

Драйверы силовых ключей

Георгий Волович (г. Челябинск)

В статье изложены основные требования к драйверам силовых IGBT и МОП-транзисторов. Приведены схемы, обеспечивающие необходимые управляющие напряжения и защиту мощных силовых ключей. Описаны интегральные микросхемы драйверов.

Драйвер представляет собой усилитель мощности импульсов и предназначен для непосредственного управления силовыми ключами преобразователей параметров электроэнергии. Схема драйвера определяется типом структуры ключевого транзистора (биполярный, МОП или IGBT) и типом его проводимости, а также расположением транзистора в схеме коммутатора («верхний», т.е. такой, оба силовых вывода которого в открытом состоянии имеют высокий потенциал, или «нижний», оба силовых вывода которого в открытом состоянии имеют нулевой потенциал). Драйвер должен усилить управляющий сигнал по мощности и напряжению, в случае необходимости обеспечить его потенциальный сдвиг. На драйвер также могут быть возложены функции защиты ключа.

ПРОЦЕССЫ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ СИЛОВЫХ МОП- и IGBT-ТРАНЗИСТОРОВ

В настоящее время в качестве силовых ключей средней и большой мощности применяются в основном МОП- и IGBT-транзисторы – приборы с по-

тенсиальным управлением. Как нагрузка драйверов эти транзисторы в их мощном исполнении представляют собой конденсаторы с ёмкостью в тысячи или даже десятки тысяч пикофарад. При открывании транзистора необходимо его входную ёмкость зарядить, а при закрывании – разрядить. Транзисторы начинают открываться, когда напряжение на их затворе относительно истока превышает пороговое значение. Пороговое напряжение затвор-исток $U_{ПОР}$ МОП- и IGBT-транзисторов, используемых в качестве силовых ключей, обычно составляет 2...4 В. Поэтому для минимизации сопротивления канала открытого МОП-транзистора $R_{СИ}$ (вкл) или напряжения насыщения коллектор-эмиттер $U_{САТ}$ IGBT-транзистора следует подавать на затвор относительно истока (эмиттера) 10...15 В, а для гарантированного запирания транзистора достаточно, чтобы $U_{ЗИ} = 0$, хотя для ускорения запирания и предотвращения нештатного открывания за счёт большой du/dt лучше подать напряжение -3...-15 В.

Процесс отпираания МОП-транзистора иллюстрирует рисунок 1. При

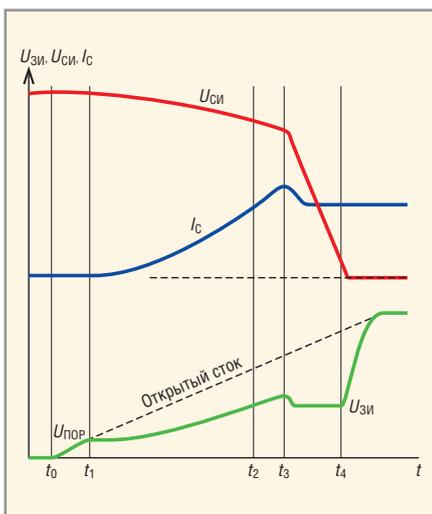


Рис. 1. Графики процесса отпираания МОП-транзистора

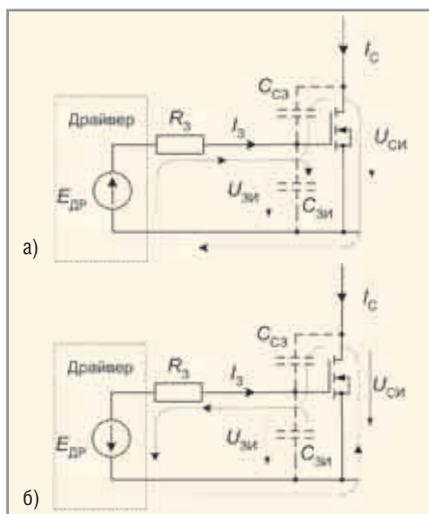


Рис. 2. Эквивалентные схемы цепи управления ключом

подаче с выхода драйвера открывающего потенциала начинается заряд входной ёмкости ключа $C_{ВХ}$ (рис. 2а). Если сток МОП-транзистора или коллектор IGBT не подключены, то заряд входной ёмкости будет происходить по затухающей экспоненте до уровня, соответствующего э.д.с. драйвера $E_{ДР}$. Если же на стоке закрытого транзистора был высокий потенциал, то, как только напряжение $U_{ЗИ}$ достигнет порога отпираания $U_{ПОР}$ (момент t_1 , рисунок 1), начнется разряд переходной ёмкости $C_{СЗ}$, вызванный снижением напряжения на стоке $U_{СИ}$. Это, в свою очередь, вызовет увеличение тока стока и падения напряжения на выходном сопротивлении драйвера $R_Д$, что приведёт к увеличению длительности процесса отпираания транзистора (одно из проявлений эффекта Миллера). Для учёта этого явления при расчёте параметров входной цепи ёмкость C_{ISS} , паспортное значение которой определяется при постоянном напряжении $U_{СИ} = 25$ В (при этом эффект Миллера не проявляется), следует умножить на коэффициент $\chi = 3...5$, то есть принимать входную ёмкость транзистора $C_{ВХ} = \chi C_{ISS}$.

При запирании ключа напряжение на затворе падает по экспоненте, пока в момент t_1 (см. рис. 3) напряжение сток-исток не начнёт нарастать. Напряжение на затворе устанавливается таким, что ток стока поддерживается

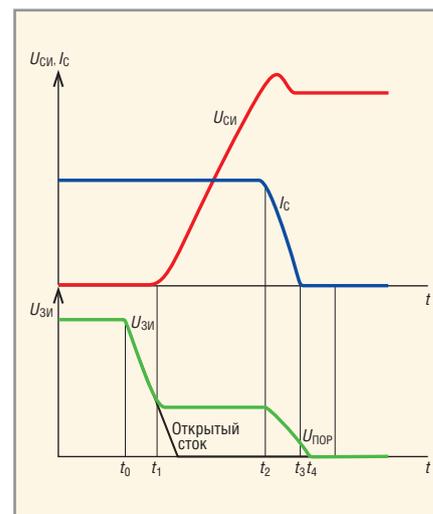


Рис. 3. Графики процесса запираания МОП-транзистора

практически неизменным (если нагрузка в цепи стока имеет индуктивный характер). За счёт эффекта Миллера скорость подъёма напряжения на стоке поддерживается постоянной на уровне, который зависит от тока стока. В момент t_2 рост напряжения стока закончен и напряжение затвористок продолжает падение по экспоненте к величине э.д.с. драйвера $E_{ДР}$. При этом ток стока спадает до нуля.

При проектировании схемы управления ключом необходимо обеспечить превышение скорости запира-ния транзистора над скоростью отпи-рания. Это позволяет устранить сквозные токи в двухтактных схемах (рис. 4а), вызывающие большие поте-ри и перегрев транзисторов. На прак-тике обычно время запира-ния ключа превышает время отпи-рания, особенно у IGBT, из-за необходимости рассу-сывания зарядов, поэтому приходит-ся вводить «мёртвое» время между за-пира-нием предыдущего транзистора и отпи-ранием последующего. В одно-тактных схемах (рис. 4б) при быст-ром отпи-рании транзистора сквоз-ные токи возникают за счёт перезаря-да диффузионной ёмкости диода. Для запира-ния транзисторов отрица-тельным напряжением необходим до-полнительный источник питания, что усложняет схему управления, поэтому МОП-транзисторы в преобразо-вателях малой и умеренной мощно-сти чаще запирают нулевым напряже-нием, что ещё больше увеличивает время запи-рания ключа. Для ускорения запи-рания ключа по сравнению с отпи-ранием сопротивление источника сиг-нала в цепи затвора при запира-нии должно быть заметно меньше, чем при отпи-рании.

