

Механизмы отказов MOSFET в мостовых импульсных источниках питания с переключениями при нулевом напряжении (ZVS)

В связи с экспоненциальным ростом спроса на мощное телекоммуникационное и серверное оборудование ежегодно повышаются требования к плотности мощности его источников питания. Увеличение плотности мощности достигается за счет снижения числа компонентов в схеме, уменьшения габаритных размеров реактивных компонентов и/или возрастания эффективности системы. Переход на более высокие частоты переключения способствует уменьшению габаритов реактивных компонентов и фильтров. Для улучшения эффективности, что в свою очередь позволяет уменьшить размеры теплоотводов или сократить количество параллельно включенных силовых ключей, необходимо снижать потери на проводимость и/или на переключение. В связи с этим все более популярными становятся мостовые схемы с фазовым сдвигом и переключениями при нулевом напряжении (ZVS), имеющие даже на повышенных рабочих частотах чрезвычайно низкие потери на переключение.

Александр ФАЙЕЛ (Alexander FIEL)
Томас ВУ (Thomas WU)

Введение

Однако для работы силового MOSFET в ZVS-режиме необходимо, чтобы при его включении внутренний диод находился в проводящем состоянии. Из-за чрезвычайно низкого обратного напряжения может оказаться, что не все заряды будут удалены из диода прежде, чем MOSFET начнет закрываться. Диод, еще не до конца восстановивший свою способность выдерживать запирающее обратное напряжение, может быть неустойчивым к воздействию, вызванному высокой скоростью нарастания напряжения dv/dt на транзисторе.

Кроме того, невозможность поддержания ZVS-режима работы при малой нагрузке приводит к жесткому коммутационному процессу при выключении открытого MOSFET. Как и в мостовой топологии с жесткой коммутацией, сквозной ток Cdv/dt , обусловленный перезарядом внутренних емкостей, способен привести к броску напряжения на затворе закрытого MOSFET в том же самом плече моста и выходу транзисторов из строя.

В настоящей статье представлено несколько технологических особенностей изготовления MOSFET, направленных на устранение их отказов в ZVS-преобразователях по вышеупомянутым причинам. Малое время восстановления и устойчивость к dv/dt делают MOSFET-ключи, выполненные по новой технологии, пригодными для использования

в мостовых ZVS-преобразователях, работающих на повышенных частотах. Благодаря чрезвычайно высокой плотности кремния и малому заряду затвора новые MOSFET позволяют разработать следующее поколение импульсных источников питания для телекоммуникационного и серверного оборудования, характеризующееся более высокой плотностью мощности при меньшем числе компонентов и тех же самых или даже лучших рабочих характеристиках.

Потребность в источниках питания с большей плотностью мощности, особенно в мощном телекоммуникационном и серверном оборудовании, заставляет производителей силовой электроники придумывать более совершенные топологии преобразователей и создавать силовые полупроводниковые приборы с улучшенными характеристиками. Основные усилия направлены на увеличение плотности мощности и повышение надежности силовых приборов. Увеличение плотности мощности с нынешних 5–7 до 10 Вт/дюйм³ при неизменном форм-факторе — невероятно сложная инженерная задача.

Одно из возможных решений данной проблемы — топология с переключениями при нулевом напряжении (Zero-Voltage-Switching — ZVS) с фазовым сдвигом [1]. Преимущества работы в ZVS-режиме: минимальные потери на переключение, более высокая частота переключений, меньшие

динамические воздействия, связанные с dv/dt и di/dt . Снижение потерь на переключение позволяет работать на более высоких частотах и применять меньшие по габаритам теплоотводящие радиаторы. Кроме того, при более высоких частотах можно использовать более миниатюрные реактивные и фильтрующие компоненты, что в результате приводит к увеличению плотности мощности. Меньшие динамические воздействия означают более высокую надежность силовых приборов.

