

Характеристики и особенности применения драйверов MOSFET и IGBT

В настоящее время ряд фирм, таких, как International Rectifier, Agilent Technologies (Hewlett Packard), EUPEC, SEMIKRON, выпускает широкую гамму устройств, предназначенных для управления одиночными транзисторами, полумостами и мостами — двух- и трехфазными. Номенклатура выпускаемых MOSFET- и IGBT-транзисторов растет лавинообразно, так же, как и номенклатура драйверов, поэтому данная статья ставит своей задачей помочь разработчику в выборе наиболее подходящего компонента для решения конкретной задачи.

Андрей Колпаков

kai@megachip.ru

Драйверы International Rectifier

Фирма International Rectifier (IR) давно и хорошо известна в России как производитель силовых транзисторов и интегральных микросхем управления. Выпускаемые IR драйверы предназначены для рабо-

ты в любых конфигурациях силовых каскадов в диапазоне мощности до 3–5 кВт. Технология производства микросхем управления HVIC вобрала в себя все достижения высоковольтных технологий, поэтому будет логично начать обзор с продукции этой фирмы. В таблице 1 представлены основные типы драй-

Таблица 1. Драйверы MOSFET и IGBT компании International Rectifier

Тип драйвера	Назначение	Напряжение, В	Ток вкл./выкл., А	td _{on/off} , нс	t _{div} , мкс	Примечание
IR2117 IR2118	Драйвер верхнего плеча	600	0,2/0,42	125/105	–	UVLO
IR2122	Драйвер верхнего плеча	500	0,11/0,11	250/200	–	OCP, UVLO
IR2125	Драйвер верхнего плеча	500	1/2	150/150	–	OCP, UVLO
IR2127 IR21271	Драйвер верхнего плеча	600	0,2/0,42	200/150	–	OCP, UVLO
IR2128	Драйвер верхнего плеча инвертирующий	600	0,2/0,42	200/150	–	OCP, UVLO
IR1210	Сдвоенный драйвер нижнего плеча	6–20	1,5/1,5	85/65	–	
IR2121	Драйвер нижнего плеча	10–25	1/2	150/150	–	OCP, UVLO
IR4426 IR4427 IR4428	Сдвоенный драйвер нижнего плеча	6–20	1,5/1,5	85/65	–	
IR2103	Драйвер полумоста с одним входом	600	0,13/0,27	600/150	0,5	SD, UVLO
IR2104	Драйвер полумоста с одним входом	600	0,1/0,21	600/90	0,5	SD, UVLO
IR2105	Драйвер полумоста с одним входом	600	0,13/0,27	680/150	0,5	SD, UVLO
IR2109 IR21091 IR2189 IR2302	Драйвер полумоста с одним входом	600	0,12/0,25	180/180	0,5	SD, UVLO
IR21094	Драйвер полумоста с одним входом	600	0,12/0,25	180/180	0,5–3	SD, UVLO Регулировка tdt
IR2108	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	600	0,12/0,25	180/180	0,5	SD, UVLO
IR21084	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	600	0,12/0,25	180/180	0,5–3	SD, UVLO Регулировка tdt
IR21083	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	600	1,7/1,7	180/180	0,5	SD, UVLO
IR210834	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	600	1,7/1,7	180/180	0,5–3	SD, UVLO Регулировка tdt
IR2184	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	600	1,7/1,7	680/180	0,5	SD, UVLO
IR21844	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	600	1,7/1,7	680/180	0,5–3	SD, UVLO Регулировка tdt
IR2110	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	500	2/2	120/94	–	SD, UVLO
IR2111	Драйвер полумоста с одним входом	600	0,2/0,42	850/150	0,7	UVLO

Тип драйвера	Назначение	Напряжение, В	Ток вкл./выкл., А	td _{on/off} , нс	t _{div} , мкс	Примечание
IR2112	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	600	0,2/0,42	125/105	–	SD, UVLO
IR2113	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	600	2/2	120/94	–	SD, UVLO
IR2113	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	600	2/2	120/94	–	SD, UVLO
IR2151 IR2152	Автоколебательный драйвер полумоста	600	0,1/0,21	–	1,2	Скважность 50%
IR2153	Автоколебательный полумостовой драйвер	600	0,21/0,42	–	1,2	Скважность 50%
IR21531	Автоколебательный полумостовой драйвер	600	0,21/0,42	–	0,6	Скважность 50%
IR2155	Автоколебательный полумостовой драйвер	600	0,21/0,42	–	1,2	Скважность 50%
IR2156	Автоколебательный полумостовой драйвер балласта	600	0,21/0,42	–	1,2	Скважность 50%
IR2010	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча	200	3/3	95/65	–	
IR2101 IR2102	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча	600	0,1/0,21	130/90	–	UVLO
IR2106 IR21064 IR2107 IR21074 IR2301	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча	600	0,12/0,25	180/180	–	
IR2181 IR21814	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	600	1,7/1,7	180	–	
IR2213	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	1200	1,7/2	280/220	–	SD
IR2214	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	1200	2/3	240/240	0,3	UVLO, SSD, DESAT
IR2130	Драйвер трехфазного моста	600	0,2/0,42	675/425	2,5	OCP, UVLO
IR2131	Драйвер трехфазного моста	600	0,2/0,42	1300/600	0,7	OCP, UVLO, SD
IR2132	Драйвер трехфазного моста	600	0,2/0,42	675/425	0,8	OCP, UVLO
IR2133 IR2135	Драйвер трехфазного моста	600	0,2/0,42	700/700	0,2	OCP, UVLO
IR2136 IR21362 IR21363 IR21365	Драйвер трехфазного моста	600	0,12/0,25	400/400	0,4	OCP, UVLO
IR2137	Драйвер трехфазного моста	600	0,2/0,46	–	0,2	UVLO, SSD, DESAT, BRAKE
IR2233 IR2235	Драйвер трехфазного моста	1200	0,2/0,42	700/700	0,2	OCP, UVLO

td_{on/off} — время задержки включения/выключения;
 UVLO (Under Voltage LockOut) — защита от падения напряжения управления;
 SSD (Soft Shut Down) — «плавное» отключение транзисторов в режиме перегрузки;
 BRAKE — каскад управления тормозным транзистором;

OCP (Over Current Protection) — защита от перегрузки по току;
 SD (Shut Down) — вход отключения;
 DESAT (Desaturation) — защита от выхода транзисторов из насыщения.

веров производства IR. В таблицу не включены драйверы электронных балластов, контроллеры вторичных источников питания, интеллектуальные силовые ключи и некоторые специализированные типы микросхем.