ПРОСТЕЙШИЕ СХЕМЫ ДРАЙВЕРОВ

На рис. 5а и 5б представлены типо-вые схемы драйверов, применяемых для управления МОП- и IGBT-тран-зисторами. При использовании би-полярных транзисторов одного типа

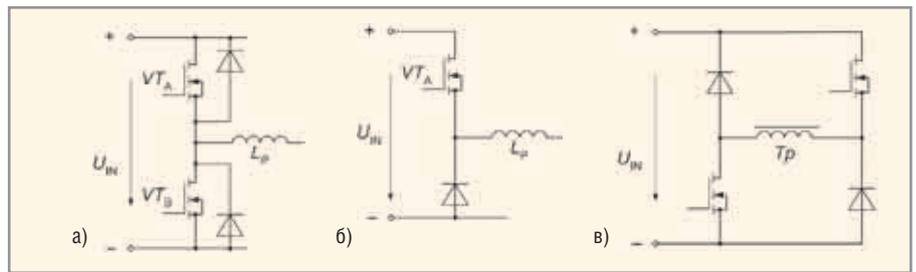


Рис. 4. Силовые схемы преобразователей

проводимости (рис. 5а) эти транзис-торы управляются противофазными напряжениями (например, в микро-схеме ШИМ-контроллера UC3842). Если же драйвер построен на комп-лементарной паре МОП-транзис-торов (рис. 5б), то транзисторы драй-вера могут управляться одним и тем же входным напряжением. Условное обозначение драйверов такого типа (в переводной литературе их называ-ют тотемными или пушпульными) представлено на рисунке 5в. Такие драйверы могут быть применены для управления силовым транзистором в схеме повышающего или сетевого одното-ктного преобразователя, а также нижним n МОП-транзистором в схеме синхронного выпрямителя. Кроме того, эта схема широко ис-пользуется для переключения рМОП-транзистора в схеме понижающего преобразователя.

Для того чтобы запира-ние ключа происходило быстрее, чем отпи-рание, транзисторы выходного каскада драйвера иногда подключают к за-твору через отдельные резисторы, причём выбирается $R_{ON} > R_{OFF}$ (рис. 5г). Такое включение обеспечивает также уменьшение сквозных токов че-рез эти транзисторы. Другой путь иллюстрирует рисунок 5д. Здесь от-пи-рание ключа происходит через резистор R_{ON} , а запира-ние – через параллельно включенные резисто-ры R_{ON} и R_1 .

Для отпи-рания силового n МОП-транзистора понижающего преоб-разователя либо верхнего ключа полу-мостового (мостового) преобразова-

теля требуется, чтобы потенциал за-твора был выше потенциала истока по меньшей мере на 12 В. В то же вре-мя потенциал истока этого ключа в открытом состоянии почти равен входному напряжению преобразова-теля. Поэтому для питания драйвера требуется напряжение, превосходя-щее входное на 12...15 В. Здесь может быть два решения:

- питать драйвер от дополнительного источника более высокого на-пряжения, чем входное, либо от изолированного источника;
- формировать дополнительное на-пряжение питания драйвера при помощи схемы вольтодобавки.

Рассмотрим последний способ под-робнее. Нижний (низкопотенциаль-ный) вывод питания драйвера соеди-нён с общей точкой транзистора VT, диода VD и дросселя L понижающего преобразователя напряжения (рис. 6). Когда транзистор закрыт, а диод (или нижний транзистор в синхронном выпрямителе) открыт, конденсатор C_B вольтодобавки подзаряжается че-рез диод VD_B вольтодобавки до на-пряжения входа $+U_{IN}$. В случае приме-нения этой схемы в одното-ктном по-нижающем преобразователе заряд конденсатора вольтодобавки может оказаться недостаточным при работе преобразователя на холостом ходу, т.к. в этом случае диод силовой схемы практически не открывается.

При отпи-рании транзистора по-тенциал его истока, нижней обклад-ки конденсатора C_B и нижнего выво-да питания драйвера становится поч-ти равным входному напряжению,

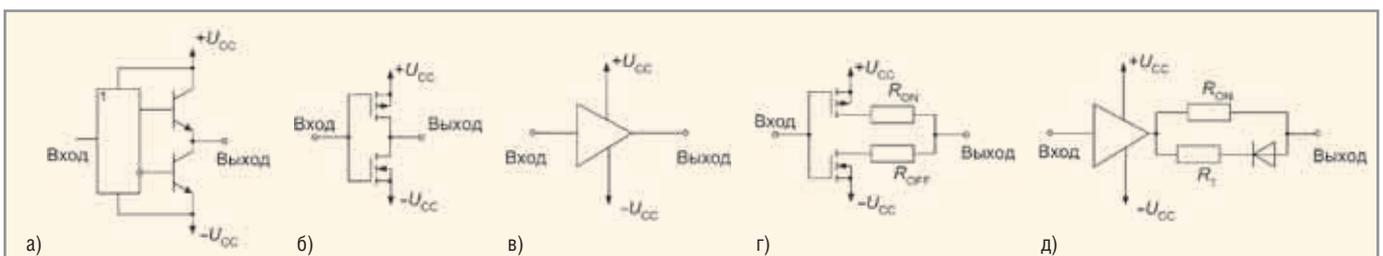


Рис. 5. Драйверы для управления МОП- и IGBT-транзисторами

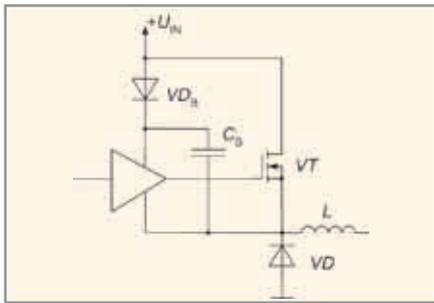


Рис. 6. Схема вольтодобавки для питания буфера «верхнего» транзистора

диод VD_B закрывается и к затвору транзистора относительно истока прикладывается напряжение, равное U_{IN}. Отсюда ясно, что входное напряжение должно составлять величину из интервала 12...15 В. В противном случае драйвер необходимо питать от дополнительного источника указанного напряжения либо применять специальные МОП-транзисторы с пониженным пороговым напряжением затвор-исток (управляемые логическим уровнем), такие, например, как сдвоенный n-канальный IRF7107, обладающий пороговым напряжением 1...3 В. Поскольку ёмкость конденсатора C_B выбирается намного больше входной ёмкости МОП-транзистора (обычно C_B принимают равной 0,1 мкФ), то её разряд на такте незначителен.

ЗАЩИТА СИЛОВЫХ КЛЮЧЕЙ

Часто на драйверы возлагают также некоторые функции защиты МОП- и IGBT-транзисторов. В число этих функций входят следующие:

- защита от короткого замыкания ключа;
- защита от понижения напряжения питания драйвера;
- защита от сквозных токов;
- защита от пробоя затвора.

