

ПРИМЕНЕНИЕ МОП ПТ III В ШИМ - ИНВЕРТОРАХ ДЛЯ ПРИВОДОВ ДВИГАТЕЛЕЙ И СИСТЕМ БЕСПЕРЕБОЙНОГО ПИТАНИЯ

D. GRANT

AN-967A

ВВЕДЕНИЕ

Преимущества МОП ПТ для высокочастотных инверторов с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) и преобразователей для приводов двигателей с изменяемой скоростью, для бесперебойных источников питания (UPS) и для других подобных применений, охватывающих мощные выходы до десятков киловатт, включают в себя способность работать на частотах выше звукового диапазона, низкие выходные искажения, высокую способность выдерживать перегрузки, быструю ответную реакцию и простую схемотехнику запуска.

Однако, только совсем недавно МОП ПТ стали популярными в этих областях применения. Раньше МОП ПТ не были приборами, на которые выбор падал автоматически, которые должны были вытеснить биполярные транзисторы. Часто не было существенного стимула для перехода на МОП ПТ, которые уже начали снижать стоимость. Кроме того, внутренний диод МОП ПТ, несмотря на то, что он, на первый взгляд, предлагался как необходимый компонент схемы, в реальности вызывал схемные трудности, которые часто могли быть решены только с помощью дополнительных дискретных диодов, что увеличивало сложность и стоимость схемы.

В случаях, где разработчикам удавалось использовать внутренний диод МОП ПТ, им было необходимо устанавливать разрешаемые пределы работы путем длительного экспериментирования, без каких-либо твердых гарантий изготовителя, что приборы будут работать в пределах их возможностей.

Появление поколения мощных МОП ПТ, выпущенных фирмой International Rectifier под названием HEXFET III, устранило имевшиеся ранее барьеры на пути использования МОП ПТ в ШИМ приводах двигателей и подобных им схемах применения. Высокопроизводительный завод МОП ПТ America сейчас делает МОП ПТ с конкурирующей ценой.

HEXFET III включает в себя ряд важных улучшений конструкции. Его внутренний диод гораздо более стойкий, чем у предыдущих МОП ПТ, и может использоваться без опасений отказа. Это означает, что можно построить трехфазный мостовой инвертор, используя шесть таких МОП ПТ без применения внешних диодов или демпферов. Параметры диодов МОП ПТ III позволяют разработчику использовать наличие внутреннего диода с уверенностью, тем самым серьезно упрощая разработку и минимизируя общую стоимость системы.

ШИМ инвертор

Метод широтно-импульсной модуляции, при котором инвертор работает от источника питания постоянного фиксированного напряжения и создает переменное выходное напряжение с изменяемой частотой, хорошо известен. Рисунок 1 показывает базовую силовую схему для работы от однофазной сети переменного тока. Нагрузка переключается попеременно между положительной и отрицательной шинами постоянного источника питания. С помощью соответствующего управления моментами переключения силовых приборов может создаваться выходной сигнал напряжения, основой которого являются требуемая частота и амплитуда (рисунок 2). Подробное описание генерации ШИМ сигнала об-суждается в приложении 1.

Скорости переключения мощного МОП ПТ позволяют использовать частоту переключения вне звукового диапазона частот. Так как в типовом применении частота переключения, по крайней мере, на порядок больше, чем выходная частота, фильтрование выхода не

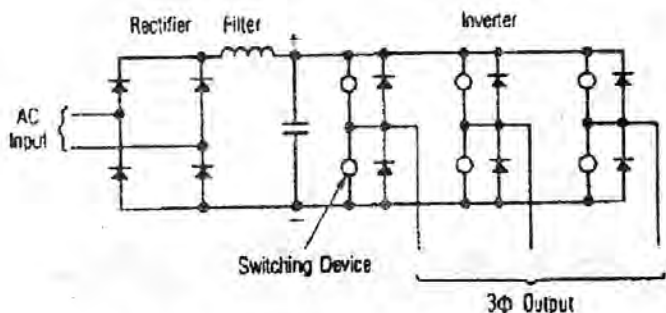


Рис. 1. Схема инвертора

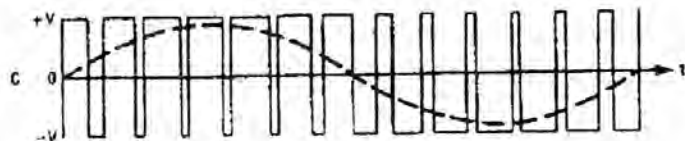


Рис. 2. Диаграмма ШИМ

является проблемой. Это дает возможность переменным источникам напряжения с изменяемой частотой быть свободными от проблем гармоник и радиочастотных помех. Звуковые акустические помехи также устраняются, делая такие системы приемлемыми для использования дома и в офисе.

Схемы применения включают в себя приводы двигателей переменного тока с изменяемой частотой и системы бесперебойного питания.

Необходимость наличия инверсного диода

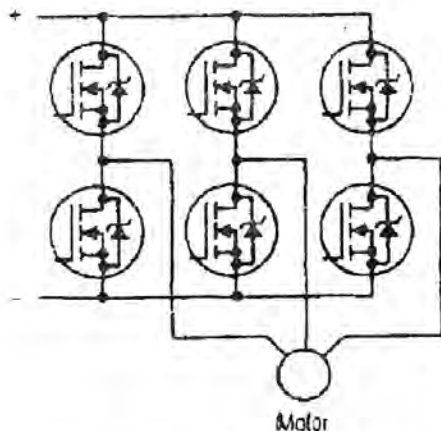


Рис.3. Трехфазный инвертор на МОП ПТ

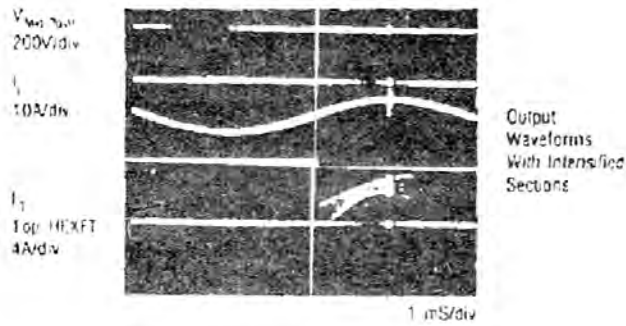
Рис.1 показывает диод, включенный инверсно в параллель к каждому прибору. Эти диоды называют по-разному, а именно: «обратной связи», «реактивные», «реактивной обратной связи», «фиксирующие» или даже «защитные» диоды. Как бы их не называли, их наличие существенно необходимо для работы схемы.

Нагрузкой, подключаемой к выходу каждой фазы инвертора, в основном, бывает или катушка индуктивности фильтра, или индуктивная нагрузка, как, к примеру, одна фаза обмотки статора двигателя. Из-за большой разницы частоты переключения и выходной частоты нагрузка будет выглядеть индуктивной по отношению к частоте переключения, и следовательно, ток нагрузки будет примерно постоянным и непрерывным в течение каждого цикла переключения. Это означает, что в течение цикла переключения в каждом «плече» (или полюсе) моста ток нагрузки коммутируется между одним из переключающих приборов и одним из диодов обратной связи.

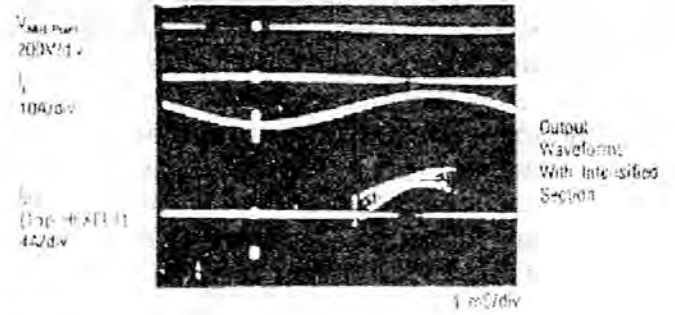
Формы сигналов выходного тока и напряжения для одного из плечей такого инвертора в различных точках рабочего цикла показаны на рис.4. Когда ток нагрузки вытекает из центральной точки моста, верхний МОП ПТ и нижний диод проводят ток попеременно. Когда ток нагрузки втекает в центральную точку, ток проводят нижний МОП ПТ и верхний диод.

Проблемы, связанные с использованием диода исток-сток

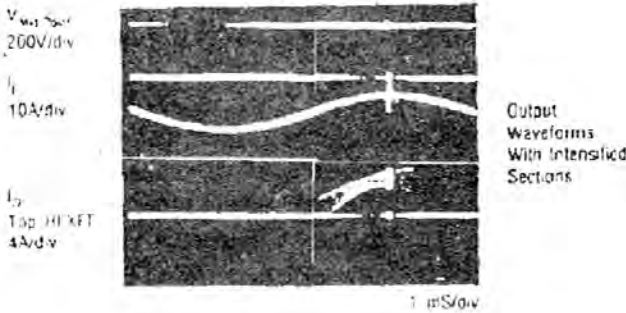
В каком бы направлении не протекал ток, в каждом цикле переключения происходит перекоммутация тока нагрузки от диода исток-сток одного МОП ПТ к каналу другого. Это происходит, когда ранее не проводивший ток МОП ПТ включается и производит этим импульс тока восстановления диода, протекающий между шинами постоянного источника питания. Величина тока «короткого замыкания» ограничивается паразитной индуктивностью схемы и прямой проводимостью МОП ПТ.



