирована для улучшения параметров обратного восстановления встроенного диода (торговые марки FREDFET и т.п.), все еще ощущаются хуже, чем применяемые вместе с IGBT.

Параметр $K2$ не является константой, но это примерно постоянная для определенного диапазона режимов работы величина. Она сложным образом зависит от скорости переключения СТК (нарастания тока и спада напряжения) и паразитных параметров монтажа. В конечном итоге сомножитель $(1 + K2 \cdot U_{пит})$ приводит к сверхлинейной зависимости потерь $W_{вкл}$ от $U_{пит}$. Иногда ту же зависимость представляют в виде $(U_{пит}/U_0)^a$ с показателем степени «а» 1...2. Для 1200 В Trench-FieldStop-IGBT производства Infineon указывается зависимость $W_{вкл}$ пропорционально $(U_{пит})^{1,3...1,4}$ [11], для похожих приборов производства OnSemi $a = 1,5...1,9$.

Вышеуказанная формула не претендует на высокую точность (хотя доволь-

но хорошо соответствует паспортным значениям потерь включения различных IGBT для актуальных диапазонов значений тока нагрузки и скорости нарастания тока СТК), но позволяет в явной форме проследить влияние основных параметров режима работы. По соотношению между $K1$, I_n и $(dI_k/dt)_{вкл\ стк}$ можно выделить два характерных диапазона. При малых $(dI_k/dt)_{вкл\ стк} \ll (I_n/K1)^2$ получаем $W_{вкл} = (U_{пит})^a \cdot (I_n)^2 / (2 \cdot (dI_k/dt)_{вкл\ стк})$. Это соответствует слишком медленному включению СТК, большой величине потерь и квадратичной зависимости потерь от тока нагрузки. Такого режима стараются избежать путем выбора достаточно малого сопротивления в цепи затвора. Характерным является режим достаточно быстрого включения $(dI_k/dt)_{вкл\ стк} \geq (I_n/K1)^2$. Чем больше ток нагрузки и относительно хуже диод (больше значение $K1$), тем быстрее должен включаться СТК, чтобы потери в нем не стали чрезмерными. В этом режиме приблизительно $W_{вкл} = (U_{пит})^a \cdot (K1^2/2 + (K1 \cdot I_n) / ((dI_k/dt)_{вкл\ стк}))^{0,5}$. Параметр качества диода $K1$ прямо определяет величину потерь. При очень малом токе нагрузки потери при включении не зависят от I_n , а далее линейно растут вместе с током. Следовательно, по крайней мере для анализа на этапе сравнения различных типов СТК, зависимость потерь от режима работы обоснованно можно аппроксимировать в виде $W_{вкл} = U_{пит} \cdot I_n \cdot t_{пот\ вкл}$, где $t_{пот\ вкл}$ — коэффициент потерь включения при жесткой коммутации, имеющий размерность времени. Помимо свойств замыкающего диода, он зависит от параметров в цепи затвора СТК и температуры. Напряжение включения («затвор — эмиттер») должно быть достаточным для надежного отпирания MOSFET-структуры, но ничего чрезвычайного не требуется. На потери оно влияет опосредованно, через ток в цепи затвора. Для IGBT производства IR седьмого поколения можно в широких пределах управлять скоростью включения СТК, выбирая величину сопротивления в цепи затвора в диапазоне 5...100 Ом. Соответственно, получаем $(dI_k/dt)_{вкл\ стк} = 250...1500 A/\mu c$ (чем меньше сопротивление, тем больше скорость переключения). Уменьшение $R_{затв}$ в указанном диапазоне позволяет снизить величину $W_{вкл}$ почти вдвое. С другой стороны, повышенные значения сопротивления позволяют обойтись более дешевым драйвером управления СТК и уменьшить генерируемые преобразователем электромагнитные помехи. Зависимость потерь от величины $R_{затв}$ можно аппроксимировать в следующем виде:

$$W_{вкл} (\text{при произв. } R_{затв}) = W_{вкл} (\text{при } R_{затв} = 10 \text{ Ом}) \cdot (0,911 + 0,0089 \cdot R_{затв})$$

При подъеме температуры 25...150°C потери включения возрастают в темпе 0,4%/град, увеличиваясь в итоге в 1,64 раза. Это происходит, главным образом, вследствие ухудшения, по мере роста температуры, параметров обратного восстановления замыкающего диода, а не из-за включающегося IGBT. Если в схеме преобразователя использовать в качестве замыкающих диодов высококачественные дискретные приборы (не Co-pak с IGBT) на собственном теплоотводе и удерживать их температуру достаточно низкой, можно получить ощутимый выигрыш по $W_{вкл}$. Одновременно открывается возможность полноценно использовать высокую допустимую рабочую температуру для IGBT производства IR седьмого поколения (до 175°C) без оглядки на негативное влияние сильного нагрева на потери включения. Коэффициент потерь типичного представителя этой линейки — **IRG7PH35U**DPBF — при номинальном токе 20 А, температуре перехода 150°C, напряжении «затвор-исток» 15 В и сопротивлении в цепи затвора 10 Ом составляет $t_{пот\ вкл} = 135 нс$.

На рисунке 6 показаны зависимости $t_{пот\ вкл}$ от I_n для актуальных современных СТК 12-го класса, являющихся представителями линеек быстродайствующих IGBT производства IR, Infineon и APT (Microsemi), а также для высококачественного кремниевого MOSFET **APT12057** и популярного карбид-кремниевого MOSFET **CMF20120D** (производства Cree). В широком диапазоне изменения I_n , $t_{пот\ вкл}$ остаются примерно постоянными или слегка возрастают в хорошем соответствии с теорией. Наблюдаемые на рисунке 6 различия в величине $t_{пот\ вкл}$ обусловлены разницей свойств диодов, используемых при испытаниях тех или иных СТК. На примере **APT35GP120** можно оценить выигрыш (приблизительно в три раза) по потерям включения СТК, если заменить очень хороший кремниевый диод на идеальный (т.е. с нулевым $I_{обр\ вос}$).

Уникальным преимуществом IGBT производства IR является 100% тестирование всех приборов на величину $W_{вкл}$ на ПСИ. Большинство других изготовителей IGBT приводят только типовые характеристики коммутационных потерь (только для некоторых новейших IGBT производства Microsemi и STM также осуществляется контроль динамических потерь на ПСИ). Это лишает разработчика преобразователя, применяющего IGBT, возможности оценить, какой режим СТК может быть в худшем случае и останется ли он в допустимых для прибора пределах. Еще сложнее ситуация для производителя: по-хорошему, он поставлен перед необходимостью организации собственного входного кон-

троля этих параметров, причем остается неопределенность в установлении пороговых значений. Что делать, если значительное количество приборов будет отбраковано на входном контроле? Ведь нет даже формальных оснований для предъявления претензий изготовителю или поставщику СТК! Кроме того, если оговорены только типовые характеристики IGBT, исключена возможность отличить «правильные» приборы от подделок.

Потери при выключении СТК

При выключении СТК ток индуктивной нагрузки заряжает выходную емкость транзистора до напряжения $U_{пит}$ и затем замыкается через шунтирующий диод. Спад тока в силовой цепи СТК происходит после завершения нарастания напряжения, причем IGBT, в отличие от MOSFET, имеет явно выраженный «хвост» тока — сравнительно небольшой по величине, но протекающий в течение длительного периода и медленно спадающий к нулю ток I_k . Он обусловлен процессами рассасывания заряда неосновных носителей в дрейфовой области IGBT. Поскольку «хвост» тока совпадает по времени с приложением к IGBT полного напряжения питания, его вклад в величину $W_{выкл}$ оказывается весьма значительным. Особенно сильно это проявляется при нагреве IGBT. NPT-IGBT, оптимизированные для высокочастотного применения, имеют относительно малую величину тока на участке «хвоста» (единицы процентов от I_n). Trench-FieldStop и, особенно, PT-IGBT имеют начальную величину «хвоста» до 20...50% от I_n , правда, он более короткий по времени. Из-за большого вклада «хвоста» в потери выключения PT-IGBT, они гораздо сильнее страдают от нагрева, чем NPT-IGBT.

Потери выключения сложным образом зависят от параметров режима работы преобразователя, но в первом приближении их удобно представить в виде $W_{выкл} = U_{пит} \cdot I_n \cdot t_{пот\ выкл}$, где $t_{пот\ выкл}$ — коэффициент потерь выключения при жесткой коммутации, имеющий размерность времени. Фактических данных о зависимости потерь выключения современных СТК 12-го класса от $U_{пит}$ немного. Исходя из характера процессов при выключении индуктивной нагрузки, показанных на рисунке 7, можно было бы ожидать небольшой рост $t_{пот\ выкл}$ от $U_{пит}$, особенно при малых I_n . Реально же, при напряжениях 400...800 В, $t_{пот\ выкл}$ либо почти не зависит от $U_{пит}$ (например для **APT35GP120**, **NGTB40N120**), либо слабо уменьшается $t_{пот\ выкл} = (U_{пит})^{-0,35}$ (**IKW15N120H3**).