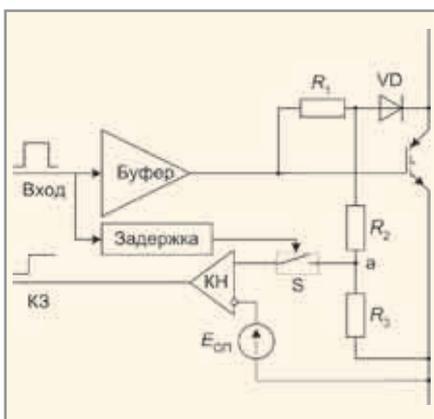


Рис. 8. Защита от КЗ с контролем напряжения на коллекторе

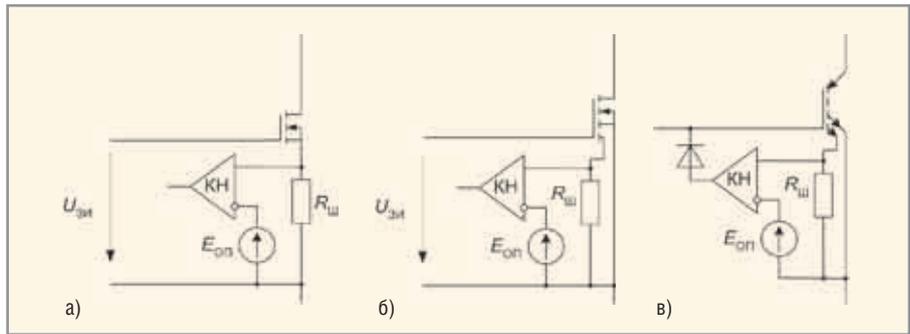


Рис. 7. Защита от КЗ путём контроля тока истока

Защита от короткого замыкания

Наиболее простой путь защиты ключа от короткого замыкания (КЗ) (перегрузки по току) состоит в контроле тока истока (эмиттера). При превышении этим током некоторого заданного порога транзистор должен быть заперт. В качестве датчиков тока используют обычно шунты (см. рис. 7а). Напряжение на шунте сравнивается с опорным E_{оп} с помощью компаратора напряжения (КН), выходное напряжение которого является аварийным сигналом. Недостатком такого способа являются значительные потери энергии в шунте, поэтому выпускаются МОП-транзисторы, имеющие дополнительный исток (токочувствительный вывод), через который течёт небольшая часть тока стока, например, транзисторы серии IRC фирмы International Rectifier. Схема включения транзистора с токочувствительным выводом приведена на рисунке 7б. Некоторые фирмы выпускают IGBT-модули со встроенной цепью контроля тока RTC (real time current control), например, CM600HU-12F F-серии Mitsubishi Electric, схема которого представлена на рисунке 7в.

Напряжение на резисторе, создаваемое током дополнительного эмиттера, пропорционально току коллектора. При превышении этим напряжением опорного напряжения компаратор переключается, диод открывается и напряжение U_{зэ} уменьшается, ограничивая ток коллектора и формируя аварийный сигнал.

Другой путь защиты ключа от короткого замыкания состоит в контроле напряжения на открытом ключе. При КЗ ток через открытый ключ ограничен его насыщением. Кратность этого тока может достигать 3...10 от номинального значения. Многие модели IGBT- и МОП-транзисторов могут однократно выдерживать такой

ток в течение 5...10 мкс без повреждения. Рост тока сопровождается ростом напряжения сток-исток (коллектор-эмиттер), и этот факт может служить признаком необходимости экстренного запирающего транзистора.

Схема цепи управления силовым транзистором с защитой от КЗ приведена на рисунке 8. Когда транзистор закрыт и на его коллекторе высокое напряжение, диод тоже закрыт. Напряжение на выходе буфера равно нулю или отрицательное, поэтому потенциал точки «а» также равен нулю или отрицателен. При подаче на вход буфера открывающего сигнала напряжение на выходе буфера поднимается до 12...15 В, а U_{КЭ} транзистора снижается до 0,1...3 В в зависимости от типа транзистора и тока нагрузки. При этом напряжение точки «а» устанавливается равным

$$U_a = (U_{КЭ} + U_D) \frac{R_3}{R_2 + R_3},$$

где U_D – прямое напряжение на диоде. На время переходного процесса установления открытого состояния (примерно 0,5 мкс) вход компаратора КН отключается от точки «а» коммутатором S. В случае КЗ напряжение U_{КЭ} растёт, и, соответственно, растёт также U_а, вызывая переключение компаратора.

Защита от понижения питания драйвера

При снижении напряжения питания драйвера, вызванном теми или иными причинами, снижается также напряжение на затворе открытого транзистора. Это может привести к росту потерь в открытом транзисторе или даже выходу его в активный режим, что совершенно недопустимо. Для предотвращения такого режима многие модели драйверов снабжаются узлами блокировки при чрезмерном уменьшении напряже-

ния БЧУН (в английской транскрипции – UVLO), которые при понижении напряжения питания ниже заданного порога переводят выход драйвера в низкопотенциальное состояние.

Защита от сквозных токов

Для предотвращения сквозных токов, вызывающих сильный перегрев транзисторов, вводится пауза («мёртвое» время) между запирающим предыдущего транзистора в полумосте и отпиранием следующего. Эту паузу реализуют элементы задержки в драйвере, причём некоторые модели драйверов позволяют регулировать это время в некоторых пределах.

Защита от пробоя затвора

Выход из строя силового ключа по причине повреждения изолированного затвора является достаточно распространённой неисправностью. Пробой затвора может наступить из-за возникновения генерации в контуре, образованном индуктивностью цепи управления и ёмкостью затвора. Другой причиной может стать короткое замыкание силовой цепи, при котором быстрое повышение напряжения на коллекторе (стоке) вызывает значительный ток через переходную ёмкость $C_{сз}$ (рис. 2б) и, как следствие, подъём напряжения на затворе. Это обстоятельство требует выбора низкого значения сопротивления в цепи запирающего ключа. Дополнительно следует обеспечить минимальную длину цепи управления и снизить индуктивность этой цепи минимизацией площади, охватываемой ею. Наиболее распространённые и широко применяемые на практике схемы представлены на рисунке 9.

Резистор, установленный параллельно цепи «затвор-исток» (рис. 9а), защищает от статического электричества и демпфирует колебания в цепи «драйвер-затвор». Его следует монтировать как можно ближе к затвору и истоку. Наиболее эффективно защищает затвор супрессор TVS (рис. 9б). В ключах небольшой мощности можно использовать диод Шоттки, включаемый между затвором и цепью питания драйвера (рис. 9в).

МИКРОСХЕМЫ ДРАЙВЕРОВ МОП- И IGBT-ТРАНЗИСТОРОВ

Драйверы для управления сложными преобразовательными схемами –

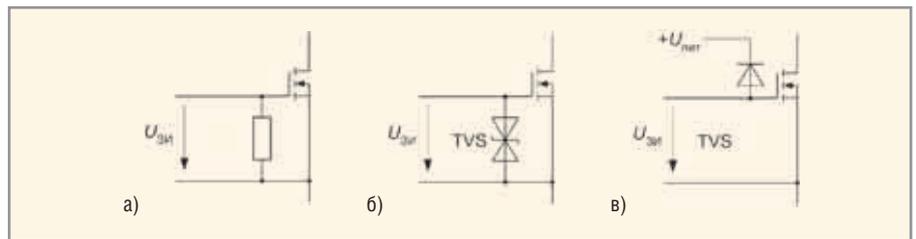


Рис. 9. Варианты цепей ограничения напряжения на затворе

однофазными и трёхфазными – содержат большое количество элементов, поэтому неудивительно, что их выпускают в виде интегральных микросхем (ИМС) несколько фирм: International Rectifier, Intersil, Mitsubishi Electric, IXYS и др. (табл. 1). Эти микросхемы, помимо собственно драйверов, содержат также цепи преобразования уровня, вспомогательную логику, цепи задержки для формирования «мёртвого» времени, цепи защиты и т.д. По области применения ИМС драйверов различают:

- драйверы нижнего ключа;
- драйверы верхнего ключа;
- драйверы нижнего и верхнего ключей;
- полумостовые драйверы;
- драйверы однофазного моста;
- драйверы трёхфазного моста.

Основные параметры интегральных драйверов делятся на две группы: динамические и эксплуатационные. К динамическим относятся время задержки переключения при отпирании и запираии ключа, время нарастания и спада выходного

напряжения, а также время реакции цепей защиты. Важнейшие эксплуатационные параметры: максимальное импульсное значение втекающего/вытекающего выходного тока, входные уровни, диапазон питающих напряжений, выходное сопротивление.

Драйверы нижнего ключа

Драйверы нижнего ключа предназначены для управления ключом, потенциал затвора и потенциал истока (эмиттера) которого в открытом состоянии близки к нижнему потенциалу входного напряжения преобразователя. Эти драйверы устроены наиболее просто. В простейших случаях они содержат только схему преобразования входного логического уровня (обычно ТТЛ/КМОП) в сигнал полного размаха выхода и буферный усилительный каскад. Таковы, например, семейства одноканальных MAX4420/9, MTX429 фирмы Maxim, допускающие выходной ток до 6/6 А, IXDx409 фирмы IXYS и MIC4421/2 фирмы Micrel с выходным током

Мы переключаем ваше будущее!