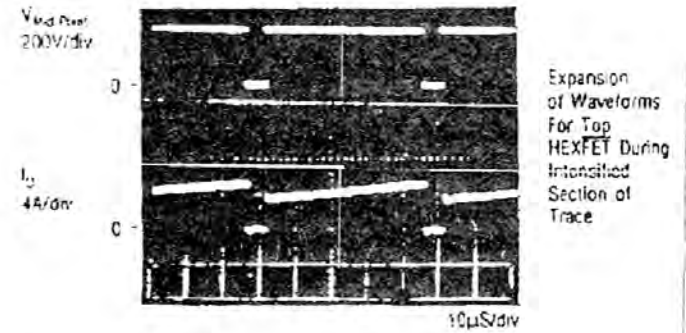
Output Waveforms With Intensified Sections



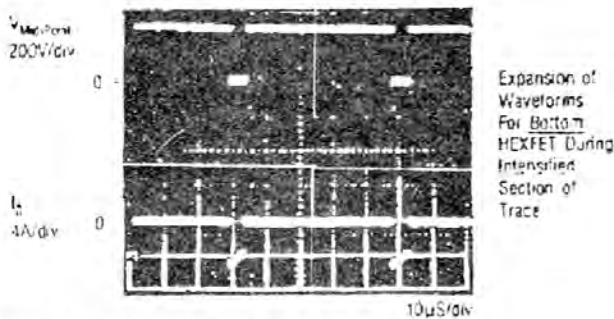
Output Waveforms With Intensified Section



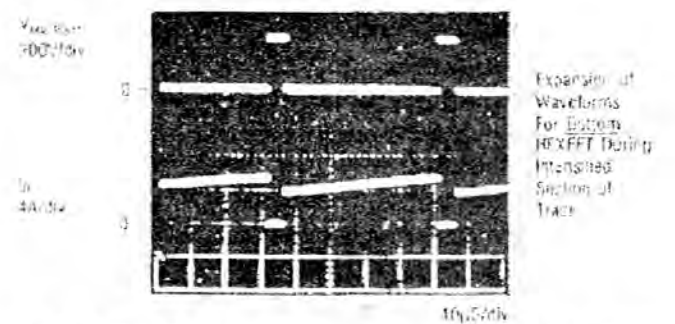
Output Waveforms With Intensified Sections



Expansion of Waveforms For Top HEXFET During Intensified Section of Trace



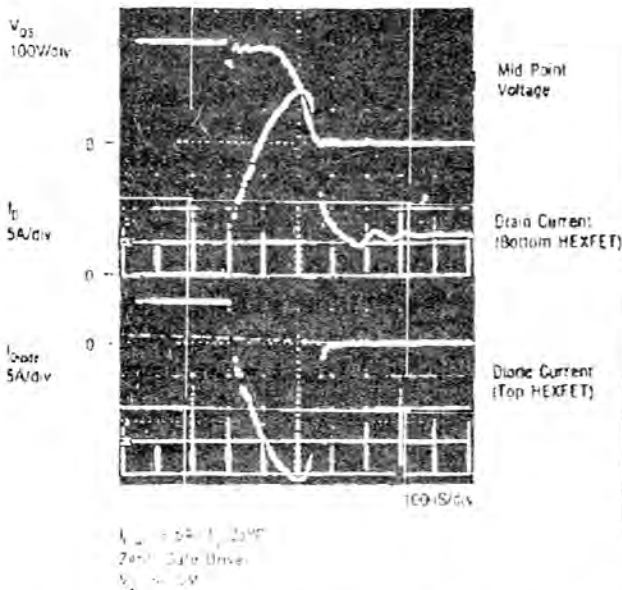
Expansion of Waveforms For Bottom HEXFET During Intensified Section of Trace



Expansion of Waveforms For Bottom HEXFET During Intensified Section of Trace

Рис.4а. Форма сигналов тока в МОП ПТ верхнего и нижнего уровня для положительного тока нагрузки

Рис.4б. Форма сигналов тока в МОП ПТ верхнего и нижнего уровня для отрицательного тока нагрузки



Mid Point Voltage

Drain Current (Bottom HEXFET)

Diode Current (Top HEXFET)

Рис.5. Форма сигналов тока при включении инвертора для двух МОП ПТ IRE 840

Рисунок 5 показывает формы сигналов, связанные с включением одного из МОП ПТ в мостовом инверторе. Сигналы, показанные на рис.5, были получены с помощью управления напряжением затвора так, что ток стока, состоящий из тока нагрузки плюс ток восстановления диода, достигая максимального разрешаемого значения I_{dm} , тем самым позволяет переключать транзистор в минимально возможное время.

Таким образом минимизируются общие коммутационные потери. Однако, можно снизить величину тока восстановления диода до практически любого желаемого значения путем замедления включения МОП ПТ. Потери коммутирования не снижаются, пока переключение не будет замедлено до точки, где время задержки и время переключения могут создавать компромисс качества ШИМ сигнала. Хотя импульс тока восстановления диода выглядит большим по амплитуде, он являет-

ся коротким по длительности даже при частоте переключения 20 кГц. Потери, создаваемые током восстановления диода, приемлемы. Это будет показано далее.

Ток восстановления диода имеет два основных следствия. Во-первых, он вызывает потери в МОП ПТ. Более точно, он вводит в состояние проводимости внутренний паразитный биполярный транзистор, содержащийся в структуре любого мощного МОП ПТ. Последствия включения паразитного биполярного транзистора состоят в том, что ячейка теряет свою блокирующую способность, ток внутри этой ячейки очень быстро возрастает, и прибор уничтожается. Поэтому важно, чтобы при построении схемы инверторов применялись МОП ПТ, которые могут выдерживать это явление.

dv/dt восстановления диода

Рис.6 демонстрирует наличие паразитного биполярного транзистора внутри структуры мощного МОП ПТ, изготовленного при помощи двух диффузий. Этот паразитный транзистор запирается закорачиванием областей базы и эмиттера через металлизацию истока. Однако, переход база-эмиттер может оказаться прямо смещенным, если значительный ток протекает латерально (горизонтально) через область Р-подложка. Одной из причин создания этого латерального тока является лавинный пробой. Семейство приборов МОП ПТ было разработано, чтобы позволять высокие уровни тока лавинного пробоя без активации биполярного паразитного транзистора (см. литературу для справок [1]).

Второй причиной латерального тока в области Р-подложка является быстрое восстановление диода подложка-сток после пропускания тока. Дрейфовая область стока прибора насыщается неосновными носителями в результате проводимости диода. Во время восстановления диода формируется обеднение между Р-областью и областью дрейфа N-типа. Если конструкция прибора не будет это учитывать, этот ток вытеснения может быть очень большим в некоторых ячейках МОП ПТ, он вызовет проводимость паразитного биполярного транзистора и при этом катастрофические последствия.

Критический момент для прибора наступает, когда диод восстановления и МОП ПТ (и его паразитный биполярный транзистор) призван блокировать прямое напряжение. Чем больше скорость подъема напряжения стока, тем более вероятна активация паразитного биполярного транзистора.

Разработчик мостовых инверторов, который желает использовать интегральный диод мощного МОП ПТ, поэтому должен быть уверенным, что прибор не выйдет из строя в этих условиях. Поколение МОП ПТ - МОП ПТ III имеет нормы на параметр dv/dt восстановления диода, так как он описывает способность выдерживать dv/dt во время восстановления

диода. В типовых ШИМ инверторах, работающих от выпрямленного переменного напряжения 220 В, требуется способность выдерживать dv/dt по крайней мере 3 В/нсек. Все приборы МОП ПТ III имеют норму выше этой величины. Полное описание новых параметров можно найти в справочной литературе [1]. Нормы dv/dt для МОП ПТ III обычно достаточны для того, чтобы охватить значение dv/dt , которое может встретиться в типовых схемах инверторов. Поэтому, когда применяются приборы МОП ПТ III, нет необходимости замедлять их переключение, чтобы ограничить dv/dt , хотя скорость переключения может потребовать регулирования по другим причинам, как например, удержание тока восстановления диода в пределах I_{dm} и ограничение радиочастотных помех.

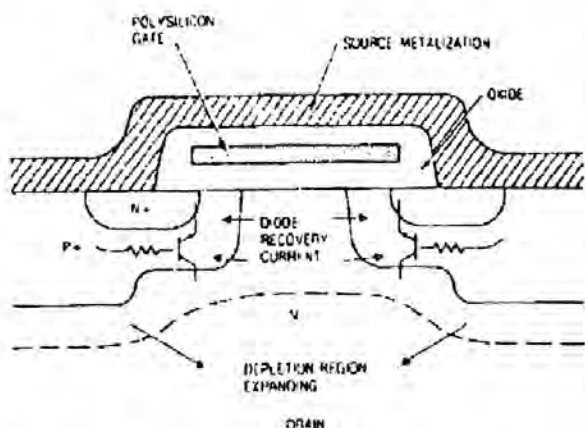


Рис.6. Токи в паразитном БИП-транзисторе и в обратном диоде в ДМОП мощном МОП ПТ

Лавинный процесс

Как показывает рис.3, при изображении МОП ПТ на схемах используется символ диода Зенера или лавинного диода для представления интегрального диода тело-сток. Это отражает улучшенную способность МОП ПТ III выдерживать лавинный процесс, который имеет параметры и для высокоэнергетического неповторяющегося лавинного пробоя, а также для повторяющегося лавинного процесса. Эта способность выдерживать лавинный процесс делает МОП ПТ особенно подходящими для использования в схемах инверторов. Кроме того, что они допускают всплески напряжения, порождаемые такими эффектами, как внезапное подключение и отключение нагрузки и работа контактного устройства, МОП ПТ могут выдерживать переходные процессы, превышающие уровень напряжения, который возникает при нормальной работе.