Структурная схема драйверов IR

К схеме управления затвором предъявляются следующие требования:

- Напряжение затвора при отпирании должно быть на 10–15 В выше напряжения стока MOSFET (коллектора IGBT), то есть для транзистора верхнего плеча напряжение управления должно быть на 10–15 В выше напряжения шины питания.
- драйвер должен управляться логическим сигналом, связанным с сигнальной шиной общего провода, соответственно драйвер верхнего плеча должен иметь высоковольтный каскад сдвига уровня.
- Мощность, рассеиваемая схемой управления, должна быть пренебрежимо малой по сравнению с общей мощностью рассеяния.
- Схема управления должна обеспечивать токи перезаряда цепи затвора, гарантирующие динамические характеристики транзистора.

В таблице 2 приведены основные схемные решения, применяемые для решения перечисленных задач.

В драйверах, производимых компанией IR, принята базовая схема, имеющая высоковольтный быстродействующий каскад сдвига уровня и получающая питание от бутстрепной емкости или «плавающего» источника. Основными преимуществами микросхем управления IR являются минимальные габариты, низкое потребление и полный набор конфигураций: одиночные драйверы верхнего и нижнего плеча, полумостовые и трехфазные мостовые. В зависимости от типа кристаллов время включения t_{on} и выключения t_{off} микросхем IR составляет 25–120 нс и 15–80 нс соответственно, что обеспечивает работу в диапазоне частот до сотен кГц. Выходные

Таблица 2. Конфигурации драйверов верхнего плеча

Описание	Базовая схема	Особенности
Драйвер с «плавающим» источником питания		Длительность импульса управления не ограничена. Изолированный источник требуется для каждого транзистора верхнего плеча. Необходим высоковольтный быстродействующий каскад сдвига уровня.
Импульсный трансформатор		Простое и дешевое решение. Длительность импульса управления ограничена. Частота переключения ограничена паразитными параметрами обмоток.
Зарядовый насос		Сложный контроль напряжения и длительности импульса управления затвором. Может использоваться в простых релейных схемах с небольшими перепадами напряжения.
Бутстрепное питание		Простое и дешевое решение. Длительность импульса управления ограничена номиналом бутстрепного конденсатора. Необходимы условия для его постоянного заряда. Необходим высоковольтный быстродействующий каскад сдвига уровня.

токи драйверов IR позволяют использовать их в силовых преобразовательных устройствах мощностью до 3–5 кВт — это диапазон, где позиции IR традиционно сильны и для которого выпускается широкая гамма транзисторов и модулей.

Приведенная на рис. 1 схема полумостового драйвера IR2110 иллюстрирует основные схемные решения, заложенные в микросхемах управления IR. Драйвер содержит каскады, предназначенные для нормирования входных логических сигналов, каскад сдвига уровня,

выходные каскады управления изолированными затворами и устройство контроля напряжения управления UVLO. Входы драйверов IR совместимы с уровнями сигналов TTL/CMOS, уровень логической единицы некоторых микросхем (IR211x, IR215x) изменяется пропорционально напряжению питания V_{DD} входного каскада, у остальных (IR210x, IR212x, IR213x) пороговые уровни являются стандартными для TTL-сигналов. Как правило, на входе устанавливается триггер Шмидта, осуществляющий нормирование фронтов

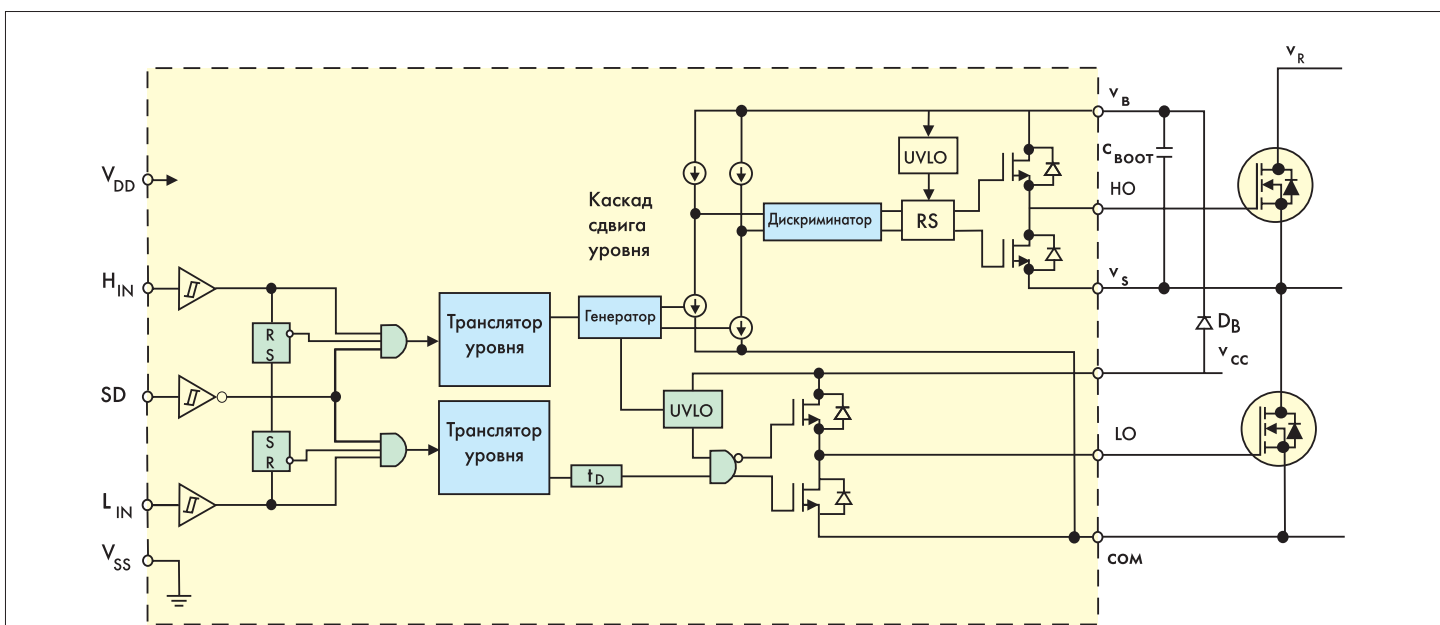


Рис. 1. Структурная схема драйвера IR2110

входных сигналов и имеющий ширину гистерезиса, примерно равную 10% от напряжения питания V_{DD} .

Полумостовые драйверы могут иметь независимые входы верхнего и нижнего плеча или запрещать одновременное включение обоих транзисторов полумоста. Как правило, такие микросхемы формируют время задержки переключения (t_{dt}), необходимое для исключения сквозных токов. Время t_{dt} может быть фиксированным или задаваться с помощью внешних элементов. Время задержки включения/выключения для каналов драйвера должно быть согласовано, уровень согласования указывается в технических характеристиках. Ряд микросхем имеет вход стробирования (SD — shut down), предназначенный для отключения выходных сигналов.

После триггера Шмидта входные сигналы поступают на трансляторы уровня. Эти узлы, имеющие высокую помехозащищенность, позволяют согласовать логический сигнал, связанный с сигнальным общим проводом, с силовой минусовой шиной питания. Трансляторы уровня также содержат импульсный фильтр, не пропускающий сигналы с длительностью менее 50 нс.