КОНЦЕВЫЕ
ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ

DIP-ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ

МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ
ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ

ДВИЖКОВЫЕ
ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ

ТАКТОВЫЕ
КНОПКИ

Diptronics, тайваньский лидер в разработке и производстве переключателей, специализируется в этой области с 1985 г.

DIPTRONICS MANUFACTURING INC.
No. 110, Wugong 3rd Road, Wugu Shiang, 24889, Taipei County, Taiwan
Tel.: +886 2 2298 9123 <http://www.dip.com.tw> E-mail: dip@dip.com.tw

Реклама

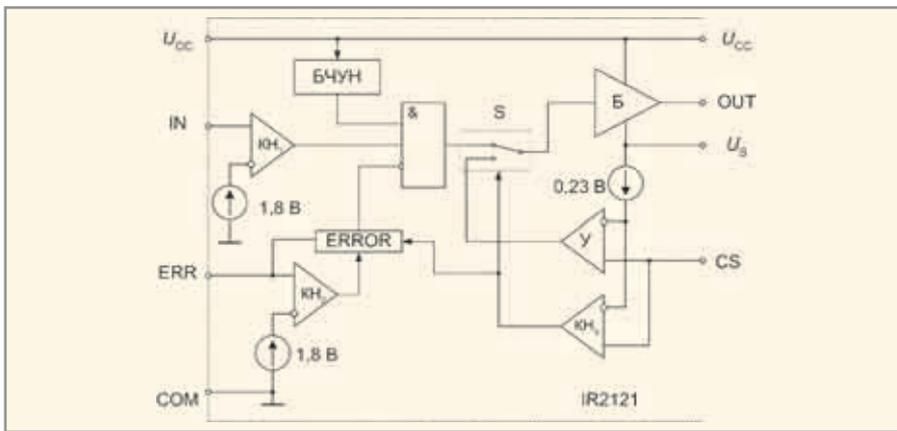


Рис. 10. Драйвер нижнего ключа IR2121

до 9/9 А, семейства двухканальных IR4426/7/8 International Rectifier с выходным током до 3,3/2,3 А на канал, MAX4426/7/8 Maxim и др. Более развитые модели, такие как одноканальные IXDx430 фирмы IXYS с выходным током 30/30 А, LM5112 National Semiconductor с выходным током 7/3 А, UCC37321/2 Texas Instruments с выходным током до 9/9, двух-

канальные LM5110/1 с выходным током 5/3 А, включают схему контроля понижения напряжения питания, а также входную логику.

Представленные выше семейства ИМС драйверов включают инвертирующие и неинвертирующие модели. ИМС драйвера нижнего ключа MAX5048 позволяет включать её как в инвертирующем, так и в неинвер-

тирующем режиме. Ещё одна особенность этой ИМС – два выхода. Один из них – P_OUT – предназначен для формирования вытекающего тока при отпирании силового ключа. Он имеет выходное сопротивление 2 Ом и допускает импульсный ток до 1,3 А. Второй выход – N_OUT – формирует втекающий ток при запираании ключа. Его выходное сопротивление – 0,23 Ом. Допустимый ток – до 7,6 А.

Ещё более сложные ИМС включают цепи защиты от КЗ. Рассмотрим схемотехнику развитого семейства драйверов IR21xx. Драйвер нижнего ключа IR2121 представлен на рисунке 10. Он содержит буферный КМОП-усилитель Б, схему блокировки при чрезмерном уменьшении напряжения БЧУН, блок задания времени отключения при ошибке ERROR, три компаратора напряжения КН1 – КН3, усилитель обратной связи по току У, логический элемент, аналоговый коммута-

Таблица 1. Основные параметры драйверов для МОП- и IGBT-транзисторов

Модель	$t_{\text{вкл/выкл}} \cdot \text{нс}$ ($f_{\text{макс}}$ кГц)	$I_{\text{втек/вытек}}$ А	$U_{\text{си, макс}}$ В	$U_{\text{пит}}$ В	Особенности
Драйверы нижнего ключа					
MAX4420	65/65	6/6	–	4,5...18	Входной ток <10 мкА
IXDD409	46/43	9/9	–	4,5...35	Непрерывный выходной ток до 2 А
MIC4422	55/55	9/9	–	4,5...18	Есть вариант с инвертированием
IR4426	85/65	1,5/1,5	–	6...20	Двухканальный
EL7242	20/20	2/2	–	4,5...16	Двухканальный с дифференциальными входами
IXDD430	65/57	30/30	–	8,5...35	БЧУН, непрерывный выходной ток до 8 А
LM5112	39/37	7/3	–	3,5...14	Регулируемый входной порог, БЧУН
LM5110	39/37	5/3	–	3,5...14	Двухканальный, регулируемый входной порог
UCC37321	55/45	9/9	–	4,5...15	Есть вход отключения
MAX5048	20/15	7,6/1,3	–	4...12,6	Дифференциальные входы
IR2121	150/150	2/1	–	12...18	Защита от КЗ по току, БЧУН
Драйверы верхнего ключа					
IR2118	125/105	0,42/0,2	600	10...20	БЧУН
IR2125	150/150	2/1	500	12...18	Защита от КЗ по току, БЧУН
IR21271	200/150	0,42/0,2	600	9...20	Защита от КЗ по напряжению, БЧУН
ISL6801	(100)	0,2/0,2	120	5	Входная логика, отдельные выходы, БЧУН
Драйверы верхнего и нижнего ключей					
IR2113	120/94	2/2	600	10...20	Раздельные входы управления верхним и нижним ключами
IR2111	750/150	0,42/0,2	600	10...20	Объединённый вход управления верхним и нижним ключами
IR2214SS	460/450	3/2	1200	10,4...20	Защита от КЗ по напряжению, отдельные выходы
IR2233	700/700	0,42/0,2	1200	10...20	Три полумостовых драйвера, токовая защита
IR21094	750/200	0,25/0,12	600	10...20	Программируемое «мёртвое» время, защита от сквозных токов
IX6R11	205/150	6/6	650	10...35	Требуется три источника питания
HIP2100	20/20	2/2	100	9...14	БЧУН
HIP4081A	55/40	2,6/2,4	80	9,5...15	Два полумостовых драйвера, БЧУН
IP4086	50/50	1,25/1,25	95	7...15	Три полумостовых драйвера, программируемое «мёртвое» время
Драйверы ключей синхронного выпрямителя					
ICL6207	28/26	4/2	30	5	Защита от сквозных токов
IXS839	65/55	4/2	24	5	Защита от сквозных токов
ADP3419	15/10	4/2	25	5	Защита от сквозных токов, БЧУН
TPS28225	10/10	4/2	$32 - U_{\text{пит}}$	4,5...8	Защита от сквозных токов

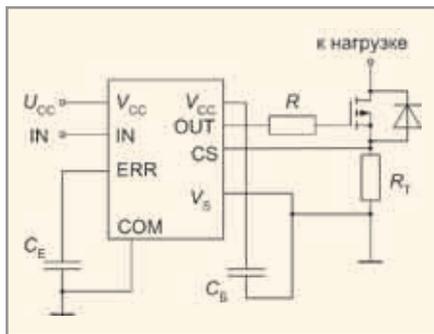


Рис. 11. Типовая схема включения драйвера IR2121

тор S и три источника опорного напряжения. Типовая схема включения драйвера показана на рисунке 11.

Если напряжение питания микросхемы U_{CC} не менее 12 В и перегрузка по току истока силового транзистора отсутствует, то транзистор переключается синфазно с сигналом на входе IN. Логический порог переключения компаратора KN_1 составляет 1,8 В, поэтому вход IN совместим по уровням с ТТЛ и КМОП-логикой. При понижении питающего напряжения БЧУН блокирует прохождение управляющих импульсов.