Например, если в средней точке инвертора сосредоточена большая паразитная индуктивность, как показано на рис.7, то в этой индуктивности будет накапливаться энергия во время восстановления диода. Как показывают сигналы на рис.8, эта энергия приводит к лавинной работе МОП ПТ. Прибор, показанный на рис.8, сначала подвергается dv/dt восстановления диода (фактически явно выше номинального уровня) с последующей немедленной работой в лавинном режиме.

Важным преимуществом способности при процесс является то, что, благодаря тому, что в режиме, традиционные пороги безопасности, п)

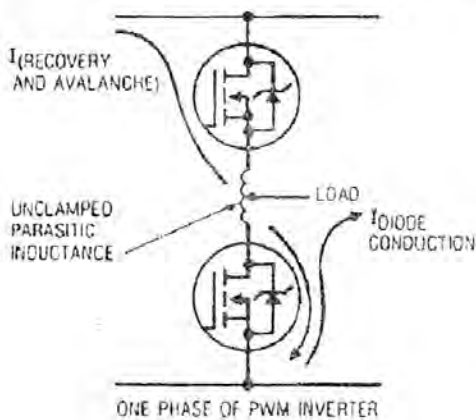


Рис.7. Паразитная индуктивность в мостовой схеме

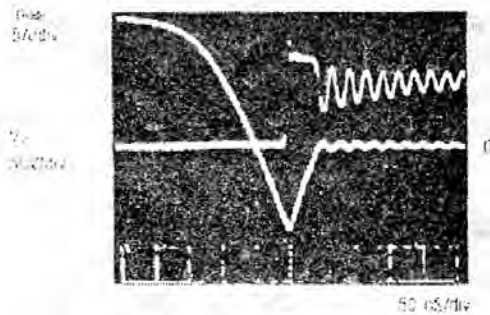


Рис.8. Скорость восстановления dv/dt обратного диода IRE 530 при пробое

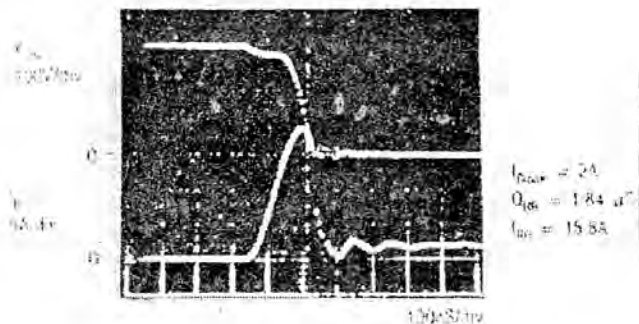
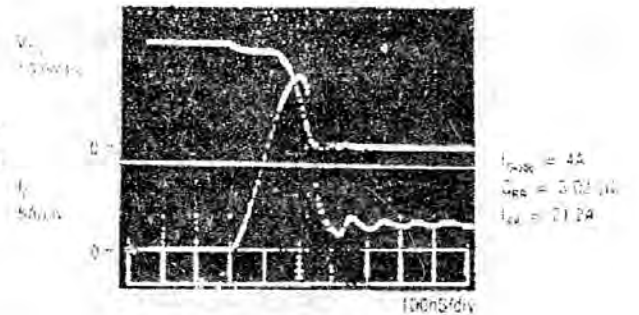
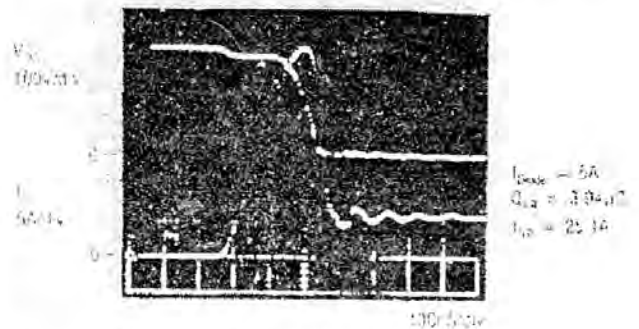


Рис.9. Формы сигналов тока восстановления для различных токов нагрузки в приборе IRE840

жения, могут быть ослаблены. Это особенно хорошо для случая мощных МОП ПТ, т.к. их $R_{ds(on)}$ резко возрастает с номиналом напряжения.

Потери при восстановлении диода.

В начале каждого цикла переключения ток нагрузки циркулирует через диод подложка-сток одного МОП ПТ перед тем, как включить другой МОП ПТ. До того, как к диоду будет приложено обратное напряжение, в нем выделяется определенное количество энергии. Дальнейшая порция энергии выделяется, когда напряжение центральной точки моста проходит между шинами питания с соответствующим ростом обратного напряжения диода.

Полный заряд, связанный с восстановлением диода, протекает между шинами постоянного напряжения питания, не выполняя никакой полезной работы.

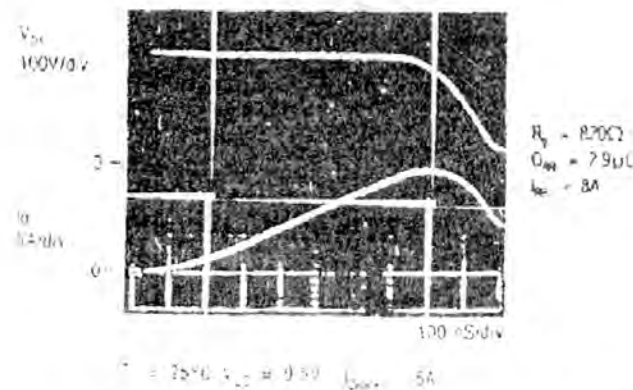
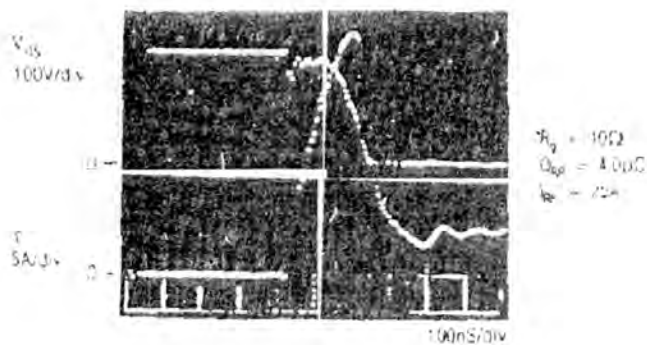


Рис.10. Изменение тока восстановления и скорости переключения IRE 840

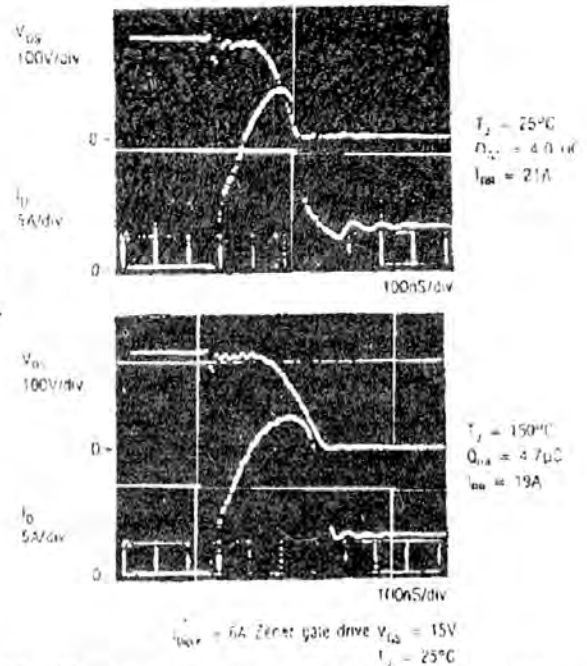
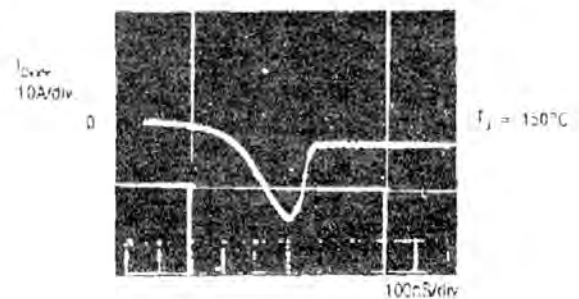


Рис.11. Изменение тока восстановления диода для различных температур (IRE 840)



Fast recovery diode MOSFET
 $(I_{CM} = 40\text{A})$ $R_{DS(on)} = 9\text{m}\Omega$ $R_{GS(on)} = 0.8\Omega$

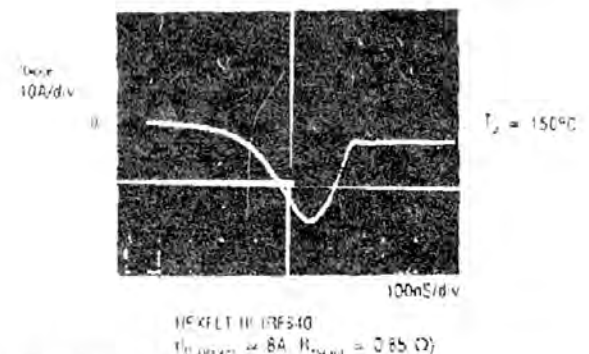


Рис.12. Сравнение времени восстановления МОП ПТ III и обычного МОП ПТ со сниженным временем жизни носителей

Поэтому ток восстановления диода создает потерю энергии, которая проявляется в нагреве МОП ПТ. (Процесс коммутации показан на рис.5).

Рисунок 9 показывает сигналы напряжения и тока во время включения одного из МОП ПТ моста, построенного на МОП ПТ IRF840, для различных значений тока нагрузки.