Тем не менее недавно появились сообщения об отказах силовых MOSFET в мостовой ZVS-топологии [2, 3]. Предполагается, что основной причиной их выхода из строя является медленный процесс обратного восстановления внутреннего диода при низких обратных напряжениях. Одно из решений — блокировка на время обратного восстановления силовых MOSFET, но платой за это будет более высокая себестоимость. Другой вариант — замысловатая цепь из включенных параллельно быстро восстанавливающихся диодов, назначение которой — создать альтернативный путь для тока, текущего при обычной конфигурации через внутренний диод MOSFET-ключа [3, 4]. Все же самым лучшим решением было бы ускорить процесс обратного восстановления внутреннего диода [2].

Также сообщается об эксплуатационных отказах в ZVS-схемах в случае малой нагрузки или при ее отсутствии. Невозможность

обеспечить переключение при нулевом напряжении приводит в этих условиях к возникновению жесткой коммутации при включении и выключении силовых MOSFET. Вероятный механизм отказа при такой работе связан с броском напряжения из-за сквозного тока Cdv/dt [5]. В данной статье приводится подробный анализ проблемы, вызванной Cdv/dt , вместе с системным решением и решением через изменение полупроводниковой технологии.

Углубленный анализ механизмов отказа при работе в ZVS-режиме привел к созданию нового поколения MOSFET с быстродействующим внутренним диодом и уменьшенным временем обратного восстановления. В новых транзисторах минимизированы выбросы, связанные с Cdv/dt ; они выдерживают более высокие значения dv/dt и поэтому подходят для работы в мощных высокочастотных ZVS-схемах с фазовым сдвигом.

Механизмы отказов MOSFET в ZVS-схемах

Схема преобразователя, выполненного по мостовой ZVS-топологии, приведена на рис. 1:

- D1–D4 — это диоды, встроенные в кристаллы силовых MOSFET-ключей Q1–Q4.
- Конденсаторы C1–C4 представляют собой либо выходные емкости силовых MOSFET, либо — если требуется большая емкость — внешние конденсаторы.
- Дроссель L или Lr — это либо индуктивность рассеяния трансформатора, либо внешняя индуктивность.

Подробно работа мостовой ZVS-схемы описана и проанализирована в [1]. На рис. 2 приведены типичные осциллограммы действующего на частоте 110 кГц мостового ZVS-преобразователя мощностью 1 кВт. Заметим, что на осциллограмме напряжения на стоке транзистора не видно никаких выбросов, которые часто наблюдаются в мостовой конфигурации с жесткой коммутацией.

На рис. 3 приведены упрощенные осциллограммы напряжения и тока для транзистора Q3. В момент времени t_0 транзистор Q1 закрывается, и начинается ZVS-включение транзистора Q3. Резонансная цепочка C1, C2 и L или Lr заставляет C3 разрядиться до нулевого напряжения. В момент t_1 внутренний диод D3 будет проводить ток, и транзистор Q3 можно включать в любое время в интервале от t_1 до t_2 . Чтобы заставить ток изменить направление, в момент t_2 закрывают Q2, а Q4 — открывают. С момента t_3 начинается обратное восстановление внутреннего диода D3. Если к моменту времени t_5 , когда Q3 закрывается, процесс обратного восстановления не завершится, то D3 не сможет блокировать обратное напряжение, что приведет к выходу MOSFET из строя.

Механизм отказа при полной нагрузке

Некоторые механизмы отказов MOSFET внутренне присущи мостовым ZVS-преобразователям. Силовой MOSFET в мостовой ZVS-топологии с фазовым сдвигом открывается при нулевом напряжении, поэтому необходимо, чтобы внутренний диод сначала находился в проводящем состоянии и фиксировал напряжение между стоком и истоком на уровне 0,7 В. Во время обратного восстановления диода сток транзистора не подвержен воздействию динамических бросков напряжения. Но при малой нагрузке и низком напряжении диоду понадобится больше времени для рассасывания зарядов в дрейфовой области и создания обедненной зоны. Таким образом, если приложенное напряжение становится меньше, то время обратного восстановления (t_{rr}) внутреннего диода увеличивается.

