

ВЫСОКОВОЛЬТНАЯ ИС УПРАВЛЕНИЯ МОП-ТРАНЗИСТОРОМ С ПЛАВАЮЩИМ ВЫВОДОМ

STEVE CLEMENTE, AJIT DUBHASHI

AN-978A

Введение

Требования к мощному МОП-транзистору или к биполярному транзистору с изолированным затвором, используемому в качестве высоковольтного ключа (сток соединен с шиной высокого напряжения) в режиме полного насыщения, т.е. при наименьшем падении напряжения на выводах, могут быть просуммированы в следующем виде:

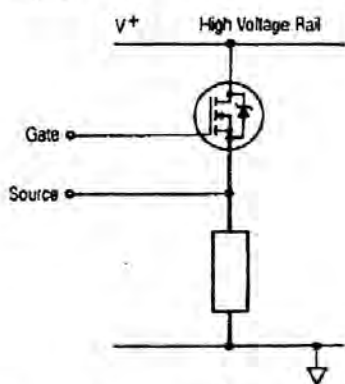


Рис. 1. Схема мощного МОП ПТ верхнего уровня

1. Напряжение на затворе д.б. на 10 - 15 В выше напряжения на стоке. Для высоковольтного ключа такое напряжение на затворе д.б. выше напряжения сети, которое часто является наибольшим напряжением системы.

2. Напряжение на затворе должно управляться логикой относительно земли. Следовательно, уровни управляющих сигналов должны быть смещены к истоку верхнего транзистора, который в большинстве практических применений соединен с двумя шинами.

3. Мощность потребления собственно схемой управления затвором не должна существенно влиять на общую эффективность системы.

С учетом этих соображений ниже представлен ряд схемных решений, применяемых для реализации этих функций, как показано в таблице 1.

Каждая базовая схема может быть расширена путем различных модификаций.

Драйвер IR2110 фирмы IR объединяет большинство функций, требуемых для управления верхним и нижним МОП- или БИПТ-транзистором с изолированным затвором и собран в корпусе широкого применения.

При добавлении ряда компонентов ИС IR2110 обеспечивает очень большие скорости переключения (см. таблицу 2), малую мощность рассеивания и может работать в бутстрепном режиме или с прерывистым питанием.

В бутстрепном режиме драйвер IR2110 может применяться в большинстве практических приложений на частотах от десятков герц до сотен килогерц.

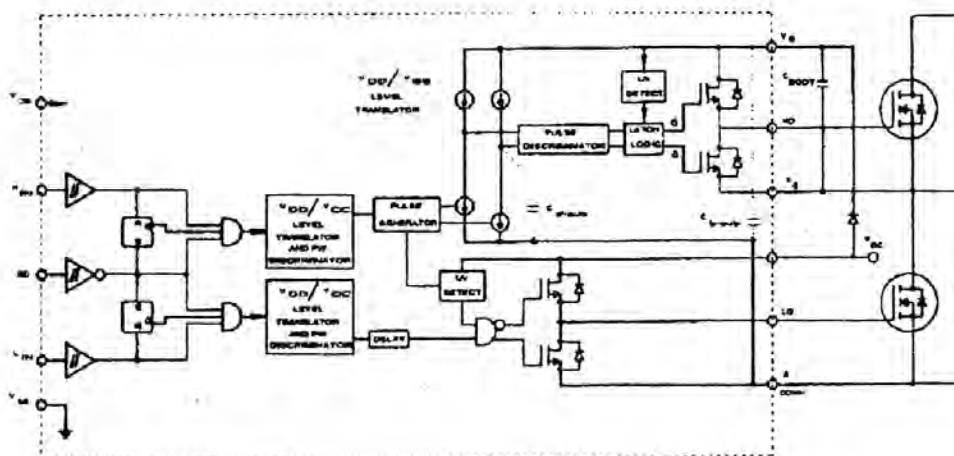


Рис. 2. Блок-схема ИС IR 2110

TABLE I

METHOD	BASIC CIRCUIT	KEY FEATURES
FLOATING GATE DRIVE SUPPLY		Full gate control for indefinite periods of time. Cost impact of isolated supply is significant (one required for each high side MOSFET). Level shifting a ground referenced signal can be tricky: Level shifter must sustain full voltage, switch fast with minimal propagation delays and low power consumption. Opto isolators tend to be relatively expensive, limited in bandwidth and noise sensitive.
PULSE TRANSFORMER		Simple and cost effective but limited in many respects. Operation over wide duty cycles requires complex techniques. Transformer size increases significantly as frequency decreases. Significant parasitics create less than ideal operation with fast switching waveforms.
CHARGE PUMP		Can be used to generate an "over-rail" voltage controlled by a level shifter or to "pump" the gate when MOSFET is turned on. In the first case the problems of a level shifter have to be tackled. In the second case turn on times tend to be too long for switching applications. In either case, gate can be kept on for an indefinite period of time. Inefficiencies in the voltage multiplication circuit may require more than two stages of pumping.
BOOTSTRAP		Simple and inexpensive with some of the limitations of the pulse transformer: duty cycle and on-time are both constrained by the need to refresh the bootstrap capacitor. If the capacitor is charged from a high voltage rail, power dissipation can be significant. Requires level shifter, with its associated difficulties.
CARRIER DRIVE		Gives full gate control for an indefinite period of time but is somewhat limited in switching performance. This can be improved with added complexity.

Table II	Die Size	Rise Time	Fall Time
Typical switching times for different HEXFET die sizes (V _{cc} = 15V, test circuit as in Figure 9a, without gate network)	HEX-2	25ns	17ns
	HEX-3	38ns	23ns
	HEX-4	53ns	34ns
	HEX-5	78ns	54ns
	HEX-6	116ns	74ns

1. Блок-диаграмма ИС IR2110

Как показано на рис.2, ИС IR 2110 включает в себя схему управления мощным транзистором, подключенным к земле, и схему управления для верхнего транзистора, трансляторы уровней и схему входной логики.

1.1. Входная логика

Оба канала управляются совместимыми ТТЛ/КМОП входами с порогами передачи, пропорциональными напряжению питания V_{dd} (от 3 до 20 В) и буферами на триггерах Шмитта с разбросом до 10 % от V_{dd} для пропускания входного сигнала с большим временем нарастания.

Каждый канал может управляться независимо от другого и устройство управления затвором реагирует на входные команды без ограничений в задержке распространения.

В тех случаях, когда требуется задержка для предотвращения избыточных токов в мощных приборах, входные команды должны разделяться управляющей логикой.

В разделе 4.3 показан простой путь реализации этого требования с помощью ряда пассивных компонентов.