Рисунок 10 показывает воздействие скорости переключения на ток обратного восстановления диода. Скорость переключения определяется величиной включенного последовательно затвору резистора. Заряд восстановления диода Q_{rr} падает с увеличением времени восстановления из-за увеличения рекомбинации неосновных носителей.

Для очень малых величин сопротивления, включенного последовательно с затвором, на шине постоянного напряжения питания возникает большая ступенька из-за паразитной индуктивности накапливающих конденсаторов и монтажных проводов схемы. Несмотря на то, что это может быть не очень вредным для качества формы сигнала, но, вероятно, внесет свой вклад в высокочастотные помехи, генерируемые схемой. Напряжение затвора, показанное на рис.10, было установлено на уровне, который будет ограничивать пиковый ток стока при прямой проводимости с током ниже номинала I_{dm} прибора.

Как показывает рис. 11, заряд восстановления диода у МОП ПТ возрастает с температурой, но не сильно. Это отличает их от других типов МОП ПТ, в которых используется сокращение времени жизни неосновных носителей, чтобы снизить время восстановления диода.

Как показывает рис. 12, сокращение времени жизни становится неэффективным, как только температура перехода поднимается до максимальной, в этом случае разница в быстродействии МОП ПТ и других типов мощных МОП ПТ с «быстрыми диодами» становится очень мала.

Из рис.13 видно, что время включения МОП ПТ 2 и постоянное напряжение шин источника питания будет поддерживаться индуктивностью схемы, диодом подложка-сток прибора 1 и напряжением сток-исток прибора 2. В течение времени, когда диод подложка-сток HEXFETа 1 еще насыщен носителями и не может поддерживать обратное напряжение, постоянное напряжение шин питания примерно распределяется на индуктивности схемы и сток-исток МОП ПТ 2.

Величина паразитной индуктивности обычно не влияет на di/dt во время включения в «автономных» схемах применения. Например, максимальная di/dt на рис.9 около 0,15 А/нсек. Эта di/dt создает напряжение 30 В на типовой индуктивности схемы 200 нГ. Если постоянное напряжение шин питания равно 300 В, это дает 270 В на МОП ПТ 2, оставляя транзистор еще реально

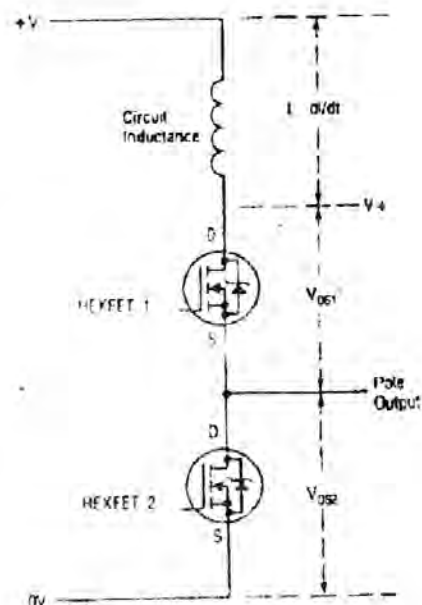


Рис. 13. Эквивалентная схема процесса восстановления диода

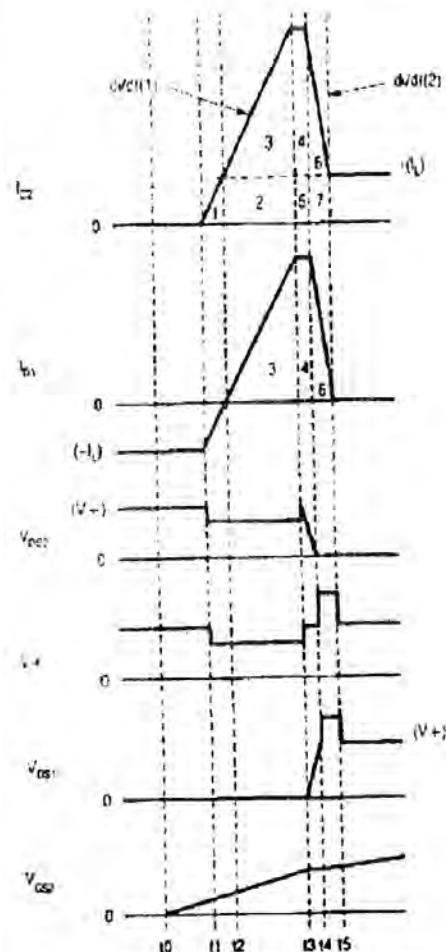


Рис. 14. Идеальная форма сигналов при включении для схемы на рис.13

в «линейной» области работы и полностью «под контролем» его собственной di/dt . (Ситуация может отличаться для низковольтных схем с высокими токами или в схемах, где индуктивность специально добавляется к шине постоянного напряжения питания).

Существует множество способов, с помощью которых можно управлять скоростью подъема напряжения затвора, читателю следует обратиться к заметкам по применению AN-937 фирмы Interantional Rectifier.

Рис.14 показывает идеализированный вариант форм сигналов, связанный с включением нижнего МОП ПТ (прибор 2) в одном плече инвертора. Природа этих сигналов следующая:

t_0-t_1 . Время задержки. Емкость затвора заряжается до пороговой величины, что происходит в момент времени t_1 .

t_1-t_2 . МОП ПТ 2 начинает проводить ток с di/dt , определяемой скоростью подъема напряжения затвора. di/dt вызывает падение напряжения в индуктивности схемы. Оставшаяся разница напряжения питания приложена к МОП ПТ. В момент времени t_2 МОП ПТ 2 принимает ток нагрузки от диода МОП ПТ 1 и ток диода падает до нуля.

t_2-t_3 . Отрицательный ток диода в МОП ПТ1 (показан как положительный ток стока) снимает заряд с диода МОП ПТ 1. В момент времени t_3 удалено достаточное количество заряда, чтобы позволить МОП ПТ 1 блокировать напряжение.

t_3-t_4 . Напряжение стока МОП ПТ 2 падает в то время как напряжение на МОП ПТ 1 возрастает. Обратная связь Миллера вызывает переключение МОП ПТ 2.

Диаграмма показывает постоянный ток в течение этого периода времени. В реальности ток определяется как обратной связью через емкость Миллера, так и соотношением между скоростью изменения напряжения и током диода в течение этой стадии восстановления. t_4-t_5 . Напряжение шин питания, поддерживаемое напряжением на индуктивности схемы, которое создано изменяющимся током, теперь появляется на МОП ПТ 1 и ток в его диоде падает до нуля.

На практике интервалы времени t_3-t_4 и t_4-t_5 очень коротки и сливаются вместе. Падение тока диода в это время фактически очень быстрое, а напряжение затвора падает до порогового значения по мере того, как ток стока падает до нуля. Напряжение затвора затем поднимается по мере того, как емкость затвора заряжается через резистор, последовательный затвору.

Рис. 15 показывает фотографии сигналов, соответствующих теоретическим формам сигналов, показанных на рис.14.

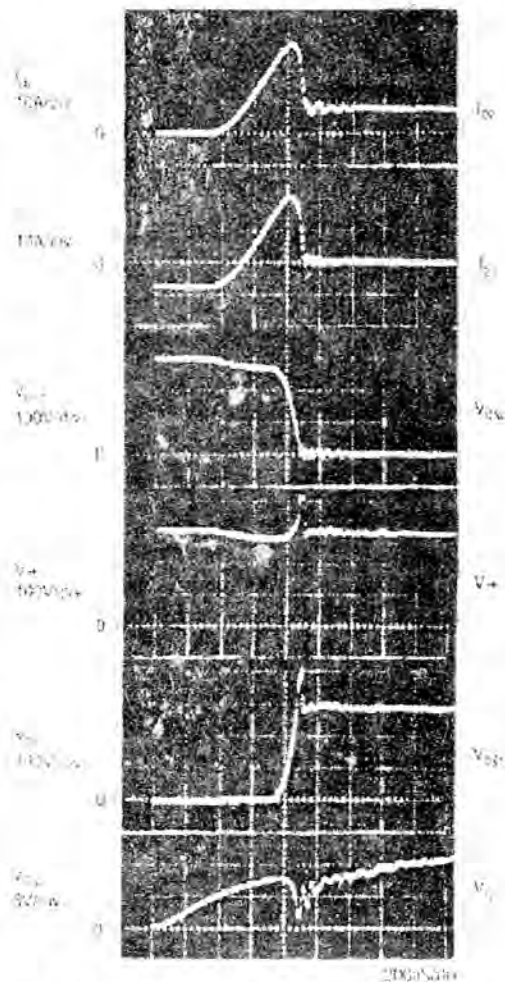


Рис.15. Форма сигналов для рис.14

Влияние di/dt и температуры на Q_{rr}

Рис.16 показывает, как Q_{rr} изменяется с изменением скорости переключения. Соотношение между Q_{rr} и di/dt показано на рис.17.

Рис. 18 показывает влияние возрастания температуры на Q_{rr} . Соотношение между Q_{rr} и температурой показано на рис.19.

Расчет потерь переключения

Потери, возникающие во время коммутации, могут быть предсказуемы из рис.14. Потери из-за проводимости игнорируются и рассматриваются только потери, происходящие, когда приборы одновременно проводят ток и блокируют напряжение.

Потери в транзисторе 2 следующие:

t1-t2. Ток стока возрастает до величины тока нагрузки при изменяющемся напряжении на стоке (постоянное напряжение шин питания минус падение на индуктивности схемы).

t2-t3. Протекают оба тока: ток нагрузки и увеличивающийся ток восстановления диода во время блокирования имеющегося напряжения.

t3-t4. В этот период времени имеют место некоторые потери, но они незначительны с момента, когда резко падает напряжение стока.

