

# Практика применения в сварочных инверторах драйверов мощных МОП- и IGBT-транзисторов

Сергей Петров (Красноярск)

В статье рассматривается практическая схемотехника драйверов мощных МОП- и IGBT-транзисторов на примерах промышленных изделий – сварочных инверторов различных производителей. Обсуждаются сравнительные достоинства и недостатки различных типов драйверов.

## ВВЕДЕНИЕ

Драйвер мощного ключевого транзистора представляет собой импульсный усилитель мощности сигналов управления за твором транзистора, формируемых б локом управления ключевого преобразователя (БУ). В случае использования ключевого МОП-/IGBT-транзистора в составе относительно маломощного ключевого преобразователя с широтно-импульсной модуляцией (источника питания) драйвер в виде отдельного устройства, как правило, не требуется, так как содержится в составе интегрального ШИМ-контроллера в виде мощного выходного каскада микросхемы. Типичные значения втекающего/вытекающего тока выходных каскадов интегральных ШИМ-контроллеров составляют 0,1...1 А. Этого недостаточно для управления мощными ключевыми транзисторами, для которых характерна большая входная ёмкость  $C_{зи}$ , и, тем более, для управления группой параллельно включённых транзисторов.

Схемотехнике драйверов, методике расчёта, особенностям применения и принципам действия посвящено большое число публикаций [1–3]. Рекомендации по управлению мощными МОП/IGBT-транзисторами и применению различных типов драйверов можно найти на интернет-страницах практически всех производителей как собственно транзисторов, так и драйверов в интегральном исполнении.

Цель настоящей статьи – обзор практической реализации драйверов мощных ключевых транзисторов на примерах серийных устройств силовой преобразовательной техники. В качестве таких устройств мы рассмотрим силовую часть сварочных инверторов промышленного производства. В настоящее время типичный инвертор-

ный источник сварочного тока (ИИСТ) представляет собой мощный ключевой преобразователь с широтно-импульсным способом стабилизации тока нагрузки и силовой частью, построенной на базе мостового, полумостового или однотактного мостового конвертера («косого моста»). В качестве ключевых элементов используются МОП- или IGBT-транзисторы с соответствующими драйверами. Выбор ИИСТ в качестве примера обусловлен тем обстоятельством, что преобразователи этого типа работают на динамичную нагрузку, изменяющуюся в широких пределах. Следовательно, драйвер силовых ключей должен обеспечивать надёжную работу силовой части при изменении коэффициента заполнения от нуля до максимально допустимого значения для выбранной топологии силовой части ИИСТ.

Поскольку МОП- и IGBT-транзисторы являются полупроводниковыми приборами с потенциальным управлением, нагрузкой для выходного каскада драйвера является ёмкость за твора  $C_{зиэфф}$ , величина которой в большинстве случаев составляет десятки нанофарад даже без учета ёмкости Миллера. Для организации оптимального режима управления таким ключевым элементом прежде всего необходимо обеспечить оптимальный уровень управляющего напряжения на за творе транзистора и достаточную величину заряда, «закачиваемого» драйвером в ёмкость  $C_{зиэфф}$  для получения необходимой скорости переключения.

Вопросы выбора оптимального управляющего напряжения на за творе МОП- и IGBT-транзисторов широко обсуждаются в литературе. Фирма Infineon считает, что следует использовать отрицательное смещение за твора для повышения помехозащищённости ключевых транзисторов, отмечая при

этом, что при управлении транзисторами с максимальным коммутируемым током до 100 А отрицательное смещение за твора, как правило, не применяется из соображений экономии [4].

Благодаря постоянному развитию технологии производства МОП- и IGBT-транзисторов и значительному улучшению их характеристик, ведущие фирмы – производители силовых полупроводниковых приборов полагают, что современные ключевые транзисторы надёжно запираются при подаче на затвор нулевого потенциала относительно истока/эмиттера и нет необходимости использовать отрицательное запирающее напряжение [4, 5].

Следует отметить, что выбор схемотехники драйвера и режима переключения ключевого транзистора зависит и от топологии силовой части преобразователя. Если в двухтактных преобразователях включение одного из транзисторов «стойки» может спровоцировать несанкционированное включение другого транзистора той же «стойки» из-за наличия у транзисторов ёмкости Миллера, то в однотактных преобразователях такой сценарий взаимного влияния отсутствует и целесообразность применения отрицательного запирающего напряжения на затворе менее очевидна. Это обстоятельство является одним из небольших преимуществ однотактных преобразователей по сравнению с двухтактными.