Задержка распространения между входом и выходом драйвера приблизительно одинакова для обоих каналов при включении (120 нс) и выключении (95 нс) с соответствующей температурной зависимостью согласно паспортным данным ИС.

Состояние «Выключено» фиксируется сигналом логической «1» и обеспечивает выключение обоих мощных приборов. Первая входная команда после прекращения сигнала выключения переключает триггер фиксатора и активирует канал. Эти блокировки ведут к упрощению управления током в процессе рабочего цикла, как показано в разделе 4.3.

Сигналы входной логики подаются на отдельные каналы через трансляторы с высокой степенью помехоустойчивости; это дает возможность земляному выводу напряжения питания логики (V_{ss} на выводе 13) отличаться до ± 5 В от потенциала мощности (COM на выводе 2) силовой земли.

Это свойство эффективно в случаях с неидеальным характером земли в типовых мощных силовых схемах. В качестве дополнительной меры повышения помехоустойчивости использован дискриминатор длительности импульсов, отсекающий импульсы короче 50 нс.

1.2. Нижний канал

Выходной канал построен на двух N-канальных МОП-транзисторах, объединенных в единой топологической структуре с общими выводами (исток служит источником тока и общим истоком при потреблении тока) и управляется от входной схемы.

Каждый МОП-транзистор может потреблять или отдавать ток до 2 А. На основе единого топологического решения время нарастания сигнала на временной диаграмме затвора больше времени спада.

Эта особенность широко распространена в подавляющем большинстве мощных токовых схем. При фиксированных индуктивных нагрузках замедление включения уменьшает пик обратного тока восстановления диода с некоторым ростом потерь при включении. С другой стороны, способность потребления 2 А тока обеспечивает хорошие ключевые свойства при выключении, когда в наибольшей степени проявляются потери переключения.

Исток нижнего прибора в общей топологии независимо выведен на вывод 2, что позволяет осуществлять прямое подключение к истоку мощного транзистора для управления током.

Пример реализации этого приведен в рекомендациях по применению, раздел 3.

Блокировка по чрезмерно малому напряжению предупреждает работу канала при V_{ss} ниже паспортной величины (8,6 - 8,2 В). Любой импульс, появляющийся на входе при включенной блокировке по низкому напряжению, направляется в соответствующий канал.

1.3. Верхний канал

Этот канал встроен в «изолированный карман» (см. рис.3) и допускает питание от + 500 В до - 5 В с соответствующей мощностью относительно силовой земли (COM на выводе 2).

Карман «плавает» на потенциале вывода 6 (V_s), который создается напряжением, под-

аваемым на вывод 5 (V_b). Обычно этот вывод соединен с истоком верхнего МОП-транзистора, как показано на рис.2, и потенциал этого вывода меняется от «0» нижнего транзистора до 500 В верхнего.

Если питание от независимого источника подается к этому выводу и V_s (вывод 6), верхний канал будет включать выход (НО, вывод 7) между положительным потенциалом этого питания и его землей в соответствии с командой на входе.

Одно из значительных достоинств МОП приборов заключается в их емкостной входной характеристике, т.е. они включаются зарядом, накапливаемым на затворе, а не током.

Если верхний канал управляет одним таким прибором, изолированный источник питания может быть заменен емкостью, как показано на рис.2:

Заряд затвора верхнего МОП-транзистора обеспечивается бутстрепной емкостью, которая заряжается питанием 15 В через бутстрепный диод в период времени, когда прибор выключен (полагая, что в это время V_s заземлено, как это имеет место в большинстве практических приложений).

Так как емкость заряжается от низковольтного источника, мощность, требуемая для управления затвором, мала.

Уровни входных сигналов на верхнем канале должны быть сдвинуты относительно уровня COM, находящегося под плавающим потенциалом «кармана», который может достигать 500 В.

Как показано на рис.2 команды включено / выключено преобразуются в прямоугольные импульсы при нарастании и спаде входных сигналов. Они блокируются триггером установка/сброс относительно плавающего потенциала.

Применение импульсов значительно уменьшает мощность рассеивания, связанную с передачей уровней. Импульсный дискриминатор разделяет импульсы установка / сброс от быстрых переходных процессов dv/dt , возникающих на шине V_s , так что скорости переключения порядка 50 В/нс в мощных приборах в незначительной степени влияют на работу ИС IR2110.

Этот канал имеет собственную защиту от недонапряжения, которая блокирует управление затвором, если напряжение между V_b (вывод 6) и V_s (вывод 5), т.е. на верхнем канале, ниже предельного (8,7 / 8,3 В).

Действие блокировки недонапряжения отличается от блокировки на V_{cc} одной деталью: - первый импульс после снятия блокировки по недонапряжению вызывает изменение состояния канала на выходе.

Высоковольтная схема транслятора уровней сконструирована так, что функционирует даже когда напряжение на шине V_s становится на 5 В ниже напряжения на выводе COM. Это может происходить за счет прямого восстановления маломощного диода или передачи индуцированного напряжения $L di/dt$.

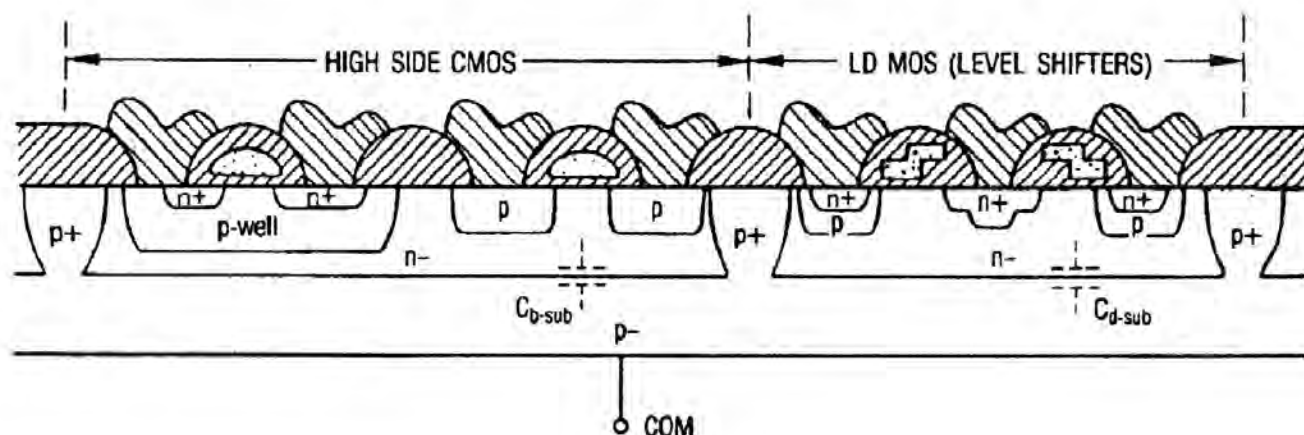


Рис.3. Поперечный разрез кристалла с паразитными емкостями

2. Руководство по применению

Как показано на рис.2, бутстрепный диод и емкость являются единственными внешними компонентами, существенно необходимыми для работы в стандартных областях применения с ШИМ.

