

Поведение высоковольтных MOSFET-транзисторов в преобразователях с мягким переключением: анализ и повышение надежности

Лео САРО (Leo SARO)
pad@sicon-ups.com
Кеннет ДИРБЕРГЕР
(Kenneth DIERBERGER)
KenD@advancedpower.com
Ричард РЕДЛ (Richard REDL)
RRedl@freesurf.ch

Перевод Наджима ХАМЗИНА
penta7@rambler.ru

В данной статье анализируется поведение MOSFET-транзистора при высоком напряжении питания в мощном конвертере с преобразованием при нулевом напряжении, и выдвигается оригинальная теория причины пробоя MOSFET-транзистора. Здесь также предложены новые технические решения по повышению устойчивости транзистора и, следовательно, надежности всего оборудования.

Преимущества схем конвертеров с мягким переключением и, в частности, с переключением при нулевом напряжении (ПНН, также называемое переходом при нуле напряжения или резонансным переходом), известны большинству специалистов. Высокочастотные конвертеры, запитываемые от источника высоковольтного напряжения, демонстрируют значительно улучшенные характеристики при использовании топологии с мягким переключением. К данным улучшениям можно отнести:

- 1) уменьшенные потери на переключение, которые позволяют повысить частоту преобразования и устанавливать реактивные компоненты меньших размеров;
- 2) уменьшенные электромагнитные и радиопомехи;
- 3) отсутствие потребности в сложных и дорогостоящих снабберных схемах;
- 4) использование паразитных элементов схемы для организации резонансного перехода.

Благодаря перечисленным преимуществам топологию с переключением при нулевом напряжении в настоящее время широко используют в силовой электронике и особенно в телекоммуникационных системах электропитания.

MOSFET-транзистор наиболее часто используется в качестве управляемого транзисторного ключа в мостовом преобразователе с переключением при нулевом напряжении. MOSFET-транзистор способен работать на высоких частотах переключения, и его внутренний паразитный диод экономит дополнительный внешний компонент, который необходим в преобразовате-

ле для фиксирования напряжения переключения на уровне напряжения источника питания. И внутренний паразитный диод и выходная емкость транзистора являются существенными компонентами для организации резонансного перехода.

Хотя в мостовом преобразователе с переключением при нулевом напряжении MOSFET-транзистор устойчиво работает внутри своей области безопасной работы, и его внутренний паразитный диод никогда не подвергается жесткому выключению, на практике случаются некоторые «необъяснимые» отказы из-за неизбежного использования внутреннего паразитного диода.

В данной статье анализируется поведение MOSFET-транзистора при высоком напряжении питания в мощном конвертере с преобразованием при нулевом напряжении, и выдвигается оригинальная теория причины пробоя MOSFET-транзистора.

Предложены новые технические решения по повышению устойчивости транзистора и, следовательно, надежности всего оборудования. Эффективность этих решений подтверждена работой телекоммуникационного источника электропитания мощностью 6000 Вт и выходного тока 100 А.

Введение

Выпрямитель с выходными параметрами 60 В, 100 А для применения в телекоммуникационных устройствах был разработан с использованием силовых MOSFET-транзисторов на 1000 В в узле DC/DC-конвертера с ПНН. Первоначально использовались компоненты со стандартным восстановлением,

поскольку считалось, что внутренние паразитные диоды никогда не подвергаются жесткому выключению, то есть к диодам никогда не прикладывается обратное напряжение, пока по ним протекает прямой ток.

На этапе серийного производства мы фиксировали множество отказов MOSFET-транзисторов в преобразователе с ПНН. Последующее исследование определенно доказало, что транзистор надежно работал в пределах своей области безопасной работы (SOA). Фактически, мы могли продемонстрировать, что при всех возможных нормальных и критических условиях все статические и переходные электрические параметры MOSFET-транзистора оставались в пределах максимально допустимых значений.

В результате анализа отказов, выполненного на статистически значимом количестве компонентов, была получена следующая информация:

- 1) Наименьшее значение времени обратного восстановления внутреннего паразитного диода уменьшало число отказов. Обратите внимание на то, что мы могли контролировать, устанавливая схему обнаружения и регистрации во всех источниках питания, что внутренний диод MOSFET-транзистора работал без жесткого выключения.
- 2) Все отказы случались, когда выходная нагрузка снижалась до уровня менее 25% от ее максимальной величины, несмотря на тот факт, что в этом случае MOSFET-транзисторы менее нагружены (то есть работают с более низким значением тока, мощности рассеяния, dv/dt , перенапряжения и т. д.), чем в том случае, когда нагрузка увеличена.

- 3) Оборудование, которое работало ниже критического значения недонагруженности в течение достаточно длительного промежутка времени, продолжало и дальше работать, практически без отказов MOSFET-транзисторов.
- 4) Обычно, если в оборудовании происходил отказ MOSFET-транзистора, то после замены неисправного компонента оно работало без аналогичного отказа.

В данной статье делается попытка дать объяснение вышеупомянутой информации, а также предлагаются способы устранения отказов MOSFET-транзистора.

Основные режимы работы мостового преобразователя с использованием фазосдвигающей ШИМ с переключением при нулевом напряжении

Типовая схема (рис. 1) [1–4, 7] включает 4 транзисторных ключа S1–S4, каждый из которых зашунтирован антипараллельным диодом и выходной емкостью. Дополнительная индуктивность и два небольших фиксирующих диода [1] задействованы в первичной обмотке трансформатора для поддержания режима мягкого переключения при уменьшенной нагрузке и ограничения перенапряжения на выходных выпрямительных диодах.

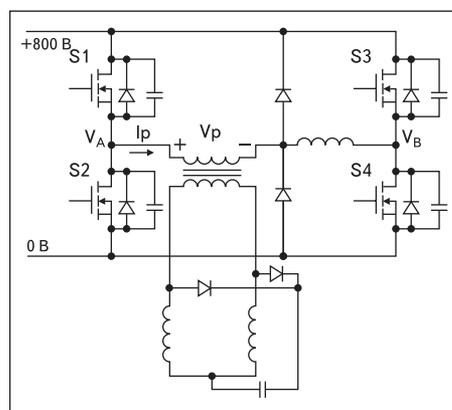


Рис. 1. Мостовой преобразователь с переключением при нулевом напряжении

Преобразователь работает с фиксированной частотой переключения 50 кГц и с регулируемым напряжением питания 800 В. Выходной выпрямитель представляет собой удвоитель тока. Эффективное значение коэффициента заполнения (установленного для напряжения на входе трансформатора) определяется периодом между коммутациями двух плеч моста. В данном преобразователе вместо модуляции фактической ширины импульса драйверов затворов мы поддерживаем коэффициенты заполнения затвора (и транзисторного ключа соответственно) на фиксированном уровне 50% и изменяем момент переключения плеча S3–S4.

Транзисторные ключи в преобразователе работают с отсутствием потерь при включении и с уменьшенными потерями при выключении. Из-за индуктивной нагрузки плеча моста и тока, текущего в нагрузке, будет естественная замена тока транзисторного ключа током антипараллельного диода другого транзисторного ключа в том же самом плече, которая приведет к фактически нулевому напряжению на транзисторном ключе к моменту включения. Это, в свою очередь, исключает потери мощности, вызванные, во-первых, одновременным наличием тока и напряжения в транзисторном ключе при каждом переключении и, во-вторых, разрядом выходной емкости транзисторного ключа. Выходная емкость работает как емкостной снаббер, уменьшая потери на выключение, вызванные конечным временем выключения транзисторного ключа. Паразитные элементы схемы (выходная емкость, индуктивность намагничивания и рассеяния, антипараллельный диод) преимущественно используются для содействия резонансному переключению с низкими потерями.