Выбор значения положительного отпирающего напряжения также имеет свои особенности. Величина порогового напряжения современных МОП- и IGBT-транзисторов обычно составляет 3...6 В, и при напряжении на затворе 12...15 В транзистор практически полностью открыт. Вольтамперные характеристики показывают, что дальнейшее увеличение напряжения на за творе незначительно снижает напряжение насыщения IGBT-транзистора и сопротивление канала МОП-транзистора, поэтому использование отпирающего напряжения более 15 В нецелесообразно. Кроме того, увели-

чение напряжения приводит к снижению времени наработки транзистора на отказ [6]. Производители не указывают в явном виде рекомендуемое отпирающее напряжение на переходе исток–затвор/эмиттер–затвор, тем не менее, все параметры ключевых транзисторов, приводимые в справочных листках, измеряются при напряжении на затворе, равном 15 В, и минимальном сопротивлении затворного резистора  $R_g$ , допускаемом производителем для данного транзистора.

Отдельного внимания заслуживает выбор значения затворного резистора. Попробуем сформулировать некоторые общие рекомендации. Не следует стремиться к использованию  $R_g$  минимальной величины, что часто практикуется из стремления уменьшить коммутационные потери. Уменьшение величины  $R_g$  действительно приводит к снижению потерь переключения, но одновременно способствует увеличению значений  $dI_{CE}/dt$  и  $dU_{CE}/dt$ . Это в свою очередь влечёт за собой увеличение амплитуды коммутационных выбросов напряжения на элементах силовой части, способствует несанкционированным, паразит-

ным включениям транзисторов, находящихся в выключенном состоянии на данном интервале времени, и в целом снижает надёжность работы преобразователя.

Все перечисленные выше нежелательные эффекты, появляющиеся при «излишне быстрой» коммутации, требуют особого внимания разработчика. Поэтому с практической точки зрения целесообразно выбирать величину  $R_g$  максимально возможной на основе разумного компромисса между мощностью потерь на проводимость и коммутацию для всех ключевых элементов силовой части с одной стороны и устойчивостью, надёжностью работы преобразователя с другой.

Анализ топологии преобразователя с учетом неидеальности реальной силовой части может способствовать оптимизации режимов работы и драйвера, и силового транзистора. Например, любой реальный силовой трансформатор в составе силовой части ключевого преобразователя имеет определённую индуктивность рассеивания, что приводит в том числе к загибанию фронта тока через ключевой транзистор при его включении. Оче-

видно, что при таком режиме включения силового транзистора нет необходимости стремиться к уменьшению номинала  $R_g$  и форсировать процесс перехода транзистора в проводящее состояние. Более подробную информацию по расчёту величины  $R_g$  можно найти в [7, 8].

## ПРИМЕРЫ СХЕМ ДРАЙВЕРОВ

Обратимся к схемотехническим примерам драйверов МОП-/IGBT-транзисторов, применяемых в серийных изделиях – сварочных инверторах. На рисунке 1 приведена схема драйвера силовых транзисторов сварочного инвертора COLT 1300 производства фирмы Semont [9]. Основа драйвера – трансформатор Т1, обеспечивающий гальваническую развязку между входом и выходом драйвера и необходимый уровень напряжения на затворах силовых транзисторов VT3, VT4. Силовая часть ИИСТ Semont выполнена по схеме «косого моста», поэтому на вторичной стороне трансформатора гальванической развязки (ТГР) организовано два канала управления – для «верхнего» и «нижнего» транзисторов «косого моста».



существенное значение имеет снижение индуктивности рассеяния ТТР до минимально возможных значений.

В ИИСТ с максимальным сварочным током более 250 А и дискретными МОП- или IGBT-транзисторами в силовой части приходится использовать параллельное включение нескольких ключевых приборов. Это приводит к увеличению суммарной вх одной ёмкости составного ключа и необход одности применять драйвер с повышенной нагрузочной способностью. Примером такого ИИСТ является инвертор Invertec 300-I производства фирмы Lincoln Electric [12], схема драйвера которого показана на рисунке 4.

Силовая часть данного ИИСТ представляет собой два «косых моста», работающих каждый на свою первичную обмотку общего силового трансформатора и управляемых парафазными сигналами ШИМ-контроллера. Вторичная обмотка нагружена на двухтактный выпрямитель с индуктивным фильтром. Такая топология силовой части достаточно часто применяется в мощных сварочных инверторах с питанием от трёхфазной сети и имеет ряд преимуществ по сравнению с классической мостовой топологией. Для управления силовой частью такого типа требуется ШИМ-контроллер и драйвер, аналогичные используемым для управления мостовым преобразователем.