Конденсаторы развязки на V_{CC} (и цифровом) питании на практике применяются для компенсации индуктивности шин питания.

2.1. Бутстрепные компоненты

Напряжение, подаваемое на бутстрепную емкость, является напряжением питания V_{CC} . Емкость определяется следующими расчетами:

а) *необходимый заряд* (см. также приложение 1). После включения заряд накапливается на затворе, при этом напряжение на бутстрепной емкости должно быть значительно выше минимально необходимого для полного насыщения (10 В).

Полагая, для определенности, падение напряжения на зарядной шине бутстрепной емкости 1,5 В, а падение напряжения за счет внутренних утечек равным половине избыточного напряжения на затворе, приходим к следующему выражению:

$$C_{\text{BOOT}} > \frac{2Q_G}{(V_{CC} - 1,5 - 1,0)}$$

В некоторых необычных условиях работы типа переходных перегрузок падение напряжения на нижнем мощном транзисторе может быть значительно больше 1,5 В, приведенного в данном примере.

б) *максимальное время заряда*. Напряжение на затворе мощного МОП-транзистора в конце наибольшего времени заряда должно быть достаточным для поддержания режима полного насыщения.

Устойчивое состояние тока утечки от C_{BOOT} равно току насыщения верхнего канала (I_{QBS}).

Полагая начальное напряжение равным рассчитанному выше, это утверждение сводится к следующему:

$$C_{\text{BOOT}} > \frac{2 I_{\text{QBS}} \times t_{\text{on}}}{(V_{CC} - 1,5 - 1,0)}$$

в) *минимальное время заряда*. Расчетный импеданс зарядной линии ограничивается степенью заряда бутстрепной емкости.

Следовательно, емкость должна быть значительно меньше заряда, накапливаемого на затворе, плюс потери заряда за счет тока насыщения и подзарядаться за наименьшее время заряда для прибора малой мощности.

Наоборот, минимальное время заряда может увеличиваться для уверенного полного заряда емкости.

г) *защита от падения напряжения*. Если напряжение на бутстрепной емкости падает ниже порога блокировки (8,3 В), мощный прибор выключается и в этом состоянии находится до тех пор, пока конденсатор не разрядится примерно до 3,5 В.

Ниже этого напряжения емкость не будет иметь заряда, достаточного для насыщения мощного прибора.

Величина 0,1 мФ, показанная на рис. 6,7,8 одинакова для большинства типов приборов, работающих на частотах ниже 5 кГц с периодом следования импульсов вплоть до 100 %.

Бутстрепный диод должен обеспечивать блокировку полного напряжения в конкретной схеме. В схемах на рис.6,7,8 это возникает, когда верхний прибор включен и напряжение на нем почти равно напряжению в шине питания.

Номинальный ток диода зависит от частоты переключения заряда на затворе.

Для ИС IRF 450 на частоте 100 кГц он равен примерно 12 мА.

Высокотемпературные обратные утечки тока, характерные для этого диода могут быть важным параметром в применениях, когда емкость должна быть заряжена длительный период времени.

По той же причине важно, чтобы этот диод очень быстро закрывался для уменьшения стока заряда по линии обратной связи с емкости в сеть.

2.2. Мощность рассеивания

Полные потери в ИС драйвера IR 2110 являются результатом ряда факторов, которые могут быть сгруппированы по признакам «высоковольтные», «низковольтные», «статические» и «динамические».

а) *низковольтные статические потери* (P) возникают за счет тока покоя трех низковольтных источников питания V , V_{CC} и V_{SS} .

В типичных условиях эксплуатации при напряжении 15 В эти потери составляют примерно 3,5 мВт при 25°C, достигая 5 мВт при 125°C.

б) *низковольтные динамические потери* (P) по шине V_{CC} за счет двух различных составляющих

б1) перенос заряда к затвору и от затвора мощного прибора, т.е.

$$P_G = 2V \times Q_G \times f$$

Для двух больших МОП ПТ IR450, работающих на 100 кГц при $V_{GS} = 15$ В мы имеем

$$P = 2 \times 15 \times 120 \times 10^{-9} \times 100 \times 10^3 = 0,36 \text{ Вт}$$

Множитель 2 введен в формулу в предположении, что управляемыми являются два прибора, по одному на канал. Если V_{SS} снимается с бутстренных емкость/диод, то эта мощность потребляется от V_{CC} .

Использование затворных резисторов уменьшает величину мощности управления затвором, которая рассеивается внутри ИС IR2110 на соответствующих сопротивлениях.

Внутренние сопротивления имеют значения приблизительно 6 Ом, так что если затворный резистор имеет сопротивление 10 Ом, только 6/16 от P рассеивается в ИС IR2110. Эти потери не зависят от температуры.

б2) динамические потери, связанные с переключением внутренней КМОП схемы. Они могут быть приблизительно рассчитаны по следующей формуле

$$P_{\text{КМОП}} = V_{CC} \times Q_{\text{КМОП}} \times f$$

с $Q_{\text{КМОП}}$ приблизительно равным 16 пС. При типичной рабочей частоте 100 кГц эти потери могут достигать 24 мВт.

в) *высоковольтные статические потери* ($P_{D(hv)q}$) связаны в основном с токами утечки в каскаде сдвига уровня. Они зависят от напряжения на выводе V_S и пропорциональны рабочему циклу, т.к. они появляются только при включении высоковольтного прибора.

Если V_S длительно держится на уровне 400 В, их типовое значение от 0,06 мВт при 25°C до 2,25 мВт при 125°C. Эти потери равны нулю при заземлении V_S , как это имеет место в пушпульных и аналогичных им схемах.

г) *высоковольтные потери переключения* ($P_{D(hv)sw}$) имеют две составляющих, одна за счет схемы сдвига уровней (рис.2), а другая за счет заряда и разряда емкости высоковольтного р-кармана (C_b - cub на рис.3).

г1) если высоковольтный триггер установлен в исходное положение, то команда на включение высоковольтного прибора (т.е. переключение триггера) приводит к прохождению тока через схему сдвига уровня.

Этот заряд течет от высоковольтной шины через мощный транзистор и бутстрепную емкость.

Если высоковольтный триггер установлен, а низковольтный прибор включен, то команда на его переключение проходит к току от V_{CC} через диод.