Зависимости $t_{пот\ выкл}$ от I_n для некоторых наиболее быстро выключающихся СТК 12-го класса представлены

на рисунке 8. Потери соответствуют режиму работы $U_{пит} = 800$ В, $R_{затв} = 5$ Ом, $T_n = 125^\circ\text{C}$. «Команда» IGBT представлена сверхбыстрыми NPT-приборами. Также показаны характеристики быстродействующего кремниевого MOSFET и самого популярного на сегодняшний день карбид-кремниевый MOSFET (для него потери указаны при $R_{затв} = 7,5$ Ом, поскольку из документации изготовителя не очевидно, допустимо ли его использовать при меньших сопротивлениях в цепи затвора). Даже заслуженный ветеран 5-го поколения **IRGP20B120U**, представленный более 12 лет тому назад, выглядит достаточно уверенно. IGBT, разработанные в последние годы, по потерям выключения в режиме жесткой коммутации практически не уступают специальным быстродействующим Si-MOSFET, или даже превосходят их (при больших токах I_n), а относительно SiC-MOSFET — проигрыш не превышает 1,5 раз! Важно отметить, что такие высокие характеристики выключения IGBT достигаются без существенного ухудшения параметров режима проводимости. Примечательно, что рост потерь новых IGBT с ростом температуры составляет всего 12...13% (при нагреве 25...125°C), что свидетельствует о радикальном решении проблемы «хвоста» тока. Итак, можно констатировать, что IGBT в своем совершенствовании практически нивелировали потенциальное преимущество MOSFET по $W_{выкл}$ (по крайней мере, среди СТК 12-го класса). Потери выключения, как правило, сверхлинейно растут с током нагрузки, особенно для MOSFET. Потери быстродействующих СТК сильно зависят от величины сопротивления в цепи затвора, что надо учитывать при их сравнении между собой (необходимо пересчитывать потери к одинаковому значению $R_{затв}$) и при применении. Особенно чувствителен к $R_{затв}$ карбид-кремниевый MOSFET (потери выключения возрастают на 20% всего лишь при увеличении сопротивления $R_{затв}$ 7,5...11,8 Ом). Сильная зависимость коммутационных потерь от $R_{затв}$ косвенно свидетельствует об особо высоких требованиях этих СТК к параметрам монтажа для удержания значения $W_{выкл}$ на уровне, близком к указанному в технической характеристике.

Сравнивая рисунки 6 и 8, можно видеть, что типичные значения потерь выключения СТК значительно больше, чем выключения (при PNT, жесткой коммутации, использовании кремниевого замыкающего диода адекватной стоимости). В этих условиях рекордно высокие характеристики $W_{выкл}$ могут не дать заметного выигрыша по токонесущей способности и частотному потенциалу СТК. Поэтому также широко

востребованы IGBT, у которых баланс характеристик смещен в сторону достижения меньшего падения напряжения в режиме проводимости ценой некоторого ухудшения потерь выключения (примерно до уровня, равного или чуть лучше, чем $W_{вкл}$). На рисунке 9 показаны зависимости $t_{пот\ выкл}$ от I_n для некоторых представителей линеек высококачественных PT-IGBT и Trench-FieldStop-IGBT производства IR (7-ое поколение), Infineon и APT. Приборы других производителей (**IXYS**, **Fairchild**, **STM**, **OnSemi**, **Renesas**, **Toshiba**) имеют похожие или, чаще, несколько худшие характеристики. Для наглядности на рисунке 9 показаны также зависимости для сверхбыстрых NPT. Режим, при

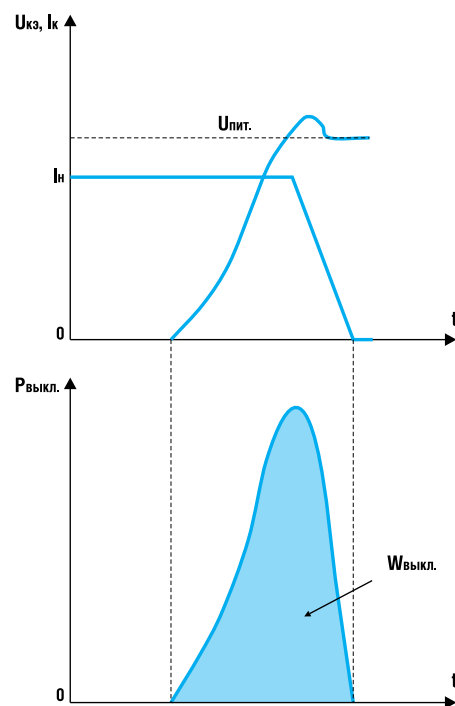


Рис. 7. Процессы при выключении СТК (стилизовано)

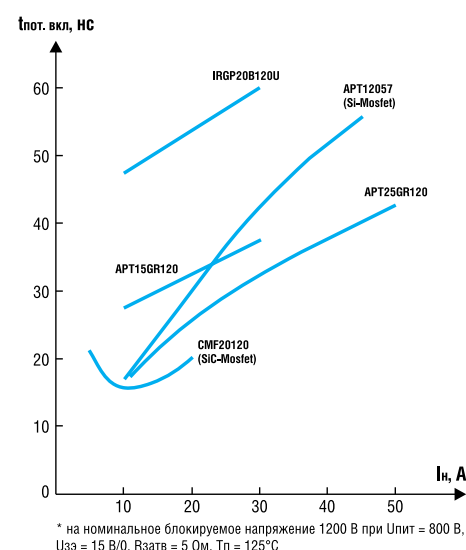


Рис. 8. Зависимость $t_{пот\ выкл}$ от I_n для лучших по этому параметру современных СТК*
* на номинальное блокируемое напряжение 1200 В при $U_{пит} = 800$ В, $U_{зз} = 15$ В/0, $R_{затв} = 5$ Ом, $T_n = 125^\circ\text{C}$

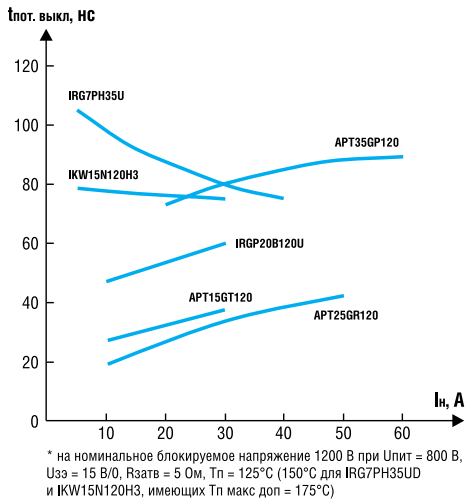


Рис. 9. Зависимость $t_{\text{пот. выкл}}$ от I_n для современных IGBT*

котором происходит сравнение, тот же, что на рисунке 8. Для IGBT, у которых максимально допустимая температура составляет 175°C (**IRG7PH35U** и **IKW15N120H3**), потери представлены при $T_p = 150^\circ\text{C}$. Как видно, параметр $t_{\text{пот. выкл}}$ для многих актуальных типов IGBT остается примерно постоянным в широком диапазоне изменения тока нагрузки, что свидетельствует об адекватности представления $W_{\text{выкл}}$ в виде $U_{\text{пит}} \cdot I_n \cdot t_{\text{пот. выкл}}$, по крайней мере, для целей обобщенного сравнения различных СТК между собой.

Чем больший вклад в величину $W_{\text{выкл}}$ вносит «хвост», тем сильнее проявляется ее температурная зависимость. Для NPT-IGBT, оптимизированных на минимум коммутационных потерь, типичен рост $W_{\text{выкл}}$ в 1,3...1,4 раза в диапазоне 25...125°C. В новейших разработках удается уложиться даже в 13%. Для быстродействующих Trench-FieldStop-IGBT при нагреве от 25 до 175°C потери выключения возрастают вдвое. У PT-IGBT они увеличиваются с температурой быстрее всего. Например, для **APT35GP120** рост температуры всего лишь до 125°C увеличивает $W_{\text{выкл}}$ в 2,5...2,6 раза (относительно 25°C). Степень влияния $R_{\text{затв}}$ на потери выключения проявляется у различных IGBT неодинаково. Некоторые могут эффективно работать при достаточно большом сопротивлении (**IKW15N120H3** увеличивает потери менее, чем на 10%, в диапазоне значений $R_{\text{затв}}$ 10...50 Ом). Большинство IGBT все же предпочтительно для применения с хорошими драйверами, поскольку рост $W_{\text{выкл}}$ при переходе 5...50 Ом составляет от 30% до 2,4 раз. Но, в любом случае, IGBT, благодаря меньшей емкости и большей крутизне, гораздо более толерантны к повышенным значениям $R_{\text{затв}}$, чем MOSFET. Например, у быстродействующего MOSFET **APT12057** в диапазоне изменения $R_{\text{затв}}$ 5...50 Ом

потери выключения увеличиваются в 7,5...8 раз!

Преимущества IGBT от IR в части наличия гарантий на величину динамических потерь и выгоды, которые они обеспечивают разработчикам и изготовителям устройств преобразовательной техники, указанные при обсуждении $W_{\text{вкл}}$, в полной мере относятся и к $W_{\text{выкл}}$. Дополнительно следует отметить, что относительно часто подделки IGBT заключаются в перемаркировке приборов, предназначенных для низкочастотных применений, на как бы более высокочастотные типы. Последние сложнее в производстве и, в целом, дороже. В этом заключается интерес производителей. К тому же, низкочастотные версии IGBT имеют меньшее прямое падение напряжения — параметр, по которому проверяют СТК при упрощенном входном контроле, что делает подделку привлекательной. Они могут иметь меньший размер чипа и все равно укладываются в нормы по $U_{\text{кэ}}$ пров. А то, что такие приборы имеют многократно большие коммутационные потери (в первую очередь — $W_{\text{выкл}}$), остается незамеченным и выявится только в процессе производства преобразователей. Важно, что отсутствие проверки динамических потерь на ПСИ изготовителем и, соответственно, установления их граничных значений, в худшем случае исключает возможность отличить заведомый контрафакт от просто неудачной партии легальной продукции. Обсуждение возникающих при этом коллизий далеко выходит за рамки этой статьи.