Схема защиты от падения напряжения управления UVLO присутствует почти во всех выпускаемых в мире драйверах. Она необходима для предотвращения линейного режима работы транзистора и обычно имеет уровень срабатывания 8–11 В.

Каскад сдвига уровня предназначен для передачи логического сигнала схеме управления транзистором верхнего плеча. IR выпускает микросхемы, рассчитанные на перепад напряжения от –5 до 600 и 1200 В (серия IR22xx). Каскад сдвига уровня содержит генератор, вырабатывающий узкие импульсы, совпадающие с фронтами входного логического сигнала, дискриминатор импульсов и триггер-защелку (RS), формирующий сигнал управления выходным каскадом. Такая схема позволяет резко снизить ток потребления верхнего каскада драйвера. Дискриминатор требуется для повышения устойчивости драйвера к воздействию переходных перенапряжений dV/dt , возникающих из-за больших скоростей переключения. Благодаря наличию дискриминатора драйверы IR способны устойчиво работать при значениях dV/dt до 50 В/нс. При более высоких скоростях может произойти защелкивание драйвера — это одна из самых серьезных проблем, присущих высоковольтным схемам управления, не имеющим гальванической развязки [9, 10].

Поскольку для надежного открывания транзистора верхнего плеча напряжение питания верхнего каскада драйвера должно быть выше шины питания, как минимум, на величину UVLO, обычно для питания верхних каскадов драйверов применяются изолированные источники. Важным преимуществом драйверов IR является то, что благодаря чрезвычайно малому собственному току потребления драйвера питание может осуществляться с помощью бутстрепных емкостей. Именно они обеспечивают необходимый ток перезаряда емкостей затвора управляемого транзистора.

Естественно, что это допустимо только в импульсном режиме работы. Номинал бутстрепной емкости зависит от характеристик затвора транзистора и максимальной требуемой длительности импульса управления. Заряд бутстрепной емкости C_{BOOT} происходит через диод V_B от низковольтного источника питания V_{CC} когда закрывается транзистор верхнего плеча полумоста и выход полумоста (вывод V_S драйвера) оказывается (при индуктивной нагрузке) ниже потенциала силового общего провода на величину напряжения отпирания оппозитного диода. В документации IR указывается, что допускается смещение вывода V_S относительно вывода COM на –5 В.

Для расчета значения бутстрепной емкости CBOOT компания IR рекомендует следующую формулу [5, 6]:

$$C_{boot} = 15 \times \frac{2 \times \left[2 \times Qg + \frac{I_{gbs}}{f} + Qls + \frac{I_{cbs(Leak)}}{f} \right]}{V_{cc} - Vf - Vls}$$

где: Qg — заряд затвора транзистора верхнего плеча;

f — частота следования импульсов ШИМ;

V_{cc} — напряжение питания;

Vf — прямое падение напряжения на диоде зарядового насоса (V_B на рис. 1);

Vls — падение напряжения на транзисторе нижнего уровня в полумостовой схеме;

I_{gbs} — ток затвора в статическом режиме;

$I_{cbs(Leak)}$ — ток утечки бутстрепного конденсатора;

Qls — заряд, необходимый для сдвига уровня за один импульс (5 нК для микросхем на 600 В и 20 нК для микросхем на 1200 В).

Бутстрепный диод должен быть высоковольтным, его обратное напряжение определяется напряжением питания силовой шины. Кроме того, для нормальной работы в режиме ШИМ он должен быть быстродействующим, иметь малый ток утечки и обратного восстановления. Его средний прямой ток зависит от характеристик затвора и рабочей частоты, но, как правило, не превышает 50 мА.

Выходные каскады драйверов IR обычно выполнены на N-канальных полумостах или паре N- и P-канальных полевых транзисторов. В зависимости от типа микросхемы ток включения-выключения затвора для драйверов IR находится в диапазоне 0,12–2 А. В общем случае этого хватает для управления транзисторами MOSFET и IGBT с током коллектора до 50 А. Конечно, разработчик должен очень внимательно относиться к выбору схемы управления для конкретного транзистора с учетом заряда затвора Q_g , а также требований по быстродействию и динамическим потерям.

Мы уже упоминали о явлении защелкивания, свойственном высоковольтным драйверам. Производители драйверов (в том числе и IR) умалчивают об этой проблеме, несмотря на многочисленные публикации, например [10]. Однако в технических характеристиках микросхем IR можно встретить указания о повышенной стойкости к защелкиванию (latch immunity) и наведенному перенапряжению (dV/dt immunity). В документации на драйверы IXYS встречается примечание Lutch-Up

Protected (защита от защелкивания). Это косвенно свидетельствует о том, что проблема признается производителями, соответственно, принимаются меры к устранению защелкивания. Опыт эксплуатации подобных микросхем показывает, что это действительно так.

Механизм возникновения защелки можно объяснить с помощью схемы, приведенной на рис. 2, где показан типичный выходной каскад драйвера, образованный комплементарной парой КМОП-транзисторов MP1 и MN1. В схеме присутствуют паразитные биполярные двухколлекторные транзисторы OP1, ON1, OP2, ON2, связанные с активными КМОП-транзисторами и их внутренними диодами. Именно эти биполярные транзисторы и формируют триггерную PNP-структуру, приводящую к защелкиванию.

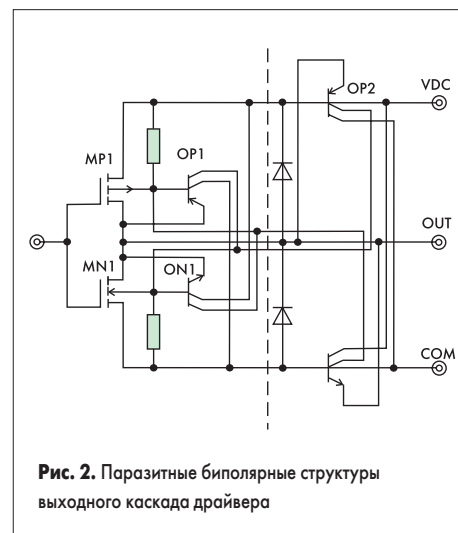


Рис. 2. Паразитные биполярные структуры выходного каскада драйвера

Из приведенной схемы видно, что если выходное напряжение драйвера V_{out} станет выше напряжения питания V_{cc} (или ниже V_{com}) на величину напряжения отпирания биполярного транзистора V_{be} , то откроется один из паразитных биполярных транзисторов, и защелкнется триггер, закоротив питание драйвера. Ток, протекающий при этом, достаточен, чтобы разрушить металлизацию интегральной схемы.