Транзисторные ключи в данном преобразователе используются иначе, чем в стандартном преобразователе с жестким переключением, так как внутренний антипараллельный диод MOSFET-транзистора и выходная емкость становятся существенными компонентами в резонансном переходе. Временная диаграмма (рис. 2) демонстрирует работу преобразователя.

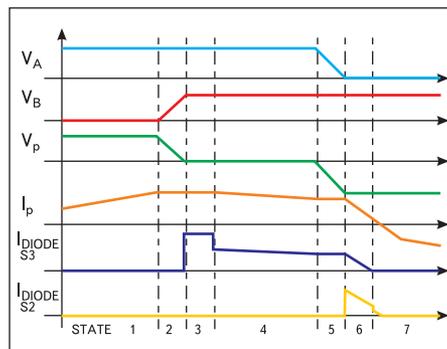


Рис. 2. Временная диаграмма работы мостового преобразователя с переключением при нулевом напряжении

Полный цикл переключения состоит из семи стадий.

Стадия 1. Передача мощности

Диагональные транзисторные ключи S1 и S4 находятся в открытом состоянии. $V_A = 800$ В, так как ключ S1 открыт; $V_B = 0$ В, поскольку ключ S4 тоже открыт; V_P равно полному напряжению питания 800 В. На этой стадии первичный ток трансформатора I_P увеличивается из-за вклада тока намагничивания и особенно из-за тока в выходных катушках индуктивности. Антипараллельные диоды транзисторных ключей не участвуют в работе схемы и ток не проводят. Мощность пере-

дается с входа на выход. Эта часть цикла характеризуется открытым состоянием схемы.

Стадия 2. Резонансный переход: от передачи мощности к свободной циркуляции тока

В конце стадии передачи мощности транзисторный ключ S4 переходит в выключенное состояние. Так как ток катушки индуктивности не может резко меняться, он продолжает течь, перезаряжая выходные емкости транзисторных ключей S3, S4 и, таким образом, уровень напряжения в точке V_B поднимается до значения напряжения источника питания 800 В.

Стадия 3. Свободная циркуляция тока (антипараллельный диод)

Когда напряжение в точке V_B достигает напряжения источника питания, антипараллельный диод транзисторного ключа S3 начинает проводить ток, фиксируя напряжение V_B на уровне 800 В. Полный ток первичной обмотки I_P теперь течет через антипараллельный диод.

Стадия 4. Свободная циркуляция тока (антипараллельный диод + переход «сток–исток» транзистора)

Через несколько сотен наносекунд после того, как антипараллельный диод транзистора S3 начал проводить ток, включается транзистор S3 с целью снижения потерь проводимости за счет совмещения открытого перехода «сток–исток» MOSFET-транзистора с открытым состоянием антипараллельного диода. Обратите внимание, что включение транзистора S3 имеет место при нулевом напряжении «сток–исток» транзистора, поэтому включение транзистора происходит без потерь.

Часть (отрицательного) первичного тока I_P теперь течет через переход «сток–исток» транзистора S3; остающийся ток течет в антипараллельном диоде. Весь ток транзистора S1 положителен и течет в переходе «сток–исток» транзистора. $V_A = 800$ В, так как транзистор S1 открыт; $V_B = 800$ В, так как транзистор S3 тоже открыт, и $V_P = 0$ В.

Рассмотренная часть цикла характеризуется свободной циркуляцией тока. Это позволяет фиксировать частоту преобразования; фактически, данная ситуация сохраняется до начала включения другой диагонали (прохождение тока через транзисторы S2 и S3). Эта часть цикла обычно длится несколько микросекунд.

Стадия 5. Резонансный переход: от свободной циркуляции тока к передаче мощности

Транзисторный ключ S1 выключен, и ток в нем отклонен от перехода «сток–исток» транзистора к выходной емкости. Если ток перехода «сток–исток» транзистора спадает к нулю прежде, чем существенно повысилось напряжение V_{DS} , мы получаем выключение без потерь. Ток теперь перезаряжает выходные емкости S1 и S2, устанавливая напряжение V_A от 800 к 0 В.

Стадия 6. Резонансный переход: от свободной циркуляции тока к передаче мощности (антипараллельный диод)

Когда точка V_A достигает нулевого напряжения, антипараллельный диод S2 начинает проводить ток, фиксируя напряжение в точке V_A на нулевом уровне. Весь первичный ток I_p теперь течет в антипараллельном диоде транзистора S2, а также в антипараллельном диоде и переходе «сток–исток» транзистора S3. Напряжение в точке $V_A = 0$ В, так как S2 открыт; напряжение в точке $V_B = 800$ В, поскольку S3 открыт, и $V_p = -800$ В. Ток I_p быстро уменьшается, так как токи в трансформаторе и во внешних катушках индуктивности теперь текут в разных направлениях.

Стадия 7. Передача мощности

Стадия 6 длится несколько сотен наносекунд, пока не откроется транзистор S2. Далее он опять включается без потерь при отсутствии напряжения на переходе «сток–исток». Ток через антипараллельные диоды транзисторов S2 и S3 быстро спадает к нулю, потому что переход «сток–исток» транзистора MOSFET отводит от них часть тока, в основном потому, что полярность напряжения на первичной обмотке трансформатора меняет направление тока I_p на противоположное.

К моменту завершения процесса накопления заряда в катушках индуктивности мощность передана на выход, и преобразователь находится в состоянии, подобном стадии 1. Согласно параметрам нашей схемы, цикл длится приблизительно 7 мкс. Теперь преобразователь готов повторить следующий цикл, сходный с вышеупомянутым, на сей раз с диагональной парой S2–S3.

Как мы можем видеть, транзистор MOSFET всегда выключается только после того, как ток в его антипараллельном диоде полностью изменил направление и в течение нескольких микросекунд протекал непосредственно в переходе «сток–исток» транзистора MOSFET; следовательно, после того, как антипараллельный диод прекращает проводить ток, он несколько микросекунд подвергается воздействию высокого значения dv/dt .

Описание антипараллельного диода

Все мощные MOSFET-транзисторы имеют паразитный биполярный транзистор в своей структуре. Вертикальная ДМОП-структура, как показано на рис. 3, имеет переход «база–эмиттер» биполярного транзистора, закороченный металлизацией истока, и формирует таким образом «антипараллельный диод».

Если этот паразитный биполярный транзистор становится активным, может произойти классический случай вторичного пробоя с перераспределением тока. Этот механизм достаточно хорошо описан в литературе, а также в статьях по применению MOSFET-транзистора [5, 6].

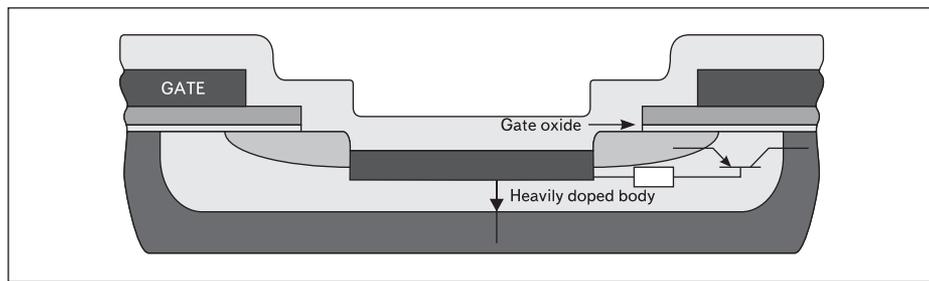


Рис. 3. Вертикальное поперечное сечение ДМОП-структуры

Захват тока приводит к локальному нагреву, увеличивая тем самым усиление биполярного транзистора, от этого сокращается значение тока, и, в конечном счете, транзистор отказывает. При прямом смещении антипараллельного диода неосновные носители, остающиеся в области базы в течение времени восстановления диода, могут вызвать разрушение транзистора.