Следовательно, для работы полумостовой схемы от сетевого напряжения V_R , суммарная мощность рассеивания будет

$$(V_R + V_{CC}) \times Q_p \times f,$$

где Q_p - заряд, накапливаемый двигателем уровня, а f - частота переключения высоко-

ковольтного канала. Q_p приближенно составляет 5 нКл при $V_p = 50$ В, достигая 10 нКл при увеличении напряжения в шине до 500 В.

В типичном случае работы при 400 В и 100 кГц эти потери составляют 0,375 Вт. Сюда включен заряд и разряд С d-sub. Имеется третий возможный источник Q_p , когда триггер сброшен (т.е. мощный прибор включен), а нижний прибор выключен.

В этом случае заряд идет от шины высокого напряжения через емкости прибора и утечки или через нагрузку. Мощность рассеивания в этом случае несколько выше рассчитанной по предыдущим формулам.

В пушпульных или иных схемах, где V_s (вывод 5) заземлен, заряд сдвигателя уровня происходит по шине V_{cc} со значительно меньшими потерями.

г2) В мощной схеме* верхнего/нижнего канала емкость кармана С b-sub заряжается и разряжается каждый раз, когда V_s меняется с амплитудой от V_r до COM. Зарядный ток течет по высоковольтной шине через мощный прибор и сопротивление эпитаксиального слоя. Ток разряда течет через низковольтный прибор и эпитаксиальное сопротивление.

Потери за счет заряда или разряда емкости через резистор равны $QV/2$, безотносительно к величине сопротивления.

Однако, большинство этих потерь выделяются вне драйверного моста, т.к. эписопротивление пренебрежимо мало по сравнению с внутренним сопротивлением мощных приборов в течение переключения.

Полагая величину заряда, равной 9 нКл при 450 В и частоту, равную 100 кГц, полные потери, вызываемые зарядом и разрядом этой емкости составляют

$$Q \times V \times f = 9 \times 10^{-9} \times 450 \times 10^5 = 0,4 \text{ Вт}$$

почти полностью вне ИС IR 2110.

Для всех практических целей Сb-sub не может вычлняться от выходной емкости нижнего мощного прибора. Если V_s заземлено, емкость заряжается при фиксированном напряжении и эти потери будут равны нулю.

Сb-sub (как и Сd-sub) представляют собой емкости обратного смещенного перехода и величина их является функцией напряжения.

По этой причине, вместо приведения их величины в размерности емкости приведем три значения заряда для трех различных напряжений:

Напряжение на шине V_s	Заряд на емкости Сb-sub
100 В	3,3 нКл
200 В	5,3 нКл
400 В	9,0 нКл

Эти заряды не зависят от температуры.

Выше приведенное рассмотрение потерь может быть просуммировано следующим образом:

* Доминирующими являются потери при переключении и в высоковольтных применениях при частоте 100 кГц и выше статическими потерями в подразделах «а» и «с» можно оправданно пренебречь.

* Температурная зависимость потерь при переключении незначительна.

* Общие потери являются функцией режима работы, также как электрические параметры и температура.

Зная величину потерь мощности в ИС IR2110, максимальная температура окружающей среды может быть определена из следующего выражения:

$T_{a,max} = T_{i,max} - P \times R_{th i-a}$, где $R_{th i-a}$ - тепловое сопротивление корпус-среда. Для 14 выводного DJL корпуса оно равно 75 C/W максимум.

На рисунке 4 приведены значения мощности и температуры окружающей среды для четырех различных напряжений, для управления двумя МОП ПТ IRF830.

Хотя измерения выполнены в специфических условиях работы, эти графики достаточно универсальны и могут использоваться для определения потерь мощности, макси-

мальной температуры окружающей среды и для других условий работы.

Наконец, кривая для $V_s = 0$ представляет интерес для выделения составляющих низковольтных потерь, т.к. высоковольтные потери, как показано выше, становятся равными нулю.

Следующий пример показывает падение потерь при работе двух МОП ПТ IRF830 в полумостовой схеме при 400 В, 300 кГц без нагрузки:

$P_{D(hv)q}$	0.004 Вт
$P_{D(hv)sw}: P_{CMOS} = \frac{15 \cdot 16 \cdot 10^{-9}}{300 \cdot 10^3} =$	0.072
$P_G = \frac{2 \cdot 15 \cdot 28 \cdot 10^{-9}}{300 \cdot 10^3} =$	0.252
$P_{D(hv)q}$	0.002
$P_{D(hv)sw}: \frac{(400 + 200) \cdot 9 \cdot 10^{-9}}{300 \cdot 10^3} =$	1.620
Всего	1.950

Видно, что общая величина очень близка к значению, показанному на рис.4а. Значение 200 В в формуле расчета $P_{(hv)sw}$ приемлемо для случая отсутствия нагрузки, т.к. этот случай был рассмотрен третьим в разделе 2.2г1.

Если мощность рассеивания в ИС IR2110 становится чрезмерной для максимальной температуры окружающей среды, добавление внешних резисторов уменьшает среднюю мощность рассеивания внутри корпуса (подраздел Г), поддерживая в то же время постоянной мощность рассеивания прибора. В этом случае могут возрасти потери при переключении.

Истинную температуру перехода можно измерить в работе снятием с вывода блокировки тока 1 мА с помощью регулируемого источника тока типа LM334. Напряжение на выводе будет 650 мВ при 25°C, уменьшаясь на величину 2 мВ/°C.

3. Рекомендации по конструированию

Несмотря на высокие значения помехоустойчивости, отмеченные в разделе 1, необходимо уделять большое внимание при конструировании мощных и управляющих схем для предупреждения ложного срабатывания или неправильной работы. Два следующих вопроса требуют особого внимания.

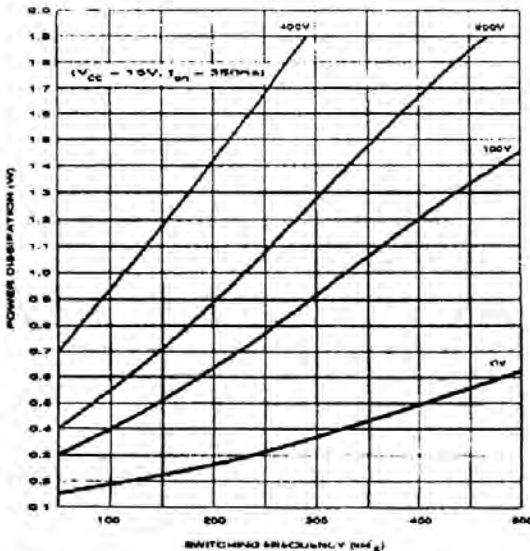


Рис.4а. Зависимость рассеиваемой мощности от частоты и рабочего напряжения при управлении