Описанный выше процесс может быть вызван переходными перенапряжениями, возникающими из-за наличия паразитных распределенных индуктивностей в силовых цепях. В частности, если потенциал выхода драйвера V_S окажется ниже потенциала силового общего провода на определенную величину, может произойти защелкивание. Технология HVIC, используемая в драйверах IR, обеспечивает высокую стойкость к dV/dt , особенно в микросхемах последних поколений. Гарантированная величина дифференциального напряжения на выводе V_S , не приводящая к отказу, составляет –5 В относительно вывода COM.

Наиболее опасными с точки зрения защелкивания являются режимы короткого замыкания (Short Circuit) или перегрузки по току (Over Current), при которых значение dI/dt , а соответственно, и dV/dt , максимально. Для исключения возможности защелкивания следует соблюдать правила, приведенные ниже:

1. Необходимо минимизировать паразитные параметры линий связи.

- 1.1. Связи силовых транзисторов полумоста должны иметь минимальную длину. Не допускаются петли и перегибы.
- 1.2. Силовые шины питания и выходные цепи по возможности следует выполнять в виде многослойной медной шины.
- 1.3. Конденсатор по силовой шине питания должен располагаться максимально близко к транзисторам полумоста и должен иметь минимальное значение ESL (эквивалентная последовательная индуктивность).
2. Необходимо правильно соединять схему управления с силовыми транзисторами.
 - 2.1. Сигнальные цепи управления и силовые шины не должны иметь общих участков.
 - 2.2. Соединение выходов драйвера с выводами силовых транзисторов (затвор-исток MOSFET или затвор-эмиттер IGBT) должны быть прямыми и иметь минимальную длину.
 - 2.3. При невозможности установки драйвера рядом с силовым транзистором связь должна выполняться витыми прямыми проводами.
3. Необходимо правильно выбирать параметры компонентов.
 - 3.1. Бутстрепный конденсатор C_{BOOT} должен иметь низкий ток утечки и малое значение ESR (эквивалентное последовательное сопротивление).
 - 3.2. Конденсатор, устанавливаемый по питанию драйвера V_{CC} должен располагаться рядом с драйвером и иметь малое значение ESR. Номинал его должен быть в 10 раз больше, чем у C_{BOOT} .

Если вероятность защелкивания сохраняется, несмотря на правильную топологию силового каскада, следует снижать dV/dt . Для этого можно увеличить сопротивление затвора или применить RC-снаббер, ограничивающий скорость нарастания напряжения. На рис. 3 показано, как снижается уровень отрицательного перенапряжения вывода V_s драйвера при увеличении резистора затвора R_g . Естественно, что при этом возрастает время переключения и динамические потери. Для вычисления мощности, рассеиваемой при переключении, служит график зависимости энергии потерь от резистора затвора $E_s=f(R_g)$, приводимый в справочных данных на транзистор.

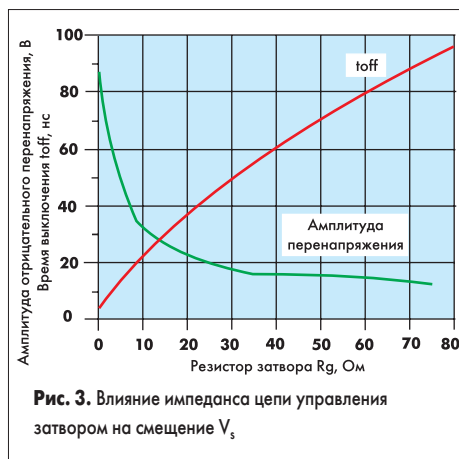


Рис. 3. Влияние импеданса цепи управления затвором на смещение V_s

Защита от перегрузки по току

Режимы короткого замыкания

Кроме адекватного управления цепью затвора, основной функцией драйверов является защита от перегрузки по току и короткого замыкания (КЗ). Для лучшего понимания работы схемы защиты необходимо проанализировать поведение силовых транзисторов в режиме КЗ. Причины возникновения токовых перегрузок разнообразны. Чаще всего это аварийные случаи, такие, как пробой на корпус или замыкание нагрузки.

Перегрузка может быть вызвана особенностями схемы, например, переходным процессом или током обратного восстановления диода оппозитного плеча. Такие перегрузки должны быть устранены схемотехническими методами: применением цепей формирования траектории (снабберов), выбором резистора затвора, изоляцией цепей управления от силовых шин и др.

Включение транзистора при коротком замыкании в цепи нагрузки

Принципиальная схема и эпюры напряжения, соответствующие этому режиму, приведены на рис. 4 а) и 5. Все графики получены при моделировании схем с помощью программы PSPICE A/D. Для анализа были использованы модели транзисторов MOSFET и IGBT фирмы IR и макромодели драйверов, разработанные автором статьи.

Максимальный ток в цепи коллектора транзистора ограничен напряжением на затворе и крутизной транзистора. Из-за наличия емкости в цепи питания, внутреннее сопротив-

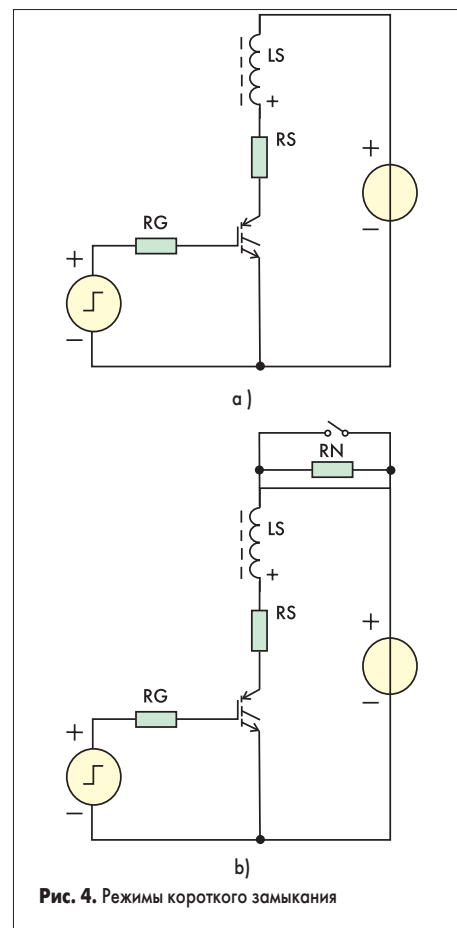


Рис. 4. Режимы короткого замыкания

ление источника питания не влияет на ток КЗ. В момент включения ток в транзисторе нарастает плавно из-за паразитной индуктивности L_S в цепи коллектора (средний график на рис. 5). По этой же причине напряжение имеет провал (нижний график). После окончания переходного процесса к транзистору приложено полное напряжение питания, что приводит к рассеянию огромной мощности в кристалле. Режим КЗ нужно прервать через некоторое время, необходимое для исключения ложного срабатывания. Это время обычно составляет 1–10 мкс. Естественно, что транзистор должен выдерживать перегрузку в течение этого времени.