На входы драйвера «Вход 1» и «Вход 2» подаются парафазные сигналы от ШИМ-контроллера. Микросхема MC1 (MC2) выполняет функцию предварительного усилителя мощности. Внешний двухтактный эмиттерный повторитель на транзисторах VT1, VT2 (VT3, VT4) увеличивает нагрузочную способность MC1 (MC2) до необходимого уровня.

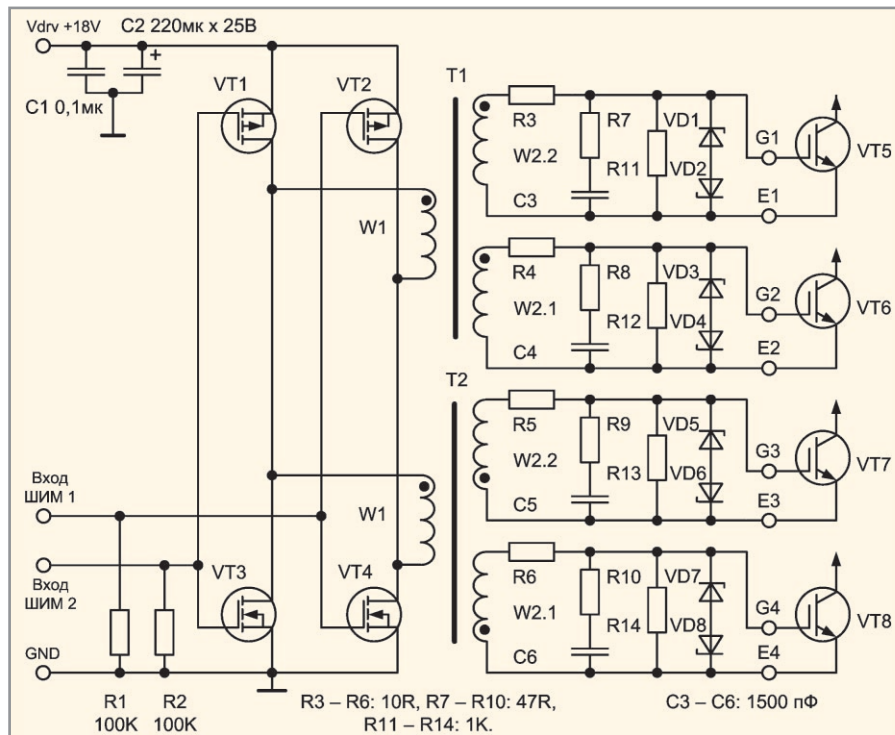


Рис. 3. Драйвер сварочного инвертора НПП ФЭБ «Норма-200»

Сигналы управления снимаются с вторичных обмоток трансформатора T1 и подаются на дополнительные усилители-формирователи A1.1, A1.2, A2.1 и A2.2, к выходам которых подключены составные силовые ключи SW1.1, SW1.2, SW2.1 и SW2.2 силовой части. Схема усилителя-формирователя показана на рисунке 5а, схема составного силового ключа – на рисунке 5б.

Драйверы на основе ТТР, обеспечивая все необходимые требования, предъявляемые к подобным устройствам, имеют, тем не менее, один недостаток – наличие технологически сложного монтажного изделия в виде трансформатора гальванической развязки. Это является одной из причин, по которой в настоящее время происходит частичное замещение драйверов на базе ТТР драйверами, в которых

гальваническая развязка между входными и выходными цепями реализована с помощью оптрона. К сравнительным недостаткам драйверов с оптронной развязкой (ДОР) можно отнести необходимость в источнике питания выходных каскадов, невозможность трансформации напряжений/токов и увеличенное время задержки распространения сигнала.