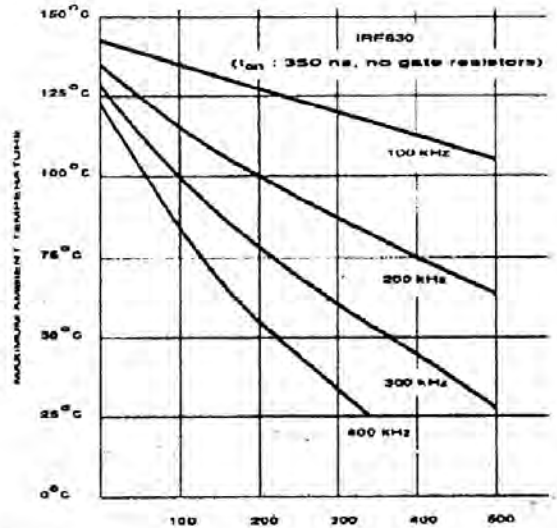


Рис.4б. Зависимость максимальной температуры среды от частоты и рабочего напряжения при работе полумоста

а) индуктивность шин питания.

Проблемы обычно возникают на стыке логики и мощности. ИС IR2110 не является исключением несмотря на меры, принятые при их проектировании.

Так как высокие значения di/dt часто имеют место в мощных схемах, любая паразитная индуктивность в мощных шинах заземления будет вызывать перепады напряжения между двумя выводами земли и COM других ИС IR2110, подключенных к этой же мощной шине земли.

В частности, некоторые условия для di/dt (а следовательно помехи по шине земли) создаются в течение коммутации тока нагрузки от стокового диода МОП-транзистора к каналу другого МОП-транзистора.

Этот прибор испытывает большой выброс обратного тока восстановления от стокового диода первого транзистора.

В течение времени восстановления значительные Ldi/dt индуцируют перепады напряжения на выводе COM ИС IR2110. Всплеск обратного тока восстановления значительно уменьшается замедлением включения мощного МОП-транзистора, в то же время проблема всплеска может быть решена применением высококачественных конденсаторов (малая индуктивность и малый ESR) между двумя шинами в компактной упаковке (Прим.4, рис.4).

В помощь конструкторам для преодоления этих проблем в ИС IR2110 предусмотрены два вывода земли, Vss (вывод 13) и COM (вывод 2) с расчетом обеспечения перепада ± 5 В между этими двумя выводами.

Выводы на противоположных сторонах корпуса не имеют внутреннего соединения и поэтому требуется внешнее соединение. Это соединение может быть выполнено непосредственно между двумя выводами (рис.6) или через общую землю (рис.8), в зависимости от обстоятельств.

В общем случае Vss должно использоваться в качестве опорной земли для логических сигналов на входе и должно трассироваться с ним и с напряжением питания логики Vdd (если оно отличается от Vss), где бы эти сигналы не формировались.

С другой стороны, COM в основном служит для управления затвором нижнего прибора. Трассировка силовой земли, хотя прямо не связана с работой ИС IR2110, оказывает влияние на функционирование, а именно на переключение и помехоустойчивость.

Литература [2,3] дает различные рекомендации и более детальную информацию по этому вопросу минимизации помех по напряжению, генерируемых токами при работе двух и более схем, протекающих через общее сопротивление земли.

Встроенные конденсаторы развязки также должны использоваться для придания устойчивости V_{CC} и V_{DD} . Оба конденсатора должны быть расположены вблизи выводов ИС, а байпасная емкость (блокировочная емкость) для Vss должна значительно превышать бутстрепную емкость.

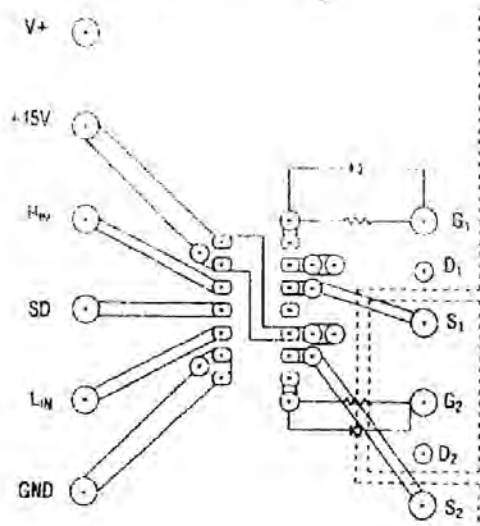


Рис.5а. Тестовая схема ИС IR 2110

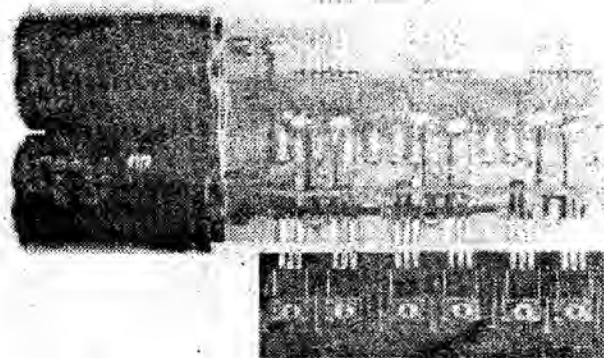


Рис.5б. Внешний вид 3-фазного двигателя. Общая точка земли выведена на отрицательный вывод емкости фильтра

Различие между потенциалами V_{SS} и COM следует иметь ввиду при осциллографировании временных диаграмм. Временная диаграмма будет правильной, если вывод заземления осциллографа будет коротким и соединенным с опорной точкой.

Например, если нужно проанализировать временную диаграмму нижнего прибора, вывод земли должен быть соединен с выводом истока, а не с общим заземлением. На практике это удобно для измерения помех по напряжению между двумя землями во время переключения больших токов. б) контуры заряда/разряда затвора.

Индуктивность этих контуров должна быть минимальной для уменьшения осцилляций и обеспечения скорости переключения и помехоустойчивости, в частности dv/dt , появляющегося при включении (литер.[4], рис.2).

Наконец, каждый МОП-транзистор должен иметь специальное соединение с выводами 2 и 5 схемы IR2110 для снятия управляющего сигнала с затвора. Наилучшие результаты получены на скрученной паре соединений, связывающих с обной стороны затвор и исток, а с другой управление затвором и прекращение управления затвором.

На печатных платах должны использоваться параллельные дорожки. Использование затворных резисторов является отклонением от общего правила, согласно которому затворы должны управляться источниками с малым импедансом. Эти отклонения в большинстве случаев являются необходимыми в силу следующих причин:

- * после принятия всех необходимых мер остается заметная индуктивность в контуре управления затвором, которая вызывает неконтролируемый паразитный сигнал.

- * скорость переключения мощного прибора необходимо уменьшить для удовлетворения условиям EMI, в частности при малых размерах кристалла.