Влияние напряжения на процесс обратного восстановления внутреннего диода стандартного 500-В силового MOSFET иллюстрирует рис. 4. Видно, что в случае традиционного силового MOSFET время восстановления увеличивается при снижении приложенного обратного напряжения. В таблице 1 время t_{rr} при обратном напряжении 1 В оценивается величиной 3,73 мкс, что сравнимо с временем нахождения MOSFET в открытом состоянии (3,6 мкс на рис. 3). В данном случае предполагается, что через внутренний диод протекает весь

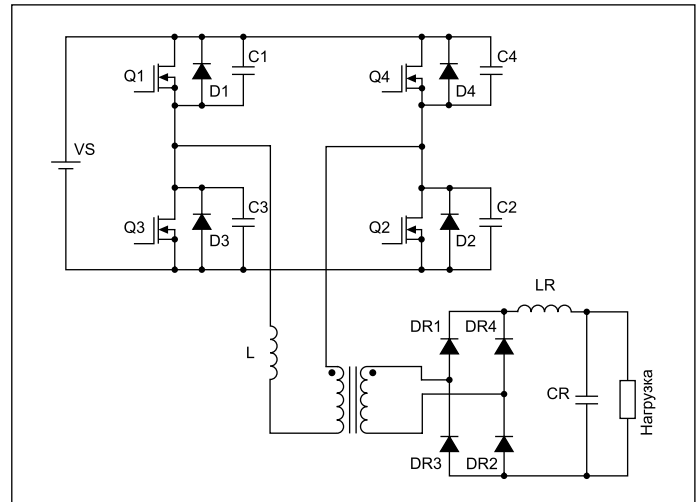


Рис. 1. Мостовой ZVS-преобразователь с фазовым сдвигом

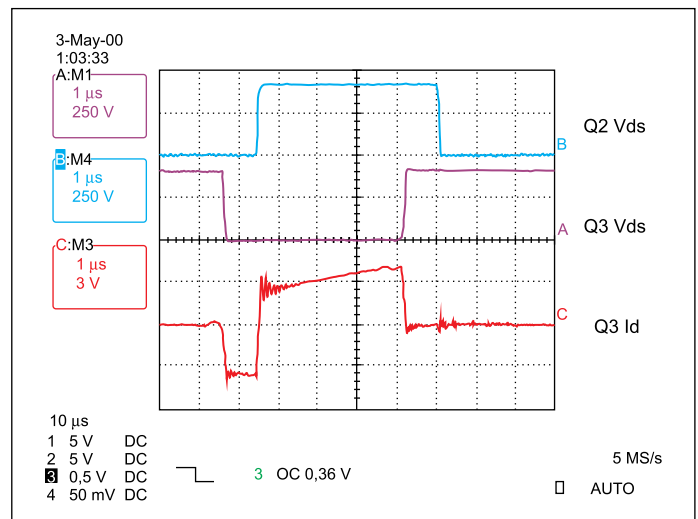


Рис. 2. Осциллограммы для мостовой ZVS-схемы с фазовым сдвигом

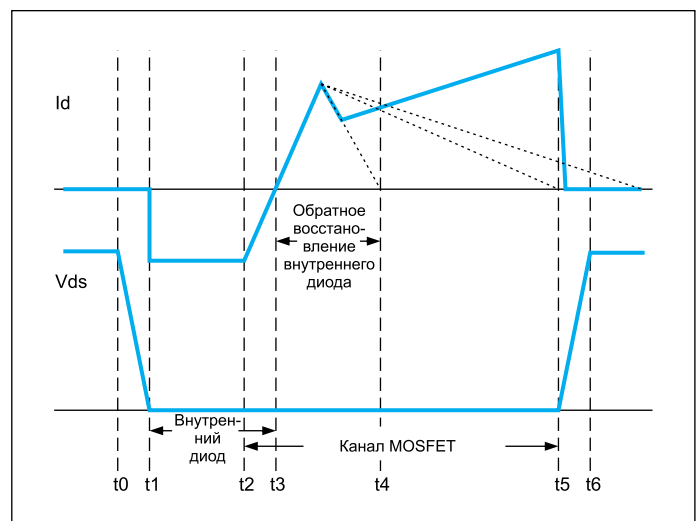


Рис. 3. Упрощенные осциллограммы для транзистора Q3

ток. Разумеется, время обратного восстановления зависит от прямого тока, di/dt и температуры перехода. Поскольку на затвор MOSFET отпирающее напряжение может быть подано в любое время до мо-