По мере снижения потерь в транзисторе 2 потери в транзисторе 1 возрастают.

t3-t4. Некоторые потери возникают по мере возрастания напряжения на диоде.

t4-t5. Финальная фаза тока восстановления диода, создающего потери, с момента, когда диод блокирует имеющееся напряжение.

Потери в транзисторе 1 и 2 имеют два источника: протекание тока нагрузки через транзистор 2 в течение времени t0-t3 и протекание тока восстановления диода через оба прибора в течение периода времени t1-t5.

Оценка общих потерь упрощается, если предположить, что влияние индуктивности схемы нейтрально, т.к. она снижает имеющееся напряжение в течение одной части цикла переключения и увеличивает его в течение другой. (Если пробивное напряжение МОП ПТ превышает, тогда эта энергия будет рассеиваться в лавинном пробое, который разрешается приборами МОП ПТ III при условии, что повторяющиеся лавинные процессы укладываются в номиналы параметров прибора). Следовательно, если происходит передача заряда при коммутации между шинами питания, чье напряжение остается постоянным, то общие потери в течение циклов коммутации могут быть примерно вычислены умножением напряжения между шинами питания на количество циклов передачи заряда.

Если в шине постоянного напряжения питания размещена последовательно катушка индуктивности, имеющая собственную схему фиксации напряжения, тогда энергия, накапливаемая в этой катушке индуктивности, не рассеивается в транзисторе, а в схеме фиксации уровня напряжения.

Таким образом, потери в транзисторе 2 равны напряжению шин питания, умноженному на заряд, представленный областями 1, 2 и 3 на рис.14. Потери в транзисторе 1 равны напряжению шин питания, умноженному на заряд, представленный областью 6. Потери, связанные с областями 4 и 5, распределяются между двумя транзисторами, следовательно полные потери примерно равны напряжению шин питания, умноженному на заряд, представленный областями 1, 2, 3, 4, 5 и 6. Области 3, 4 и 6 представляют Q_{rr} диода. Области 1, 2 и 5 являются функциями тока нагрузки и скорости роста тока восстановления диода di/dt .

Таким образом, полные потери энергии при коммутации могут быть выражены так:

$$E = V_{dc} [(область 3 + область 4 + область 6) + (область 2 + область 5) + (область 1)]$$

$$= V_{dc} [Q_{RR} + I_L(t_4 - t_2) + (t_2 - t_1)^2 \times \frac{di/dt}{2}]$$

$$= V_{dc} (Q_{rr} + I_L \sqrt{\frac{2Q_{RR}}{di/dt}} + \frac{I_L^2}{2di/dt}), \quad (1)$$

где I_L - ток нагрузки во время коммутации.

Это дает потерю энергии для импульса при одной величине тока стока. Из рис.20 можно видеть, что в первом приближении Q_{RR} линейно связан с током стока и поэтому

предполагает синусоидальный ток нагрузки, его можно представить так:

$$Q_{RR}(t) = k \times i(t) = k \times I_L \sin(\omega t), \quad \text{и}$$

$$Q_{RR}(0) = k \times I_L \sin\theta, \quad \text{где } 0 < \theta < \pi \quad (2)$$

Вставив в (1) формулу для Q_{RR} , получим энергию рассеивания, когда происходит коммутация при значении тока $I_L \sin\theta$.

$$E(\theta) = V_{dc} \left[k \times I_L \sin\theta + I_L \sin\theta \sqrt{\frac{2k \times I_L \sin\theta}{di/dt}} + \frac{I_L^2 \sin^2\theta}{2 di/dt} \right] \quad (3)$$

Потеря мощности вследствие коммутации во время этого цикла переключения будет:

$$P(\theta) = V_{dc} \cdot f_s \left[K \cdot I_L \sin\theta + I_L \sin\theta \sqrt{\frac{2KI_L \sin\theta}{di/dt}} + \frac{I_L^2 \sin^2\theta}{2 di/dt} \right] \quad (4)$$

где f_s - частота переключения.

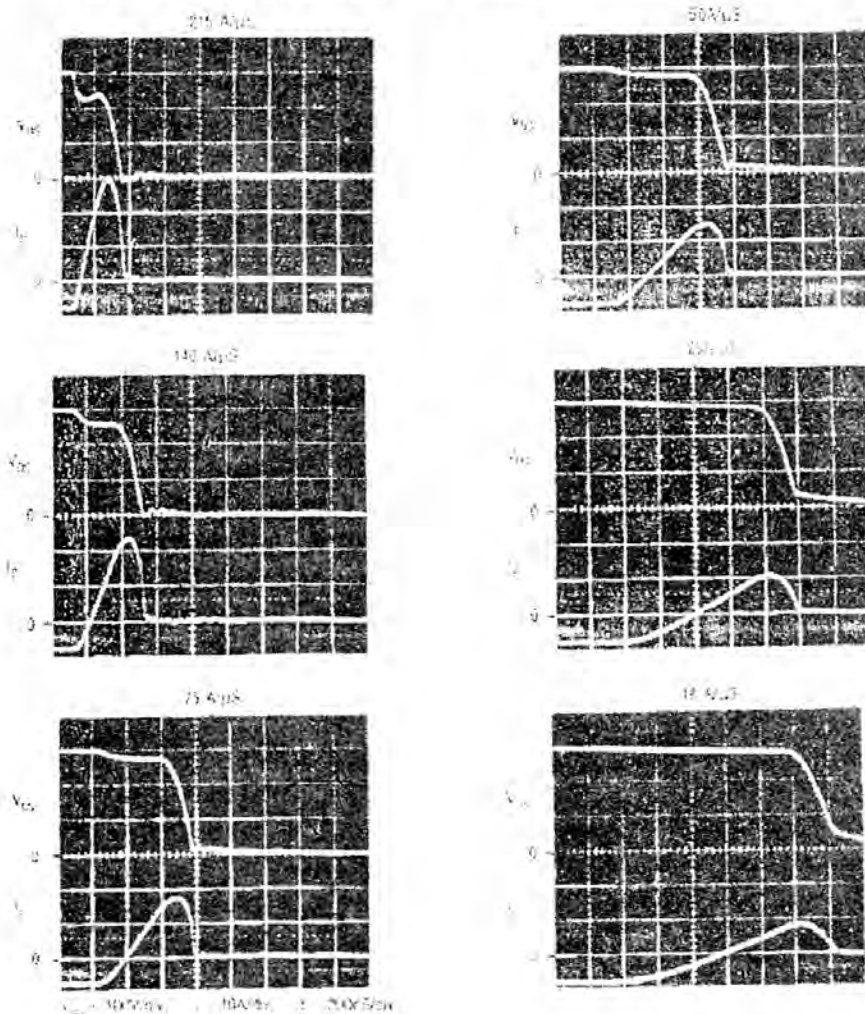


Рис.15. Форма сигналов восстановления диода для различных скоростей dv/dt

Так как частота переключения является величиной примерно на два порядка больше, чем выходная частота, уравнение (4) может быть взято как представляющее потери мощности из-за коммутации, выраженные как непрерывная функция θ . Средняя потеря мощности из-за коммутации в течение одной половины цикла выходного тока получится:

$$P_{avc} = \frac{V_{dc} \cdot f_s}{\pi} \left[K \cdot I_L \int_0^{\pi} \sin\theta \, d\theta + I_L \sqrt{\frac{2KI_L}{di/dt}} \int_0^{\pi} \sin^{3/2}\theta \, d\theta + \frac{I_L^2}{2 di/dt} \int_0^{\pi} \sin^2\theta \, d\theta \right] = \frac{V_{dc} \cdot I_L \cdot I_L}{\pi} \left[2K + 2,47 \sqrt{\frac{KI_L}{di/dt}} + 0,785 \frac{I_L}{di/dt} \right] \quad (5)$$

Это выражение представляет сумму потерь мощности при коммутации в обоих транзисторах в этом «плече» (или «полюсе») инвертора. Процесс определения потерь при коммутации следующий:

- (1) Взять типовую величину Q_{RR} из справочных данных.
- (2) Скорректировать Q_{RR} для di/dt и температуры, используя графики, показанные на рис.17 и рис.19.
- (3) Используя это значение Q_{RR} , получить k из уравнения $k = Q_{RR}/I_L$, где I_L - ток испытаний, заданный для теплового номинала Q_{RR} в справочных данных.
- (4) Вставить k , di/dt и I_L в управление
- (5) и получить потери мощности при коммутации.

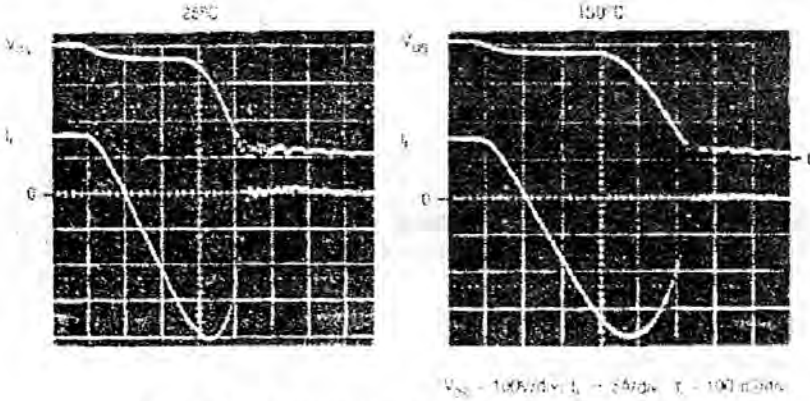


Рис.18. Влияние температуры на Q_{RR}

Потери выключения

Как показывает рис.21, потери выключения малы по сравнению с потерями проводимости и потерями восстановления диода. Поэтому потери выключения существенно не влияют на расчеты потерь и могут быть проигнорированы.

