

# ИС IR2130: 6-ти КАНАЛЬНЫЙ ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ ДРАЙВЕР

PETER WOOD

AN-985

## Введение

МОП-транзисторы находят все более широкое применение в качестве мощных ключей в драйверах (системах управления) двигателей, и конвертерах, работающих на переменном и постоянном напряжении вплоть до 600 В постоянного напряжения. Такие мощные ключи могут выполняться на МОП-транзисторах, БИП-транзисторах с изолированным затвором или тиристорах (МСТ), но все они требуют подачи управляющего напряжения для достижения условий насыщения в состоянии «включено».

Эти управляющие сигналы должны иметь следующие характеристики:

1. Иметь амплитуду от 10 до 15 В.

2. Малое сопротивление управляющего каскада для быстрого заряда и разряда емкости затвора.

3. Плавающий выход для обеспечения управления верхним прибором.

Кроме этих требований настоящий драйвер должен быть способен управлять комбинацией приборов с использованием как верхнего, так и нижнего приборов. Кроме этого драйвер должен обеспечивать:

1. Малые внутренние потери мощности на высокой частоте переключения и максимальном напряжении смещения.

2. Возможность подачи входных сигналов с логическими уровнями относительно земли.

3. Защита мощного ключа от разрушения при задержке низкого уровня напряжения на затворе, а также при недостаточном или чрезмерном напряжении или тока в нагрузке, превышающем типовое значение.

Обычно для выполнения этих требований необходимо применение дискретных схем из нескольких элементов, но ИС IR2130 шестиканального драйвера затвора удовлетворяет всем требованиям к схемам для управления логическими уровнями мощных МОП-приборах с использованием в схемах как верхних и нижних ключей с подключением до шести транзисторов.

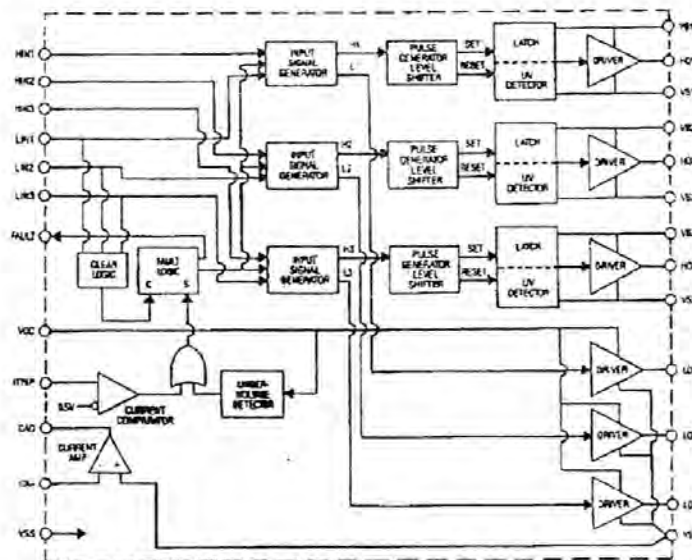


Рис.1. Функциональная блок-схема ИС IR2130

# 1. Блок-схема ИС IR2130

Как показано на рис.1 ИС IR2130 содержит шесть выходных драйверов, на входы которых подаются сигналы от трех генераторов сигналов, каждый из которых работает на два выхода.

Три нижних выходных драйвера управляются непосредственно генераторами сигналов L1, L2 и L3, а сигналы управления верхним прибором H1, H2 и H3 должны быть смещены по уровню перед подачей на верхние выходные драйверы.

Схема детектора недонапряжения управляется ее уровнем  $V_{ss}$ , подаваемым на вход для защиты шести выходов схемы генератора сигналов. Кроме этого, имеются индивидуальные схемы блокировки по недонапряжению на выходах верхнего канала, которые любое плавающее смещение понижают до заданного уровня.

Сигнал  $I_{trip}$ , который может быть снят с датчика тока в главной мощной схеме оборудования (токовый трансформатор, отслеживающий резистор и т.д.) сравнивается с опорным напряжением 0,5 В и затем «ORRED» (объединяется по схеме «или») с сигналом схемы контроля недонапряжения для запрета генератора входных сигналов на шесть выходов.

Сбой в схеме логики, вызываемый высоковольтным или  $I_{trip}$  входами открывает выход TTL стока для индикации или диагностики. Имеется также внутренний усилитель тока, выдающий аналоговый сигнал, пропорциональный напряжению между  $V_{ss}$  и  $V_s$ .