Микросхема оснащена довольно сложной схемой защиты силового транзистора от перегрузки по току. Если напряжение на выходе датчика тока (на рисунке 11 это резистор R_T) превысит 0,23 В, компаратор KN_3 переключается и подсоединяет вход буфера Б к выходу усилителя. При этом драйвер переходит в режим стабилизации тока на уровне

$$I_{max} = \frac{0,23 \text{ В}}{R_S} \quad (1)$$

Одновременно запускается схема формирования задержки времени выключения в блоке ERROR и компараторе KN_2 . Длительность этой задержки определяется временем заряда конденсатора C_E от 0 до 1,8 В и рассчитывается по формуле:

$$t_{DEL} = C_E \frac{1,8 \text{ В}}{I_{ERR}} \quad (2)$$

где $I_{ERR} = 0,1 \text{ мА}$ – ток, заряжающий конденсатор C_E . По истечении времени задержки силовой транзистор на этом такте запирается. На следующем такте всё повторяется, так что в результате формируются короткие импульсы тока, амплитуда которых определяется формулой (1), а длительность – формулой (2).

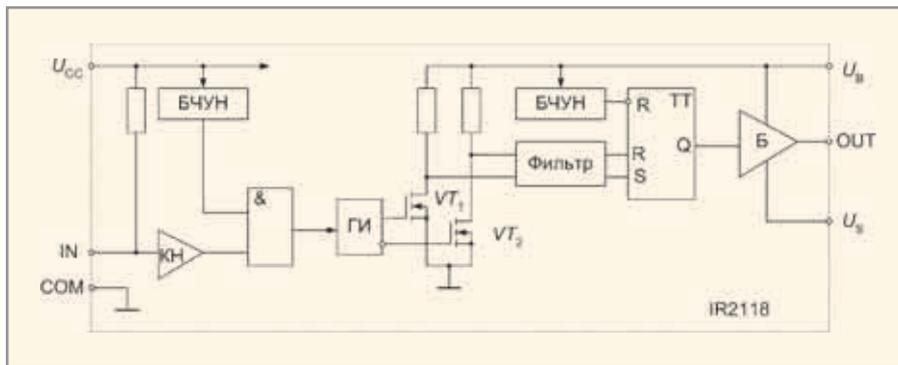


Рис. 12. Схема драйвера верхнего ключа IR2118

Драйверы верхнего ключа

ИМС драйверов верхнего ключа отличаются от драйверов нижнего ключа в первую очередь наличием схемы сдвига уровня управляющего напряжения и цепей вольтодобавки. Это позволяет использовать их для управления верхними ключами без применения дополнительных источников с гальванической развязкой и изолирующих каналов передачи сигналов.

Схема драйвера верхнего ключа полумостовой схемы IR2118 приведена на рисунке 12. Существенное отличие этой схемы от предыдущей состоит в наличии схемы высоковольтного (до 600 В) сдвига уровня напряжения на транзисторах VT_1 и VT_2 . При $U_{CC} > 10 \text{ В}$ переход входного сигнала из 0 в 1 и наоборот вызывает импульс на соответствующем выходе генератора импульсов ГИ. Эти импульсы после сдвига по уровню вверх и формирования

фильтром поступают на соответствующие входы RS-триггера, который, в свою очередь, управляет выходным буфером Б. Фильтр, представляющий собой селектор импульсов, предназначен для повышения помехоустойчивости. Он подавляет импульсы длительностью менее 50 нс. Типовая схема включения драйвера IR2118 представлена на рисунке 13. Здесь на диоде и конденсаторе C_B выполнена цепь вольтодобавки, обеспечивающая напряжение на затворе открытого силового транзистора, равное U_{CC} . Этот драйвер может быть использован для управления не только «верхним» транзистором полумостовой схемы, но и транзистором высоковольтного понижающего преобразователя. Для последней цели ещё лучше подходит ИМС драйвера IR2125, содержащая цепи защиты от перегрузки силового транзистора по току, аналогичные этим цепям у IR2121.

Проектирование корпусов для интегральных микросхем и полупроводниковых приборов, производство продукции из электро-технической керамики.

МВС
ЦЕНТРВОЕНПОСТАВКА

Поставка сырья и материалов, содержащих драгоценные металлы.

КОМПЛЕКСНАЯ ПОСТАВКА ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ ОТЕЧЕСТВЕННОГО И ИМПОРТНОГО ПРОИЗВОДСТВА

- ОАО Донской завод радиодеталей (ДЗРД)
- ООО НПП «Томилинский электронный завод»
- ЗАО «Кремний-Маркетинг»
- ОАО «Ангстрем»
- ОАО НПК «Северная заря»

www.mvs-cvp.ru

- ОАО «Уральский завод электрических соединителей» (ОАО «Завод «Исеть»)
- ОАО «Завод «Атлант»
- ОАО «Трубочевский завод «Нерусса»
- ФГУП «Карачевский завод «Электродеталь»
- ОАО «Завод «Мезон»

Поставка изделий с приёмкой "1", "5" и "9" со склада и под заказ по заводским или договорным ценам (вся информация Вы можете получить у менеджеров)

ЗАО «МВС Центрвоенпоставка» 127591, г. Москва, Дмитровское шоссе, д. 100, корп. 2
Тел. (495) 974-68-61, факс (495) 974-68-62; e-mail: ec@mvs-cvp.ru