Оптимальная скорость переключения

Пока Q_{RR} остается постоянной величиной, потери коммутации могут быть минимизированы использованием максимально возможного высокого значения di/dt , как показано на рис.22. Будет определено наивысшее приемлемое значение di/dt в зависимости от того, как близко будет разрешено приближение пикового тока стока к максимально допустимому току стока I_{dm} . Q_{RR} является примерно постоянным в широком диапазоне di/dt , как показывает рис.17. Очень малые величины di/dt ведут к снижению Q_{RR} , но это снижение достигается только при переключении со скоростью, при которой время переключения неприемлемо велико для большинства ШИМ схем применения.

Потери проводимости

Ток нагрузки протекает либо по каналу одного МОП ПТ, либо по диоду подложка-сток другого. Если ток переносится по каналу МОП ПТ, то рассеиваемая мощность за этот период будет равна: $P_d = i_d R_{ds(on)}$.

$R_{ds(on)}$ является функцией температуры кристалла и в меньшей степени мгновенного значения тока стока. Справочные данные МОП ПТ включают в себя графики зависимости $R_{ds(on)}$ от температуры и тока стока.

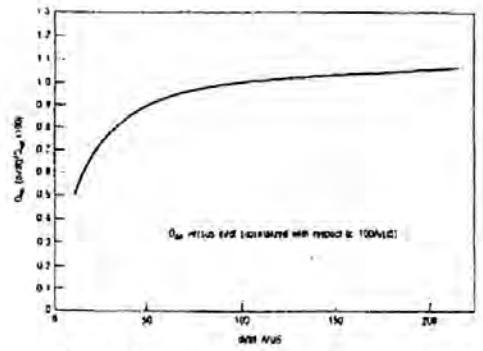


Рис.17. Зависимость заряда Q_{RR} от di/dt

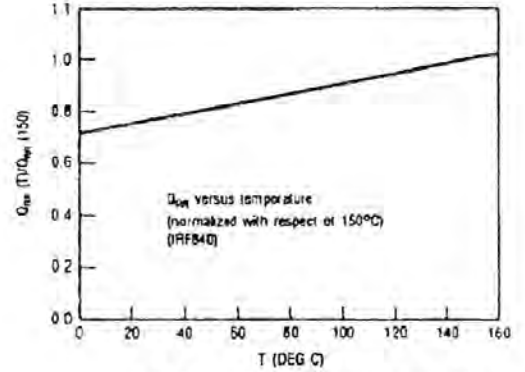


Рис.19. Зависимость Q_{RR} от температуры

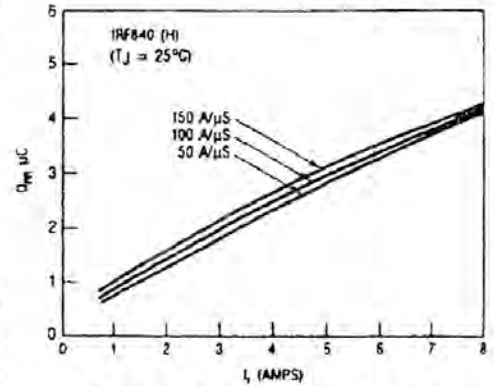


Рис.20. Зависимость Q_{RR} от тока стока

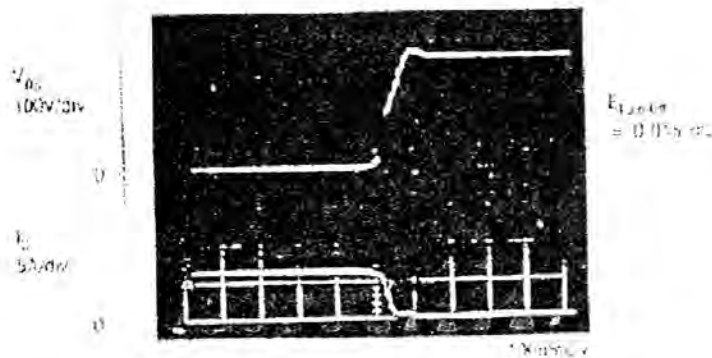


Рис.21. Форма сигналов при выключении (IRF 840)

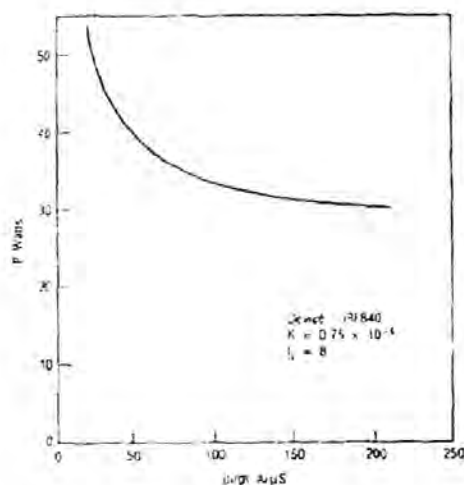


Рис.22. Зависимость потерь при переключении от di/dt

В течение времени, когда ток нагрузки проводится диодом подложка-сток одного из транзисторов, рассеиваемая мощность будет равна: $P_d = i_d V_{sd}$

V_{sd} - прямое падение на диоде подложка-сток является функцией тока нагрузки. Справочные данные МОП ПТ включают графики зависимости V_{sd} от тока диода.

Так как направление потока тока в любой момент времени не predetermined, а определяется нагрузочными условиями, верхний транзистор держится включенным все время в течение положительных сегментов цикла переключения (за исключением коротких «мертвых» зон, когда оба прибора выключены, чтобы предотвратить условия возникновения сквозных токов).

Когда ток нагрузки протекает через диод подложка-сток, тогда канал, связанный с этим диодом, будет в проводящем состоянии. Часть тока нагрузки будет протекать через канал, т.к. ток может протекать через канал МОП ПТ в любом направлении. Это снижает падение напряжения на МОП ПТ. У высоковольтных приборов с относительно большими величинами $R_{ds(on)}$ этот эффект будет незначительным, но в низковольтных инверторах потери проводимости могут быть уменьшены этим эффектом. Однако, потери восстановления диода не действуют, т.к. канал выключается перед коммутацией, чтобы избежать сквозного пробоя, и ток обратной связи меняет направление протекания в диоде.

Как показывает рис.23, в течение каждого цикла переключения пропорция времени, проводимого в каждом режиме (проводимость канала или проводимость диода), зависит

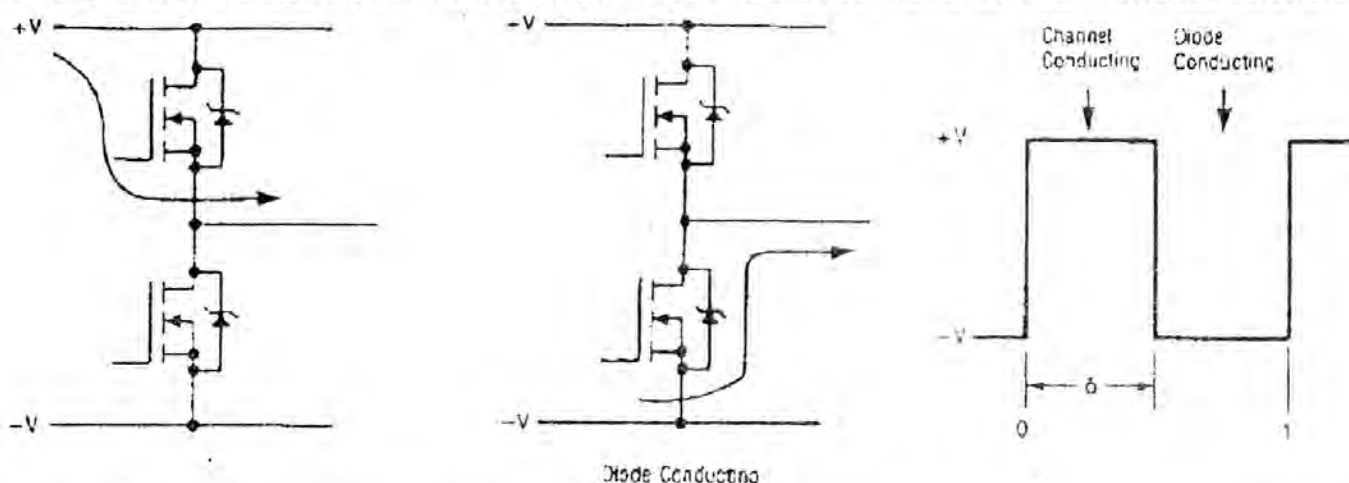


Рис.23. Прохождение тока во время цикла переключения (положительный ток нагрузки)

от коэффициента заполнения модуляции. Коэффициент заполнения модуляции прямо относится к требуемой величине основного выходного напряжения. Поэтому, для синусоидальных выходных сигналов деление потерь между проводимостью канала и проводимостью диода меняется синусоидально в течение выходного цикла. В то же самое время величина тока нагрузки изменяется с фазовым соотношением к сигналу выходного напряжения, который определяется коэффициентом мощности нагрузки.

Расчет потерь проводимости

Размер теплоотвода должен подбираться для рассеивания при худшем случае, который случается, когда коэффициент мощности нагрузки является единым и самые длинные периоды проводимости МОП ПТ совпадают с пиками тока нагрузки. Как будет показано, потери проводимости диода намного меньше, чем потери прямой проводимости МОП ПТ, так что хотя потери диода возрастают с движением угла фазы нагрузки от 0, общие потери снижаются. Аналогично, общие потери являются наибольшими, когда глубина модуляции равна «1» (предполагается синусоидальная модуляция).