Следовательно, отслеживающий резистор в цепи главной мощности может выдавать положительное напряжение на  $V_s$  и с помощью резистора обратной связи усилитель тока может быть откалиброван на 0 - 5 В постоянного напряжения в виде функции действительной токовой нагрузки (см.1.2.4).

## 1.1. Входная управляющая логика

Логика низкого уровня, подаваемая на любой из шести входов, вызывает появление на выходе высокого уровня, согласно таблице истинности (табл.1).

Табл.1 Таблица истинности для концов пары вход/выход

HIN	LIN	HO	LO
1	1	0	0
1	0	0	1
0	1	1	0
0	0	0	0

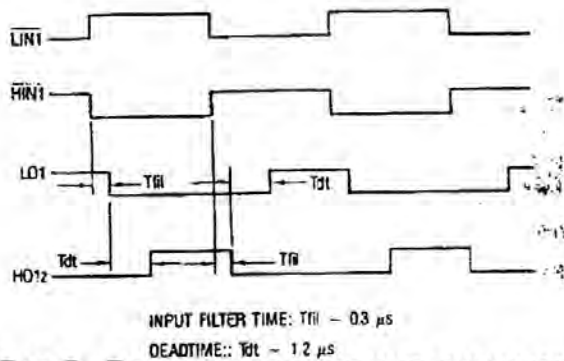
Примечание: 1 - высокий; 0 - низкий

Внутренние 50 кОм резисторы, подключенные к  $V_{ss}$ , создают уверенность в том, что все выходы имеют низкий уровень при не подключенных входах схемы.

Входы TTL и КМОП совместимы с  $V_{ih}$ , установленным на 2,2 В и  $V_{il}$  на 0,8 В. 500-наносекундный входной фильтр предотвращает ложное срабатывание от быстрых импульсных помех.

Схема входной логики также обеспечивает задержку для исключения одновременного включения транзисторов, когда на выводах входа  $Lin$  и  $Hin$  появляются совпадающие по времени логические сигналы.

Этот случай показан на рис.2. Дальнейшая защита от сквозных токов в мощных приборах обеспечивается блокировкой обоих выходов высокого уровня, если на оба выхода одновременно подается команда «ON» - «Включено».



**Рис.2. Временная диаграмма сигналов на входе-выходе**

## 1.2. Описание схем защиты и сбоев

### 1.2.1. Напряжение питания

Условия недостаточного напряжения уровня на шине  $V_{cc}$ , определяемые значением менее 8,9 В от уровня номинала и увеличение напряжения выше 9,3 В, вызывают блокировку всех каналов (см. разд. 1.2.3.).

При  $V_{cc}$  около 9 В ИС IR2130 выдает оптимальное управляющее напряжение, обеспечивающее полное насыщение мощных ключей для большинства случаев эксплуатации.

Отдельные высоковольтные блокировки встроены в три высоковольтных выхода. Они также имеют интервал разброса напряжений 0,4 В при номинальном уровне 8,3 В и 8,7 В при его повышении.

Независимо от  $V_{cc}$  низковольтной схемы они защищают только отдельный вход верхнего прибора и не влияют на выполнение схемой любой другой функции.

### 1.2.2. Блокировка тока. (Trip)

При появлении сквозного тока или при перегрузке выхода желательно запретить все выходные сигналы драйвера IR2130. Это выполняется схемой токового компаратора, которая управляет падением напряжения на резисторе нижнего прибора и сравнивает его с опорным уровнем 0,5 В.

Выход компаратора тока «ORRED» соединен по логической схеме «или» с  $V_{cc}$  выхода схемы защиты по напряжению (1.2.1) так, что сбой или нечто подобное вызывают соответствующее срабатывание в схемы логики.

### 1.2.3. Сбой логики

Эта схема состоит из блокировки, включенной при условиях, описанных в п.1.2.2 и сбрасываемой, когда на всех трех выходах в нижнем канале высокий уровень держится более 10 мксек или в случае превышения уровня помех источника смещения  $V_{cc}$ .

При установке блокировки сбоя она выдает два выходных сигнала. Один из них используется для запрета всех трех схем генераторов сигналов и таким образом запрещает все шесть выходов.

Другой выходной сигнал используется как индикатор сбоя, который переходит в состояние нижнего уровня в случае условий сбоя, как отмечено в п.1.2.2.

Низкий логический уровень управляет индикатором сбоя - светодиодом или внешней схемой логики.