Вследствие паразитных параметров приборов и монтажа при жестком выключении СТК, несмотря на наличие замыкающего диода, возникает кратковременный выброс напряжения, существенно превышающий $U_{\text{пит}}$. Для надежной работы IGBT импульс перенапряжения не должен превышать значения номинального блокируемого напряжения прибора. Если транзистор имеет гарантии по стойкости к лавинному пробую, можно допускать меньший запас по напряжению. К сожалению, лишь немногие типы современных IGBT могут выдерживать лавинный пробой (в то же время все MOSFET — лавиностойкие до энергий порядка сотен миллиджоулей). Величина перенапряжения определяется скоростью уменьшения тока коллектора при выключении (dI_k/dt) $_{\text{выкл}}$ стк и полной индуктивностью цепи ограничения напряжения. В свою очередь, (dI_k/dt) $_{\text{выкл}}$ стк зависит от величины отключаемого IGBT тока I_n и параметров в цепи управления (сопротивление $R_{\text{затв}}$ и запирающее напряжение $U_{\text{зз}}$). Влияет даже длительность интервала проводимости IGBT перед выключением: если он очень короткий, то дырки не успевают накопиться в дрейфовой N-области и

последующее выключение тока происходит более энергично, вызывая большее перенапряжение [11]. Чем быстрее выключается IGBT (что важно для уменьшения потерь), тем больше выброс $U_{\text{кэ}}$. Ситуация усугубляется по мере увеличения значений токов, с которыми приходится работать IGBT: уменьшить индуктивность ниже 15...20 нГн практически нереально, а (dI_k/dt) $_{\text{выкл}}$ стк растет вместе с I_n . Самым тяжелым является режим отключения тока КЗ. Для модулей IGBT, работающих с токами в сотни ампер, приходится значительно уменьшать значение допустимого напряжения $U_{\text{пит}}$ по сравнению с номинальным блокируемым напряжением (например, до 800 В для 1200 В IGBT) [11], или использовать чипы, оптимизированные на «мягкость» выключения, даже в ущерб величине потерь при этом [8,11]. Кроме того, используют специальные алгоритмы управления при отключении КЗ, ограничивающие (dI_k/dt) $_{\text{выкл}}$ стк и, в конечном итоге, величину перенапряжения [11]. Дискретные IGBT не так сильно подвержены этим проблемам (меньше токи и меньше размеры), но для простоты и удобства применения, а также для снижения уровня электромагнитных помех, создаваемых преобразователем, мягкое выключение за счет плавного уменьшения I_k важно и для этого класса приборов. Такими свойствами обладает, например, линейка 1200 В IGBT седьмого поколения от IR [12]: при жесткой коммутации номинального тока выброс напряжения не превышает 100 В над напряжением питания. Примечательно, что мягкость выключения этих СТК достигается без серьезного ущерба по величине потерь $W_{\text{выкл}}$.

Целевые области применения IGBT

Рассмотрев современное состояние конкуренции различных типов приборов в качестве СТК 12-го класса, можно попробовать дать оценку их целевых областей применения. Краткое резюме: по $U_{\text{кэ}}$ пров у IGBT серьезное преимущество над MOSFET, по потерям при включении — примерный паритет, по потерям выключения — от паритета до многократного проигрыша (имеется широкий выбор различных модификаций IGBT, предлагающих варианты компромисса характеристик потерь в режиме проводимости и при переключениях; при необходимости стойкости IGBT к КЗ, можно без проблем подобрать соответствующие приборы). По удельной себестоимости производства IGBT несколько дороже «обычных» кремниевых MOSFET и кратно дешевле, чем Superjunction-MOSFET (особенно, если рассматривать приборы высоких классов напряжения, поскольку для IGBT сложность изготовления слабо зависит от номинального напряжения, а для

Superjunction-MOSFET линейно растет с напряжением).

При низкой частоте переключения выбор определяется исключительно сравнением потерь в режиме проводимости. Для этого применения граница раздела между IGBT и MOSFET в настоящее время находится примерно на напряжениях $U_{\text{блок ном}} = 300 \dots 600$ В. Неопределенность оценки обусловлена возможными особенностями режимов работы (скважность включения СТК, ПВ-преобразователя, отношение импульсного тока к среднему значению и т.д.), критериев при сравнении (минимум цены, минимум потерь и т.д.) и незаполненностью конкурирующих линеек приборов. В этом противостоянии в «команде» MOSFET на первые роли постепенно вышли Superjunction-приборы.

Если частота работы СТК достаточно велика, чтобы динамическими потерями нельзя было пренебречь, то выбор прибора на максимум токонесящей способности при заданной частоте переключений СТК F_k производится по минимуму критерия:

$$K_{\text{пот}} = (D/U_{\text{пит}}) \cdot U_{\text{кэ пров}} + (t_{\text{пот вкл}} + t_{\text{пот выкл}}) \cdot F_k,$$

где $K_{\text{пот}}$ — комплексный безразмерный критерий потерь;

D — коэффициент заполнения периода работы СТК режимом проводимости.

Для MOSFET вместо $U_{\text{кэ пров}}$ используем выражение $R_{\text{си}} \cdot I_{\text{эфф}} \cdot (I_{\text{эфф}}/I_n)$, где $I_{\text{эфф}}$ — эффективное значение тока через MOSFET на интервале проводимости (задаваясь при этом примерными значениями $I_{\text{эфф}}$ и I_n ; в любом случае, процесс сравнения и выбора СТК носит итерационный характер).

Среди 1200 В IGBT уже имеются приборы, которые могут по величине $(t_{\text{пот вкл}} + t_{\text{пот выкл}})$ не уступить лучшим MOSFET. Следовательно, по токонесящей способности они в принципе конкурентоспособны на сколь угодно высоких частотах F_k . Другое дело, что при $F_k \gg (D \cdot U_{\text{кэ пров}}) / (U_{\text{пит}} \cdot (t_{\text{пот вкл}} + t_{\text{пот выкл}}))$ преимущество IGBT по $U_{\text{кэ пров}}$ полностью обесценивается и выбор в пользу MOSFET может быть обусловлен такими факторами, как:

- более полная линейка MOSFET по $U_{\text{блок ном}}$ в диапазоне до 1200 В;
- зачастую меньшая цена MOSFET из-за более простого техпроцесса изготовления или больших объемов выпуска;
- лучшая стойкость MOSFET к перегрузкам (перенапряжения выше $U_{\text{блок ном}}$ с небольшой энергией, внутренние неисправности в преобразователе, внешние КЗ и их отключение);
- в целом лучшая «восприимчивость» MOSFET к выгодам от мягкой коммутации [11];

- меньшая опасность встретить искусную подделку, особенно в части коммутационных потерь;

- предрассудки и мифы в отношении IGBT.

Поэтому целесообразная область применения IGBT все же соответствует диапазону частот $F_k \leq (0,5 \dots 1) \cdot (D \cdot U_{\text{кэ пров}}) / (U_{\text{пит}} \cdot (t_{\text{пот вкл}} + t_{\text{пот выкл}}))$. Для IGBT 12-го класса (при жесткой коммутации и PHT) это соответствует частотам до 10 кГц (быстродействующие PT-IGBT и Trench-FieldStop-IGBT) и до 20...25 кГц (ультрабыстрые NPT-IGBT). Даже для карбид-кремниевых MOSFET рациональная область частот в этих условиях ограничена всего лишь 40 кГц. Использование СТК на сравнительно невысоких частотах и, соответственно, преобладание в общем балансе потерь $R_{\text{пров}}$, помимо возможности увеличения рабочего тока преобразователя, предпочтительно по следующим соображениям:

- потери $R_{\text{пров}}$ лучше нормированы и проверены при производстве СТК, нежели динамические;

- $R_{\text{пров}}$ проще контролировать при изготовлении и эксплуатации преобразователя;

- они имеют значительно меньшую дисперсию, чем динамические потери (для $U_{\text{кэ пров}}$ или $R_{\text{си}}$ обычное отношение максимально возможного значения к типовой величине составляет 1,2...1,25, в то время как для коммутационных потерь — там, где наихудшие значения вообще нормируются, — это отношение достигает 1,4...2);

- у IGBT $R_{\text{пров}}$ имеет значительно меньший температурный коэффициент, чем для динамических потерь (как указывалось выше, на примере **APT35GP120**, температурный коэффициент потерь выключения может достигать +1%/град и это еще не самый худший случай; если коммутационные потери дают основной нагрев прибора, легко можно попасть на электротепловой саморазгон СТК с как бы беспричинными, «необъяснимыми» отказами).

Для СТК на $U_{\text{блок ном}} = 600$ В область частот эффективного применения существенно шире, чем для приборов на 1200 В (вдвое меньше $U_{\text{пит}}$, ощутимо меньше $(t_{\text{пот вкл}} + t_{\text{пот выкл}})$, несущественно меньше $U_{\text{кэ пров}}$ — итоговый выигрыш по приемлемым значениям F_k в 2...3 раза, с возможностью работать вплоть до 50...100 кГц). Наоборот, для СТК с $U_{\text{блок ном}} \geq 1700$ В приходится мириться с необходимостью использовать их только на сравнительно низких частотах.

При применении в целесообразном для себя диапазоне частот, IGBT по всем критериям эффективнее MOSFET: может нести большой ток, имеет мень-

шие потери, дешевле, предъявляет более легкие требования к драйверу.