- * необходимость уменьшения пикового обратного тока восстановления так, как это объяснено в разд.4.3 (см.также лит.[5]).

- * чрезмерная мощность рассеивания в ИС IR2110 (разделы 2.2б и 2.2г).

Топология, показанная на рис.5, является хорошей иллюстрацией влияния паразитной емкости в контуре управления затвором. В этой схеме перепад напряжений, измеренный между выводом затвора мощного МОП-транзистора и выводом управления ИС IR2110 в течение быстрого переходного процесса достигает 2 В.

Рисунок 5в дает пример компактной конструкции драйвера двигателя мощностью порядка кВт.

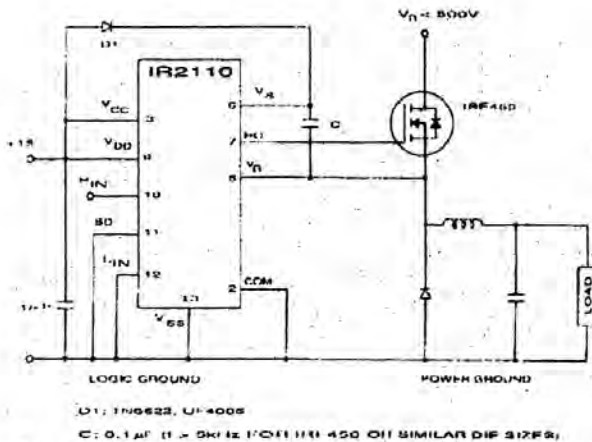


Рис.6. Схема обратного конвертора. Выводы 11, 12,13, 2 и отрицательный вывод конденсатора развязки должны быть заземлены

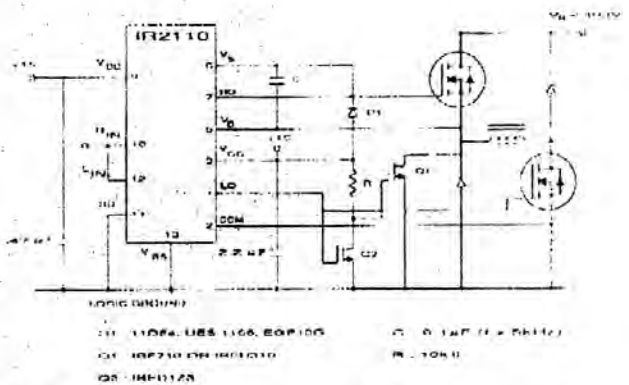


Рис.7. Схема двухконтактного прямого конвертора с индуктивной нагрузкой

4. Специальные применения

4.1. Ограничительный конвертер.

На рис.6 показано типовое использование ограничивающего конвертера для реализации функции высоковольтного управления, выполняемой с помощью ИС IR2110.

Начальный заряд бутстрепной емкости осуществляется питанием V_{ss} через индуктивность и емкостной фильтр. Заряд Q этой резонансной схемы должен быть достаточно малым, чтобы бутстрепная емкость не заряжалась выше значения V_{ss} (20 В).

Если это условие не выполняется, резистор, включенный последовательно с бутстрепным или зенеровским диодом и параллельно с бутстрепной емкостью, должен уверенно осуществить защиту от возможного перенапряжения.

Если конвертер работает в режиме непрерывного тока бутстрепная емкость заряжается в течение времени восстановления диода. В режиме прерывистого тока, если время проводимости диода очень мало, заряд бутстрепной емкости будет осуществляться через компоненты фильтра или через нагрузку.

Это справедливо и в том случае, если конвертер выполняет функции преобразования постоянного тока в постоянный в качестве источника питания или управляет скоростью вращения двигателя постоянного тока.

Если выходное напряжение ограничивающего конвертера имеет значение в пределах от 10 до 20 В, оно может быть использовано вместо специального источника питания ШИМ контроллера так же, как ИС IR2110 и других вспомогательных схем.

Необходима схема запуска для уверенности в зарядке бутстрепной емкости при первом включении питания. Обычно для этой цели используются резистор и диод.

4.2. Двухтактный прямоходовой конвертер и драйверы двигателей с переключаемым магнитным сопротивлением

На рис.7 представлена мостовая схема, часто применяемая для управления обмотками переключения магнитного сопротивления двигателей. Она также известна под названием двухтактного прямоходового конвертера.

Применение ИС IR2110 предполагает добавление трех приборов для получения уверенности в том, что бутстрепная емкость заряжается при включении и в ходе необходимого времени, когда восстановление проводимости диодов становится очень коротким.

4.3. Полный мост с токовой защитой.

На рис.8 показан полный H-мост с потактным контролем тока, осуществляемым токочувствительными устройствами в низковольтном плече в комбинации с выводом блокировки ИС IR2110.

Конкретное применение токочувствительной схемы зависит от исполнения аппаратуры ШИМ, применяемой для получения заданного выходного напряжения, требуемой точности и надежности источника отрицательного напряжения, широкополосности и т.д. (в лит.6,7 и 8 эти вопросы детально рассмотрены).

Как пояснено в разделе 1.1, функция выключения блокируется, так что мощный МОП-транзистор будет продолжать оставаться выключенным, так как ток нагрузки ослабляется внутренними диодами. Блокировка сбрасывается в начале следующего такта, когда мощные приборы вновь становятся управляемыми поступающей командой.

Паразитные индуктивности (L_1 и L_2 показаны на рис.8 пунктиром) в сочетании с высоким di/dt за счет быстрого переключения являются причиной выбросов, часто имеющих место в мощных МОП-транзисторах.

Развязывающие емкости по сети, связанные с мощными приборами, должны исключать отрицательные эффекты L_1 . С другой стороны L_2 должна быть уменьшена за счет уплотнения топологии. Эта индуктивность наряду с непосредственным восстановлением диодов вызывает колебание центральной точки по шине питания, т.е. V_s (вывод 5) ИС IR2110, будет становиться меньше COM (вывод 2).