### 1.2.4. Датчик тока

Используя тот же токосъемный резистор, описанный в п.1.2.2, напряжение датчика тока 0 - 0,5 В усиливается в усилителе тока для получения аналогового сигнала 0 - 5 В для подачи в схему внешнего контроля.

В реальных условиях работы разность напряжения между выводами  $V_s$  и  $V_{ss}$  формирует выходное напряжение для неинвертирующего усилителя, т.к. измеряется положительный ток ( $V_s$  положительное WRT  $V_{ss}$ ).

Два резистора  $R_f$  и  $R_{in}$  задают коэффициент усиления усилителя, как показано на рис.3. Фактическое значение коэффициента усиления задается выражением

$$A = \frac{R_f + R_{in}}{R_{in}}$$

для коэффициента 10 при  $R_{in} = 1k$

$$10 = \frac{R_f + 1K}{1K}$$

$$R_f + 1K = 10K$$

$$R_f = 9K$$

Питание на усилитель тока подается от  $V_{SS}$ .

### 1.3. Выходные драйверы

ИС IR2130 имеют шесть выходных драйверов, три из них относительно  $V_S$ , а три плавающих драйвера способны к работе на напряжениях до 600 В, положительных по отношению к  $V_{SS}$ .

Все выходы имеют инвертированную логику, т.е. они положительны когда соответствующие  $Lin$  или  $Hin$  остаются на низком уровне, пока действуют условия сбоя (см.1.2.3).

Выходной ток 0,25 А при заряде емкости затвора и 0,5 А при разряде затворной емкости обеспечивает управление затвором МОП-транзистора емкостью 1000 пФ при максимальном времени нарастания сигнала 99 нсек и спада 48 нсек.

Рис.2 показывает временные соотношения между входными и выходными диаграммами. Типовая задержка входного фильтра составляет 300 нсек, а время паузы имеет значения от 1,5 мксек до 2,0 мксек.

#### 1.3.1. Выходные драйверы нижнего канала

При работе усилителя тока в связи с тем, что ток нагрузки может течь в обоих направлениях при управлении двигателями, смещение напряжения  $V_S$  к  $V_{SS}$  является двуполярным и составляет  $\pm 5$  В.

#### 1.3.2. Выходные драйверы верхнего канала

При управлении индуктивными нагрузками выводы  $V_{S1}$ ,  $V_{S2}$ ,  $V_{S3}$  отрицательны по отношению к  $V_{SS}$ , т.к. энергия индукции коммутируется диодами через каждый ключ нижнего канала. По этой причине полное рабочее напряжение ИС IR2130 составляет от - 5 В до + 600 В.

Напряжение - 5 В необходимо для отслеживания мгновенного падения напряжения на диоде за счет прямого восстановления, так же как индукционных эффектов в скрученных силовых проводах и т.д.

Как уже отмечалось в разделе 1.2.1 блокировка по пониженному напряжению встроена в каждый драйвер верхнего канала для предупреждения ложного срабатывания при разряде бутстрепных емкостей.

Эта проблема более часто проявляется в шаговых бесколлекторных системах управления постоянного тока при чрезвычайно низкой скорости или переходных условиях, а так же при отсутствии блокировки по недонапряжению может привести к рассогласованной работе мощных ключей в нижнем канале.

При длительных импульсах, когда бутстрепные емкости отдают всю энергию для плавающего драйвера, емкости постепенно разряжаются до тех пор, пока при 8,3 В детектор низкого напряжения не закроет выход и предохранит мощный ключ от перегрузки.

Если на выходы должен быть подан длинный импульс, то сброса можно избежать следующими способами:

1. Применение больших бутстрепных емкостей.
2. Подпитка бутстрепного заряда мгновенным выключением и включением импульса входной команды.
3. Обеспечение длительного смещения от источников с плавающим напряжением.

## 2. Рекомендации по применению

### 2.1. Бутстрепные и развязывающие емкости

Для питания мощных плавающих выходов ИС IR2130 необходимы три бутстрепные емкости, величина которых зависит от требований к заряду затвора мощного ключа и максимальному времени его включения.