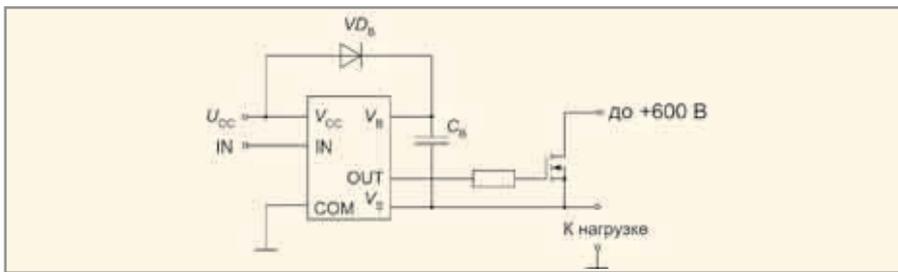


Рис. 13. Типовая схема включения драйвера IR2118

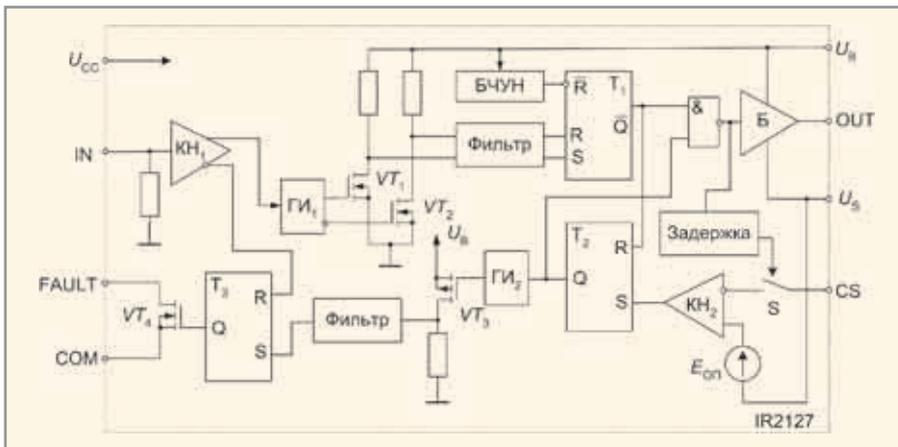


Рис. 14. Схема драйвера верхнего ключа IR2127

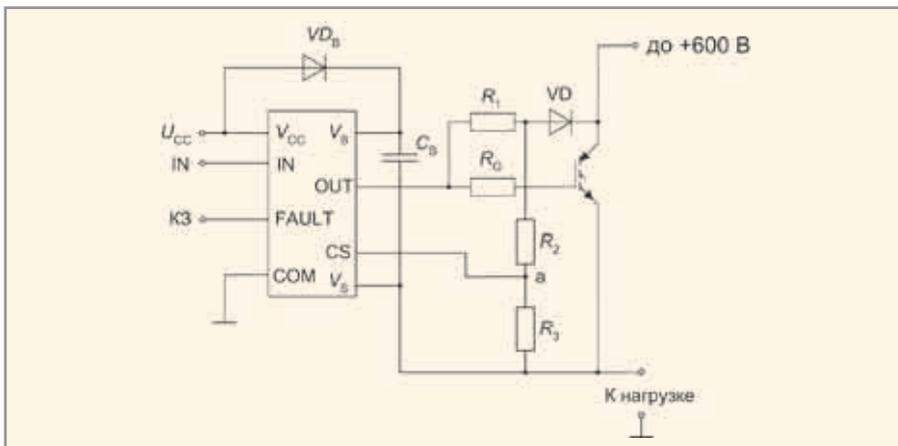


Рис. 15. Типовая схема включения драйвера IR2127/8

Семейство драйверов верхнего ключа IR2127/8/IR21271/81 отличается от IR2125 способом защиты от КЗ. Здесь могут быть использованы цепи контроля напряжения насыщения на открытом ключе (как на рисунке 8). Функциональная схема драйвера из этого семейства представлена на рисунке 14. Кроме схемы высоковольтного сдвига уровня напряжения на транзисторах VT₁ и VT₂, имеется также узел защиты от КЗ, включающий компаратор КН₂, источник опорного напряжения 0,25 В (IR2127/8) или 1,8 В (IR21271/81), элемент задержки, коммутатор S и логику, включающую два RS-триггера.

Схема включения такого драйвера приведена на рисунке 15. При подаче

сигнала на отпирание ключа происходит задержка переключения коммутатора S на время, за которое должен произойти спад напряжения на коллекторе силового ключа. Если этого не произойдёт, что означает короткое замыкание в силовой цепи, то компаратор переключится и заставит переключиться триггер T₂, который заблокирует выход драйвера. Одновременно этот триггер запустит генератор импульсов ГИ₂, который через цепь сдвига уровня на транзисторе VT₃ и фильтр передаст импульс, переключающий триггер T₃. Этот триггер откроет транзистор VT₄ и таким образом сообщит системе управления о коротком замыкании. С точки зрения помехоустойчивости, по схе-

ме на рисунке 15 наиболее целесообразно использовать ИМС IR21271/81, имеющие более высокий порог срабатывания компаратора, а драйверы IR2127/8 лучше использовать совместно с датчиком тока (аналогично ИМС IR2121). Эти ИМС также допускают разность потенциалов между общим выводом (COM) и выводом для подключения к эмиттеру транзистора (Vs) до 600 В.

Драйверы верхнего и нижнего ключей целесообразно использовать для управления однотактными двухтранзисторными схемами (рис. 4в) либо мостами с однополярной широтно-импульсной модуляцией.

Фирма International Rectifier производит значительное количество моделей высоковольтных драйверов верхнего и нижнего ключей. В частности, модель IR2110 содержит на кристалле как схему драйвера верхнего ключа, подобную IR2118, так и схему драйвера нижнего ключа, подобную IR2121, за исключением цепей токовой защиты, которых здесь нет. Управление обоими ключами независимо. Имеется схема формирования «мёртвого» времени для нижнего ключа. Есть вход SD для отключения обоих драйверов. Напряжение питания управляющей логики может быть сдвинуто относительно напряжения питания вольтодобавки. Импульсный выходной ток буферов может достигать 2 А, что обеспечивает высокую скорость переключения управляемых транзисторов. Максимально допустимое напряжение питания силовой схемы для этой микросхемы составляет 500 В.

Если же требуется частотное управление полумостовым инвертором, то лучше всего использовать 8-выводную ИМС IR2111, которая имеет только один управляющий вход (рис. 16). Здесь обозначено: HO (High Output) – выход для управления верхним транзистором, LO (Low Output) – выход для управления нижним транзистором. Для предотвращения сквозных токов, которые могут возникнуть при коммутации транзисторов, между запитыванием одного транзистора и отпиранием другого при помощи цепей задержки вводится «мёртвое» время длительностью 0,7 мкс.

Значительно большими возможностями обладают ИМС драйвера полумостового инвертора IR2214SS/IR22141SS. Эти микросхемы снабже-

ны защитой от КЗ обоих ключей (верхнего и нижнего) с контролем напряжения насыщения. Транзисторы выходного каскада драйвера подключают к затвору силового ключа через отдельные резисторы, как на рисунке 5г. Выходные токи в импульсе могут достигать 2 А (вытекающий) и 3 А (втекающий). Предельное значение плавающего напряжения на затворе верхнего транзистора составляет 1225 В. При выходе любого ключа из насыщения производится выключение обоих ключей и на выводе FAULT/SD появляется низкий уровень. Принудительным переводом этого вывода в нулевое состояние внешним устройством драйвер выключается. Микросхема выпускается в 24-выводном миниатюрном корпусе SSOP.

Для нерегулируемого полумостового инвертора могут быть использованы драйверы семейства IR215x, которые содержат на кристалле, помимо всего того, что имеет IR2111, ещё и схему автогенератора, аналогичную схеме таймера NE555, а также стабилизатор на напряжение 15 В, ограничивающий напряжение, питающее логику и выходные буферы. Эта ИМС позволяет построить замечательно простой сетевой импульсный нестабилизированный источник с электрической развязкой вторичной цепи. Типовая схема включения ИМС IR215x приведена на рисунке 17. Управляющие цепи питаются от высокого напряжения через балластный резистор R_1 . Поскольку ток потребления микросхемы не превышает 5 мА, мощность, рассеиваемая на этом резисторе при питании схемы от сети переменного тока 220 В через выпрямитель, оказывается немногим больше 1 Вт.

Фирма International Rectifier выпускает значительное количество моделей драйверов верхнего и нижнего ключей. В частности, это семейство IR2106/2301/2108/2109/2302/2304. Сравнение функциональных возможностей этих ИМС представлено в таблице 2.

ИМС драйверов верхнего и нижнего ключа IX6R11 фирмы IXYS характеризуется наличием изолирующего барьера между входом и драйвером верхнего ключа, выдерживающего напряжение до 650 В. Платой за это является необходимость в дополнительном изолированном источнике. Пиковый выходной ток обоих кана-

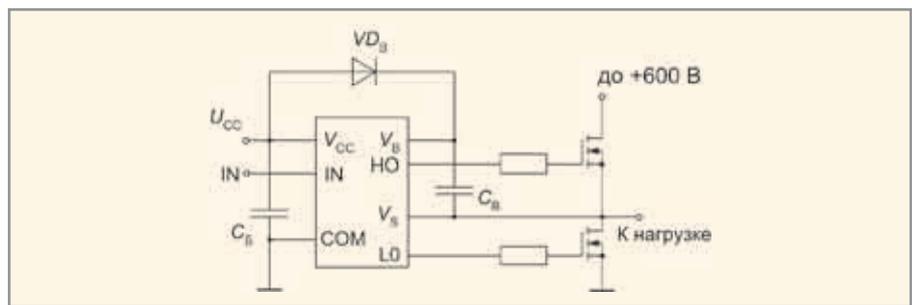


Рис. 16. Драйвер для управления полумостовым инвертором IR2111

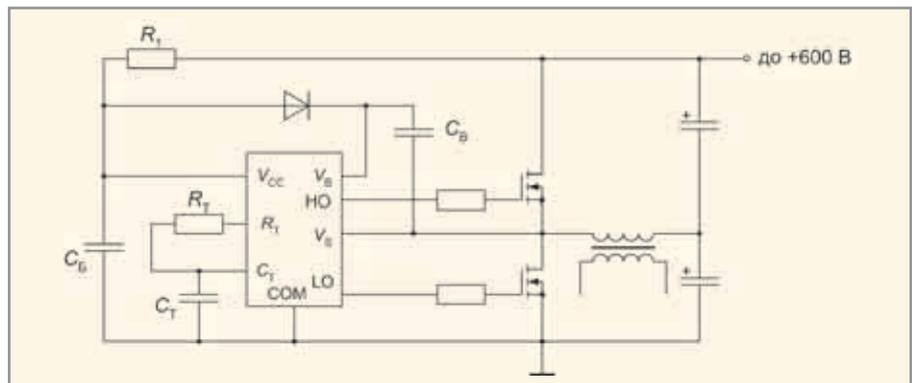


Рис. 17. Типовая схема включения ИМС IR215x

лов – до 6 А. Микросхема выпускается в 16-выводном корпусе SOIC.