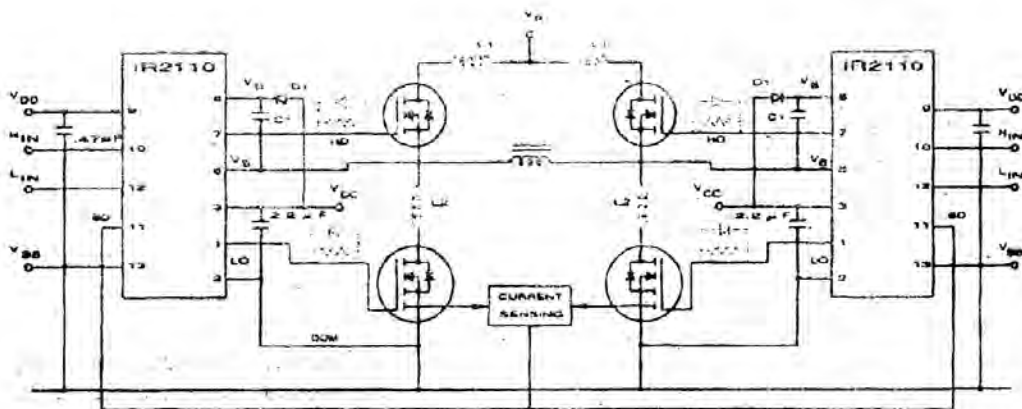


Рис.8. Типовая мостовая схема с ШУМ управлением

Как отмечено в разделе 1.3 сдвиг достигает 5 В и при значительном превышении этого предела может иметь место ложное срабатывание верхнего канала. Задержки распространения при включении и выключении ИС IR2110 хорошо согласованы (наихудшее согласование 10 нсек) с задержкой при включении на 25 нсек большей, чем при выключении.

Это само по себе дает гарантию отсутствия одновременного включения мощных приборов даже при совпадении команд «включено/выключено».

В качестве дополнительной защиты в цепь затвора может быть введена резисторно-диодная цепочка, как показано пунктиром на рис.8. Цель этой цепочки - дальнейшее замедление задержки включения без влияния на выключение, так как вводится дополнительное время, исключающее одновременное включение транзисторов.

Резисторно-диодная цепочка также применима для уменьшения всплеска тока, появляющегося во время обратной перезарядки. Как объяснено в лит.[5], это влияет на потери мощности, а также на dv/dt EMI.

На рис.9 приведены временные диаграммы, полученные на тестовой схеме, как показано на рис.5а.

Работа на 500 кГц с МОП ПТ IRF 830 не создает никаких проблем и не вызывает заметного нагрева корпуса ИС IR2110.

4.4. Драйверы бесколлекторного и индукционного двигателя

Применение трехфазного моста для управления двигателем требует повышенного внимания к конструкции в связи с большими di/dt составляющими на временных диаграммах и переключением с интервалами в 120° .

В частности драйвер, дальше расположенный от точки общего заземления, будет подвергаться большему перепаду напряжения между COM и опорной землей.

В разделе 3 и лит.[2] и [3] эти вопросы рассмотрены более детально. Более того, имеется несколько режимов работы, требующих более пристального внимания к проблемам потенциала. Один из таких режимов может возникнуть, когда бесщеточный двигатель постоянного тока работает с короткозамкнутым ротором в течение длительного времени с выключенным выводом моста.

В этих условиях бутстрепная емкость может разряжаться в зависимости от напряжения, имеющегося на V_s в этот период времени. В результате прибор может не включаться при поступлении команды на включение.

В большинстве случаев это не приводит к нарушению работы, т.к. низковольтный прибор получит команду на включение и бутстрепная емкость будет заряжена и готова к следующему такту.

Вообще, если конструкция устройства не обладает устойчивостью к работе в таком режиме, этого можно избежать одним из трех способов:

а) если входной сигнал отсутствовал какое-то время, управляющая логика первым включает нижний транзистор.

б) управление может быть установлено за очень короткий «нормальный» рабочий цикл, даже если нет необходимости в соединении.

в) если входной сигнал отсутствует ограниченный и известный период времени, бутстрепная емкость должна иметь величину, достаточную для удержания заряда на это время.

Если мост является частью системы управления асинхронным мотором, которая использует методы ШИМ для получения синусоидального сигнала, каждый полюс обнуляется через длительное время или с очень коротким циклом на низкой частоте.

Бутстрепная емкость должна иметь размеры, достаточные, чтобы сохранять заряд в эти периоды времени без подзарядки.

В схемах типа показанной на рис. 10, изоляция между высоковольтной шиной и схемой логики поддерживается в ИС IR2110 обратным смещением перехода. Пробой одного из этих переходов приводит к значительным повреждениям оборудования.

Во многих случаях это недопустимо и приняты некоторые виды гальванической изоляции для обеспечения безопасных условий работы или в виде разрушаемого устройства. Для этой цели часто используются оптоизоляторы или импульсные трансформаторы.

Применение ИС IR2110 в качестве драйвера устраняет требования к dv/dt , которые предъявляются к изоляции этих компонентов, уменьшает стоимость и в то же время обеспечивает высокую степень управления, такую, которая обеспечивается непосредственно применением этих компонентов.

4.5. Пушпульный режим.

ИС IR2110 может найти широкое применение там, где не играют роли его ключевые особенности - сдвиг уровня высокого напряжения и управление плавающим затвором.

Удобство, уменьшения помех между V_{ss} и COM, способность обеспечить высокие скорости управления являются важными свойствами для большинства применений для условий большой мощности.

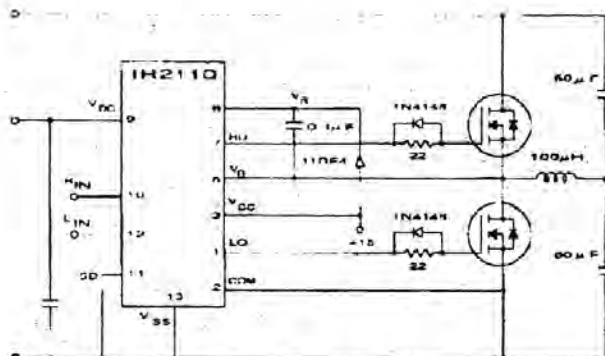


Рис.9а. Тестовая схема исследования сигналов на рис.9б. и 9с.

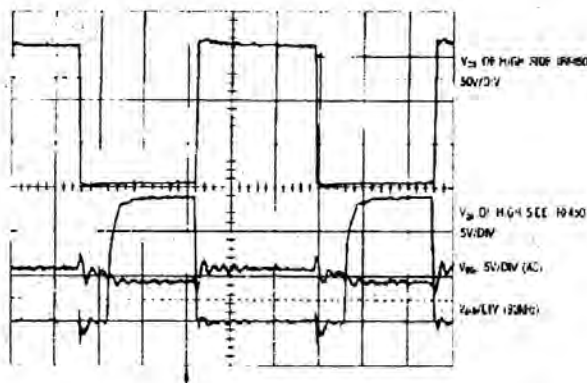


Рис.9б. Форма сигналов, полученных на схеме на рис. 9а на приборе IFR 830, работающем на частоте 500 кГц на индуктивную нагрузку 50 мкГн

Падение напряжения на бутстрепной емкости (0,1 мкФ) за счет заряда затвора - минимально (приблизительно 2В)

За счет индуктивности нагрузки падение напряжения на МОП ПТ близко к нулю даже при отсутствии напряжения на затворе, т. к. внутренний диод находится в проводящем состоянии даже тогда, когда другие приборы выключены.