При этих условиях потери МОП ПТ могут быть рассчитаны следующим образом: предположим, что ток нагрузки $I_L \cdot \sin\theta$ в течение цикла переключения, происходящего примерно во время, соответствующее углу θ МОП ПТ будет проводить в прямом направлении в части цикла, которая равна

$$\text{ширина импульса МОП ПТ} = 1/2 (1 + \sin\theta)$$

$$\text{часть цикла, во время которой диод проводит, равна: - импульс диода} = 1/2 (1 - \sin\theta)$$

Следовательно, потери мощности МОП ПТ во время появления импульса под углом θ равны:

$$\begin{aligned} P(\theta) &= I_L^2 R \\ &= I_L^2 \sin\theta \cdot 1/2 (1 + \sin\theta) \cdot R_{DS(on)} \\ &= 1/2 I_L^2 R_{DS(on)} (\sin^2\theta + \sin^3\theta) \end{aligned}$$

Средняя потеря мощности за одну половину цикла равна:

$$\begin{aligned} P_{ave} &= \frac{I_L^2 R_{DS(on)}}{2\pi} \int_0^\pi (\sin^2\theta + \sin^3\theta) d\theta \\ &= 0.462 I_L^2 R_{DS(on)} \end{aligned}$$

Рис.24 показывает, как изменяются потери с изменением коэффициента мощности нагрузки.

Потери проводимости диода для цикла переключения при угле θ равны:

$$P(\theta) = I_L \times V_{SD} = I_L \sin\theta \times 1/2 (1 - \sin\theta) \times V_{SD}, \text{ где } V_{SD} - \text{ прямое падение напряжения диода.}$$

Для упрощения вычислений оно предполагается постоянным для всех значений тока.

Средние потери мощности из-за проводимости диода за одну половину цикла тогда будут равны:

$$\begin{aligned} P_{ave} &= \frac{I_L \cdot V_{SD}}{2\pi} \int_0^\pi (\sin\theta - \sin^2\theta) d\theta \\ &= 0.068 \cdot I_L \cdot V_{SD} \end{aligned}$$

Пример расчета

- Инвертор 1 кВА с входным напряжением 240 В.

Схема, показанная на рис.26, работает от постоянного напряжения питания 305 В

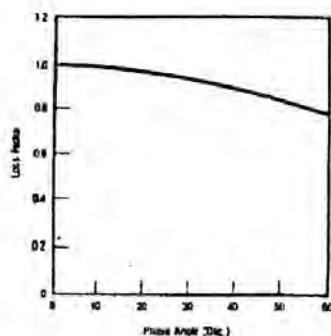


Рис.24. Зависимость потерь проводимости в МОП ПТ от фазового угла

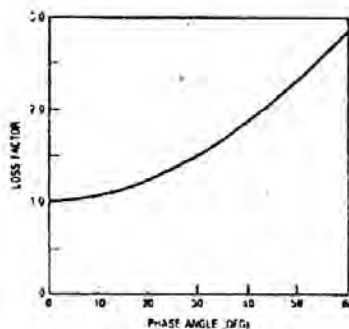


Рис.25. Зависимость проводимости диода от фазового угла

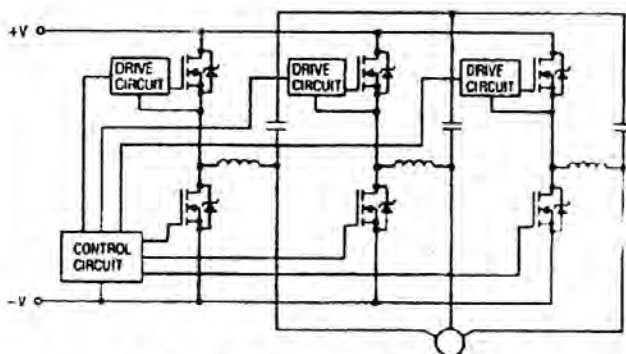


Рис.26. 3-фазный инвертор с выходным фильтром

(выпрямленное переменное 220 В), на МОП ПТ IRF840 с выходной мощностью 1 кВА, более подробное ее описание дают нижеуказанные результаты тестирования:

- $V_{dc} = 305$ В - частота переключения 20 кГц
- частота выхода 100 Гц
- глубина модуляции 98 %
- коэффициент мощности 0,95
- I нагрузки 3,43 А (действующее значение)
- $T_j 90^\circ\text{C}$
- входная мощность постоянного питания 1125 Вт
- переменная выходная мощность 1005 Вт
- общие потери инвертора 1125 - 1005 = 120 Вт
- эффективность (КПД) инвертора 90 %
- номинал инвертора 1,05 кВА.

Потери МОП ПТ могут быть рассчитаны, используя следующие данные. Измеренная величина $I_L = 5,0$ А (слегка больше, чем $2 \times I_{rms}$ из-за пульсаций и искажения сигнала). Типовое значение из справочных данных для $R_{DS(on)}$ при 25°C равно 0,8 Ом. Используя график зависимости $R_{ds(on)}$ от температуры, имеющийся в справочных данных, находим типовое значение $R_{DS(on)}$ при 90°C , равное $0,8 \times 1,6 = 1,28$ Ом. Предполагаем прямое падение напряжения на диоде 1 В для всех значений тока. Средние потери мощности на фазу, связанные с проводимостью, тогда будут вычислены следующим образом:

$P_{ave} = 0,462 I_L^2 R_{DS(on)} \times (\text{коэффициент угла фазы из рис.24}) + 0,068 I_L V_{SD} \times (\text{коэффициент угла фазы из рис.25}) = (0,462 \times 25 \times 1,28 \times 0,972) + (0,068 \times 5 \times 1 \times 1,22) = 14,4 + 0,4 = 14,8$ Вт/фазу используя из справочных данных величину Q_{RR} , равную 6,4 мкКл (для условий $I_f = 9$ А при $di/dt = 100$ А/мксек и 150 С), величина К при 90 С и $di/dt = 100$ А/мксек будет равна:

$$K = (6,4 \times 0,9) / 8 = 0,72 \mu\text{C/Amp}$$

$$P_{ave} = \frac{V_{dc} \cdot f_s \cdot I_L}{\pi} \left[2K + 2,47 \sqrt{\frac{KI_L}{di/dt}} + 0,785 \frac{I_L}{di/dt} \right]$$

$$= \frac{305 \times 20 \times 10^3 \times 5}{\pi} \left[2 \times 0,7 + 2,47 \sqrt{\frac{0,72 \times 5}{100}} + \frac{0,785 \times 5}{100} \right]$$

$$= 9,71 [1,4 + 0,47 + 0,04]$$

$$= 18,5 \text{ watts/phase}$$

Рассчитанные полные потери МОП ПТ, следовательно, будут равны:

$$P_{total} = 3 \times (14,8 + 18,5) = 100 \text{ Вт.}$$

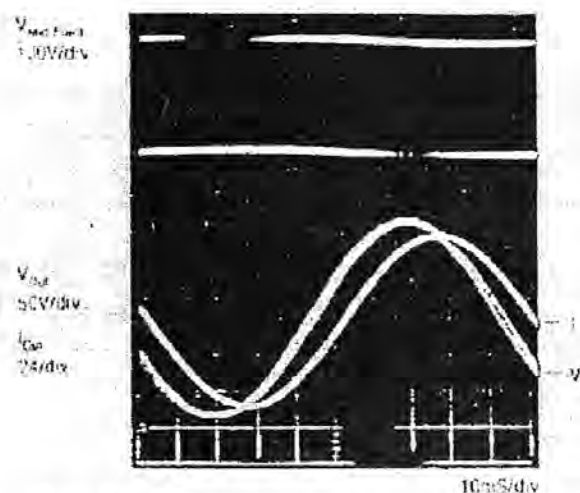


Рис.27. Форма выходных сигналов инвертора мощностью 1 кВА на МОП ПТ IRF 840

Полные измеренные потери инвертора были 120 Вт, из которых 9 Вт рассчитываются как потери катушек индуктивности фильтра и проводных соединений (монтажа). Получилось хорошее соответствие между рассчитанными выше потерями МОП ПТ и действительными тестовыми измерениями, а 11 Вт приходится на потери конденсатора и потери выключения МОП ПТ (не включенные в рассчитанные выше из-за своей относительно малой величины).

Выбор МОП ПТ для различных номиналов инвертора

Номинал мощности, который можно получить от трехфазного инвертора, используя конкретный тип МОП ПТ, зависит от двух соображений - КПД и размеров оборудования. Оба они связаны между собой. Главным фактором для критерия их обоих является размер теплоотвода, который разработчик считает приемлемым. Теплоотвод малого размера будет давать, при заданной мощности выхода, высокую температуру перехода, высокое $R_{DS(on)}$ и, следовательно, более высокие потери проводимости.

Эффективность инвертора (КПД) будет снижена, но оборудование будет иметь малые размеры. С другой стороны, теплоотвод большего размера будет позволять работать МОП ПТ более холодным с меньшим $R_{DS(on)}$, то есть, хотя оборудование будет больше и КПД будет больше.

Потери проводимости могут быть снижены при использовании МОП ПТ с большим кристаллом и меньшим $R_{DS(on)}$. Используя предыдущий пример расчета инвертора на IRF840 можно оценить требуемый теплоотвод. Потери для всех трех фаз равны 100 Вт (расчетные). Позволяя разницу в 40°C между теплоотводом и температурой окружающей среды, потребуется теплоотвод с параметром примерно 0,38°C/Вт для всех частей приборов.