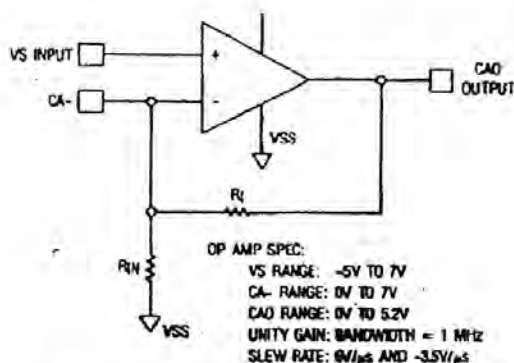


Рис.3. Присоединение усилителя тока обратной связи

Ток внутреннего плавающего драйвера также должен подаваться с бутстрепной емкости. После обеспечения этих потребностей в энергии на бутстрепной емкости должен оставаться заряд  $C_{boot}$ , достаточный для исключения блокировки по недонапряжению (номинал 8,3 В).

**Пример:** каким должно быть максимальное время включения  $t_{on}$  при следующих условиях: если  $V_{CC} = 15$  В, и заряд бутстрепной емкости происходит, когда  $V_s = -1$  В падения напряжения на бутстрепном диоде равно 1,0 В, мы имеем полное напряжение на  $C_{boot}$  равное 15 В.

Предположим также, что применили типонаминал 5 мощного ключа типа IRF450 или IRGPC50U, который требует полного заряда величиной 0,12 мкКл и что мы хотим зарядить  $C_{boot}$  до 0,1 мкФ при номинальном постоянном напряжении 10 В:

во время разряда  $\Delta V = 5$  В

$$Q_{AVAIL} = CV = 0,1 \times 10^{-6} \times 5 \text{ В}$$

$$= 0,5 \text{ мкКл}$$

$$Q_{REQD} = 0,12 \text{ мкКл (см. паспортные данные IRF450 или IRGPC50U).}$$

Полный избыточный заряд = 0,38 мкКл ( $\Delta V = 3,8$  В)

$$v = E e^{-\frac{t}{CR}} \quad \text{where } E = 13,8\text{V}, v = 10\text{V}$$

$$C = 0,1 \mu\text{F} \quad R = 1\text{m}\Omega \quad (I_Q = 15 \mu\text{A} @ V_{CC} = 15\text{V})$$

$$e^{-\frac{t}{CR}} = \frac{E}{v} = 1,38$$

логорифмируем  $\frac{t}{CR} = 0,322$

$$t = \frac{0,322 \times 0,1 \times 1 \text{ sec}}{0,4343}$$

$$\text{Max } t_{ON} = \frac{0,0322 \text{ sec}}{0,4343} = 74,1 \text{ мсЕК}$$

Так как заряд, необходимый для мощного ключа, остается постоянным, то максимальное  $T_{on}$  пропорционально величине  $C_{boot}$ , т.е. для 1 сек.  $T_{on}$

$$C_{boot} = \frac{1000}{74,1} \times 0,1 \mu\text{F} = 1,35 \mu\text{F}$$

Выше приведенный расчет не учитывает утечки тока в бутстрепном диоде, который должен быть быстродействующим для исключения разряда  $C_{boot}$ .

Для выполнения требований развязки емкость конденсатора должна в 10 раз превышать величину  $C_{boot}$  в цепи от  $V_{CC}$  до  $V_{SS}$ , чтобы обеспечить равноценный зарядный ток для  $C_{boot}$  и минимизировать передачу напряжения на питание  $V_{CC}$ , появляющегося от этих токов.

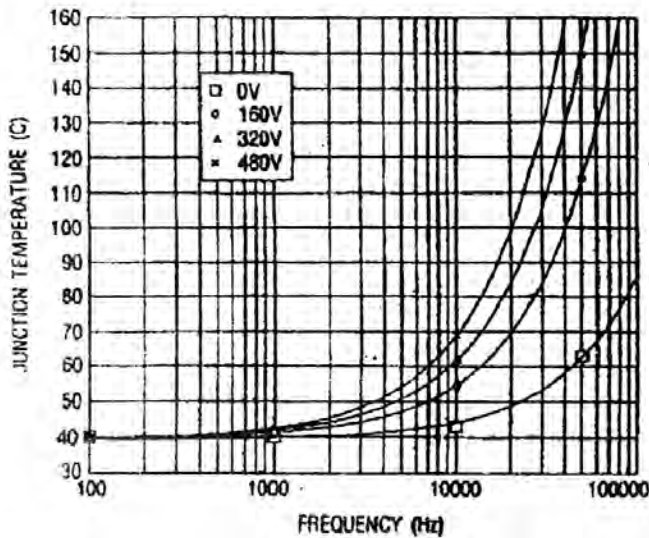
## 2.2. Мощность рассеивания

ИС IR2130 имеет «сбойный» выход на выводе 8, который является открытым стоком МОП-транзистора с истоком, присоединенным к  $V_{SS}$  (вывод.12).