Теория механизма разрушения

Согласно общим представлениям о топологии переключения при нулевом напряжении (ПНН), где MOSFET-транзистор находится в открытом состоянии, в то время как внутренний паразитный диод проводит ток, этот диод не будет подвержен вторичному пробую, поскольку ток полностью протекает в обратном направлении в течение достаточно продолжительного для восстановления диода промежутка времени.

В действительности заряд останется запасенным во внутреннем паразитном диоде на более длительное время, чем величина времени обратного восстановления, указанная в документации, либо до тех пор, пока не будет приложено высокое напряжение, которое приведет к рассасыванию неосновных носителей в переходе. Поэтому, когда к внутреннему паразитному диоду прикладывается высокое обратное напряжение, все еще есть вероятность вторичного пробоя (даже по прошествии относительно большого промежутка времени).

В типичной топологии ПНН прямой ток через внутренний паразитный диод фиксирует выходное напряжение к положительной

или к отрицательной шине. Этот прямой ток приводит к генерации неосновных носителей и в слое p -типа, и в эпитаксиальных n -слоях (рис. 4).

Затем переход MOSFET-транзистора открывается и отбирает часть тока, протекающего через канал внутреннего паразитного диода. Переход «сток–исток» MOSFET-транзистора может проводить ток в обоих направлениях. Отклонение тока от внутреннего паразитного диода уменьшит генерацию неосновных носителей, но не остановит ее (рис. 5).

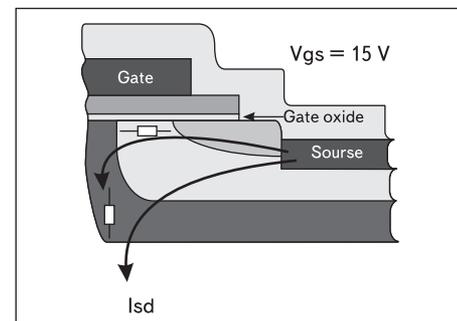


Рис. 5. Протекание прямого тока во внутреннем паразитном диоде и переходе MOSFET-транзистора

Затем внешняя схема полностью изменяет направление тока через транзистор. Это приводит к появлению небольшого обратного тока во внутреннем паразитном диоде. Обратный ток невелик из-за незначительного электрического поля, созданного низким напряжением, произведенным текущим током в переходе с низким сопротивлением. В результате некоторые неосновные носители будут охвачены полем и удалены из перехода (рис. 6).

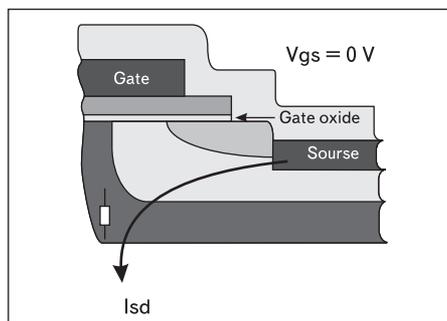


Рис. 4. Протекание прямого тока во внутреннем паразитном диоде

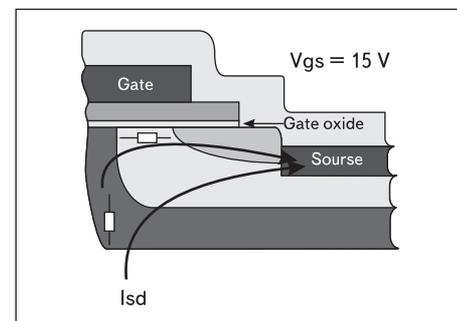


Рис. 6. Обратное протекание тока во внутреннем паразитном диоде и переходе транзистора

После короткого промежутка времени достаточное количество носителей будет удалено, что позволит переходу поддерживать небольшое значение напряжения. В это время большая часть тока отведена в резистивный канал и развивает положительное напряжение через $R_{DS(on)}$, что, в свою очередь, слегка смещает диодный переход в обратном направлении. Некоторые носители будут продолжать устраниваться в результате нормального процесса рекомбинации, а некоторые — в результате принудительного процесса, который зависит от напряжения, приложенного к диоду (рис. 7).

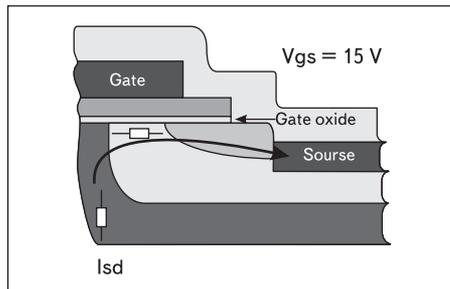


Рис. 7. Обратное протекание тока только в переходе транзистора

Величина этого напряжения зависит от тока первичной обмотки и, следовательно, от выходной нагрузки. Если это напряжение маленькое, большое количество неосновных носителей остается в переходе в течение значительного времени. Когда переход будет в закрытом состоянии, MOSFET-транзистор начнет поддерживать напряжение, создающее более высокое обратное напряжение на внутреннем паразитном диоде. Приложенное высокое обратное напряжение на внутреннем паразитном диоде охватит остающиеся в переходе носители (рис. 8). Если обратный ток приблизится к величине, достаточной для активизации паразитного биполярного транзистора, может произойти вторичный пробой, разрушающий MOSFET-транзистор.

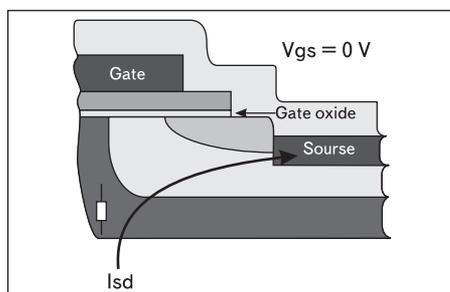


Рис. 8. Обратное протекание тока только во внутреннем паразитном диоде

При маленькой нагрузке (то есть при низком значении тока в MOSFET-транзисторе) низкого положительного падения напряжения на сопротивлении канала недостаточно, чтобы провести полную рекомбинацию неосновных зарядов к моменту окончания вре-

мени открытого состояния транзистора. Это особенно справедливо в случае большой величины времени обратного восстановления внутреннего паразитного диода.

С другой стороны, при большой нагрузке (то есть при большом значении тока в MOSFET-транзисторе) увеличенного падения напряжения на сопротивлении канала может оказаться достаточно, чтобы провести полную рекомбинацию неосновных зарядов к моменту окончания времени открытого состояния транзистора. Это обеспечит безопасное закрытие транзистора.

Допустим, что совокупность MOSFET-транзисторов обладает статистическим распределением (нормальным, например) относительно времени рекомбинации, его зависимости от обратного напряжения, приложенного к диоду, усиления паразитного $n-p-n$ -транзистора, его устойчивости к скорости нарастания dv/dt и т. д. В результате, при тех же самых рабочих режимах только определенная часть из всех рассматриваемых компонентов может представлять интерес для рассматриваемой нами проблемы. Эти склонные к разрушению MOSFET-транзисторы должны быть наиболее медленными из всех компонентов с перечисленными статистическими распределениями. Объясним, почему это так.

- Чем короче время обратного восстановления внутреннего паразитного диода, тем более низкая интенсивность отказов: t_{rr} — хороший показатель времени рекомбинации неосновных зарядов, и этот параметр очень важен в нашей гипотезе. Следовательно, мы имеем следующую ситуацию (рис. 9):

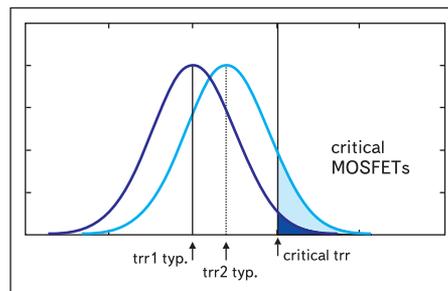


Рис. 9. Распределение критических MOSFET-транзисторов от t_{rr}

Конечно, как было сказано прежде, следует учитывать как можно большее количество параметров для определения устойчивости MOSFET-транзистора в ПНН-конвертерах, но единственный доступный в документации и весьма просто измеряемый параметр — t_{rr} .