Определенно, предпочтительная область применения IGBT — двухтактные импульсные усилители мощности (полумосты, стойки) с жесткой коммутацией и PHT (для них обеспечить мягкую коммутацию в общем случае значительно труднее, чем в одноконтурных схемах). Конкурирующие с IGBT MOSFET имеют весьма разочаровывающие характеристики встроенных (паразитных) диодов. Помимо медленного восстановления блокирующих свойств после протекания через них прямого тока и малой стойкости к быстрому нарастанию напряжения, эти диоды крайне сложно эффективно зашунтировать внешним, параллельно включенным им диодом. Практически не остается ничего другого, как отсекать весь MOSFET последовательно включенным с ним низковольтным ДШ (встречно паразитному диоду MOSFET) и уже параллельно этой цепочке силовых приборов подключать быстровыключающийся замыкающий диод. Понятно, что ни по потерям в режиме проводимости, ни по стоимости, ни по паразитным параметрам монтажа такой гибрид не может конкурировать с Co-pack IGBT. В некоторых случаях, при сравнительно невысокой рабочей частоте и пограничных значениях напряжения ($U_{\text{блок ном}} \leq 500 \dots 600$ В, $U_{\text{пит}} \leq 400$ В), более-менее конкурентоспособными могут быть MOSFET с улучшенными свойствами паразитного диода, но при больших напряжениях безраздельно царствуют IGBT. Ориентировочные характеристики инвертора напряжения, реализованного на основе 1200 В Co-pack IGBT седьмого поколения производства IR **IRG7PH42UD**, работающего при напряжении питания $U_{\text{пит}} = 2 \cdot 400$ В и частоте ШИМ $F_k = 20$ кГц, приведены в [12]. Инвертор имеет приемлемые потери в СТК (вместе с замыкающими диодами) вплоть до

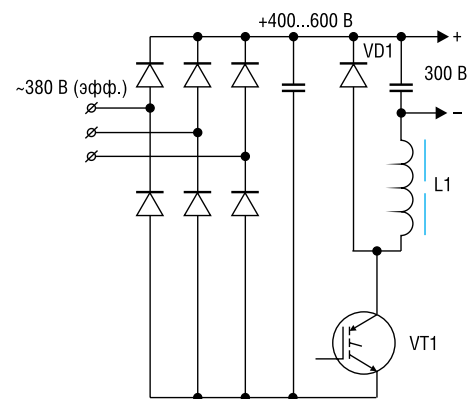


Рис. 10. Упрощенная схема стабилизирующего понижающего импульсного регулятора напряжения (ИРН) для питания различных нагрузок мощностью до нескольких кВт от трехфазной сети 380 В

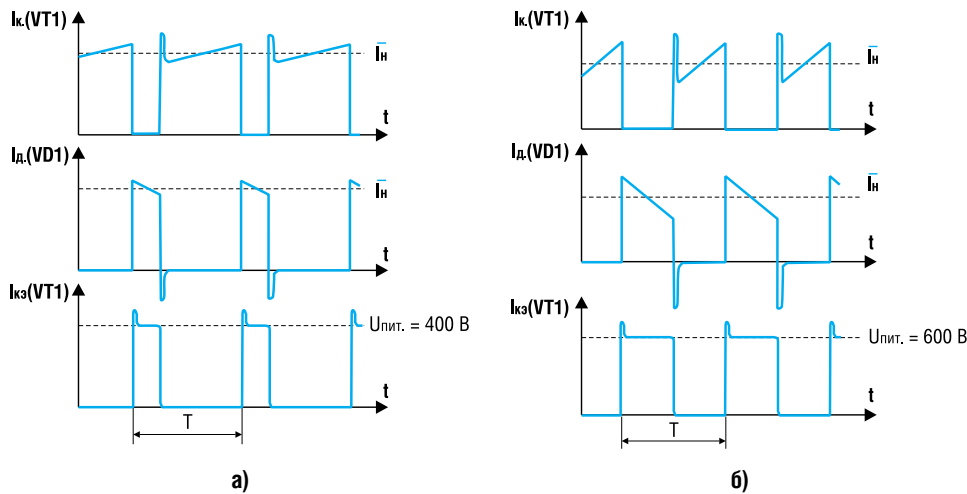


Рис. 11. Процессы в ИРН: а) при $U_{пит} = 400 \text{ В}$; б) при $U_{пит} = 600 \text{ В}$

нагрузок $20 \text{ А (эфф)} \cdot 230 \text{ В} = 4,6 \text{ кВт} \cdot \text{А}$ (на фазу). При этом, в структуре потерь преобладают динамические, т.е., по-хорошему, следует понизить частоту ШИМ до обычных для электроприводов значений $4...8 \text{ кГц}$.

Пример сравнения СТК 12 класса в реальной схеме

Всегда интересно, помимо абстрактных оценок, «пощупать», какие характеристики могут быть получены при использовании сравниваемых приборов в той или иной реальной схеме примене-

ния. Чтобы результаты были наглядными, целесообразно рассматривать простую в расчетном отношении схему. В то же время она должна быть, по возможности, актуальной для обсуждаемых СТК.

Как отмечалось выше, предпочтительный частотный диапазон применения IGBT 12-го класса при жесткой коммутации ограничивается пределами $10...20 \text{ кГц}$. Для многих преобразователей требуемая частота переключений значительно выше: либо вследствие особенностей решаемой ими задачи, либо по соображениям улучшения массогаба-

ритных и стоимостных показателей реактивных компонентов. Работа на повышенных частотах значительно проще для СТК с $U_{блок\ ном} = 500...600 \text{ В}$, нежели 1200 В . Но они могут использоваться только до напряжения $U_{пит} \leq 400...450 \text{ В}$, причем, при любых перенапряжениях в сети должно с запасом выполняться условие $U_{блок\ ном} \geq U_{пит\ макс}$. Поэтому в случае питания преобразователя от трехфазной сети переменного тока номинальным напряжением 400 В (эфф.) представляет интерес двухступенчатое преобразование энергии (рисунок 10). На первой ступени пульсирующее напряжение, после трехфазного мостового выпрямителя, преобразуется понижающим ИРН до стабилизированного уровня $U_{вых} = 300 \text{ В}$. Будем полагать рабочий (расчетный) диапазон входного напряжения ИРН равным $400...600 \text{ В}$. Вне этого диапазона преобразователь длительно не работает, или же система управления настолько ограничивает мощность, что величина потерь СТК становится заведомо меньше, чем в рабочем диапазоне напряжений. Полагаем также, что имеется подсистема ограничения напряжения на шинах (при перенапряжениях в питающей сети), обеспечивающая выполнение условия $U_{пит\ макс} \leq U_{блок\ ном} = 1200 \text{ В}$ и умеренную скорость нарастания $U_{пит}$ при перенапряжении (на рисунке 10 не показана). Двухкратный

Таблица 1. Характеристики ИРН с различными СТК 1200 В

Наименование	Технология	$R_{т\ к-р} + R_{т\ р-ос}$, К/Вт	$T_{п\ расч}$, °С	$P_{стк}$, Вт	$F_{к\ гр}$, кГц	(In ср) тип на частоте, А			(In ср) худш, А	
						$F_{к} \ll F_{к\ гр}$	$F_{к} = F_{к\ гр}$	20 кГц	$F_{к} \ll F_{к\ гр}$	20 кГц
IRG7PH35UD	Trench-FS-IGBT	0,4+1	150	52,4	6,7	28	21	14	25	11,7
IKW15N120H3	Trench-FS-IGBT	0,4+1	150	52,4	10,9	21	18	13,5	19	Нет гарантий
IRGP20B120UD	Ultrafast NPT-IGBT	0,4+1	125	46,7	16	17	14	12,5	15,5	10,7
APT35GP120	Ultrafast PT-IGBT	0,3+0,5	125	82,5	11,5	36	30,5	24	32	Нет гарантий
APT12057	Ultrafast Si-MOSFET	0,25+0,4	125	102,4	57	17	15	16	15	Примерно 14
CMF20120D	SiC-MOSFET	0,25+0,4	110	55,6	47	29	24,5	23	26	Примерно 21
STW6N120K3	SJ-MOSFET	0,5+1,5	125	30	Примерно 100	2,9	Примерно 2,6	Примерно 2,8	2,7	Примерно 2,5

Примечания к таблице:

- Условия применения: $U_{зэ}(U_{зи}) = 15 \text{ В}/0$; $R_{затв} = 5 \text{ Ом}$ (или $R_{затв} = \text{минимум}$, для тех СТК, у которых это значение больше 5 Ом); $T_{ос} = 40^\circ\text{С}$ – температура окружающей среды, в которую отводится выделяемое СТК тепло;
- $R_{т\ к-р}$ – тепловое сопротивление между корпусом СТК и радиатором;
- $R_{т\ р-ос}$ – тепловое сопротивление между радиатором и окружающей средой (тепловые сопротивления выбраны из соображений адекватной стоимости подсистемы охлаждения относительно цены собственно СТК; для более дорогих СТК приняты несколько лучшие значения тепловых сопротивлений, поскольку это технически реализуемо и улучшает интегральные характеристики преобразователя);
- $T_{п\ расч} = (T_{п\ макс\ доп} - 25^\circ\text{С})$ – расчетная температура СТК в наиболее тяжелом режиме при продолжительной работе;
- $P_{стк} = (T_{п\ расч} - T_{ос}) / (R_{т\ п-к} + R_{т\ к-р} + R_{т\ р-ос})$ – полная мощность, рассеиваемая СТК в наиболее тяжелом режиме при продолжительной работе;
- $F_{к\ гр}$ – граничная частота коммутации СТК, при которой статические и динамические потери равны между собой;
- (In ср)тип – среднее значение выходного тока ИРН с данным СТК при определенной частоте (расчет по типовым параметрам СТК);
- (In ср)худш – среднее значение выходного тока ИРН с данным СТК при определенной частоте (расчет по гарантируемым в худшем случае параметрам СТК).