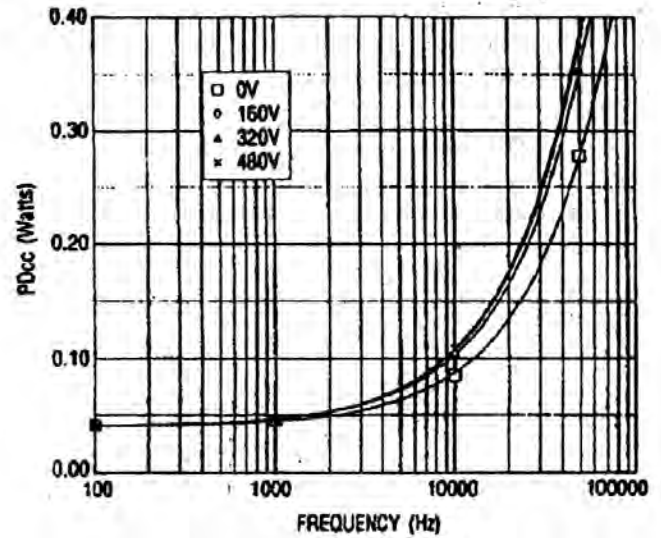
Собственный диод этого транзистора имеет отрицательный температурный коэффициент  $V_f$  почти точно равный  $-0,002 \text{ В}/^\circ\text{C}$ . Таким образом мы имеем встроенный термометр для управления температурой устройства, подавая на вывод 8 ток - 1 мА от постоянного источника.

Графики роста температуры от частоты и напряжения смещения представлены на рис.4, а аналогичный график зависимости мощности рассеивания от частоты на рис.5.

Оба графика применимы к ИС IR2130 в режиме управления шестью приборами IRF450



**Рис.4. Зависимость температуры перехода от частоты (управляемый МОП ПТ IRF450 с  $R_G=10$  Ом,  $V_{CC}=15В$ ,  $T=25$  ° C)**



**Рис.5. Зависимость рассеиваемой мощности от частоты (управляемый МОП ПТ IRF450 с  $R_G=10$  Ом,  $V_{CC}=15В$ )**

в трехфазной мостовой схеме. Аналогичные графики для случая управления мощными приборами для типов от hex - 2 до hex - 5 приведены в справочных данных ИС IR2130.

Заметим, что на рис.5 не показана небольшая мощность рассеивания, необходимая для заряда изолированных карманов сдвига уровня. Но эти мощности учтены в температурных кривых на рис. 4.

Кривые, показанные на рис.4 и 5 также показывают уровень мощности 40мВт, который вызывает  $\Delta t = 14^\circ\text{C}$  выше температуры окружающей среды.

ИС IR2130 способна обеспечивать рассеивание мощности примерно в 1 Вт при температуре окружающей среды  $25^\circ\text{C}$ . 3. Рекомендации по проектированию.

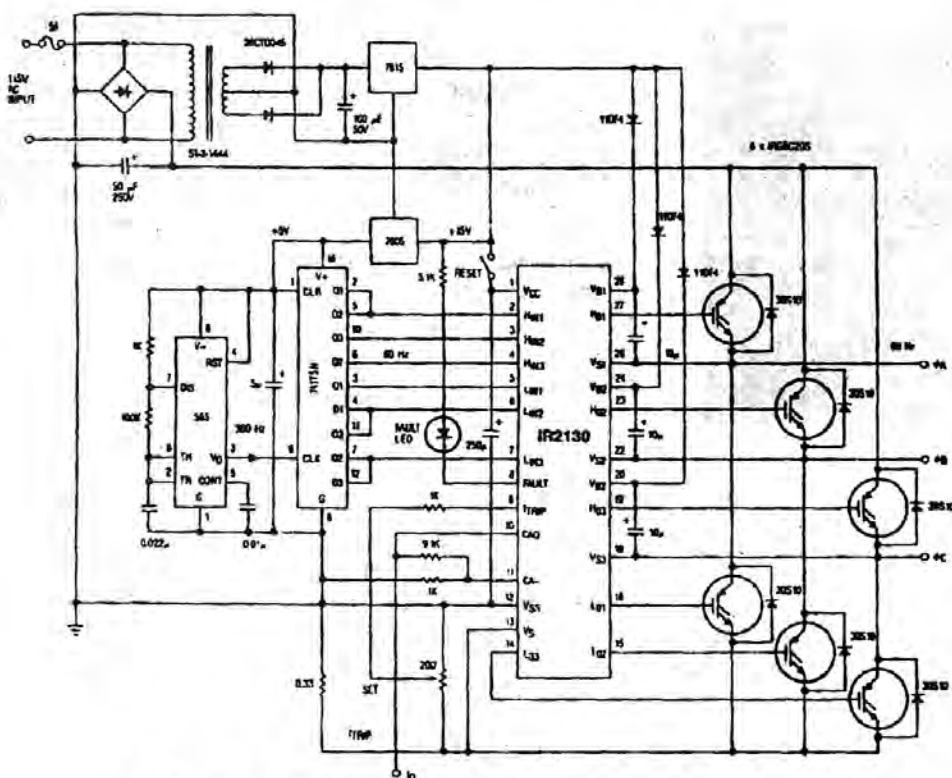
ИС IR2130 осуществляет согласование между схемой логики низкого уровня и мощными ключевыми приборами. Отсюда следует, что сигналы по шинам земли и высокой мощности не должны смешиваться, и должны следовать четко сформулированным правилам для исключения взаимных помех.