- Существуют ситуации, когда часть источников питания работает в течение долгого времени без проблем, а другая часть идентичных источников питания выходит из строя за короткое время при тех же самых рабочих режимах: могло сломаться только то оборудование, в котором использовался «слабый» транзистор (более медленный).

- Оборудование, исправно проработавшее продолжительное время (даже при работе на критически малую нагрузку), имеет хорошие шансы и дальше работать без проблем: после отказа части более слабых MOSFET-транзисторов оставшиеся являются более живучими.
- Как правило, оборудование с отказавшим MOSFET-транзистором после однократной замены отказавшего элемента далее работает без аналогичных отказов: поскольку «слабые» компоненты составляют незначительную часть от всей совокупности, со статистической точки зрения очень маловероятно восстановление оборудования с использованием другого «слабого» транзистора.

Результаты экспериментов с внутренним паразитным диодом

1. Оценка запасенного заряда, остающегося в переходе

Для оценки обсуждаемой теории была построена схема испытаний (см. упрощенный вариант схемы на рис. 10). Она работает по следующему принципу. Сначала мы пропускаем прямой ток во внутреннем паразитном диоде тестируемого устройства; затем устанавливаем протекание тока без приложения обратного напряжения к переходу. Наконец, после заданного периода времени обратное напряжение прикладывается к переходу внутреннего паразитного диода, и измеряется остающийся заряд обратного восстановления. Канал тестируемого устройства может быть включен или выключен в любое время до или во время испытательного цикла для выяснения последствий от смещения на затворе.

Для определения величины заряда обратного восстановления проводилось предварительное испытание без подачи прямого тока через внутренний паразитный диод и с приложением обратного напряжения 800 В с $dv/dt = 1,33\text{ В/нс}$. Он определен как базовый уровень заряда, или количество заряда, в котором отсутствует заряд, запасенный в результате прохождения прямого тока.

Проводился ряд испытаний для определения требуемого времени для рекомбинации всего запасенного в переходе заряда после

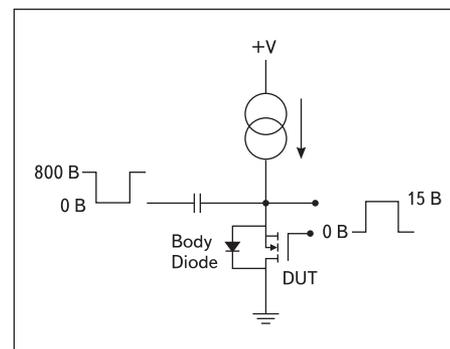


Рис. 10. Упрощенная схема

прекращения прохождения прямого тока. Канал оставался закрытым в течение этих испытаний. Эти испытания проводились при прямом токе 5 А в течение 10 мкс и обратном напряжении 800 В с $dv/dt = 1,33$ В/нс. Данное обратное напряжение вначале прикладывалось через 100 нс после того, как был выключен прямой ток. Далее испытание с включением обратного напряжения повторялось с увеличением интервала времени до тех пор, пока не был достигнут базовый уровень заряда обратного восстановления. Эти испытания проводились на APT10026JN — стандартном MOSFET-транзисторе и на APT10025JVFR — FREDFET-транзисторе (MOSFET-транзистор с быстровосстанавливающимся внутренним паразитным диодом). Результаты показаны на рис. 11.

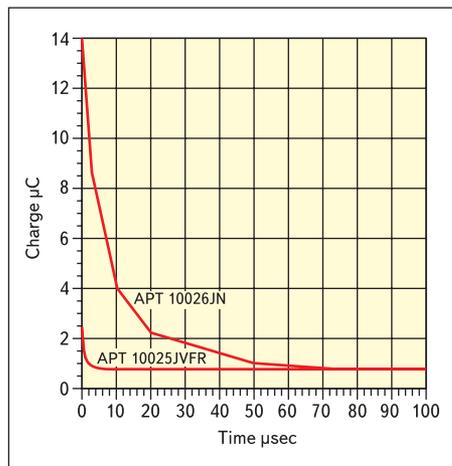


Рис. 11. Запасенный заряд, остающийся в переходе после прохождения прямого тока, стал равным нулю ($V_{\text{gate}} = 0$ В)

Из рис. 11 ясно, что заряд остается в переходе какое-то более длительное время, чем указано в значении времени обратного восстановления. Стандартный MOSFET-транзистор был почти восстановлен через 100 мкс, но требовалось до 200 мкс времени, чтобы восстановить транзистор полностью.

FREDFET-транзистор был почти восстановлен через 3 мкс и полностью восстановлен менее чем через 10 мкс. FREDFET-транзистор восстанавливался намного быстрее, чем стандартный MOSFET-транзистор из-за более короткой продолжительности жизни неосновных носителей, приводящей к более быстрой рекомбинации.

2. Оценка последствий смещения затвора при запасенном заряде

Для исследования включения канала транзистора при запасенном в переходе заряде проводился другой ряд испытаний. Данный режим достигался за счет подачи потенциала на затвор тестируемого устройства в течение периода прямого прохождения тока. Запасенный заряд был измерен через 1 мкс после того, как прямой ток был остановлен.

Как и прежде, эти испытания проводились при 5 А прямого тока в течение 10 мкс и об-

ратном напряжении 800 В с $dv/dt = 1,33$ В/нс. Данное обратное напряжение прикладывалось через 1 мкс после того, как прямой ток был выключен.

Первое измерение было проведено с выключенным каналом транзистора. Второе измерение (рис. 12) было проведено с включением канала транзистора за 1 мкс до того, как прямой ток был выключен, и выключением канала транзистора за 300 нс до подачи обратного напряжения.

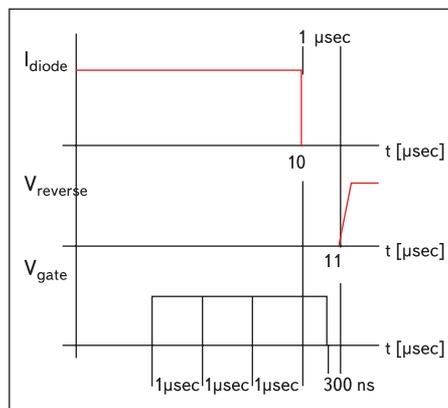


Рис. 12. Выбор временных отсчетов для измерения эффектов в канале транзистора при запасенном заряде, остающемся в переходе транзистора

Последующие измерения производились с увеличением времени открытого состояния канала транзистора с шагом 1 мкс и выключением канала всегда в то же самое время (300 нс до момента приложения обратного напряжения). Результаты приведены на рис. 13.

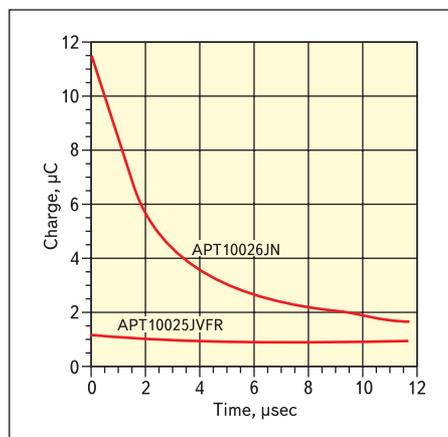


Рис. 13. Зависимость запасенного заряда, остающегося в переходе от времени ($V_{\text{gate}} = 15$ В)

Ясно, что включение канала в течение интервала прямой проводимости внутреннего паразитного диода уменьшает количество запасенного заряда, и чем скорее канал транзистора перейдет во включенное состояние, тем меньше величина остающегося заряда. Однако запасенный заряд стандартного MOSFET-транзистора никогда не достигает нулевого

значения в течение периода проводимости (10 мкс), даже если канал транзистора находится во включенном состоянии перед состоянием проводимости внутреннего паразитного диода.