Таблица 2. IGBT седьмого поколения производства International Rectifier

Наименование	Uкэк, В	Корпус	Схема прибора	Рекомендуемый частотный диапазон применения, кГц	Iк макс доп, А при Tкorp=100°C	Uкэ отгр, В при Tп=25°C (макс.)
<u>IRG7I313U</u>	330	TO220FP	IGBT	8...30	10	1,45
<u>IRG7P313U</u>	330	TO247AC	IGBT	8...30	20	1,45
<u>IRG7R313U</u>	330	DPAK	IGBT	8...30	20	1,45
<u>IRG7S313U</u>	330	D2PAK	IGBT	8...30	20	1,45
<u>IRG7I319U</u>	330	TO220FP	IGBT	8...30	15	1,45
<u>IRG7S319U</u>	330	D2PAK	IGBT	8...30	20	1,43
<u>IRG7IA13U</u>	360	TO220FP	IGBT	8...30	10	1,52
<u>IRG7RA13U</u>	360	DPAK	IGBT	8...30	20	1,52
<u>IRG7IA19U</u>	360	TO220FP	IGBT	8...30	15	1,52
<u>IRG7PA19U</u>	360	TO247FP	IGBT	8...30	26	1,52
<u>IRG7IC18FD</u>	600	TO220FP	IGBT+диод	1...8	7,5	1,85
<u>IRG7IC20FD</u>	600	TO220FP	IGBT+диод	1...8	8	1,85
<u>IRG7IC23FD</u>	600	TO220FP	IGBT+диод	1...8	9	1,85
<u>IRG7IC28U</u>	600	TO220FP	IGBT	8...30	12	1,95
<u>IRG7PC28U</u>	600	TO247FP	IGBT	8...30	33	1,95
<u>IRG7IC30FD</u>	600	TO220FP	IGBT+диод	1...8	12	1,85
<u>IRG7RC07SD</u>	600	DPAK	IGBT+диод	0...1	8,5	1,5
<u>IRG7RC10FD</u>	600	DPAK	IGBT+диод	1...8	9	1,85
<u>IRGP4266</u>	650	TO247AC	IGBT	0...1	90	2,1
<u>IRGP4266-E</u>	650	TO247AD	IGBT	0...1	90	2,1
<u>IRGP4263</u>	650	TO247AC	IGBT	8...30	60	2,1
<u>IRGP4263-E</u>	650	TO247AD	IGBT	8...30	60	2,1
<u>IRG7PH28UD1</u>	1200*	TO247AC	IGBT+диод	8...30	15	2,3
<u>IRG7PH28UD1M</u>	1200*	TO247AD	IGBT+диод	8...30	15	2,3
<u>IRG7PH30K10</u>	1200	TO247AC	IGBT	4...20	23	2,35
<u>IRG7PH30K10D</u>	1200	TO247AC	IGBT+диод	4...20	16	2,35
<u>IRG7PH35U</u>	1200	TO247AC	IGBT	8...30	35	2,2
<u>IRG7PH35U-E</u>	1200	TO247AD	IGBT	8...30	35	2,2
<u>IRG7PH35UD</u>	1200	TO247AC	IGBT+диод	8...30	25	2,2
<u>IRG7PH35UD-E</u>	1200	TO247AD	IGBT+диод	8...30	25	2,2
<u>IRG7PH35UD1</u>	1200*	TO247AC	IGBT+диод	8...30	25	2,2
<u>IRG7PH35UD1-E</u>	1200*	TO247AD	IGBT+диод	8...30	25	2,2
<u>IRG7PH35UD1M</u>	1200*	TO247AD	IGBT+диод	8...30	25	2,2
<u>IRGPH42U</u>	1200	TO247AC	IGBT	8...30	60	2,0
<u>IRGPH42U-E</u>	1200	TO247AD	IGBT	8...30	60	2,0
<u>IRGPH42UD</u>	1200	TO247AC	IGBT+диод	8...30	45	2,0
<u>IRGPH42UD-E</u>	1200	TO247AD	IGBT+диод	8...30	45	2,0
<u>IRGPH42UD1</u>	1200*	TO247AC	IGBT+диод	8...30	45	2,0
<u>IRGPH42UD1-E</u>	1200*	TO247AD	IGBT+диод	8...30	45	2,0
<u>IRGPH42UD1M</u>	1200*	TO247AD	IGBT+диод	8...30	45	2,0
<u>IRG7PH46U</u>	1200	TO247AC	IGBT	8...30	75	2,0
<u>IRG7PH46U-E</u>	1200	TO247AD	IGBT	8...30	75	2,0
<u>IRG7PH46UD</u>	1200	TO247AC	IGBT+диод	8...30	57	2,0
<u>IRG7PH46UD-E</u>	1200	TO247AD	IGBT+диод	8...30	57	2,0
<u>IRG7PH50U</u>	1200	TO247AC	IGBT	8...30	90	2,0
<u>IRG7PH50U-E</u>	1200	TO247AD	IGBT	8...30	90	2,0
<u>IRG7PH50K10D</u>	1200	TO247AC	IGBT+диод	4...20	50	2,4
<u>IRG7PH50K10D-E</u>	1200	TO247AD	IGBT+диод	4...20	50	2,4
<u>IRG7PSH50UD</u>	1200	TO247AA	IGBT+диод	8...30	70	2,0
<u>IRG7PSH73K10</u>	1200	TO247AA	IGBT	4...20	130	2,3

* – допускает повторяющиеся импульсные перенапряжения до 1300 В.

запас по Uблок ном СТК относительно максимального рабочего напряжения питания обеспечивает не слишком обременительные требования к ограничителю перенапряжений (использование СТК более низких классов – даже лавинно-

стойких – вызовет серьезное усложнение «ограничителя» с соответствующим ростом его стоимости). Полагаем, что система управления СТК надежно включает его при опасном повышении Uпит задолго до достижения Uкэ имп =

Uблок ном. Значения рабочего диапазона по Uпит и выходного Uвых напряжений ИРН намеренно выбраны «круглыми»: для прозрачности расчетов и чтобы подчеркнуть, что это все-таки пример, а не полноценный проект, хотя они до-

вольно близко соответствуют реальным требованиям. Вторая ступень преобразователя (на рисунке 10 не показана) питается от стабилизированного напряжения 300 В и без проблем реализуется на СТК 5...6 классов, что позволит ей работать на частотах до 100 кГц даже при жесткой коммутации. Конденсатор на шинах Упит (скорее всего, пленочный полипропиленовый) должен обеспечивать импульсный ток, потребляемый ИРН, но от него не требуется сглаживание пульсаций частотой 300 Гц.

Процессы, протекающие в ИРН при крайних значениях рабочего диапазона напряжений Упит, показаны на рисунке 11. ИРН работает на частоте ШИМ F_k . Средний ток дросселя L_1 равен I_n ср. Соответственно, выходная мощность ИРН равна ($U_{\text{вых}} \cdot I_n$ ср). СТК (VT1) открыт в течение времени $t_{\text{пров}} = U_{\text{вых}} / (U_{\text{пит}} \cdot F_k)$. За это время ток дросселя возрастает на $\Delta I_L = U_{\text{вых}} \cdot (1 - U_{\text{вых}} / U_{\text{пит}}) / (F_k \cdot L_1)$. В момент очередного включения СТК ток дросселя минимален: $I_{\text{вкл стк}} = I_n$ ср $- (\Delta I_L) / 2$. Максимальный ток протекает через дроссель в момент выключения СТК $I_{\text{выкл стк}} = I_n$ ср $+ (\Delta I_L) / 2$. Соответствующие значения $I_{\text{вкл стк}}$ и $I_{\text{выкл стк}}$ используются при расчете коммутационных потерь $W_{\text{вкл}}$ и $W_{\text{выкл}}$. Статические потери СТК максимальны при минимальном Упит, поскольку при этом транзистор дольше проводит ток. Динамические потери СТК в общем случае больше при максимальном Упит, поскольку они пропорциональны Упит, иногда даже сверхлинейно. Впрочем, для ключей, у которых в комбинации с определенным типом замыкающего диода VD1) $t_{\text{пот вкл}} \gg t_{\text{пот выкл}}$, возможен любопытный эффект: если отношение ($t_{\text{пот вкл}} / t_{\text{пот выкл}}$) превышает пороговое значение $(2 \cdot U_{\text{вых}} + I_n \text{ ср} \cdot F_k \cdot L_1) / (2 \cdot U_{\text{вых}} - I_n \text{ ср} \cdot F_k \cdot L_1)$, то суммарные динамические потери СТК не растут, а уменьшаются при увеличении Упит, поскольку приближение $I_{\text{вкл стк}}$ к нулю ведет к опережающему выигрышу по $W_{\text{вкл}}$. Чем больше относительные пульсации тока дросселя ΔI_L в сравнении со средним значением I_n ср, т.е. чем сильнее РНТ приближается к границе с РПТ, тем явственнее проявляется эффект. Это — общая закономерность, в предположении, что коэффициенты потерь $t_{\text{пот вкл}}$ и $t_{\text{пот выкл}}$ не зависят от тока (см. рисунки 6, 8 и 9).

Характеристики ИРН (рисунок 10) с различными СТК 1200 В представлены в таблице 1.