Предполагая максимальное R_{thvc} 1 C/Вт, температура перехода будет на 73°C выше температуры окружающей среды. Предполагая температуру окружающей среды 40°C, получаем температуру перехода 113°C. Это приемлемая величина, учитывая, что максимально допустимая температура перехода 150°C. Расчеты были основаны на температуре 90°C, так что если требуется более точная оценка максимальной температуры перехода, потребуется другое повторение этого цикла расчета для новой температуры перехода.

Однако, расчеты показывают, что теплоотвод с тепловым сопротивлением 0,38°C/Вт подходит. Размеры такого теплоотвода будут, например, 25 см x 20 см x 4 см. Этот размер должен быть приемлемым для инвертора общего промышленного пользования 1 кВА.

Руководство по выбору МОП ПТ

Таблица 1 является руководством по выбору трехфазного инвертора для различных номиналов выходной мощности при входном переменном напряжении 120 В и 240 В, для

частоты модуляции в диапазоне 20 кГц. Более высокие результаты можно получить, применяя принудительное охлаждение.

Сравнение с биполярными транзисторами

Из-за того, что биполярные транзисторы имеют большие потери переключения, МОП ПТ имеют явное преимущество перед ними для переключения приводов при 20 кГц и выше. Однако, для работы ШИМ приводов в диапазоне 1 - 2 кГц и для приводов с квази-прямоугольными сигналами, МОП ПТ должны сравниваться с биполярными транзисторами с учетом потерь проводимости и стоимости.

Потери проводимости в МОП ПТ могут быть снижены до любого желаемого уровня, используя прибор с достаточно большим кристаллом (или используя параллельные приборы). Это означает, что при использовании МОП ПТ стоимость и потери проводимости могут обмениваться, выше стоимость - меньше потери, и наоборот. Поэтому, при сравнении МОП ПТ и биполярных транзисторов для переключающих схем с низкой частотой, необходимо учитывать полную стоимость каждой системы.

Например, рассмотрим схему применения, требующую 400-вольтовые транзисторы, у которых максимальный ток нагрузки 5 А. Ближайшим эквивалентом МОП ПТ с его высоким коэффициентом усиления и интегральным диодом обратной связи, является биполярный транзистор Дарлингтона с встроенным диодом. Биполярный транзистор с номиналом 8 А обычно имеет коэффициент усиления, который будет достаточен при токе 5 А. Такой прибор обычно имеет максимальное значение $V_{ce} = 2,0$ В, когда проводит ток 5 А.

IRF350 (400 В, $R_{ds(on)}$ при $25^{\circ}\text{C} = 0,3$ Ом) имеет максимум $R_{ds(on)} = 0,5$ Ом при температуре перехода 100°C . Типовое прямое падение напряжения (при 5 А) составляет 2,5В, следовательно, средние потери проводимости будут примерно такие же или немного меньше, чем у биполярного транзистора, но эта ситуация будет улучшена за счет меньших потерь переключения и отсутствия потерь запуска базы в МОП ПТ. Более того, биполярный транзистор почти наверняка потребует схему гашения, чтобы работать в своей области безопасной работы во время переключения. При сравнении на основе потерь прибора и системы правильно выбранный МОП ПТ может иметь небольшое преимущество. Он будет иметь большее преимущество, когда рассматриваются требования к запуску базы/затвора и способность выдерживать трудные рабочие условия. В то время как биполярный транзистор требует и положительный и отрицательный ток для работы базы, МОП ПТ может запускаться прямо от логики с буфером, а также норма превышения тока у МОП ПТ примерно в четыре раза выше его среднего номинального тока, следовательно, IRF530, описанный в вышеуказанном примере, может выдерживать 60 А, что дает 1200 % надежности по перегрузке. Более того, возможность по току перегрузки находится внутри области безопасной работы МОП ПТ.

Таблица 1. Руководство по выбору МОП ПТ III

Inverter kVA Rating	AC Line Input Voltage	HEXFET Voltage Rating	Die Size	HEXFET GUIDE		TO204AA (TO3)	TO240AA (HEXPAK)
				TO220AB	TO247AC (TO3P)		
0.3	240	500	2	IRF820	—	IRF420	—
0.5	240	500	3	IRF830	—	IRF430	—
1.0	240	500	4	IRF840	IRFP440	IRF440	—
2.0	240	500	5	—	IRFP450	IRF450	—
3.0	240	500	6	—	IRFP460	—	—
3.5	240	500	2 × 5	—	—	—	IRFK2D450
7	240	500	4 × 5	—	—	—	IRFK4H450
0.25	120	250	2	IRF624	—	IRF224	—
0.45	120	250	3	IRF634	—	IRF234	—
0.9	120	250	4	IRF644	IRFP244	IRF244	—
1.8	120	250	5	—	IRFP254	IRF254	—

Важным стоимостным фактором, когда планируется мощность приводов, является то, что увеличение мощности инвертора на МОП ПТ требует увеличение номинала только самих МОП ПТ, в то время как при использовании биполярных транзисторов применение другого типа повлечет за собой переработку цепи базы и схем гашения. При использовании МОП ПТ другого номинала не требуется модификации схемы запуска затвора или требуется незначительная и для МОП ПТ не нужны схемы гашения. Таким образом снижаются дорогостоящие усилия по переработке схемы, когда продукция разных номиналов мощности строится на МОП ПТ.

Для работы от выпрямленного переменного напряжения 120 В приемлемы МОП ПТ с номиналом 250 В (например, IRF244). Способность семейства приборов МОП ПТ III выдерживать повторяющиеся лавинные процессы дает гарантию, что разница между возможными пиковыми значениями постоянного напряжения шин питания и номиналом напряжения МОП ПТ более чем достаточна. Величина $R_{DS(on)}$ для кристалла заданного размера быстро снижается с уменьшением номинала напряжения. Следовательно, потери проводимости МОП ПТ или его стоимость быстро снижаются с уменьшением напряжения.

Нижеприведенная таблица сравнивает характеристики и функциональные возможности МОП ПТ и биполярных транзисторов.

МОП ПТ	Биполярный транзистор
Интегральный диод обратной связи	Диод имеют только некоторые из транзисторов Дарлингтона
Не требуется схема гашения	Часто требуется схема гашения
Низкие потери переключения	Высокие потери переключения
Может запускаться прямо от логики	Требуется схема запуска базы с буфером
Одинаковая конструкция схем для разных по мощности транзисторов	Новая схема запуска базы и схема разных по мощности транзисторов гашения
Хорошая способность выдерживать перегрузки	Ограниченная способность выдерживать перегрузки
Способность выдерживать лавинный процесс	Обычно не выдерживает лавинный процесс

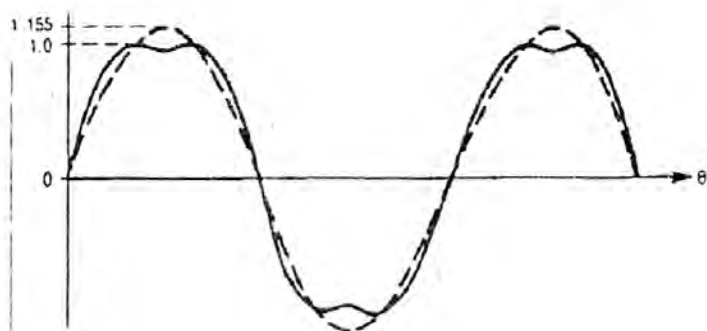
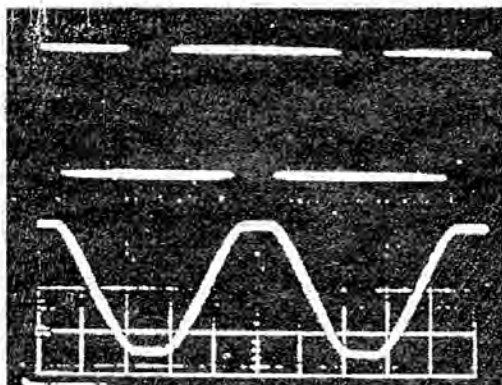
Приложение 1

Генерация сигналов с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Традиционным методом генерации сигналов с ШИМ, который был популярен раньше, является подача на вход компаратора треугольного импульса синхронизации и синусоидального опорного сигнала. Этот метод был заменен цифровой генерацией сигнала. Цифровой метод имеет преимущества в том, что он свободен от ухода частоты, отсутствия постоянных составляющих на выходе, имеет качественный баланс фазы и т.д. Цифровой метод может также генерировать несинусоидальные сигналы, когда это дает преимущества, например, когда выходной сигнал инвертора должен быть увеличен добавлением третьей гармоники к сигналу напряжения фазы.

Перемодуляция может использоваться для получения максимального выходного сигнала от инвертора. Одновременно с увеличением амплитуды основной частоты выходного сигнала перемодуляция также вводит искажения, как показывает рис.28. Предпочтительным методом увеличения амплитуды на выходе является добавление к опорной синусоидальной волне части третьей гармоники, как показано на рис.29. Так как третья гармоника будет удалена из сигнала напряжения при ограничении, то добавление третьей гармоники 1/6 амплитуды основной частоты выходного напряжения инвертора увеличит номинал в киловольт-амперах на 15 % без искажения выхода.

Рисунок 28. Искажения, индуцированные сверхмодуляцией

Mid-Point
Voltage
(Switching
Transistor
Not Visible)



With 1/6th of Third Harmonic Added and the Peak Value Restored to 1.

**Рисунок 29. Увеличение основного
выходного напряжения при добавления
третьей гармоники**