С другой стороны, FREDFET-транзистор из-за короткой продолжительности жизни неосновных носителей имеет фактически нулевой запасенный заряд при включенном состоянии канала транзистора в течение последней микросекунды перед состоянием проводимости внутреннего паразитного диода.

3. Последствия от смещения затвора при обратном восстановлении

Мы подготовили испытательную установку (рис. 14) для тестирования поведения внутренних паразитных диодов при обратном восстановлении. Мы были заинтересованы в получении данных не по результатам «абсолютных измерений», а скорее «сравнительных измерений» при тех же самых условиях испытаний.

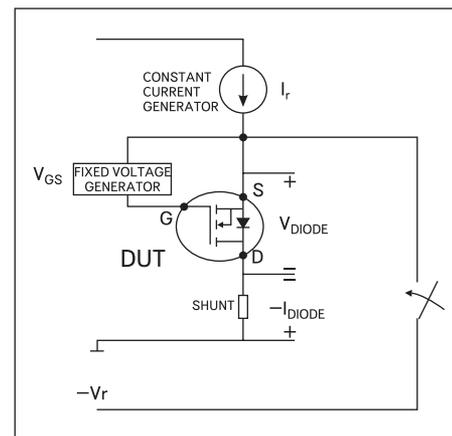


Рис. 14. Испытательная установка для измерения обратного восстановления

Испытательное оборудование работает следующим образом. Постоянный ток I_f , создаваемый генератором тока, протекает через внутренний паразитный диод. Далее мы резко меняем полярность напряжения, приложенного к переходу диода, посредством внешнего ключа, связанного с источником отрицательного напряжения V_r , приложенного к стоку. К затвору также может быть приложено напряжение. Фиксируемые сигналы — диодный ток (ток стока) и диодное напряжение (напряжение «сток-исток») (рис. 15).

Обратите внимание, что на рисунке диодный ток представлен в перевернутом виде: отрицательная часть формы сигнала — прямой ток в диоде, положительная часть — ток восстановления. Во всех измерениях прямой ток $I_f = 2,5$ А и обратное напряжение $V_r = 1$ В. Напряжение затвора равно 0 или 3 В.

Мы проверили несколько MOSFET-транзисторов. Рис. 16–19 показывают результаты испытаний для стандартного MOSFET-транзистора и для FREDFET-транзистора.

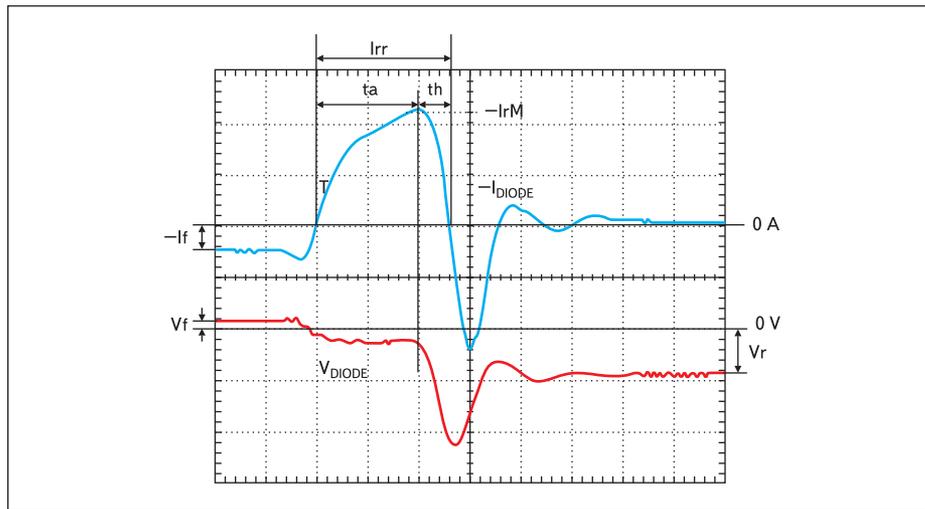


Рис. 15. Пример формы сигнала обратного восстановления

Стандартный MOSFET-транзистор

Как показано на рис. 16, в случае $V_g = 0$ В величина t_b принимает большие значения. Это означает, что рекомбинация заряда требует много времени. Фактически, этот интервал закончен только в случае, когда неосновные носители, которые находятся на некотором расстоянии от перехода, захвачены и притянуты назад к переходу и, кроме того, емкость обратно-смещенного перехода заряжена до значения V_r . Когда затвор смещен напряжением 3 В (рис. 17), величины t_{rr} и Q_{rr} (заряд обратного восстановления) уменьшаются значительно. Обратите внимание, что величина напряжения 3 В недостаточно велика, чтобы открыть канал транзистора и пропустить существенный ток.

FREDFET-транзистор

В FREDFET-транзисторе мы можем наблюдать то же самое явление, но в этом случае сокращение t_{rr} меньше (рис. 18 и 19).

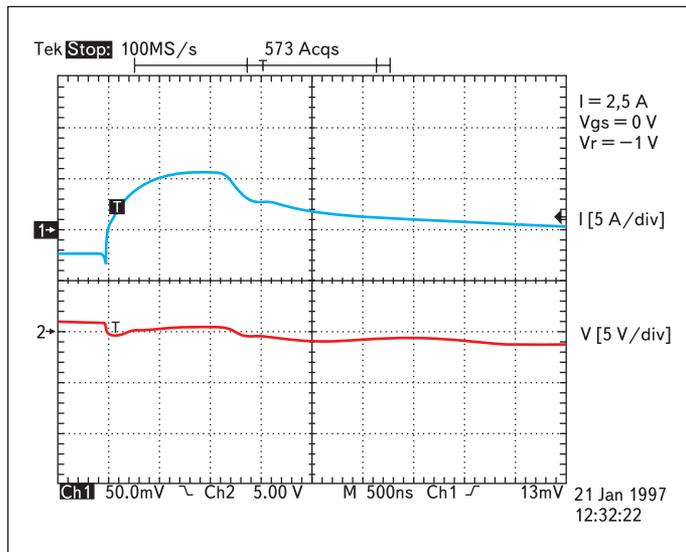


Рис. 16. Обратное восстановление стандартного MOSFET-транзистора. $I_r = 2,5$ А, $V_r = 1$ В, $V_g = 0$ В. Масштаб горизонтальной шкалы: 500 нс/дел.

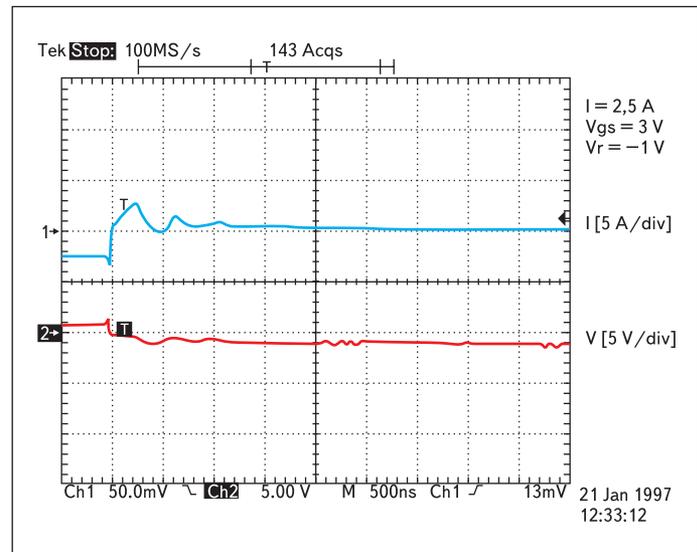


Рис. 17. Обратное восстановление стандартного MOSFET-транзистора. $I_r = 2,5$ А, $V_r = 1$ В, $V_g = 3$ В. Масштаб горизонтальной шкалы: 500 нс/дел.