IGBT седьмого поколения производства IR

International Rectifier имеет, пожалуй, наибольший опыт разработки и производства высококачественных IGBT, который воплотился в создание приборов 7-го поколения. Наибольший интерес среди них

представляют две серии IGBT 12-го класса. Они изготовлены по наиболее прогрессивной на сегодняшний день технологии обработки особо тонких пластин кремния, имеют Trench-MOSFET-структуру и оптимизированный профиль легирования кристалла FieldStop [12]. Это обеспечивает хороший баланс характеристик приборов как в режиме проводимости тока, так и при переключениях. Все важнейшие характеристики СТК подвергаются 100% контролю на ПСИ, причем, установлены достаточно жесткие нормы годности. В завершении испытаний все приборы проверяются на отключение тока коллектора, вчетверо превышающего I_k ном при напряжении ограничения $U_{kэ}$ огр = 960 В. Такой жесткий тест способен пройти только реально качественные приборы, не имеющие каких-либо слабых мест в своей конструкции [12]. В отличие от большинства конкурентов, компания International Rectifier выделила IGBT, имеющие нормированную стойкость к КЗ в цепи нагрузки, в самостоятельную линейку приборов. Если по смыслу применения IGBT «близкое» короткое замыкание маловероятно (последовательно с СТК включен дроссель, ограничивающий скорость изменения тока до безопасных значений, которые без проблем обрабатываются штатным контуром регулирования тока), рекомендуется применять серию U. По сравнению с приборами серии **K10**, выдерживающими КЗ в течение, по крайней мере, 10 мкс при $U_{kэ} = 600$ В и $T_p = 150^\circ\text{C}$, IGBT из линейки U имеют на 300 мВ меньшее прямое падение напряжения при паритете по коммутационным свойствам [12]. Выигрыш на 15% — серьезный бонус для пользователя! Серия K10 предназначена, преимущественно, для применения в электроприводах. $U_{kэ}$ пров IGBT 7-го поколения на 1200 В имеет, при токах порядка I_k ном, небольшой положительный температурный коэффициент. Он не сильно увеличивает потери режима проводимости при нагреве, совершенно безопасен в отношении электротеплового разгона, но эффективно обеспечивает симметрирование режимов работы при параллельном включении нескольких приборов. Старшие модели серий отличаются весьма большими значениями рабочих токов. Например, **IRG7PSH73K10** в корпусе Super247 имеет номинальный ток 75 А и может конкурировать со значительно более дорогими модульными IGBT или заменять несколько параллельно включенных дискретных приборов. Повышение предельно допустимой температуры кристалла IGBT 7-го поколения — до 175°C (у большинства конкурентов только 150°C) очень эффективно (на 20...30%) увеличивает допустимую рассеиваемую мощность приборов, их токонесущую способность и частотный потенциал. Использование тонких чипов уменьшило тепловое сопротивление меж-

ду наиболее горячей областью кристалла и медным основанием прибора, а также снизило термомеханические напряжения в конструкции, что улучшает стойкость этих IGBT при циклических режимах нагрузки. Новинкой является модификация исполнения чипов IGBT 7-го поколения с двухсторонним отводом тепла и электрическим присоединением медными «шинками» (вместо обычно применяемых проволочек). Циклостойкость таких приборов исключительно высока. Большинство СТК предлагается как в виде одиночных IGBT, так и Co-PAK, совместно с быстровосстанавливающимися диодами. Основные характеристики IGBT седьмого поколения производства International Rectifier представлены в таблице 2.

Литература

1. Источники вторичного электропитания / С.С. Букреев, В.А. Головацкий, Г.Н. Гулякович и др.; Под ред. Ю.И. Конева // 1983-280с.
2. Шерстюк В. Транзисторные ключи для устройств силовой электроники — IGBT, MOSFET, а может быть биполярный транзистор. // Электронные компоненты, № 2, с. 59-65, №3, с. 47-51, №4, с. 62-66, 2001.
3. IGBT Characteristics. Application Note AN-983. IR, 2012.
4. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение // Додека, 2005, 384 с.
5. Dubhashi A., Pelly Br. IGBTs vs HEXFET power MOSFETs for variable frequency motor drives. Application Note AN-980. IR, 1992.
6. Kiraly L. 500V IGBTs replace MOSFETs at lower cost. Design Tip DT93-3. IR, 1993.
7. Blake C. and Bull Ch. IGBT or MOSFET: Choose Wisely. IR, 1999.
8. Линдер С. Силовые полупроводниковые приборы // АББ Ревю, №4, 2006, с. 34-39 и №1, 2007, с. 62-66.
9. Hancock J., Stueckler Fr., Vecino-Vazquez E. CoolMOSTmC7 technology and design guide. Application Note AN-2013-04. Infineon, 2013.
10. Managing the best in class MDmesh™V and MDmesh™II superjunction technologies: driving and layout key notes. Application note AN3994. STM, 2011.
11. Wintrich A., Ulrich N., Reimann T., Tursky W. Application manual power semiconductor. Semikron, 2010, 464 с.
12. Chou W. Ultra-fast 1200V IGBTs reduce switching and conduction losses. // Power Electronics, 31.08.2011. 

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

Вячеслав Гавриков (г. Смоленск)

ОСОБЕННОСТИ МОНТАЖА СИЛОВЫХ КОМПОНЕНТОВ В ПЛАНАРНЫХ КОРПУСАХ PQFN



Современные силовые компоненты, выполненные в PQFN-корпусах, имеют меньшую индуктивность, меньшее сопротивление выводов и способны отводить значительное количество тепла. Однако, конструктивные особенности корпуса делают процесс монтажа и контроля качества пайки более сложным. Ответственные производители, такие как International Rectifier, предоставляют рекомендации по выполнению посадочных мест и трафаретов, что существенно упрощает процесс разработки устройств.

Стремление разработчиков электроники уменьшить размеры компонентов, снизить сопротивление и индуктивность выводов привело к созданию целого ряда безвыводных корпусов. Одним из них стал **PQFN** (*Power Quad Flat No-Lead*). Это пластиковый корпус, предназначенный для поверхностного монтажа. Выводы в нем распложены с нижней стороны и представляют собой контактные площадки (рисунок 1).

Один из выводов выполнен в виде массивного теплоотводящего контакта. Именно на нем расположен кристалл (рисунок 2). Этим достигается не только наилучший отвод тепла от кристалла, но и снижается индуктивность контакта и его сопротивление. Остальные выводы корпуса разварены на кристалл с помощью проводников. Вся конструкция покрыта пластиком.

Транзисторы в корпусе PQFN, обладая отличными характеристиками, находят применение в самых различных областях: в промышленной и мобильной электронике, в автомобильной и коммерческой технике. Однако монтаж и контроль пайки таких компонентов является более сложным техническим процессом по сравнению с монтажом компонентов, выполненных в обычных выводных корпусах.

Особенности монтажа корпусов PQFN

Выбор материала печатной платы и типа финишного покрытия контактных площадок. PQFN-корпус разработан для использования с платами из стеклотекстолита (например, FR-4). Тип финишного покрытия может быть выбран из стандартного набора. Необходимо учитывать, что параметры покрытия контактных площадок могут оказывать существенное влияние на качество пай-

ки, поэтому необходим обязательный конечный контроль качества паяных соединений.

Особенности разработки посадочных мест для PQFN-корпусов. При проектировании посадочных мест следует особое внимание уделять размерам контактных площадок и способу выполнения паяльной маски.

Увеличение размеров контактных площадок приводит к улучшению электрических характеристик (уменьшение индуктивности, сопротивления). Однако, значительное уменьшение расстояний между площадками может привести к коротким замыканиям при растекании паяльной пасты.

Как правило, при проектировании посадочного места для большой теплоотводящей площадки используется маска без зазоров (**SMD** – *solder-mask-defined*), для остальных выводов используется маска с зазором (**NSMD** – *non-solder-mask-defined*), см. рисунок 3. Маска без зазора позволяет ограничить растекание паяльной пасты, что эффективно препятствует возникновению коротких замыканий между большой контактной площадкой и другими выводами корпуса. Для обычных выводов корпуса маска с зазором не ограничивает растекание пасты, что увеличивает площадь

поверхности контакта, делая его более надежным.

Таким образом, проектирование посадочного места является сложной задачей. Производители, в том числе и International Rectifier, часто предлагают рекомендуемые посадочные места (рисунок 4). Стоит помнить, что рекомендуемый вариант посадочного места строго соответствует рекомендуемому шаблону. Если используется другой шаблон, размеры контактных площадок следует также корректировать.

Особенности разработки трафаретов. Для нанесения паяльной пасты используется трафарет. Именно трафарет обеспечивает дозирование паяльной пасты и ее размещение на плате. Чем больше окна в трафарете, тем больше наносится пасты.

При излишке пасты она может выдавливаться за границы контактных площадок и вызывать короткие замыкания. При недостатке паяльной пасты паяное соединение может быть непрочным. Еще одним негативным результатом избытка пасты может стать смещение компонента. При установке на плату корпус оказывается как бы на «подушке» из паяльной пасты (рисунок 5), при расплавлении пасты силы поверхностного натяжения могут сместить компонент. Чтобы такого не происходило, трафарет разбивают на секции (рисунок 6). В итоге необходимо искать оптимальный вариант размеров и количества окон в трафарете.