Короткое замыкание нагрузки у включенного транзистора

Принципиальная схема и эпюры напряжения, соответствующие этому режиму, приведены на рис. 4 б) и рис. 6. Как видно из гра-

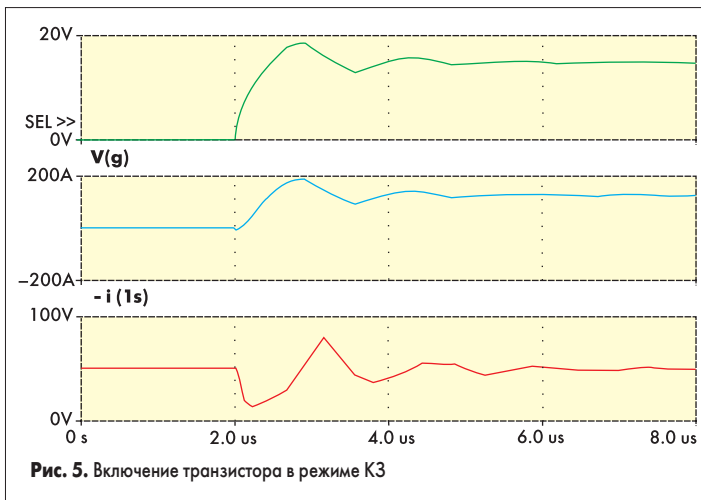


Рис. 5. Включение транзистора в режиме КЗ

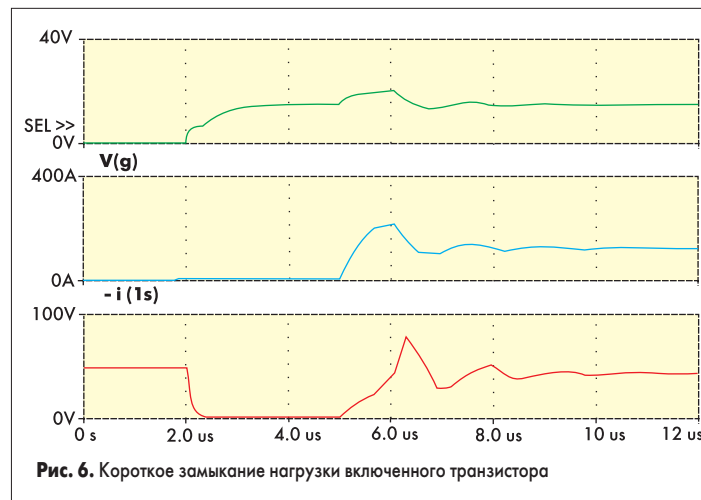


Рис. 6. Короткое замыкание нагрузки включенного транзистора

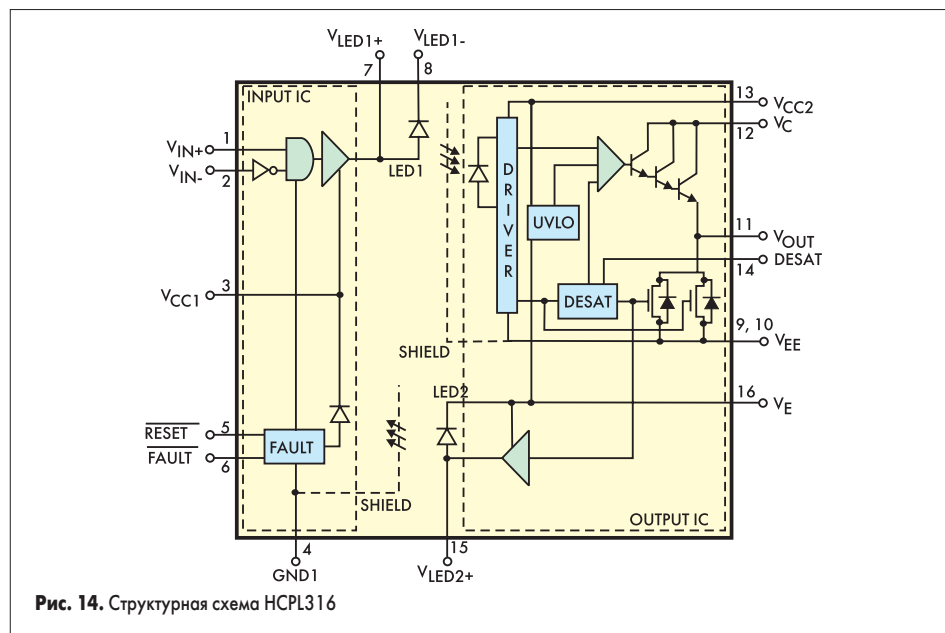


Рис. 14. Структурная схема HCPL316

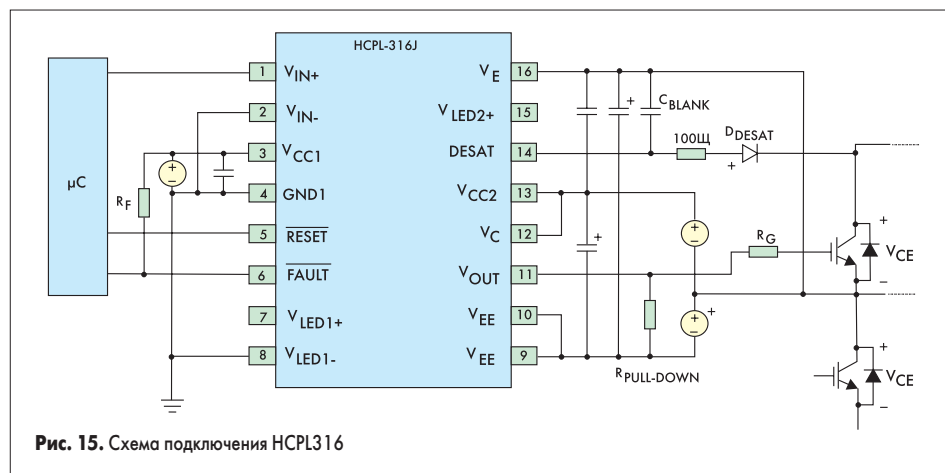


Рис. 15. Схема подключения HCPL316

батывает первый компаратор (компаратор ОС) и отключает сигнал управления затвором. При этом сигнал неисправности на выход (Fault Output) не подается. Если ток превышает заданный в два раза, это расценивается как КЗ. При этом опрокидывается второй компаратор (компаратор SC) и на контрольном выходе появляется сигнал высокого уровня. По этому сигналу контроллер, управляющий работой схемы, должен произвести отключение всей схемы. Сброс защиты производится при подаче запирающего сигнала (высокого уровня, так как вход Input — инвертирующий). Время повторного включения должно определяться, как было сказано выше, тепловой постоянной времени силовых транзисторов.

Вывод 8 (вход DESAT) предназначен для реализации защиты по напряжению насыщения. Напряжение срабатывания по этому входу — 6,5 В. Этот же вход предназначен для подключения конденсатора Cblank, формирующего время задержки срабатывания защиты. Такая задержка необходима, поскольку после подачи отпирающего напряжения на затвор на транзисторе некоторое время, пока идет восстановление оппозитного диода, поддерживается высокое напряжение.