Из других ИМС драйверов можно отметить HIP4081A (Intersil) для управления однофазной мостовой схемой с напряжением до 80 В с пиковым выходным током до 2,5 А. Эта микросхема включает два простых полумостовых драйвера. Для управления маломощными трёхфазными инверторами со входным напряжением до 600 или 1200 В могут быть использованы ИМС фирмы International Rectifier IR2133/IR2135/IR2233/IR2235, содержащие по три полумостовых драйвера. Фирма Intersil выпускает ИМС HIP4086 также с тремя полумостовыми драйверами, но на низкое напряжение (до 80 В), поэтому основная область их применения – коммутаторы бесколлекторных двигателей постоянного тока.

Отдельную группу составляют драйверы синхронных выпрямителей. Такие выпрямители также содержат два ключа – верхний и нижний, но применяются синхронные выпрямители в понижающих преобразователях низкого напряжения (как правило, менее 25 В). Фирма Analog Devices выпускает семейство драйверов ADP3410/2/9 для управления ключами низковольтных (до 25 В входного напряжения) синхронных выпрямителей, в том числе и в многофазных преобразователях. Посколь-

ку в таких устройствах в качестве силовых ключей применяются исключительно МОП-транзисторы, которые обладают высоким быстродействием, эти ИМС имеют низкое выходное сопротивление (типично 1,7 Ом на включение и 0,8 Ом на выключение) и малое время переключения (типично 13 нс). Все ИМС драйверов синхронных выпрямителей имеют цепи формирования мёртвого времени для защиты ключей от сквозных токов.

Семейство драйверов синхронных выпрямителей IXS839/839A/839B фирмы IXYS содержит БЧУН и настраиваемый блок мёртвого времени. Длительность паузы определяется ёмкостью конденсатора, подключаемого между выводом DLY микросхемы и общей точкой, по формуле: $t_{п}[нс] = 0,5C[пФ]$.

Ещё один пример – семейство TPS28225/6 фирмы Texas Instruments



МОЈОРНО

РАЗРАБОТКА ДИЗАЙН-ПРОЕКТА,
КОНСТРУКТОРСКАЯ ПРОРАБОТКА,
ПОДГОТОВКА КД, МАКЕТИРОВАНИЕ,
ПРОТОТИПИРОВАНИЕ

(812) 920 02 12

WWW.INDUSTRY.MOJORNO.RU

Реклама

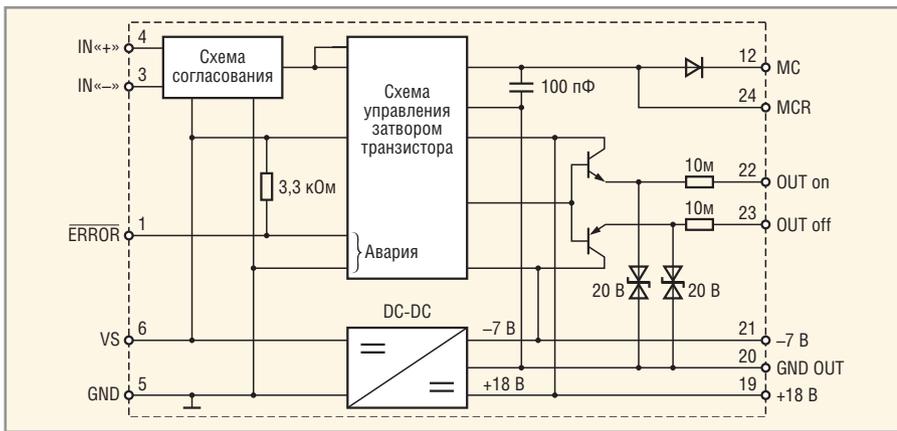


Рис. 18. Блок-схема модуля драйвера МД180

обеспечивает втекающий ток нижнего транзистора до 4 А и время переключения 10 нс. Это позволяет управлять ключами с частотой до 2 МГц.

Драйверы IGBT-модулей

IGBT-модули (табл. 3) являются одними из наиболее мощных полностью управляемых полупроводниковых ключей, допускающих в закрытом состоянии напряжение до 4500 В и коммутирующих токи силой до нескольких килоампер. Стоимость таких приборов весьма высока, поэтому требования к драйверам IGBT-модулей также высоки. Как следствие, драйверы IGBT-модулей представляют собой сложные законченные устройства, изготавливаемые в виде гибридных микросборок, модулей или даже плат.

Общие черты большинства драйверов IGBT-модулей:

- в качестве сигнала о коротком замыкании или перегрузке по току используется величина напряжения коллектор-эмиттер $U_{КЭ}$ IGBT-модуля;
- трансформаторная или оптическая развязка цепей управления и выхода;
- встроенный источник питания цепей выхода.

Характерными представителями рассматриваемого класса драйверов является семейство одноканальных МД115/50/80 и двухканальных МД215/50/80 модулей фирмы «Электрум АВ» с выходными токами соответственно 1,5/5/8 А.

Блок-схема семейства одноканальных драйверов МД1хх представлена на рисунке 18. Включение и выключение IGBT-модуля осуществляется по

раздельным цепям через выходы OUT_{on} и OUT_{off} . Развязка цепей управления – оптическая. Питание выходных каскадов – от встроенного DC/DC-преобразователя. Контроль напряжения коллектор-эмиттер – через вывод MC; пороговое напряжение – 7 В. К выводу MCR подключается конденсатор, ёмкость которого определяет время задержки срабатывания защиты. Входы управления – дифференциальные, ТТЛ/КМОП-совместимые.

Фирма ST-Concept Technology производит несколько моделей драйверов IGBT-модулей, выполняемых на печатных платах. Это, в частности, двухканальные 2SD106AN и 2SD315AI-33, а также шестиканальный 6SD106EN. Все эти устройства имеют трансформаторную развязку и встроенный источник, а также защиту от КЗ путём контроля напряжения коллектор-эмиттер. Драйверы 2SD106AN и 6SD106EN допускают импульсный выходной ток до 6/6 А, а 2SD315AI-33 – до 15/15 А. Максимальная частота переключения выходов – 100 кГц. Вывод выходных каскадов – объединённый.

Подобные драйверы – одноканальный SKH 10/12 и двухканальные SKIPER 32R выпускает фирма Semikron. Обе модели имеют раздельные выводы на отпирание и запираание модулей.

Фирма Powerex выпускает драйверы M5716AL-01 в виде гибридных микросборок для IGBT-модулей F-серии фирмы Mitsubishi Electric со встроенной цепью контроля тока RTC (см. выше). Драйвер оснащён оптической развязкой. Допустимый импульсный выходной ток – 5/5 А.