На рисунке 6 приведена схема драйвера, применяемого в семействе сварочных инверторов Tecnica 141-161 фирмы Telwin [13]. Основой данного ДОР является интегральный оптронный драйвер HCPL3120 фирмы Avago (бывшая Agilent) с минимально необходимой внешней «обвязкой». Производитель использует отрицательное смещение на затворе, которое обеспечивается источником напряжения на

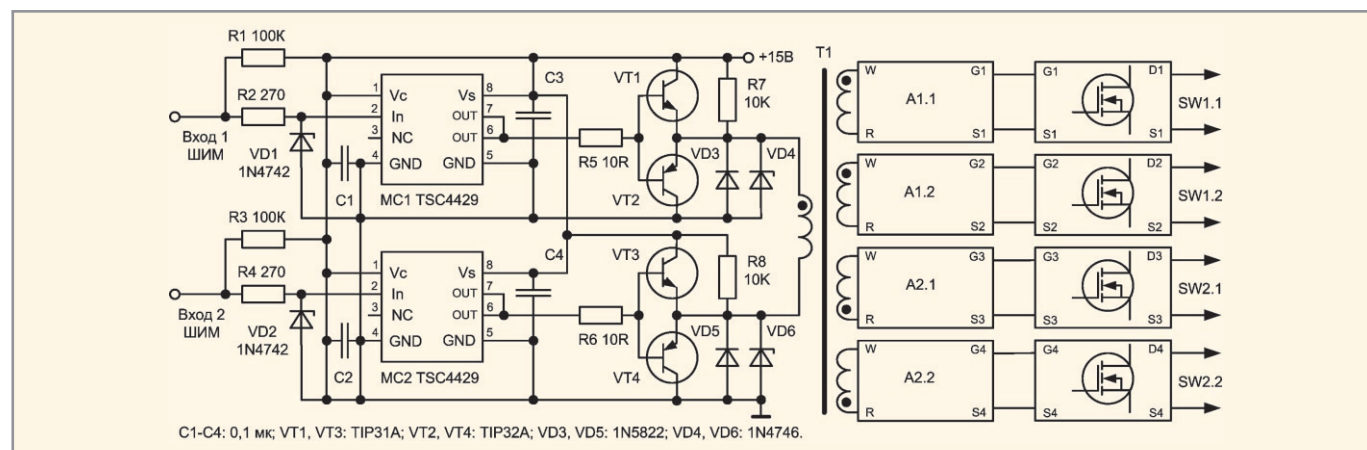


Рис. 4. Драйвер инвертора Invertec 300-I фирмы Lincoln Electric

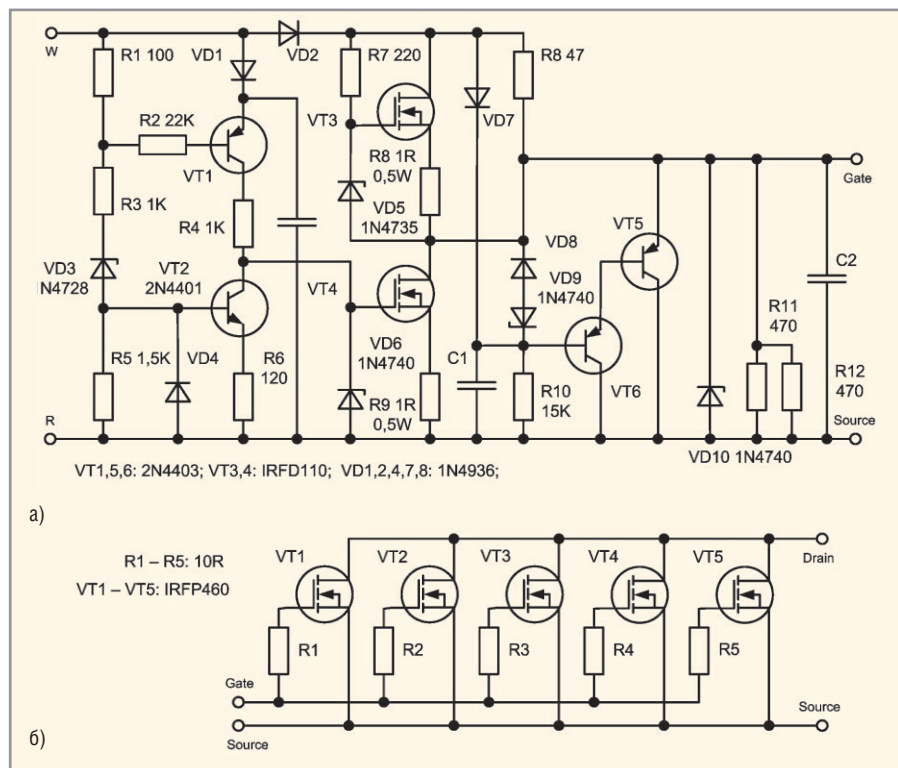


Рис. 5. а) Формирователи импульсов A1.x и A2.x; б) силовые ключи SW1.x, SW2.x сварочного инвертера Invertec 300-I