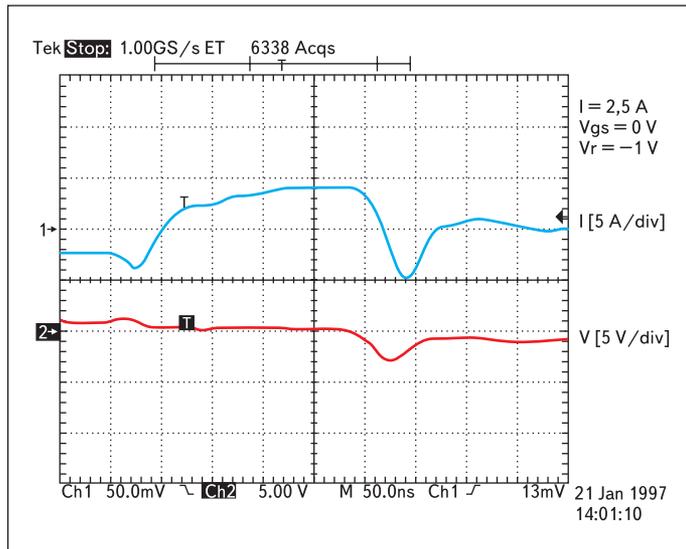


Рис. 18. Обратное восстановление FREDFET-транзистора. $I_r = 2,5$ А, $V_r = 1$ В, $V_g = 0$ В. Масштаб горизонтальной шкалы: 50 нс/дел.

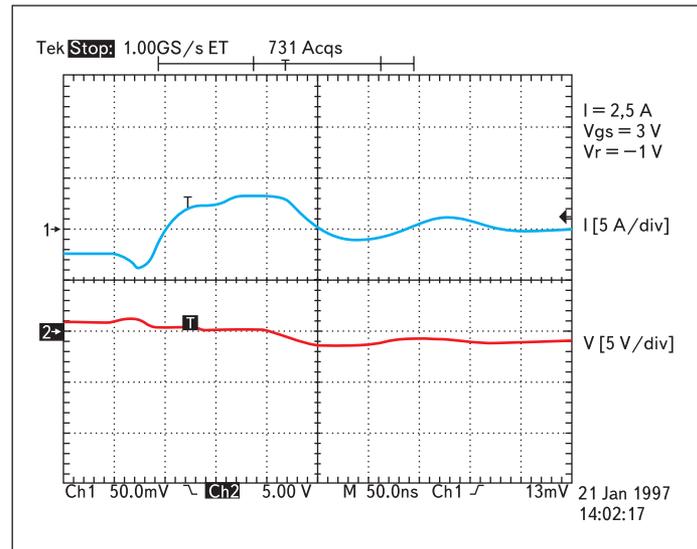


Рис. 19. Обратное восстановление FREDFET-транзистора. $I_r = 2,5$ А, $V_r = 1$ В, $V_g = 3$ В. Масштаб горизонтальной шкалы: 50 нс/дел.

По результатам проведенных испытаний, выполненных на нескольких MOSFET-транзисторах от различных поставщиков, можно сделать вывод о том, что небольшое положительное смещение на затворе (близкое, но не достигающее порогового значения напряжения открывания транзистора) имеет большое влияние на обратное восстановление внутреннего паразитного диода, даже при том, что канал транзистора фактически выключен. Достоверным объяснением данного поведения можно считать следующее: дополнительные электроны в канале транзистора имеют тенденцию повторно объединяться с избыточными «дырками», запасенными в эпитаксиальном *n*-слое, ускоряя, таким образом, восстановление внутреннего паразитного диода.

4. Последствия протекания тока в канале (полевого транзистора) в состоянии канала во времени при запасенном заряде, остающемся в переходе

Для определения результатов протекания тока в канале полевого транзистора при запасенном заряде проводился другой ряд испытаний: пропускали прямой ток через диод в тестируемом устройстве и затем полностью меняли полярность тока (то есть меняли прямой ток через диод на прямой ток канала полевого транзистора равной величины) и поддерживали прямой ток канала транзистора в течение 2 мкс. Канал тестируемого устройства включался до или в момент перенаправления тока и выключался позже, через 2 мкс. Затем, через 200 нс после того, как канал транзистора был выключен, мы прикладывали к диоду обратное напряжение 800 В с $dv/dt = 1,33 \text{ В/нс}$ и измеряли запасенный заряд. Эти испытания проводились с 2 и 9 А прямого тока, протекающего через диод в течение 5 мкс. Первое измерение было предпринято при выключенном канале. Второе измерение было предпринято за 1 мс перед перенаправлением тока, когда канал находился во включенном состоянии.

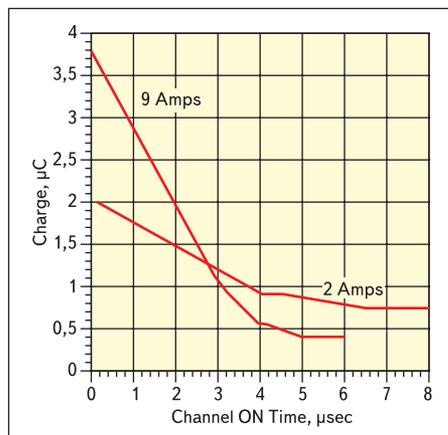


Рис. 20. Зависимость запасенного заряда, остающегося в переходе, от состояния канала во времени с 2 и 9 А прямого тока

Последующие измерения были предприняты с выключением канала полевого транзистора на 1 мкс ранее, поддерживая канал во включенном состоянии в течение 2 мкс после перенаправления тока и выключая канал за 200 нс до приложения обратного напряжения. Результаты показаны на рис. 20. Из рисунков ясно, что хотя 9 А прямого тока через диод привели к более высоким значениям начального запасенного заряда, чем 2 А (прямого тока через диод), запасенный заряд был удален более эффективно в случае нахождения канала транзистора во включенном состоянии. Причина этого кроется в более высоком падении напряжения через канал (из-за более высокого значения тока), которое охватит большее количество заряда в переходе. Это объясняет, почему отказы произошли в случае низкого уровня выходной мощности. В диоде остается большее количество заряда, которое делает диод более восприимчивым к вторичному пробое при приложении высокого напряжения.

Технические способы повышения надежности приборов

Для повышения устойчивости работы полевого транзистора и, следовательно, надежности оборудования было исследовано несколько решений.

1. Использование FREDFET-транзисторов

MOSFET-транзисторы с более быстрым временем обратного восстановления внутреннего паразитного диода демонстрируют большую устойчивость и прочность при работе в ПНН-преобразователе. В настоящее время доступны MOSFET-транзисторы с внутренним паразитным диодом, обладающим временем обратного восстановления приблизительно в десять раз меньше времени восстановления у полевых транзисторов, производимых несколько лет назад. Это особенно справедливо для случая полевых транзисторов высокого напряжения (800 В и 1000 В). Наш опыт показывает, что долговременная интенсивность отказов ПНН-преобразователей, построенных с 800-вольтовыми или 1000-вольтовыми FREDFET-транзисторами намного меньше, чем таковая для ПНН-преобразователей, построенных со стандартными MOSFET-транзисторами высокого напряжения.

Мы также рассмотрели три других возможных варианта повышения устойчивости, каждый из которых требует некоторой модификации схемы ПНН-преобразователя.

2. Модификации конвертора

Цель модификаций состоит в том, чтобы избежать использования внутреннего паразитного диода или, по крайней мере, минимизировать последствия его влияния на работу схемы. Рассматривались три возможности:

1. Проводимость тока внутренним паразитным диодом может быть предотвращена путем добавления перенаправляющих диодов

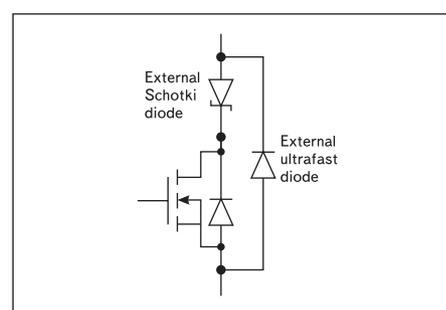


Рис. 21. Исключение проводимости внутреннего паразитного диода с использованием перенаправляющих диодов

(current-steering diodes) — диод Шоттки последовательно со стоком MOSFET-транзистора наряду с ультрабыстрым антипараллельным обводным диодом (рис. 21).