Некоторые основные правила проектирования:

- 1). Следует избегать возможности попадания в схемы обратных сигналов токов в нагрузке, которые возникают вследствие протекания общих токов в скрутках проводников.
- 2). Размеры контура токовой нагрузки должны быть малы для минимизации индуктивности схемы.
- 3). Шины больших токов должны быть одинаково развязаны на точку переключения для минимизации выбросов индуктивности.
- 4). Полноценное экранирование шин высокого напряжения, точки высокого  $dv/dt$  и схемы сигнала низкого уровня.
- 5). Конструкция трансформатора должна уменьшать перепад напряжения между помехами в обмотках и катушкой для преобразования емкостных токов, возникающих в чувствительных к сигналам схемах.
- 6). Величины  $dv/dt$  в мощном ключе должны удерживаться на возможно низком уровне, т.к. они связаны с избыточной эффективностью системы, для минимизации всплесков в сети индуцированного напряжения.

В противоположность распространенной теории, что быстрее переключение - лучшее, имеется несколько противоречивых требований к согласованию драйвера и мощного прибора:

- если расстояние между драйвером и мощным каскадом более двух дюймов, управляющий сигнал должен поступать через скрученную пару соединительных проводов непосредственно на затвор и исток (или эмиттер) мощного прибора.



**Рис.6. 3-фазная шестишаговая схема управления двигателем**

- Драйверы типа IR2130 имеют малый импеданс выхода и следовательно выполняют очень быстрое переключение мощного МОП-транзистора. При этом на переключаемом транзисторе возникают колебания, проявляющиеся в нежелательной ВЧ-генерации тока и возможном сбое в работе мощного МОП прибора при высокой скорости  $dv/dt$ .

Четвертьваттный последовательный резистор в затворе сопротивлением около 15-22 Ом обычно обеспечивает достаточно эффективный спад  $C_{iss}$  и затухание колебаний.

В малых МОП-транзисторах с гексагональной топологией и типов от 1 до 3 сопротивление резистора должно быть увеличено до 30-50 Ом. В схемах управления двигателем с большой индуктивностью, ток двигателя коммутируется диодами мощных ключей, когда транзисторы выключены. Т.к. другой транзистор в противоположном плече включен, это должно приводить к прекращению проводимости коммутационного диода за счет обратного восстановления.

В это время появляется всплеск тока, вызывающий колебания и ВЧ-генерацию. Величина всплеска тока может быть уменьшена последовательным включением резистора затвора, описанным выше [2].

## 4. Специальные применения

### 4.1. Шестишаговое трехфазное управление двигателем

На рис.6 показана типовая схема трехфазного нерегулируемого управления двигателем, в которой ИС IR2130 обеспечивает все затворы сигналами управления нижнего и верхнего канала на БПТИЗ-транзисторах с изолированным затвором.

ИС IR2130 работает при 15 В постоянного тока от трехвыводного регулятора и входы соединены с выходами шестишагового кольцевого счетчика 74175N, на его вход подается сигнал от мультивибратора 555, работающего на частоте 360 Гц.

Шина постоянного напряжения шестишагового инвертора питается от внешней шины выпрямленного переменного напряжения с фильтрующей емкостью 50 мкФ конденсатора на 250 В.