Цепочка резистор-диод оказывает влияние на замедление включения затвора и почти не влияет на выключение.

В этом частном случае цепочка резистор-диод не выполняет полезной функции, т. к. включение осуществляется при нулевом напряжении на МОП ПТ.

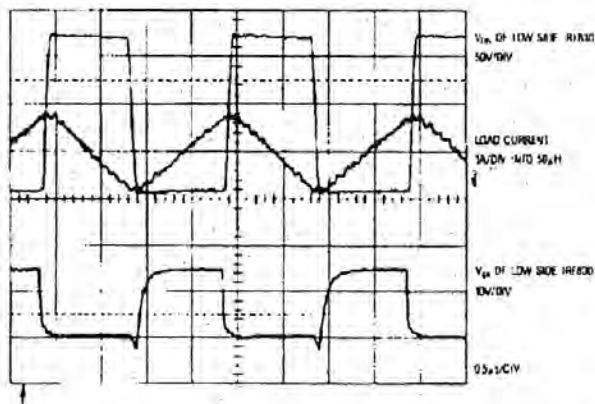


Рис.9с. Форма сигналов, полученных на схеме, помещенной на рис.9а. МОП ПТ IRF 450 работает на частоте 100Гц на индуктивную нагрузку 100 мкГн

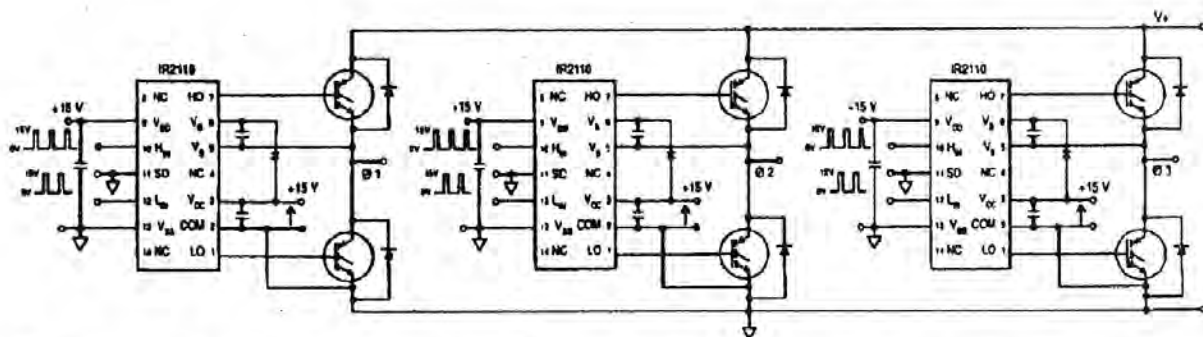


Рис.10. Схема 3-фазного инвертора на трех ИС IR 2110 для управления шестью БТИЗ

ИС IR2110 может выполнять функции интерфейса и управления затвором при простом добавлении двух развязывающих конденсаторов.

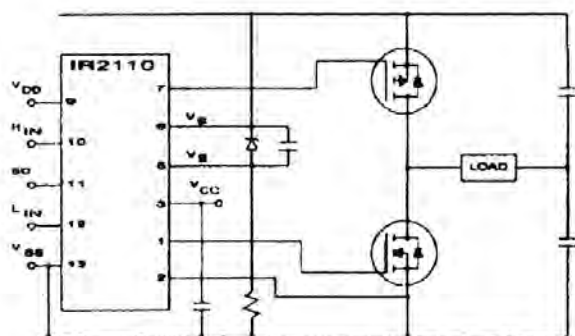


Рис.11. Схема управления P-канальным МОП ПТ с помощью ИС IRF 2110

4.6. Управление P-канальным МОП ПТ верхнего уровня

ИС IR2110 может также управлять р-канальным транзистором в качестве высоковольтного ключа, что обеспечивается подключением отрицательного напряжения к положительной шине, как показано на рис. 11.

При работе в этом режиме выход N_{in} становится активно низким, т.е. логический ноль на входе включает P-канальный МОП-транзистор.

В то время, как V_s (или V_b) находится на фиксированном потенциале по отношению к земле, потери мощности, рассмотренные в разделе 2.2г2 будут равны нулю.

5. Отыскание неисправностей

Для анализа временных диаграмм плавающего канала ИС IR2110 требуется осциллограф с отдельным дифференциальным входом. Это означает, что таким путем измеряется любая разность потенциалов не соотношенная с землей. Это также означает, что выполнены основные проверки, например:

- выводы правильно подсоединены и источники питания развязаны
- бутстрепный зарядный диод
- сверхбыстродействующий
- соответствует напряжению шины
- вывод выключения заземлен
- логические входы не вызывают одновременного включения приборов, если это не предусмотрено конструкцией.

НЕИСПРАВНОСТИ	МЕРЫ ПО УСТРАНЕНИЮ
Отсутствуют импульсы управления затвором	Убедитесь, что V_{cc} выше уровня блокировки
Импульсы управления затвором МОП ПТ только нижнего уровня	Измерьте напряжение на бутстрепной емкости. Оно должно быть выше уровня блокировки. Если нет, то проверьте причину незарядки емкости. Убедитесь, что емкость при включении заряжается

Сбои в работе МОП ПТ верхнего уровня	Проверьте, что: <ol style="list-style-type: none"> 1. V_s не ниже $V_{ком}$ более чем 5 В 2. dv/dt на V_s не превышает 50 В/нсек 3. на логические входы не поступает помеха относительно $V_{зс}$ 4. входные сигналы имеют длительность более 50 нсек
Большая помеха в сигнале управления затвором	Уменьшите индуктивность в цепи управления затвором, или добавьте резистор в цепь управления затвором. Используйте короткие скрученные провода

References:

1. Application Note AN-944 "A New Gate Charge Factor"
2. "New High Voltage Bridge Driver Simplifies PWM Inverter Design," by D. Grant, B. Pelly, PCIM Conference 1989
3. "Noise Reduction Techniques in Electronic Systems" by H.W. Ott, John Wiley 1987
4. Application Note An-936 "The Do's and Dont's of using HEXFETs"
5. Application Note AN-967 "PWM Motor Drive with HEXFET III"
6. Application Note AN-961 "Using HEXSense in Current-Mode Control Power Supplies"
7. Application Note AN-959 "An Introduction to the HEXSense"
8. "Dynamic Performance of Current Sensing Power MOSFETs" by D. Grant and R. Pearce, Electronic Letters, Vol. 24 No. 18, Sept 1, 1988