Самый малогабаритный драйвер с трансформаторной развязкой 1ED02I12-S предлагает фирма Infineon. Он смонтирован в 16-выводном корпусе DSO размером 7,5 × 10 × 2,6 мм. Для его применения требуется дополнительный изолированный источник. Используются трансформаторы прямой и обратной связи без сердечника. Для ограничения напряжения затвор-эмиттер за счёт эффекта Миллера при коротком замыкании драйвер оснащён ключом на ток до 0,5 А, включаемым непосредственно между затвором и эмиттером IGBT-модуля. Недостаток этой модели – сравнительно малый выходной ток (2/2 А). Фирма Infineon выпускает также усвоенный аналогично двухканальный драйвер 2ED020I12-F для управления полумостовой схемой. ©

Таблица 2. Свойства драйверов верхнего и нижнего ключа International Rectifier

Модель	Входная логика	Логика, предотвращающая сквозные токи	«Мёртвое» время	Земляные выводы
IR2106/2301	HIN/LIN	Нет	Нет	COM
IR21064				VSS/COM
IR2108	HIN/LIN	Есть	Внутреннее 540 нс	COM
IR21084			Программируемое 0,54...5 мкс	VSS/COM
IR2109/2302	IN/SD	Есть	Внутреннее 540 нс	COM
IR21094			Программируемое 0,54...5 мкс	VSS/COM
IR2304	HIN/LIN	Есть	Внутреннее 100 нс	COM

Таблица 3. Основные параметры драйверов для IGBT-модулей

Модель	$t_{вкл/выкл}$ нс ($f_{макс}$ кГц)	$I_{втек/вытек}$ А	$U_{кз,макс}$ кВ	$U_{пит}$ В	Особенности
МД180П-Б	(100)	8/8	2	5	Раздельные выходы, встроенный источник, защита цепи затвора
2SD315AI-33	(>100)	15/15	1,2	15	Двухканальный, встроенный источник, трансформаторная развязка
6SD106EN	(>100)	6/6	0,8	15	Шестиканальный, встроенный источник, трансформаторная развязка
1ED02I12-S	400/600	2/2	1,2	+5, +15, -8	16-выводной SOIC, трансформаторная развязка
SKH1 10/12	(100)	8/8	1,2	15	Раздельные выходы, встроенный источник, выбор входных уровней
SKIPER 32R	(50)	15/15	1,7	15	Двухканальный, встроенный источник, трансформаторная развязка, раздельные выходы
M57160AL-01	(20)	5/5	1,2	+15, -8	Оптическая развязка, защита по току (RTC). Гибридная ИМС
M57958L	(30)	5/5	1,4	+15, -10	Оптическая развязка. Гибридная ИМС

Новости мира News of the World Новости мира

IBM занялась технологией магнитной памяти STT-RAM

Компания IBM решила объединить свои усилия с японской TDK, чтобы совместными стараниями освоить коммерческое производство магнитной памяти, использующей характеристики направленности магнитного поля («спина») в качестве носителя информации о состоянии единичной ячейки. Этот тип памяти получил название STT-RAM (от spin torque transfer – передача спинового вращательного момента). Согласно текущим планам, партнёры планируют представить 65-нм действующие прототипы через четыре года. Возможно, к тому времени они уже не будут пионерами в этой области – по имеющейся информации, начинающая компания Grandis уже начала производить свои первые образцы STT-RAM и рассылать их потенциальным заказчикам, надеясь приступить к массовым поставкам к концу следующего года.

Ранее внимание IBM было привлечено другой технологией магнитной памяти, MRAM, но компания столкнулась со сложностями при попытках её применения в рамках современных «тонких» техпроцессов. В настоящее время коммерческим выпуском MRAM занимается Freescale Semiconductor, однако представители самой компании признают, что вряд ли эта технология в силу физических ограничений сможет переступить порог 65 нм. Таким образом, наиболее перспективными среди альтернативных энергонезависимых технологий памяти остается STT-RAM и память с изменением фазового состояния вещества (phase change memory, PRAM). Объясняя свой интерес к сегменту, который сейчас не является источником доходов для компании, IBM говорит, что она желает обладать собственной технологией энергонезависимой памяти, без которой, например, уже не обходятся современные микросхемы класса «система-на-чипе» (SoC).

news.com.com

Преобразователь солнечного излучения в лазерное

Исследователи Университета Осаки присоединились к Японскому агентству по аэрокосмическим исследованиям (Japan Aerospace Exploration Agency, JAXA), с тем чтобы совместными усилиями разработать устройство, способное преобразовывать энергию солнечного излучения в излучение лазера. Сообщается, что проект по созданию такого преобразователя завершился успешно, а эффективность соз-

данного прототипа четверо превышает характеристики предыдущих аналогов.

Для накопления солнечной энергии используется пластина, изготовленная из порошка окислов хрома и ниодима. Лазерное излучение малой мощности, проходящее через пластину, освобождает накопленную энергию, и в результате усиливается мощность лазерного излучения. Согласно приведенным данным, с помощью подобного «усилителя» можно получить из лазерного луча мощностью 0,5 Вт на входе 180 Вт на выходе. Коэффициент преобразования солнечной энергии при этом составляет около 40%. Предполагается, что в своё время на базе таких преобразователей можно будет строить энергетические станции космического базирования, которые будут передавать энергию в виде лазерного излучения на поверхность планеты для дальнейшей трансформации в электроэнергию.

theinquirer.net

Applied начала выпуск крупнопанельных солнечных батарей

С вводом в строй новой линии для производства больших солнечных панелей американская компания Applied Materials объявила о практически 20-процентном снижении себестоимости производства солнечных батарей, основанных на фотогальванических элементах.

Представленная на проходящей в г. Милан (Италия) европейской конференции производителей фотогальванических солнечных панелей система SolarFab способна обрабатывать стеклянные подложки размером 2,2 × 2,6 м. Получаемая панель площадью в 5,72 кв. м практически в 4 раза больше самой большой из панелей на основе тонкопленочных транзисторов. За один год такая панель может генерировать до 75 МВт энергии.

В новой производственной системе Applied использует проверенные практикой методы CVD (нанесение покрытия с помощью химического осаждения из газовой фазы) и PVD (физическое осаждение) для производства наиболее критических слоёв модуля и дополняет их системой PECVD (плазмохимическое осаждение), аналогичной таковой, применяемой при производстве ЖК-экранов.

appliedmaterials.com

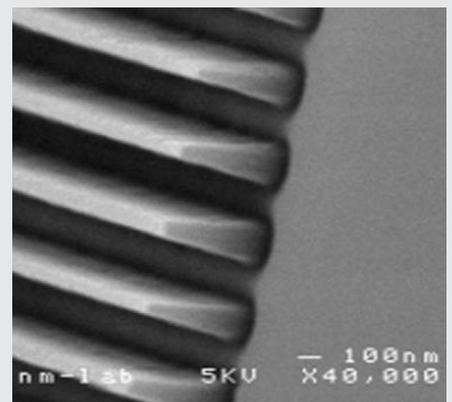
Нанопечатная литография подешевела

Нанопечатная литография (Nanoimprint lithography) является отличной технологи-

ей изготовления интегральных микросхем, однако до этого момента главным её недостатком являлась слишком высокая стоимость производства трафаретов, по которым осуществляется «печать» чипов. Теперь же, благодаря исследованиям и разработкам инженера Стивена Чоу (Stephen Chou) из Принстонского университета (Princeton University), процесс изготовления шаблонов можно не только значительно удешевить, но и заметно ускорить. На современном этапе развития нанопечатной литографии широко используются медленные методы изготовления трафаретов при помощи электронного или ионного пучков.

Стивен Чоу предлагает следующий метод: использование полимера для формирования необходимого «рисунка» на пластине. Полимер в ходе процесса помещается между двумя пластинами, и после сжатия на поверхности пластин остаются углубления, точно соответствующие толщине полимера.

Но не только быстрота и невысокая стоимость являются главными достоинствами метода – при помощи представленной техники можно наносить «рисунок» на по-



верхности большей площади. Так, если сегодня исследователи оперируют с пластинами площадью всего несколько квадратных миллиметров, то «полимерный» метод позволяет формировать необходимую структуру на площади в несколько квадратных сантиметров. При этом разработчики получают возможность легко контролировать толщину углублений, значительно повышая точность инструментов для создания новых микросхем.

Исследователи уже подали заявку на приобретение патента и планируют в ближайшем будущем начать коммерческое использование технологии, продавая лицензии производителям микроэлектронных устройств.

eetimes.com