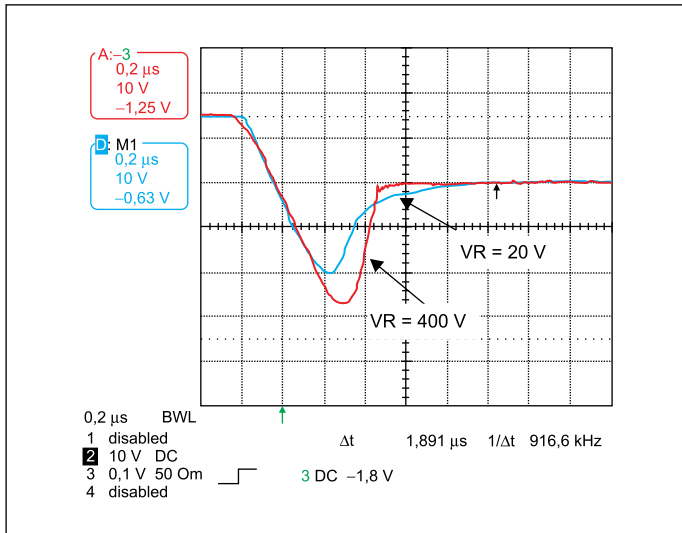


Рис. 4. Влияние обратного напряжения на процесс обратного восстановления

Таблица 1. Зависимость времени обратного восстановления от напряжения для стандартного 500-В MOSFET при 100 А/мкс

Обратное напряжение, В	t_{rr} , мкс	Комментарии
1	3,73	Оценочная величина
20	1,09	Измерение
100	0,57	Измерение
400	0,32	Измерение

мента t_2 (рис. 3), то, по всей видимости, через внутренний диод будет протекать не весь ток.

Однако на рис. 3 отчетливо видно, что внутренний диод транзистора Q3 должен завершить обратное восстановление до момента $t = t_5$. В противном случае, если диод D3 еще не полностью восстановится, то он, вероятно, не сможет блокировать обратное напряжение. Если в области перехода все еще будут оставаться заряды и при этом начнет открываться транзистор Q1, то из-за возникающего роста напря-

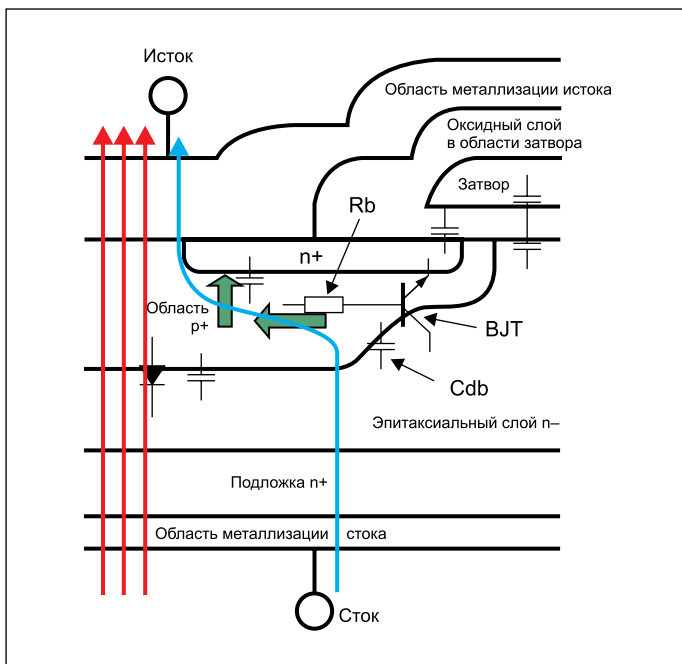


Рис. 5. Поперечное сечение стандартного MOSFET и путь протекания тока при обратном восстановлении

жения со скоростью dv/dt может открыться паразитный плоскостной биполярный транзистор (Bipolar Junction Transistor — BJT), что способно привести к разрушению силового MOSFET.