В этом случае внутренний паразитный диод никогда не проводит ток. Однако это решение весьма дорого и сложно, кроме того, последовательный диод увеличивает потери проводимости.

2. Нами было замечено, что в случае выходных нагрузок выше 25% предельного значения (который означает высокий ток в ПНН-конверторе и, следовательно, высокое падение напряжения на сопротивлении $R_{DS(on)}$ в течение времени, когда транзистор находится во включенном состоянии) вероятность отказа незначительна. Ожидается, что вероятность отказа будет уменьшена при незначительной нагрузке, если мы поддерживаем достаточно высокое напряжение «сток-исток», вынуждая неосновные носители полностью рекомбинировать перед окончанием включенного состояния транзистора. Это может быть достигнуто путем добавления схемы исключения насыщения. На рис. 22 показано упрощенное схемное решение исключения насыщения транзистора.

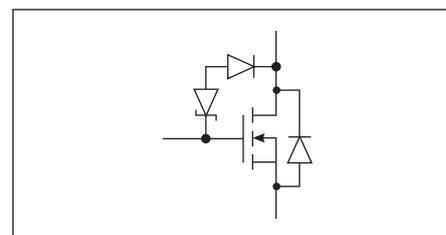


Рис. 22. Упрощенная схема исключения насыщения

При использовании стабилитрона с надлежащим напряжением стабилизации, в случае незначительной нагрузки MOSFET-транзистор вынужден работать в линейной области своей рабочей характеристики. В этой области напряжение «сток-исток» больше не связано с током, протекающим в MOSFET-транзисторе, оно постоянно и равно разнице между управляющим напряжением и суммой напряжений стабилитрона и выпрямительного

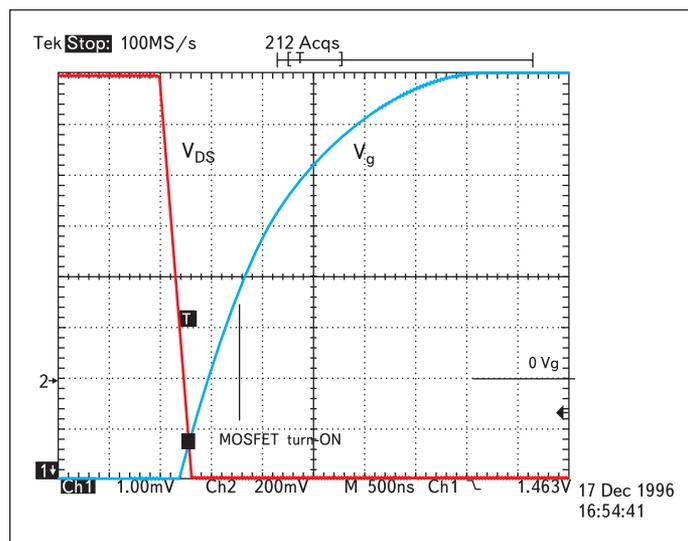


Рис. 23. Стандартный режим незначительной нагрузки.
 $I_o = 10 \text{ A}$, V_{DS} : 100 В/дел, V_g : 2 В/дел, 500 нс/дел

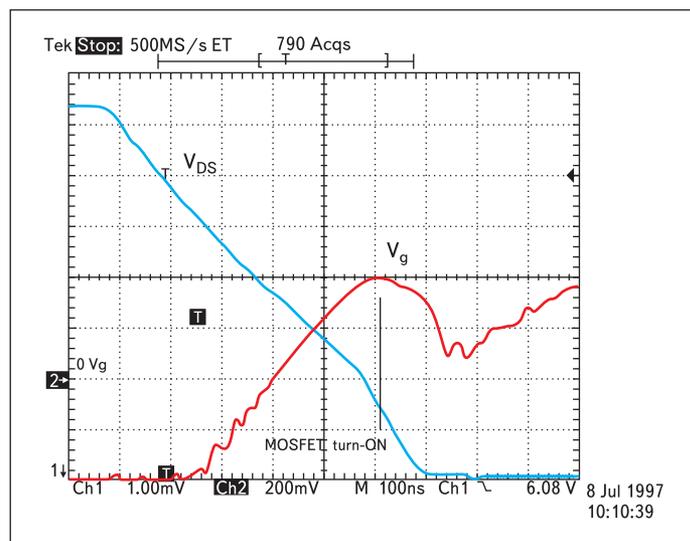


Рис. 24. Улучшенное поведение транзистора при незначительной нагрузке.
 $I_o = 10 \text{ A}$, V_{DS} : 100 В/дел, V_g : 2 В/дел, 100 нс/дел

диода. Напряжение стабилитрона должно быть выбрано таким, чтобы установить напряжение «сток–исток», по крайней мере, столь же высоким, как это было при 25% от предельной величины нагрузки. При большей нагрузке падение напряжения через сопротивление $R_{DS(on)}$ выше, чем фиксированная величина, установленная напряжением управления затвором, а также напряжениями стабилитрона и выпрямительного диода, и поведение работы схемы является обычным.

Главные проблемы рассмотренного решения:

- высокие требования к точности напряжения на стабилитроне и температурная зависимость;
 - увеличенное потребление мощности драйвера MOSFET-транзистора;
 - сложность схемы и дороговизна.
3. Подобно схеме исключения насыщения, третье решение предотвращает проводимость внутреннего паразитного диода только в случае опасности возникновения проблемы, то есть при незначительной нагрузке. Это решение оказалось простым и эффективным без дальнейшего увеличения сложности конвертора.

Более тщательное рассмотрение основных режимов работы мостового преобразователя с мягким переключением (стадии от 2 до 4) показывает, что внутренний паразитный диод может проводить, только если напряжение «сток–исток» достигает нуля прежде, чем транзистор переходит во включенное состояние (рис. 23).

Если мы переводим MOSFET-транзистор во включенное состояние прежде, чем его напряжение «сток–исток» достигает нуля (рис. 24), канал MOSFET-транзистора будет работать параллельно с внутренним паразитным диодом до того момента, как начнет протекать ток в транзисторе. Это, в свою очередь, предотвращает протекание тока во внутреннем паразитном диоде. Фактически, если

падение напряжения через $R_{DS(on)}$ меньше, чем пороговое напряжение внутреннего паразитного диода, ток будет течь только в канале полевого транзистора. Именно это происходит при незначительной нагрузке.

Мы можем добиться включения MOSFET-транзистора прежде, чем его напряжение «сток–исток» достигнет нуля, во-первых, путем сокращения времени задержки включения или, во-вторых, путем сокращения dv/dt — скорости нарастания напряжения «сток–исток». Оба условия могут быть легко выполнены: первое требует изменения величины сопротивления в плате управления, которая устанавливает надлежащую задержку между транзисторными ключами, второе требует увеличения величины внешнего снабберного конденсатора, помещенного параллельно с каждым транзисторным ключом. (Эти конденсаторы обычно требуются, чтобы сократить потери на выключение; они замедляют нарастание напряжения «сток–исток», и в результате выключение тока транзистора заканчивается с незначительным напряжением на MOSFET-транзисторе).