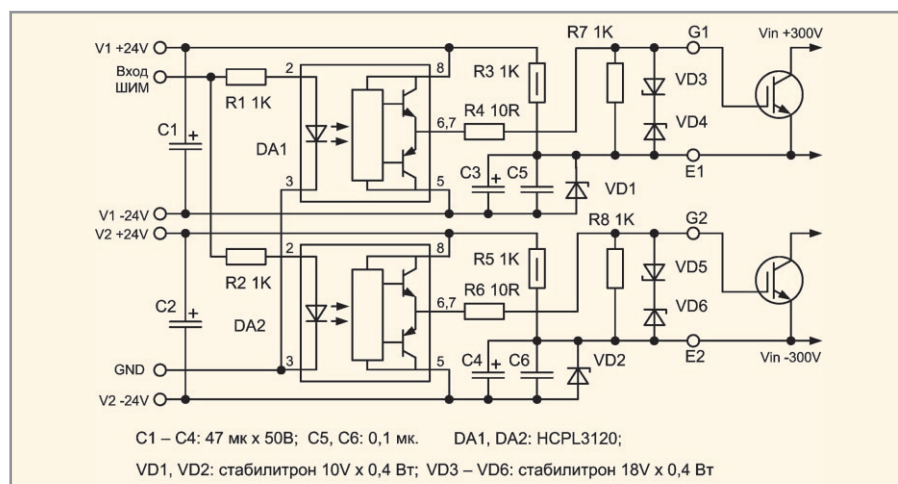


Рис. 6. Драйвер сварочных инвертеров Tecnica 141-161 Inverter фирмы Telwin

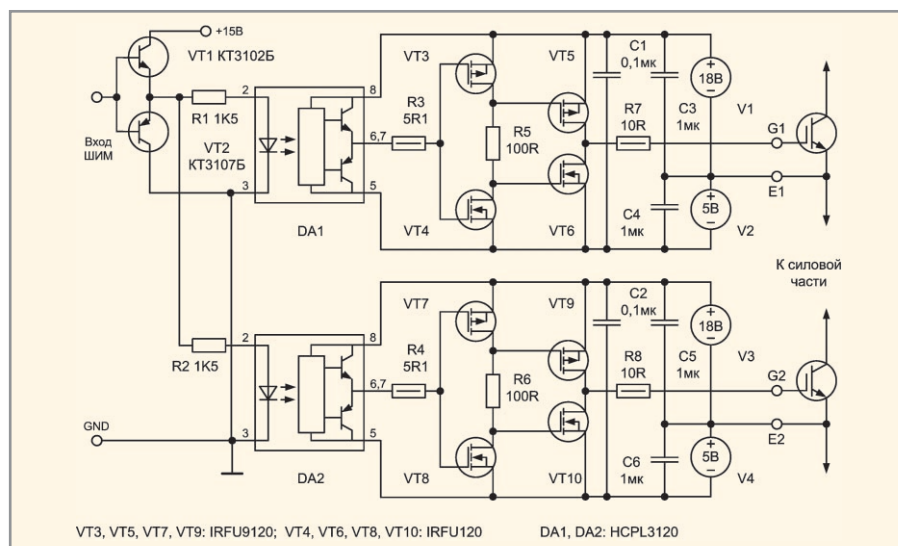


Рис. 7. Драйвер сварочного инвертера «Технотрон DC250»

элементах R3, C3, C5, VD1 (R5, C4, C6, VD2). Значение запирающего напряжения выбрано равным – 10 В. Для питания выходных каскадов используется два гальванически развязанных источника напряжения V1 и V2. Силовая часть инвертора Telwin Tecnica 141-161 представляет собой всё тот же «косой мост». В целом схему, показанную на рисунке 6, можно рассматривать как типичную.

Сварочные инверторы Tecnica 141-161 относятся к ИИСТ «начального» уровня. Фактически это оборудование бытового или полупрофессионального назначения с минимальными функциональными возможностями и ценой.

Рассмотрим схемотехнику драйвера IGBT-транзисторов ИИСТ профессионального уровня – «Технотрон DC250» отечественного производителя НПП «Технотрон». Схема драйвера показана на рисунке 7 [14]. Поскольку максимальный сварочный ток составляет 250 А, инвертор питается от трёхфазной сети. Силовая часть выполнена по схеме однотактного прямоходового полумостового конвертера – «косого моста», хорошо зарекомендовавшего себя в сварочных инверторах. Каждый силовой ключ представляет собой четыре параллельно включённых транзистора типа IRG4PSH71U с индивидуальными затворными резисторами 10 Ом (на рисунке 7 условно показан только один из ключевых транзисторов в каждом плече «косого моста»).