На рис. 13 показаны схемы подключения MC33153 с использованием защиты по току и напряжению насыщения. В обеих схемах использованы оптопары для развязки сигнала

управления и сигнала ошибки. В схеме на рис. 13 а) показан транзистор IGBT со специальным токовым выходом. Как правило, IGBT не имеют такого вывода, и измерительный резистор устанавливается непосредственно в силовую цепь эмиттера. При этом необходимо учесть, что этот резистор должен иметь минимальную паразитную индуктивность, а номинал его должен быть выбран с учетом необходимого тока срабатывания защиты. Обратите внимание, что порог срабатывания схем защиты микросхем Motorola ниже, чем International Rectifier, что позволяет использовать меньшие измерительные резисторы и снизить потери мощности на них.

Драйверы с гальванической развязкой

Перед разработчиками часто встает вопрос: а что делать в тех случаях, когда выходного тока драйвера не хватает для надежного управления затвором или необходимо отрицательное напряжение запираения, либо когда требуется гальваническая развязка сигналов управления? В документации IR (Application Notes, Design Tips) предлагается масса вариантов по уموощнению выходного каскада драйвера или по схемной организации отрицательного напряжения запираения [5]. По нашему мнению, такой подход был бы оправдан, если бы выпускаемые схемы управления ограничивались только продукцией IR. Однако это, к счастью, не так. Одним из наиболее ин-

тересных выпускаемых в мире драйверов является микросхема HCPL316 (Agilent), обеспечивающая пиковый ток включения/выключения затвора ±3 А и имеющая гальваническую развязку и защиту от выхода транзистора из насыщения.

Гальваническая развязка бывает необходима в схемах, где мощный силовой каскад питается от сетевого напряжения, а сигналы управления вырабатываются контроллером, связанным по шинам с различными периферийными устройствами. Изоляция силовой части и схемы управления в таких случаях помогает снизить коммутационные помехи и позволяет в экстремальных случаях защитить управляющий контроллер и другие логические устройства.

Структура микросхемы HCPL316 приведена на рис. 14, а схема подключения — на рис. 15.

Сигнал управления и сигнал неисправности имеют оптическую развязку. Напряжение изоляции — до 1500 В. В драйвере предусмотрена защита только по напряжению насыщения (вывод 14 — DESAT). Интересной особенностью является наличие прямого и инверсного входа, что упрощает связь с различными типами контроллеров. Так же, как и в случае с MC33153, микросхема может вырабатывать двуполярный выходной сигнал, причем пиковый выходной ток достигает ±3 А. Благодаря этому драйвер способен управлять IGBT-транзисторами с током коллектора до 150 А, что позволяет использовать его в преобразовательных устройствах мощностью до 40–50 кВт. Для этой микросхемы не предусмотрено бутстрепного включения, для питания необходим «плавающий» источник с двуполярным напряжением. Он показан на схеме рис. 15 как VEE и VCC2. Такой способ питания теперь не представляет никакой сложности, так как рядом фирм (например, TEXAS, RECOM) выпускаются так называемые изолирующие конвертеры DC/DC, которые вырабатывают двуполярное изолированное напряжение из однополярного входного (это может быть напряжение питания входной части драйвера). Они имеют очень малые габариты и достаточно высокую эффективность.

Драйверы для преобразователей большой мощности

Драйверы, предназначенные для работы в преобразователях средней и большой мощности, разрабатываются, как правило, фирмами, производящими мощные модули, например EUPEC, SEMIKRON. Аналогичные

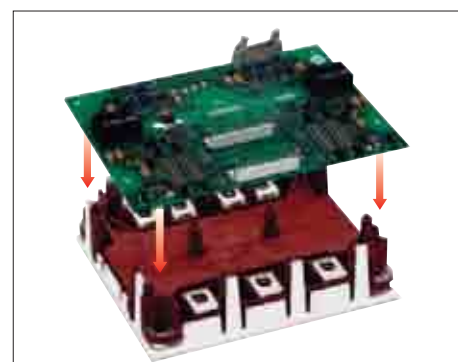


Рис. 16. Установка платы драйвера на модуль SKiM5

Таблица 3. Драйверы MOSFET и IGBT компании SEMIKRON

Тип	Схема	V _{CE max} , В	V _{ge} , В	I _{max} , А	Q _g , мкК	F _{max} , кГц	Напряжение изоляции, кВ	dV/dt _{max} , кВ/мкс
SKHI10/12	Single	1200	+15/-8	8	9,6	100	2,5	75
SKHI10/17	Single	1700	+15/-8	8	9,6	100	4	75
SKHI21A	HB	1200	+15/ 0	8	4	50	2,5	50
SKHI22A/22B	HB	1200	+15/-7	8	4	50	2,5	50
SKHI22A/H4	HB	1700	+15/-7	8	4	50	4	50
SKHI22B/H4	HB	1700	+15/-7	8	4	50	4	50
SKHI23/12	HB	1200	+15/-8	8	4,8	100	2,5	75
SKHI23/17	HB	1700	+15/-8	8	4,8	100	4	75
SKHI24	HB	1700	+15/-8	15	5	50	4	50
SKHI26W	HB	1600	+15/-8	8	10	100	4	75
SKHI26F	HB	1600	+15/-8	8	10	100	4	75
SKHI27W	HB	1700	+15/-8	30	30	10	4	75
SKHI27F	HB	1700	+15/-8	30	30	10	4	75
SKHI61	6-pack	900	+15/-6,5	2	1	50	2,5	15
SKHI71	7-pack	900	+15/-6,5	2	1	50	2,5	15
SKHIBS01	7-pack	1200	+15/-8	1,5	0,75	20	2,5	15
SKAI100	Brake	1200	+15/-8	1,5	-	-	2,5	50
SKHIT01	6-pack	Драйвер тиристорного моста						

- Single** — одиночный драйвер;
- HB** — драйвер полумоста;
- Brake** — драйвер тормозного транзистора;
- 6-pack** — драйвер 3-фазного моста;
- 7-pack** — драйвер 3-фазного моста и тормозного транзистора;
- V_{CEmax}** — максимальное напряжение коллектор — эмиттер;
- V_{ge}** — напряжение управления;
- Q_g** — максимальный заряд затвора;
- I_{max}** — максимальный выходной ток драйвера;
- F_{max}** — максимальная рабочая частота;
- dV/dt_{max}** — максимальная скорость нарастания напряжения при выключении.