Обратите внимание, что, открывая MOSFET-транзистор при напряжении, отличном от нуля, мы теряем преимущества переключения при нулевом напряжении. Это, однако, не проблема, так как это происходит при незначительной нагрузке, где небольшое снижение эффективности легко можно допустить. Так или иначе, мы имеем «квазипереключение при нулевом напряжении», поскольку напряжение «сток–исток» имеет достаточно времени, чтобы приблизиться к нулю до включения MOSFET-транзистора. Так как потери на включение транзистора пропорциональны квадрату напряжения на снабберном конденсаторе, режима квазипереключения при нулевом напряжении достаточно, чтобы поддерживать потери на включение на приемлемо низком уровне.

Если происходит увеличение тока нагрузки, наклон напряжения «сток–исток» также увеличивается и при фиксированной задержке включения напряжение «сток–исток» приближается к нулю в момент включения MOSFET-транзистора (рис. 25).

Выше некоторого значения нагрузки напряжение «сток–исток» достигнет нуля прежде, чем включится MOSFET-транзистор. В этом случае конвертор работает с преимуществами переключения при нулевом напряжении (рис. 26).

Применение этого решения существенно понизило вероятность отказа MOSFET-транзистора без усложнения схемы и изменений в расположении компонентов. В массовом производстве это решение использовалось в комбинации с FREDFET-транзисторами. Эффективность такого комплексного решения была доказана статистическим анализом, выполненным на более чем 500 приборах, которые суммарно проработали в течение свыше 3 миллионов часов. Этот анализ подтвердил, что вероятность отказа MOSFET-транзисторов в ПНН-конверторе теперь незначительна.

Выводы

Данная статья пытается объяснить некоторые до сих пор необъяснимые отказы, которые наблюдались в конверторах с переключением при нулевом напряжении (в особенности в мостовом преобразователе с фазовым сдвигом) с использованием высоковольтного MOSFET-транзистора.

Главным механизмом отказа MOSFET-транзисторов является вторичный пробой паразитного биполярного транзистора. Вторичный пробой может происходить, когда паразитный биполярный транзистор активизирован остаточным зарядом, оставшимся в результате проводимости внутреннего паразитного диода. Согласно общим пред-

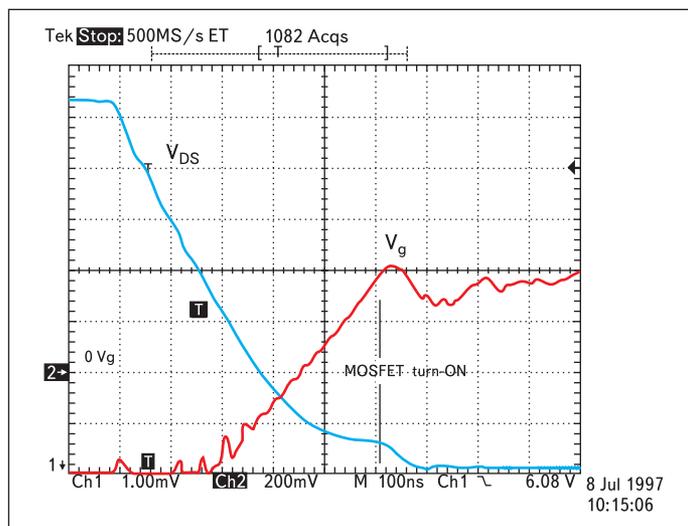


Рис. 25. Квазипереключение при нулевом напряжении при средней нагрузке.
 $I_o = 30 \text{ A}$, V_{DS} : 100 В/дел, V_g : 2 В/дел, 100 нс/дел

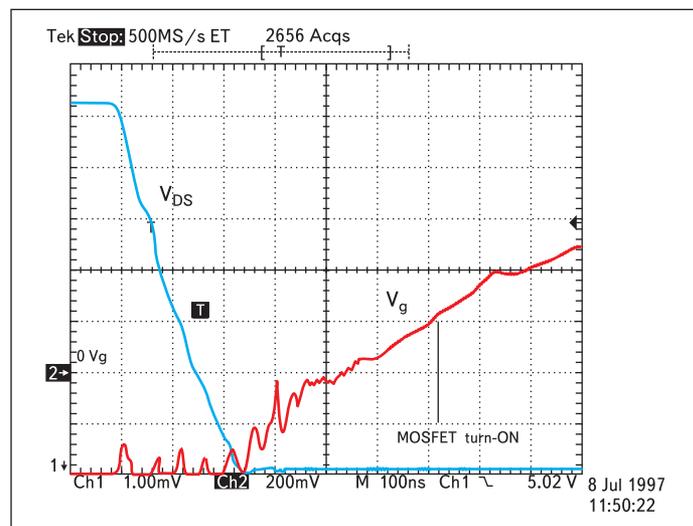


Рис. 26. Переключение при нулевом напряжении в случае большой нагрузки.
 $I_o = 75 \text{ A}$, V_{DS} : 100 В/дел, V_g : 2 В/дел, 100 нс/дел

ставлениям о конверторах с переключением при нулевом напряжении, в которых открытый внутренний паразитный диод обычно шунтируется сопротивлением канала, в полевого транзисторе не остается заряд после периода проводимости тока. Как разъяснено в статье, а также продемонстрировано на примере экспериментально полученных данных, это не соответствует истине: заряд, остающийся в стандартных MOSFET-транзисторах, может быть существенен и часто достаточен, чтобы вызвать вторичный пробой.

С другой стороны, заряд, остающийся в MOSFET-транзисторах с быстровосстанавливающимся внутренним паразитным диодом (FREDFET-транзисторы), достаточно мал, и здесь проблема вторичного пробоя практически исчезает. Полная защита против вторичного пробоя может быть достигнута путем совместного использования FREDFET-транзистора с незначительной модификацией в конверторе. Эта модификация заключается в увеличении емкости снабберной цепи, помещенной параллельно MOSFET-транзистору таким образом, что канал полевого транзистора включается прежде, чем

напряжение «сток–исток» достигнет нуля, и внутренний паразитный диод начнет проводить ток. Как рассмотрено в статье, это может быть сделано без существенного влияния на эффективность преобразователя с предельной нагрузкой, так как согласно сделанным в статье заключениям преждевременное включение канала необходимо только при незначительной нагрузке.

В то время как может ожидать небольшое снижение эффективности при незначительной нагрузке из-за потери преимущества переключения при нулевом напряжении, эффективность на предельной нагрузке должна увеличиться из-за сокращения потерь на выключение, вызванного большими емкостями снабберной цепи. Статистический анализ отказа испытываемых источников питания доказывает, что комбинация FREDFET-транзисторов с увеличением емкости снабберной цепи фактически устраняет отказы MOSFET-транзистора, вызванные запасенным зарядом внутреннего паразитного диода.

Авторы благодарят Mr. Luca Franzan из SICON за полезные дискуссии и ценные комментарии, а также его общий вклад в данную работу. ■

Литература

1. Redl R., Balogh L., and Nathan O. Sokal. A Novel Soft Switching Full Bridge DC/DC Converter: Analysis, Design Considerations and Experimental Results at 1.5 kW, 100 kHz. PESC '90 Record.
2. Andreyca B. Designing a Phase Shifted Zero Voltage Transition (ZVT) Converter. Topic 3 in the Unitrode Power Supply Design Seminar Manual. SEM-900. 1993. Unitrode Corporation.
3. Andreyca B. Design Review: 500W, 40W/in³ Phase Shifted ZVT Power Converter. Topic 4 in the Unitrode Power Supply Design Seminar Manual. SEM-900. 1993. Unitrode Corporation.
4. Andreyca B. Phase Shifted, Zero Voltage Transition Design Considerations and the UC3875 PWM Controller. Unitrode Application Note U-136A.
5. Pelly B. The Do's and Dont's of Using the Power HEXFET. International Rectifier Application Note 936A.
6. Avalanche and dv/dt Limitation of the Power MOSFET. Chapter 5. Motorola TMOS Power MOSFET Transistor Device Data Book. DL 135/D.
7. Certain features of the circuit topology are protected by US Pat. 5,198,969. Readers should refer to the patent for details.