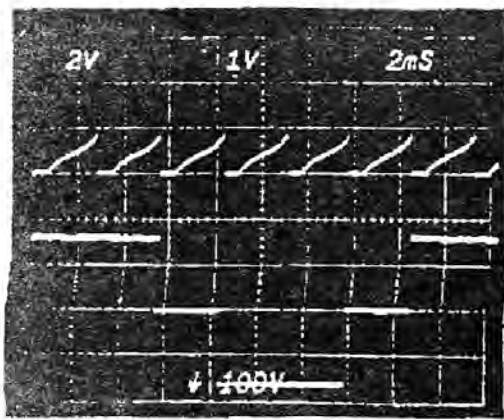


Рис.7. Форма сигналов 6-шагового управления двигателем

Ток двигателя определяется последовательно включенным отслеживающим резистором в шине отрицательного потенциала и положением 20-омного потенциометра так, что напряжение, пропорциональное току нагрузки, подается на I trtp вывод 9 ИС IR2130.

Кроме того, постоянное напряжение, пропорциональное току двигателя, подается на вывод 10. Так же используются 9 кОм резистор обратной связи и 1 кОм входной резистор на выводе 11, инвертирующего входа усилителя тока.

#### 4.2. 1000-Ваттный балласт ртутной лампы.

Рис.8 показывает схему для 1 кВт HID балласта с использованием ИС IR2130 для управления верхним и нижним ключами. Эта схема применяет ИС IR2130 в качестве полного мостового драйвера, а также драйвера предварительного регулирования.

Питающим напряжением в этом случае является трехфазная сеть на 230 В и 60 Гц, которая выпрямляется для получения нерегулируемого питания по шине 320 В.

Сверхбыстродействующие транзисторы БТИЗ переключают это напряжение в схеме управления, выход которой связаны с полным мостом на четырех БТИЗ, непосредственно питающим лампу мощностью 1 кВт.

Рабочая частота этого балласта составляет 20 кГц для входного ограничительного регулятора и 10 кГц для полномостового драйвера лампы.