Важным параметром трафарета является толщина. Диапазон толщин составляет 0,100...0,250 мм. Лучшие результаты дает толщина в пределах



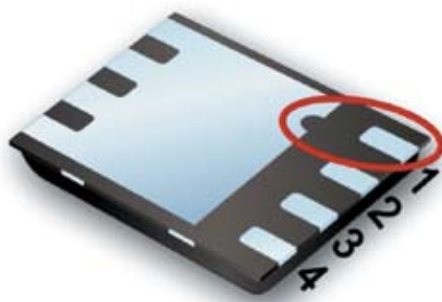
Рис. 1. Внешний вид PQFN с одной контактной площадкой



Рис. 2. Внутренняя структура PQFN корпуса на примере полевого транзистора



а)



б)

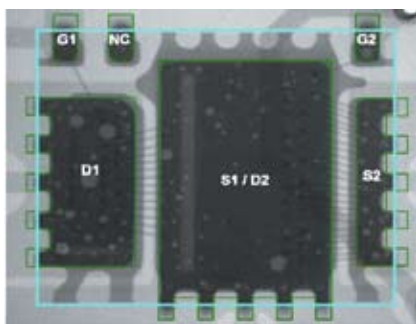
Рис. 7. Нумерация выводов корпуса PQFN



Рис. 8. Параллельное расположение компонентов



а)



б)

Рис. 9. Пример качественно выполненной пайки

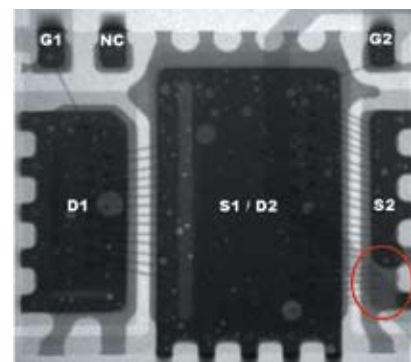


Рис. 10. Пример недостатка припоя

при помощи воздуха или плитки и местный разогрев при помощи воздуха или инфракрасного паяльника.

После монтажа любого устройства необходимо провести контроль качества пайки. Для безвыводных корпусов он имеет свои особенности.

Контроль качества пайки корпусов QFN

Соблюдение вышеизложенных правил и рекомендаций значительно снижает риск возникновения некачественной пайки, однако не исключает его полностью. Всегда существует, хоть и малая, вероятность возникновения брака. Есть несколько типовых видов брака:

- Сдвиг корпуса при пайке. Так как расположение выводов корпуса несимметрично, то возникающие при пайке

силы поверхностного натяжения могут сместить корпус по оси X или Y.

- Перекос корпуса. Такой брак возможен под действием сил натяжения, особенно при неравномерности нанесения паяльной пасты (рисунок 6). В результате этого корпус расположен не горизонтально.

- Выдавливание припоя за границы контактных площадок как наружу, так и под корпус. При этом возможно возникновение внешних и внутренних коротких замыканий.

- Наличие пустот под корпусом. При плавлении паяльной пасты под корпус могут проникать газы и образовывать пустоты. В этом случае площадь паяного контакта снижается, что может катастрофически сказаться на теплоотдаче и электрических свойствах соединения.

- Плохой контакт (непропай) может возникать как при простой нехватке паяльной пасты, так и при перекосе корпуса. В результате контакт оказывается припаянным только частично.

Для обнаружения таких недостатков необходимо проводить контроль пайки. Особенности конструкции QFN таковы, что методов контроля, применяемых для обычных компонентов, оказывается недостаточно. Помимо общепринятого визуального осмотра, используется рентгеновский метод контроля.

Методы контроля качества пайки

Визуальный осмотр является простейшим и широко распространенным методом контроля. Он может проводиться как без помощи дополнительного оборудования, так и при помощи ав-

Таблица 1. Критерии отбраковки паяных соединений

Тип брака	Критерий отбраковки
Смещение корпуса	Чрезмерное смещение выводов относительно контактных площадок: при перекрытии менее чем 75% для выводов затвора или истока при перекрытии менее 50% для выводов стока
Перекас или поворот корпуса	Поворот корпуса на 180 градусов Перекас корпуса относительно платы более чем на 3 градуса
Выдавливание припоя, замыкания между выводами	Наличие коротких замыканий между выводами корпуса Наличие больших капель припоя, которые могут привести к короткому замыканию
Пустоты под корпусом	Площадь пайки составляет менее 75%
Недостаток припоя	Площадь пайки составляет менее 75% Наличие незапаянных выводов

Таблица 2. Транзисторы в корпусе PQFN

Наименование	Корпус	Тип	Uси макс, В	Uзи макс, В	Rси макс, мОм			Iс, А (при TA)		Qg, нКл (тип)	Pd, Вт TA=25°C
					Uзи=2,5 В	Uзи=4,5 В	Uзи=10 В	25°C	70°C		
P-MOSFET											
<u>IRFH9310</u>	PQFN 5 x 6 A	P-тип	-30	20		7,1	4,6	-21	-17	58	3,1
<u>IRFHM9331</u>	PQFN 3 x 3	P-тип	-30	25			14,6	-11	-9	16	2,8
<u>IRFHS9301</u>	PQFN 2 x 2	P-тип	-30	20		65	37	-6	-4,8	6,9	2,1
<u>IRLHS2242</u>	PQFN 2 x 2	P-тип	-20	12	53	31		-7,2	-5,8	12	2,1
N-MOSFET											
<u>IRFH6200</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	20	12	1,5	0,99		45	36	155	3,6
<u>IRLHM620</u>	PQFN 3,3x3,3	N-тип	20	12	3,5	2,5		26	21	52	2,7
<u>IRLHS6242</u>	PQFN 2 x 2	N-тип	20	12	15,5	11,7		10	8,3	14	1,98
<u>IRLH6224</u>	PQFN 5 x 6 E	N-тип	20	12	4	3		28	22	86	3,6
<u>IRFH4201</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	25	20		1,25	0,95	49		46	3,5
<u>IRFH5250</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	25	20		1,75	1,15	45	31	52	3,6
<u>IRFHS8242</u>	PQFN 2 x 2	N-тип	25	20		21	13	9,9	8	4,3	2,1
<u>IRFH4234</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	25	20		7,3	4,6	22		8,2	3,5
<u>IRFH8311</u>	PQFN 5 x 6 E	N-тип	30	20		3,2	2,1	32	26	30	3,6
<u>IRFH8318</u>	PQFN 5 x 6 E	N-тип	30	20		4,6	3,1	27	21	41	3,6
<u>IRFH8316</u>	PQFN 5 x 6 E	N-тип	30	20		4,3	2,95	27	21	30	3,6
<u>IRFHS8342</u>	PQFN 2 x 2	N-тип	30	20		25	16		7,1	4,2	2,1
<u>IRFH3702</u>	PQFN 3 x 3	N-тип	30	20		11,8	7,1	16	12	9,6	2,8
<u>IRFHM831</u>	PQFN 3,3x3,3	N-тип	30	20		12,6	7,8	14	11	7,3	2,5
<u>IRLHM630</u>	PQFN 3,3x3,3	N-тип	30	12	4,5	3,5		21	17	41	2,7
<u>IRFHM830</u>	PQFN 3,3x3,3	N-тип	30	20		6	3,8	21	17	31	2,7
<u>IRFH5301</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	30	20		2,9	1,85	35	28	37	3,6
<u>IRFHM8326</u>	PQFN 3,3x3,3	N-тип	30	20		6,7	4,7	19	15	20	2,8
<u>IRFH5300</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	30	20		2,1	1,4	40	32	50	3,6
<u>IRFH7914</u>	PQFN 5 x 6 A	N-тип	30	20		13	8,7	15	12	8,3	3,1
<u>IRFH8334</u>	PQFN 5 x 6 E	N-тип	30	20		13,5	9	14	12	7,1	3,2
<u>IRFH7934</u>	PQFN 5 x 6 A	N-тип	30	20		5,1	3,5	24	19	20	3,1
<u>IRFH7932</u>	PQFN 5 x 6 A	N-тип	30	20		3,9	3,3	25	20	34	3,4
<u>IRFHM8329</u>	PQFN 3,3x3,3	N-тип	30	20		8,8	6,1	16	13	26	2,6
<u>IRFH5302</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	30	20		3,5	2,1	32	26	29	3,6
<u>IRFH8321</u>	PQFN 5 x 6 E	N-тип	30	20		6,8	4,9	21	17	19,4	3,4
<u>IRFH7936</u>	PQFN 5 x 6 A	N-тип	30	20		6,8	4,8	20	16	17	3,1
<u>IRLHS6342</u>	PQFN 2 x 2	N-тип	30	12	19,5	15,5		8,7	6,9	11	2,1
<u>IRFH8324</u>	PQFN 5 x 6 E	N-тип	30	20		6,3	4,1	23	18	14	3,6
<u>IRFH8337</u>	PQFN 5 x 6 E	N-тип	30	20		18,9	12,8	12	9,7	4,7	3,2
<u>IRFH8330</u>	PQFN 5 x 6 E	N-тип	30	20		9,9	6,6	17	14	9,3	3,3
<u>IRFH5304</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	30	20		6,8	4,5	22	17	16	3,6
<u>IRFH5306</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	30	20		13,3	8,1	15	13	7,8	3,6
<u>IRFH8325</u>	PQFN 5 x 6 E	N-тип	30	20		7,2	5	21	17	15	3,6
<u>IRFH3707</u>	PQFN 3 x 3	N-тип	30	20		17,9	12,4	12	9,4	5,4	2,8
<u>IRLH5034</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	40	16		3,2	2,4	29	23	82	3,6
<u>IRFH5104</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	40	20			3,5	24	19	53	3,6
<u>IRFH5204</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	40	20			4,3	22	18	42	3,6
<u>IRFH7004</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	40	20			1,4			129	

Таблица 2. Транзисторы в корпусе PQFN (окончание)