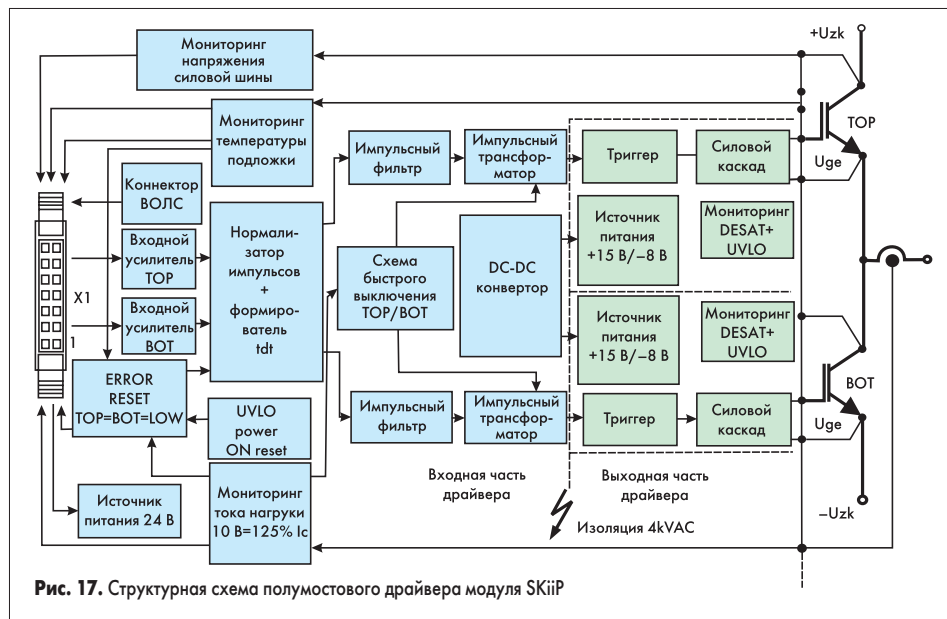


Рис. 17. Структурная схема полумостового драйвера модуля SKiP

платы управления выпускает также компания ST Concept. В производственной программе фирмы SEMIKRON имеются интеллектуальные модули IGBT с напряжением 1200/1700 В, рассчитанные на ток до 700 А в 3-фазной конфигурации и 2800 А в полумостовой конфигурации. В состав всех этих модулей входят платы управления, осуществляющие полный набор защитных и служебных функций. Такие платы и модули управления производятся и как самостоятельные устройства. В таблице 3 приведены типы и краткие характеристики драйверов SKHI SEMIKRON, а на рис. 16 показано соединение платы драйвера с трехфазным модулем SKIM5 производства SEMIKRON.

Драйверы интеллектуальных модулей SEMIKRON выполняют все функции, необходимые для безопасной работы модуля, производя постоянный мониторинг выходного тока, напряжения силовой шины питания и температуры модуля. Они имеют аналоговые выходы, сигналы на которых пропорциональны току, температуре модуля и напряжению силовой шины питания. Эти сигналы поступают на управляющий процессор и могут быть использованы для анализа состояния системы.

Для гальванической развязки входных цепей в драйверах SEMIKRON используются импульсные трансформаторы. Изоляция выполняется в соответствии с требованиями стандарта EN50178. Напряжение изоляции

конкретного модуля зависит от предельного рабочего напряжения.

На рис. 17 показана структурная схема полумостового драйвера модуля SKiP. Ниже приведены основные особенности драйверов SKHI, производимых SEMIKRON:

- высокая стойкость к наведенному dV/dt (до 75 кВ/мкс) благодаря использованию импульсных трансформаторов;
- низкий уровень помех, наводимых на схему управления благодаря использованию импульсных трансформаторов и импульсных фильтров;
- высокое напряжение изоляции (до 4 кВ);
- высокий выходной ток (до 30 А);
- возможность регулирования времени задержки переключения t_{dr}, уровня напряжения срабатывания защиты DESAT, сопротивлений цепи затвора R_{GON/OFF};
- запоминание сигналов неисправности;
- встроенные изолированные источники питания;
- возможность подключения волоконно-оптической линии связи (SKHI26F, SKHI27F);
- уровень входных сигналов TTL/CMOS.

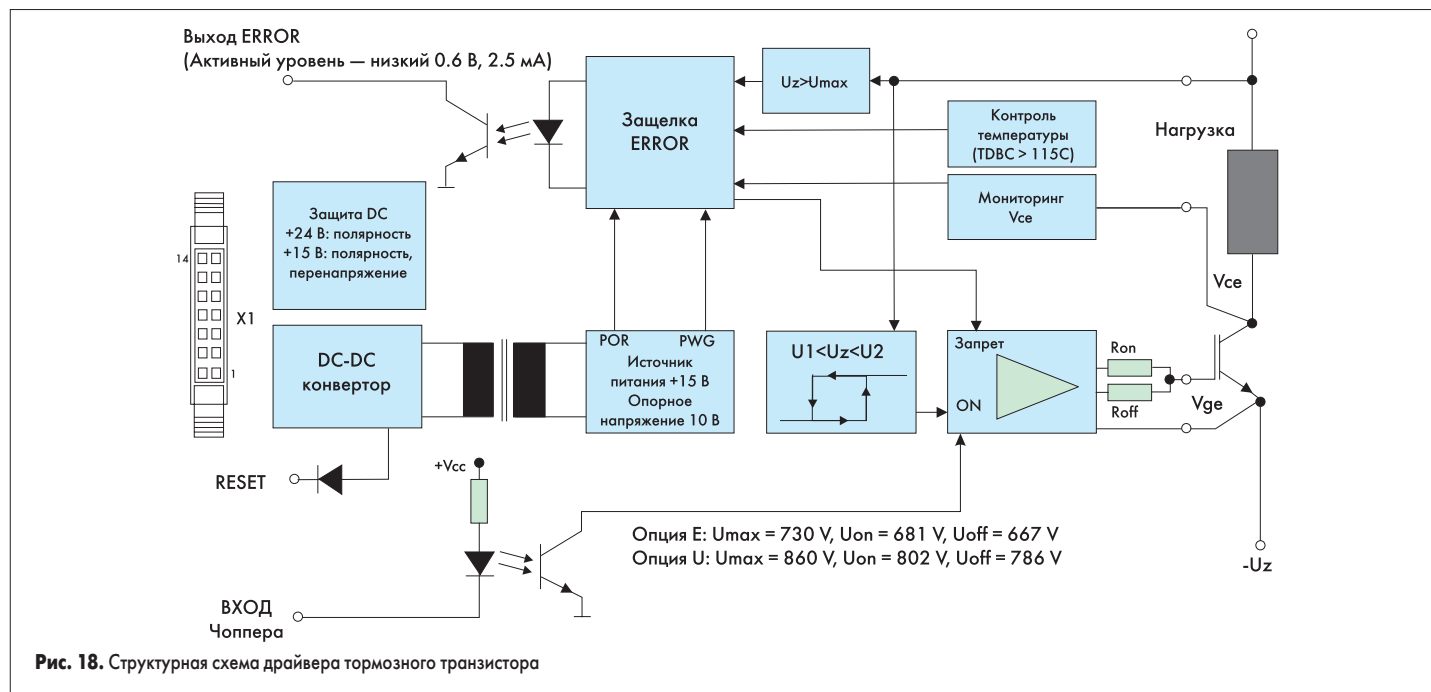
Драйверы SKHI осуществляют следующие защитные и сервисные функции:

- защиту от сквозного тока и формирование времени задержки переключения транзисторов полумоста t_{dr};
- фильтрацию коротких импульсов;
- нормирование фронтов входных сигналов;
- защиту от падения напряжения источников питания (UVLO);
- защиту от перегрузки по току и короткого замыкания;
- защиту от выхода из насыщения каждого силового ключа;
- защиту от перегрева (SKAI100).