Драйвер выполнен с гальванической развязкой, которая реализована с помощью интегрального ДОП DA1 и DA2 (ИС HCPL3120). Максимального выходного тока микросхемы HCPL3120 недостаточно для управления применяемыми составными транзисторами, поэтому использован дополнительный каскад усиления мощности на дискретных МОП-транзисторах VT3 – VT10 в соответствии со схемой, рекомендованной фирмой International Rectifier. Как правило, для снижения сквозных токов выходного каскада VT5/VT6 и VT9/VT10 в цепи стоков транзисторов включаются низкоомные резисторы, отсутствующие в данной схеме. Для более надёжного управления силовыми ключами используется отрицательное смещение на затворах транзисторов IRG4PSH71U, что потребовало организации двухполярных гальванически развязанных

источников напряжения V1/V2 и V3/V4. Конструктивно напряжения питания выходных каскадов драйвера формируются отдельным мало-мощным стабилизированным ключевым преобразователем. При управлении менее «тяжёлыми» ключами выходной каскад может быть упрощён: нагрузочную способность микросхемы HCPL3120 можно увеличить за счёт одного дополнительного каскада усиления мощности в виде двухтактного эмиттерного повторителя. Для этой цели удобно использовать комплементарные пары транзисторов 2SB1203/2SD1803, 2SB1204/2SD1804 или KT972/KT973.

Кроме драйверов на основе ТГР и оптронов, в ключевых источниках питания широко применяются интегральные драйверы «верхнего» и «нижнего» ключей с псевдогальванической развязкой и «плавающим» («бутстрепным») питанием выходного каскада «верхнего» ключа. Фирма International Rectifier предлагает большой ассортимент драйверных микросхем такого типа, например серию IR21xx. В сварочных инверторах микросхемные

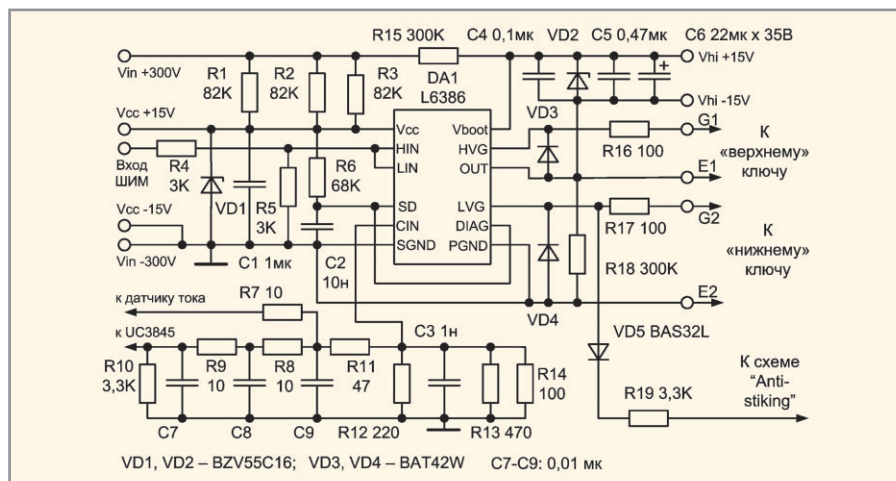


Рис. 8. Драйвер сварочного инвертора GYSMI-183

драйверы бутстрепного типа тоже применяются, но, по всей видимости, редко и преимущественно в «бюджетных» ИИСТ.

В качестве примера ИИСТ с драйвером бутстрепного типа можно рассмотреть инвертор Gysmi-183 фирмы GYS [15]. Схема драйвера этого инвертора приведена на рисунке 8. Силовая часть Gysmi-183 имеет топологию «ко-со-мост». Силовая «земля» « $V_{IN} - 300\text{ В}$ » источника питания силовой части ин-

вертора гальванически связана с сигнальной «землёй» – общим проводом « $V_{IN} - 15\text{ В}$ » источника питания блока управления и общим проводом выходных каскадов микросхемного драйвера DA1 (вывод SGND). Таким образом, рассматриваемый драйвер не обеспечивает полной гальванической развязки между силовой частью инвертора и его блоком управления (ШИМ-контроллером), что, по мнению автора, является недостатком данного решения.