Наименование	Корпус	Тип	Uси макс, В	Uзи макс, В	Rси макс, мОм			Iс, А (при ТА)		Qg, нКл (тип)	Pd, Вт ТА=25°C
					Uзи=2,5 В	Uзи=4,5 В	Uзи=10 В	25°C	70°C		
<u>IRFH7446</u>	PQFN 5 x 6 E	N-тип	40	20			3,3			65	
<u>IRLH7134</u>	PQFN 5 x 6 E	N-тип	40	16		4,9	3,3	26	21	39	3,6
<u>IRFH5004</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	40	20			2,6	28	23	73	3,6
<u>IRFH7440</u>	PQFN 5 x 6 E	N-тип	40	20			2,4			92	
<u>IRFH5406</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	60	20			14,4	11	9	23	3,6
<u>IRFH5106</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	60	20			5,6	21	17	50	3,6
<u>IRLH5036</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	60	16		5,5	4,4	20	16	44	3,6
<u>IRFH5006</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	60	20			4,1	21	17	67	3,6
<u>IRFH5206</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	60	20			6,7	16	13	40	3,6
<u>IRFH7107</u>	PQFN 5 x 6 E	N-тип	75	20			8,5	14	11	48	3,6
<u>IRFH5207</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	75	20			9,6	13	11	39	3,6
<u>IRFH5007</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	75	20			5,9	17	13	65	3,6
<u>IRFH7110</u>	PQFN 5 x 6 E	N-тип	100	20			13,5	11		58	3,6
<u>IRFH5210</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	100	20			14,9	10	8,1	39	3,6
<u>IRLH5030</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	100	16		9,9	9	13	11	44	3,6
<u>IRFH5053</u>	PQFN 5 x 6 A	N-тип	100	20			18	9,3	7,4	24	3,1
<u>IRFH5010</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	100	20			9	13	11	65	3,6
<u>IRFH5110</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	100	20			12,4	11	9	48	3,6
<u>IRFH5015</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	150	20			31	10	8,2	33	3,6
<u>IRFH5215</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	150	20			58	5	4	20	3,6
<u>IRFH5220</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	200	20			99,9	3,8	3	20	3,6
<u>IRFH5020</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	200	20			55	5,1	4,1	36	3,6
<u>IRFH5025</u>	PQFN 5 x 6 B	N-тип	250	20			100	3,8	3,1	37	3,6

Таблица 3. Сдвоенные транзисторы и транзисторы с диодом Шоттки

Наименование	Корпус	Тип	Uси, В (макс)	Uзи, В (макс)	Rси макс, мОм			Iс, А (при ТА)		Qg, нКл (тип)	Pd, Вт ТА=25°C
					Uзи=2,5 В	Uзи=4,5 В	Uзи=10 В	25°C	70°C		
<u>IRFHS9351</u>	PQFN 2x2	2xP-тип	-30	20	—	290	170	-2,3	-1,5	1,9	1,4
<u>IRLHS6276</u>	PQFN 2x2	2xN-тип	20	12	62	45	—	4,5	3,6	3,1	1,5
<u>IRFHM8363</u>	PQFN3,3x3,3E	2xN-тип	30	20	—	20,4	14,9	11	—	15	2,7
<u>IRLHS6376</u>	PQFN 2x2	2xN-тип	30	12	82	—	—	3,6	2,9	2,8	1,5
<u>IRFH7911</u>	PQFN 5x6 C	2xN-тип	30	20	—	14,5	8,6	13	10	8,3	2,4
<u>IRFHM792</u>	PQFN3,3x3,3E	2xN-тип	100	20	—	—	195	2,3	1,8	4,2	2,3
<u>IRFH5250D</u>	PQFN 5x6 B	N-тип с диодом Шоттки	25	20	—	2,2	1,4	40	32	39	3,6
<u>IRFHM830D</u>	PQFN3,3x3,3E	N-тип с диодом Шоттки	30	20	—	7,1	4,3	20	16	13	2,8
<u>IRFH5302D</u>	PQFN 5x6 B	N-тип с диодом Шоттки	30	20	—	3,7	2,5	29	23	26	3,6

томатических установок. Он позволяет определять правильность расположения компонента (предотвращать смещения и перекося корпуса), обнаруживать короткие замыкания, образовавшиеся при выдавливании припоя. Отчасти с помощью осмотра можно определить качество припайки боковой части выводов. Однако основная часть пайки остается скрытой под корпусом и не доступна для внешнего осмотра. Для обнаружения скрытых недостатков используют рентгеновский метод.

Рентгеновский метод является единственным надежным способом обнаружения скрытых недостатков, таких как внутренние пустоты, недостаток припоя, внутренние короткие замыкания, смещения корпуса. Хотя существуют сложные автоматические комплексы с трехмерным рентгеновским сканированием, для определения качества пайки хватает и двухмерного.

Визуальный осмотр качественно припаянного компонента (рисунок 9а) не обнаруживает сильных перекосов и смещений корпуса. Припой должен равномерно покрывать видимую часть выводов без существенного выдавливания из-под корпуса. Рентгеновский снимок (рисунок 9б) подтверждает правильность расположения корпуса. Места, покрытые припоем, имеют более темный цвет. Припой на снимке должен покрывать большую центральную площадку и остальные выводы. Светлых пятен, соответствующих пузырькам воздуха и пустотам, должно быть как можно меньше. Выдавленный припой и короткие замыкания при качественной пайке отсутствуют.

При некачественном монтаже (рисунок 10) рентгеновское сканирование может явно показать недостаток припоя — непокрытый пайкой вывод имеет более светлый цвет.

Критерии отбраковки изделий

Существуют рекомендации по отбраковке некачественных паяных соединений (таблица 1). Анализ этих рекомендаций показывает, что неприемлемой считается пайка, у которой соотношение площадей «пайка/контакт» составляет менее чем 50% для большого теплоотводящего контакта и 75% — для остальных. Наличие коротких замыканий, смещение или перекося корпуса более чем на 3 градуса также считаются недопустимыми.

PQFN-транзисторы от International Rectifier

International Rectifier, являясь одним из лидеров силовой полупроводниковой техники, выпускает широкий спектр силовых транзисторов, в том числе — в корпусах PQFN. Несмотря на малые

размеры, предельная мощность таких транзисторов составляет единицы ватт.

Силовые P-MOSFET способны коммутировать напряжения до 30 В и проводить токи до 21 А (таблица 2). Транзистор **IRLH2242** предназначен для работы с логическими уровнями 3,3 В.

Выпускаются N-MOSFET-транзисторы на напряжения до 250 В и токи в десятки ампер (таблица 2). Ряд транзисторов предназначен для управления непосредственно от логических уровней напряжения и имеет сопротивление открытого канала в единицы мОм при напряжении «затвор-исток» 2,5 В.

Выпускаются не только одиночные транзисторы, но и сдвоенные P и N-MOSFET (таблица 3).

Транзисторы со встроенным диодом Шоттки в PQFN-корпусах способны работать с напряжениями до 30 В и протекающими токами вплоть до 40 А.

Заключение

Для достижения низкого уровня брака необходимо выполнять рекомендации по выполнению посадочных мест и трафаретов. Кроме того, монтаж и контроль качества пайки для компонентов, использующих высокотехнологичные PQFN-корпуса, требует дополнительного рентгеновского контроля. Чтобы упростить труд разработчиков, International Rectifier предоставляет варианты исполнения посадочных мест и шаблоны трафаретов для своих PQFN-транзисторов.

Литература

1. Application Note AN-1136. Discrete Power Quad Flat No-Lead (PQFN) and Power SO-8 Board Mounting Application Note. 2012. www.irf.com
2. Application Note AN-1154 Discrete Power Quad Flat No-Lead (PQFN) and Power SO-8 Inspection Application Note. 2011. www.irf.com
3. А. Коробенков, П. Агафонов. Монтаж QFN без дефектов. Поверхностный монтаж. №2, 2012
4. А. Нисан. Стандарты IPC по проектированию и сборке плат с компонентами с контактными площадками на нижней стороне корпуса. Электроника №1, 2012
5. Datasheets по представленным компонентам, взяты с официального сайта International Rectifier www.irf.com.

Новые 1200V IGBT с защитой от короткого замыкания

Компания **International Rectifier** представила семейство высоконадежных сверхбыстрых **1200 В IGBT**, оптимизированных для задач управления промышленными двигателями и построения систем бесперебойного питания.

Новые IGBT изготовлены с применением ультратонких пластин по технологии Field-stop Trench (покрытие Gen7), обеспечивающей низкие потери проводимости и переключения. Совмещенные в одном корпусе с антипараллельным диодом, имеющим мягкий режим восстановления и низкое значение заряда обратного восстановления (Q_{rr}), и обладающие широкой (>10 мкс) зоной безопасной работы в режиме короткого замыкания, эти транзисторы идеально подходят для работы в жестких условиях промышленного применения.

Новое семейство IGBT перекрывает рабочий диапазон токов от 10 до 50 А. Дополнительными достоинствами семейства являются высокая максимальная рабочая температура р-п перехода +150°C и положительная температурная зависимость параметра $V_{ce(on)}$, что облегчает применение транзисторов при параллельном включении. Все это позволяет снизить рассеиваемую мощность и достигнуть высокой плотности выходной мощности.

Транзисторы доступны для заказа в стандартных корпусах TO-247 и с удлиненными выводами (TO-247AD long lead), а также в самом мощном корпусе Super-247 (TO-274). Имеется возможность заказа отдельных кристаллов транзисторов.

Транзисторы перекрывают диапазон рабочих токов от 16 до 50 А (в корпусе TO-220) и от 65 до 130 А (в корпусе TO-247) — ток нормирован для температуры корпуса 100°C. Естественно, что с ростом токовых характеристик у транзисторов наблюдается ухудшение динамических потерь: самый «слабый» транзистор из серии — IRG7PH30K10D обладает энергией переключения 0,9 мДж и обеспечивает ток 16 А, самый мощный представитель — IRG7PSH73K10 — 18,4 мДж при токе 130 А.

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