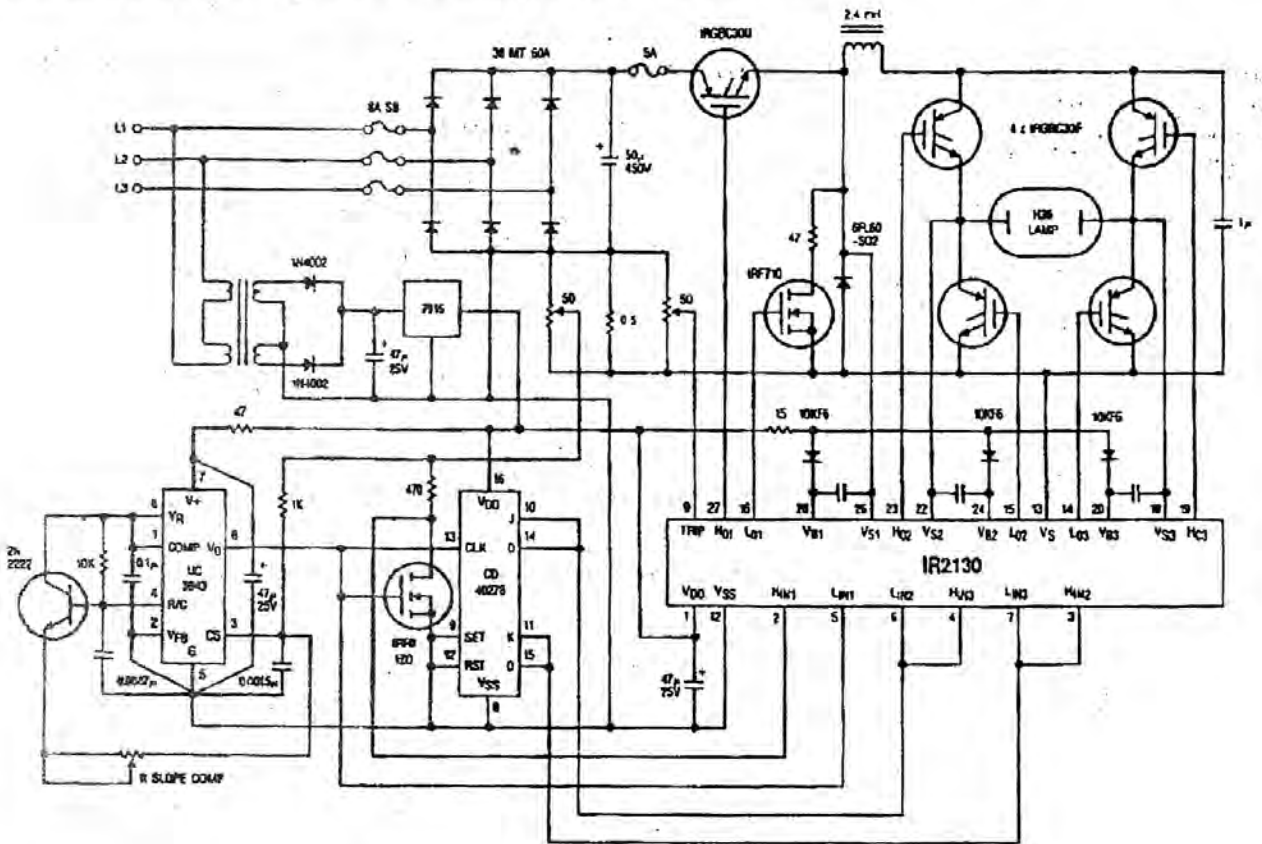


Рис.8. Схема балласта лампы высокой интенсивности мощностью 1000 Вт



Так как мощные разрядные лампы требуют для правильной работы мощного источника постоянного тока в ИС3843, задействован модулятор ширины импульсов (PWM) ШИМ.

Ток в лампе определяется напряжением обратной связи через резистор в шине отрицательного питания с (потенциометр 50 Ом) входным постоянным сигналом, подаваемым на ШИМ ИС 3843.

Выход этого регулятора соединен с входом канала 1 верхнего плеча на вывод 2 ИС IR2130.

Заметим, что т.к. ИС IR2130 имеет функцию логической инверсии, сигнал PWM-модулятора ширины импульса был инвертирован малым МОП-транзистором с гексагональной топологией перед тем, как он подается на вывод 2.

PWM сигнал также использован для запуска триггера, который подается на четыре входа ИС IR2130 для управления полномостовой схемой питания лампы.

Примечательно то, что в выходе схемы управления постоянного тока ограничивающего регулятора использована только маленькая фильтрующая емкость, так что постоянное питание в полномостовом ламповом драйвере становится эффективным источником тока, что обеспечивает возможность кратковременного закорачивания на землю без разрушения выходов БТИЗ. Это весьма важно, т.к. входные сигналы для транзисторов БТИЗ в полномостовой схеме составляют 50 % рабочего цикла сигнала и хотя время паузы учтено в ИС IR2130 для управления БТИЗ, оно составляет приблизительно 1,75 мксек, так что в конструкции устройства должны быть предусмотрены меры по предупреждению отказов за счет избыточного сквозного тока.

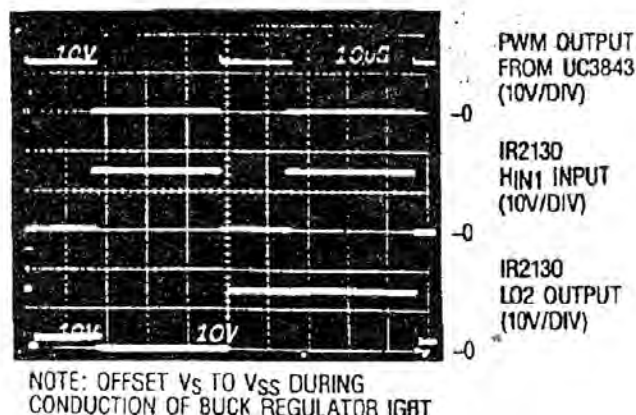


Рис.9. Форма сигналов драйвера

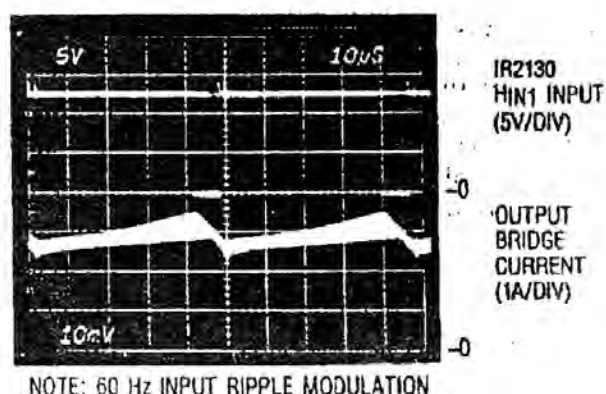


Рис.10. Форма сигналов тока на выходе моста