Для питания БУ и драйвера в составе Gysmi-183 предусмотрен маломощный стабилизированный многоканальный блок питания ключевого типа (БП), вырабатывающий, в частности, напряжение  $V_{CC} = 15$  В для питания входных каскадов DA1. Это же напряжение используется и для питания выходного каскада, управляющего «нижним» силовым транзистором (вывод LVG микросхемы DA1). Выходной каскад микросхемы, управляющий «верхним» силовым транзистором (вывод HVG микросхемы DA1), питается от отдельного, гальванически развязанного канала БП с напряжением  $V_{hi} = 15$  В. Бутстрепная схема питания в данном случае не используется, т.к. это не позволяет топология силовой части.

В общем случае, по мнению автора, применение бутстрепных способов питания выходных каскадов драйвера в составе ИИСТ нежелательно из-за особенностей режима работы ИИСТ: при коротком замыкании нагрузки, что является штатным режимом для сварочных инверторов, на выходе ШИМ-контроллера формируются управляющие импульсы минимально возможной длительности, что может привести к недопустимому снижению уровня напряжения на бутстрепных конденсаторах. Для обеспечения надежного питания всех каскадов ИС драйвера L6386 и исключения сбоев в его работе во время переходных процессов при включении/выключении питания ИИСТ организовано дублирование источника  $V_{CC}$  с помощью подачи напряжения питания непосредственно от силовой шины «+300 В» через резисторы R1 – R3. Аналогичным образом дублируется источник питания  $V_{hi}$  с помощью резисторов R15, R18.

Микросхема L6386 позволяет организовать защиту от перегрузки по току силовых транзисторов на уровне драйвера, а не ШИМ-контроллера, как это обычно делается. Такое решение позволяет заметно повысить быстродействие системы защиты ключей. Схема защиты ключей от перетока состоит из датчика тока ключей – трансформатора тока, включенного в цепь первичной обмотки силового трансформатора «косого моста» (на рис. 8 не показан) и «нагрузочного резистора», состоящего из элементов R7 – R14, C3, C7 – C9. «Нагрузочный резистор» выполняет функции масштабирующего

делителя сигнала трансформатора тока и НЧ-фильтра, ослабляющего коммутационные помехи.

Напряжение, пропорциональное мгновенному значению тока ключа, снимается с резистора R12 и подается на вход CIN внутреннего компаратора системы защиты микросхемы DA1. На опорный вход этого компаратора подано фиксированное опорное напряжение  $V_{REF} = 0,5$  В. При превышении током ключа установленного значения внутренний компаратор переключается и замыкает вывод DIA G с выводом SGND (общий провод). В результате на вход отключения SD, соединенный с DIA G, подается активный низкий уровень, и драйвер DA1 переходит в режим блокировки, а на затворы силовых ключей подается запирающее напряжение. После снятия перегрузки соединение между DIA G и SGND разрывается, и на входе SD устанавливается напряжение высокого уровня, снимающее блокировку драйвера. Возврат драйвера в рабочий режим происходит с задержкой, определяемой постоянной времени цепи R6C2, которая введена для повышения помехоустойчивости системы защиты. В данной схеме не используется отрицательное смещение на затворах силовых ключей, по-видимому, в целях упрощения организации питания выходных каскадов, хотя это возможно реализовать и для бутстрепных интегральных драйверов.

Напряжение с выхода LVG «нижнего» буферного каскада DA1 используется для формирования управляющего сигнала Anti-sticking («анти-залипание электрода»). Эта функция позволяет ослабить прилипание электрода к детали и защитить силовую часть от перегрузки при длительном коротком замыкании в нагрузке. Для реализации функции Anti-sticking необходимо распознавать короткозамкнутое состояние нагрузки и информировать ШИМ-контроллер о его наличии на выходе ИИСТ. После обнаружения КЗ в нагрузке ШИМ-контроллер продолжает поддерживать ток дуги равным току зажигания в течение заданного интервала времени (обычно задержка реагирования ШИМ-контроллера на КЗ устанавливается в пределах 1...5 с), после чего ток нагрузки снижается до некоторого минимального значения. В ИИСТ Gysmi-183 использован самый простой, но косвенный способ детектиро-

вания состояния КЗ нагрузки: при возникновении короткого замыкания ШИМ-контроллер резко уменьшает коэффициент заполнения импульсов управления, что и фиксируется схемой Anti-sticking.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренные выше примеры реализации драйверов мощных ключевых транзисторов типа МОП и IGBT позволяют сделать несколько полезных выводов.