Драйверы SKHI различают два пороговых значения тока — ток перегрузки (100% I_c), начиная с которого производится анализ неисправности и формируется контрольный сигнал, и ток КЗ, по которому происходит отключение. После возникновения состояния перегрузки напряжение на затворе снижается, что приводит к ограничению тока коллектора. Затем, если состояние перегрузки не прекращается в течение 3–5 мкс, напряжение на затворе снижается до нуля. При этом снижение напряжения на затворе производится по определенному закону. Такое «мягкое» отключение необходимо для уменьшения значения di/dt и снижения переходного перенапряжения при выключении (см. рис. 11). Траектория выключения выбирается так, чтобы напряжение на коллекторе силового транзистора никогда не превышало предельного значения VCES.

Встроенная схема формирования времени задержки переключения (формирователь t_{dr}) исключает одновременное открытие транзисторов полумоста и блокирует переключение полумоста на время t_{dr}, необходимое для окончания переходных процессов и исключения сквозного тока. Это время зависит от конкретного типа примененных силовых кристаллов и может регулироваться внешним резистором.

Наличие тепловой защиты не может гарантировать, что мощный кристалл не выйдет



из строя ни при каких условиях. При резком увеличении мощности потерь кристалл может перегреться до того, как разогреется основание модуля и термодатчик. Это может произойти, например, из-за сбоя контроллера и повышения частоты коммутации или из-за появления дребезга в цепи управления. Драйверы SKNI предотвращают дребезг благодаря наличию импульсных фильтров, не пропускающих импульсы с длительностью меньше 500 нс.

Импульсные фильтры вместе с импульсными изолирующими трансформаторами выполняют еще одну очень важную функцию. Высокие скорости переключения и большие значения наведенного перенапряжения dV/dt могут приводить к сбоям в работе управляющего контроллера. Такая ситуация часто наблюдается при использовании оптической развязки, так как оптический барьер имеет сравнительно большую переходную емкость, через которую пики напряжения могут проникать в схему управления. Импульсные трансформаторы гораздо менее чувствительны к шумам, чем оптопары, а импульсные фильтры драйверов SKNI подавляют шумовые сигналы, как в прямом направлении, так и в обратном, не позволяя пикам наведенного напряжения воздействовать на работу управляющих контроллеров. Встроенные в драйвер изолированные источники питания также содержат импульсные трансформаторы с низким значением проходной емкости для повышения помехозащитности.

Схема контроля UVLO следит за всеми напряжениями, которые подаются на модуль или вырабатываются встроенным конвертором DC/DC. При уменьшении любого из них ниже заданного порога отключаются силовые транзисторы и выдается сигнал неисправности.

Для сброса сигнала неисправности необходимо, чтобы исчезла причина, вызвавшая неисправность, и все логические входы модуля находились в состоянии логического нуля в течение времени t_{RESET} , указанного в технических характеристиках.

Структурная схема драйвера тормозного транзистора (чоппера) приведена на рис. 18. В режиме динамического торможения двухпозиционный контроллер с гистерезисной характеристикой регулирования вырабатывает сигналы включения и выключения тормозного транзистора в зависимости от напряжения на шине питания. Минимальное время нахождения тормозного транзистора во включенном режиме — 30 мкс. Значения напряжений, при которых происходит коммутация тормозного транзистора, приведены на рис. 18.

Модуль имеет внешний вход управления чоппером, который может использоваться, например, для разряда накопительных конденсаторов. Приоритет имеет встроенная схема управления, максимальная частота коммутации — 5 кГц. Драйвер управления чоппером осуществляет описанные выше защитные функции, следя за напряжением насыщения и температурой тормозного транзистора, а также за перенапряжением в цепи напряжения питания 15 В.

Включение чоппера возможно в случае, если не сработала защелка схемы защиты. При срабатывании защиты выход ERROR (открытый коллектор оптопары) имеет высокий логический уровень. Для сброса схемы защелки необходимо отсутствие любой неисправности и наличие сигнала сброса RESET в течение не менее 300 мс. Защелка сбрасывается также и при отключении питания.

Для питания драйвера служит встроенный конвертор DC/DC, питающийся от нестабилизированного напряжения 24 В (20–30 В) или стабилизированного 15 В. При наличии на входе RESET логической единицы конвертор отключается.

Заключение

Невозможно в одной статье рассказать обо всех выпускаемых в мире схемах управления силовыми компонентами, имеющими изолированный затвор. В данной статье, в частности, не затронут широкий класс специализи-

рованных микросхем, среди которых драйверы электронных балластов, вторичных источников питания, электронного зажигания. Мы попытались дать описание наиболее популярных изделий общего применения, позволяющих осуществлять управление транзисторами MOSFET и IGBT в широком диапазоне мощности — от единиц до сотен киловатт. Знание особенностей и характеристик драйверов необходимо разработчику для правильного выбора.

Особенно важно хорошо ориентироваться в номенклатуре выпускаемых устройств управления на этапе создания принципиальной схемы. Распространенной ошибкой является попытка самостоятельной разработки драйвера без учета всех особенностей схемы управления затвором. Такая разработка, в принципе, имеет смысл только в том случае, если есть уверенность в том, что ни один из серийно выпускаемых драйверов не удовлетворяет предъявляемым требованиям.

Литература

1. Use Gate Charge to Design the Gate Drive Circuit for Power MOSFETs and IGBTs. AN-944.
2. Dorin O. Neacsu, Toshio Takahashi, Hoa Huu Nguyen. Designing with IR3137. DT 00-1.
3. IGBT Characteristics. AN-983.
4. Short Circuit Protection. AN-984.
5. HV Floating MOS-Gate Driver Ics. AN-978.
6. Bootstrap Component Selection For Control IC's. DT-92.
7. Motorola MC33153 Technical Data.
8. Hewlett Packard HCPL316 Technical Data.
9. А. Колпаков. Схемотехнические способы борьбы с защелкиванием в каскадах с IGBT-транзисторами // Компоненты и технологии. 2000. № 7.
10. Maximizing the Latch Immunity of the IR2151 & 52 in Ballast Apps. DT 94-9.
11. А. Колпаков. SKiiP — интеллектуальные силовые модули SEMIKRON // Компоненты и технологии. 2003. № 1.