Во-первых, можно отметить, что в отношении целесообразности и необходимости использования отрицательного смещения на затворе мощного ключа не наблюдается единой позиции как производителей ИИСТ, так и производителей полупроводниковых приборов. Вероятно, двухполярный способ управления затвором можно считать желательным при разработке ключевых источников питания киловаттного уровня мощности. Применение же монополярного способа управления – выключение МОП-/IGBT-транзистора подачей нулевого потенциала на затвор относительно истока (эмиттера) – можно рассматривать как «бюджетный» вариант при реализации драйвера.

Во-вторых, не отдается явного предпочтения какому-либо одному типу драйвера: применение находят как драйверы с ТГР, так и драйверы с оптоэлектронной развязкой. К применению же микросхемных драйверов с бутстрепным питанием в составе ИИСТ, по-видимому, следует относиться с осторожностью. Также нежелательно в подобных устройствах использовать драйверы, не обеспечивающие гальваническую развязку между ШИМ-контроллером и силовой частью.

Обращает на себя внимание и тот факт, что производители ИИСТ предпочитают использовать параллельное включение группы ключевых транзисторов вместо использования силовых модулей. Причина заключается в более высокой стоимости силового модуля с сопоставимыми параметрами по сравнению со стоимостью «дискретного» решения.

Рассмотренные драйверы имеют как свои недостатки, так и достоинства. Драйверы на основе ТГР не требуют дополнительного питания выходных каскадов, позволяют трансформировать уровни напряжения/тока и харак-

теризуются минимальным временем задержки распространения сигнала. Недостатки драйверов с ТГР – низкая технологичность и относительно невысокие массогабаритные показатели. Кроме этого, драйверы с ТГР не способны передавать постоянную составляющую напряжения (что, следует отметить, требуется редко). Применение драйверов с ТГР в составе конвертеров, работающих с коэффициентом заполнения свыше 0,5, также может быть сопряжено с техническими трудностями.

Драйверы на основе интегральных оптронов свободны от недостатков драйверов с ТГР, но имеют большое время задержки распространения сигнала, требуют дополнительного источника питания выходных каскадов и имеют не всегда достаточную нагрузочную способность. Тем не менее, каждый из типов драйверов находит свою область применения, которая определяется совокупностью технических и экономических требований, предъявляемых к конечному изделию.

Возможно, в дальнейшем, в результате развития технологии производ-

ства силовых модулей с МОП- и IGBT-транзисторами и снижения их стоимости, силовая часть ИИСТ будет представлять собой силовой модуль со встроенными драйверами и схемой защиты силовых транзисторов от аварийных режимов работы.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Волович Г. Драйверы силовых ключей. Современная электроника. 2007. № 8.
2. International Rectifier Application Note AN-937. Gate drive characteristics and requirements for HEXFET power MOSFETs. <http://www.irf.com>.
3. Староверов К. Как правильно выбрать напряжение управления затвором МОП-транзистора. Новости электроники. 2007. № 20.
4. Driving IGBTs with unipolar gate voltage. DATAWEEK. Issue 31 May 2006. <http://dataweek.co.za>.
5. Francis R., Wood P., Alderman A. «Positive only» gate drive IGBTs created by Cres minimization. <http://www.irf.com>.
6. Clemente S., Teasdale K. Understanding and using power mosfet reliability data. International Rectifier Application Note AN-976. <http://www.irf.com>.
7. Andreycak B. Practical considerations in high performance MOSFET, IGBT, and MCT Gate drive circuit. Unitrode Corporation Application note slup097. <http://www.smeps.us/Unitrode.html>.
8. Balogh L. Design and application guide for high speed MOS FET gate drive circuits. Unitrode Corporation Application note slup169. <http://www.smeps.us/Unitrode.html>.
9. Володин В. Инверторный источник сварочного тока С ОЛТ 1 300. Радио. 2007. № 4.
10. ESAB Service Manual Caddy 130/140/200 (LHN 130/140/200). ESAB AB, 2004 <http://www.esabna.com/html/downloads/files.cfm?directoryIn=Power%20Supplies>.
11. <http://www.feb.spb.ru/forum/index.php?topic=37.0>.
12. Lincoln Electric Invertec-300I. Service Manual, 1995. <http://www.lincolnelectric.com>.
13. Telwin Technica 141-161 Inverter. Troubleshooting and repair manual. <http://www.telwin.com>.
14. Инверторный источник сварочного тока DC250.31. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. НПП «Технотрон», 2002. <http://www.tehnotron.ru>.
15. Dossier de depannage du poste a souder Gysmi-183. GYS. <http://www.gys.fr>. 