Во время процесса обратного восстановления диода отказ транзистора может быть обусловлен двумя причинами [5, 6]. Первая связана с максимальным током обратного восстановления (I_{RRM}). Этот ток течет из дрейфовой зоны в область p^+ . Из-за горизонтальной составляющей тока I_{RRM} на сопротивлении области p^+ (R_b) возникает падение напряжения, что может привести к отпирианию паразитного BJT-транзистора. Во-вторых, при выключении транзистора изменяющееся со скоростью dv/dt напряжение может вызвать протекание тока через емкость сток-база C_{db} и сопротивление R_b также с последующим отпирианием паразитного BJT. Пути протекания этих связанных с процессом обратного восстановления токов показаны на рис. 5.

Все вышеупомянутые проблемы удастся решить с помощью нового поколения силовых MOSFET со следующими характеристиками:

- малое время обратного восстановления внутреннего диода, особенно при низких обратных напряжениях;
- малый заряд обратного восстановления внутреннего диода;
- более высокая прочность, чтобы уменьшить возможность вторичного пробоя.

Механизм отказа при малой нагрузке и при отсутствии нагрузки

В мостовой ZVS-топологии имеется еще один механизм возникновения отказов, проявляющийся в условиях малой нагрузки или при ее отсутствии. Для работы схемы в ZVS-режиме необходимо, чтобы энергии, запасенной в индуктивности L или L_g , было достаточно для обнуления напряжения на конденсаторах $C1$ и $C3$ при выключении транзистора Q1 в момент t_0 :

$$\frac{1}{2} L \times i^2 \geq \frac{1}{2} (C_1 + C_2) \times V_s^2.$$

При малом или нулевом токе нагрузки конденсатор $C3$ в момент t_1 не разрядится до нулевого напряжения. А внутренний диод D3 не будет проводить ток перед включением транзистора Q3. На рис. 6 приведены снятые осциллограммы напряжения и тока транзистора Q3 в мостовой ZVS-топологии в условиях малой нагрузки. Обратите внимание, что небольшой пик напряжения на затворе соответствует резко изменению напряжения на стоке. Осциллограмма тока на рис. 6 свидетельствует, что транзистор Q3 открывается повторно в то время, когда он должен быть закрыт. Это явление известно как проблема вызванного перезарядом внутренних емкостей

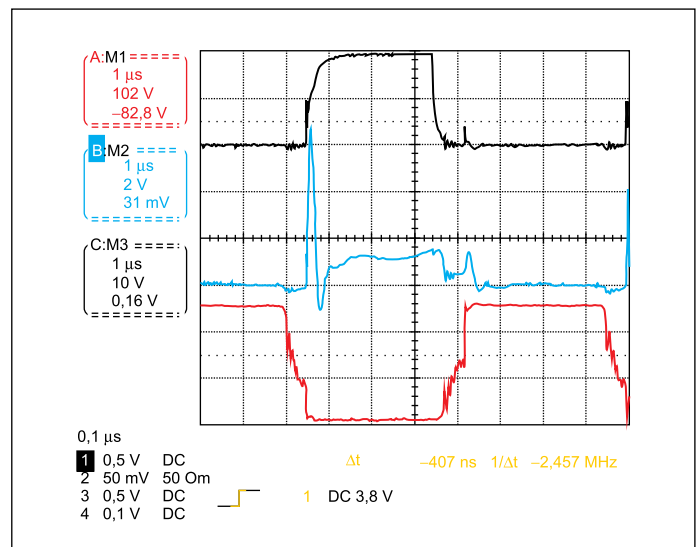


Рис. 6. Осциллограммы для ZVS-топологии при малой нагрузке

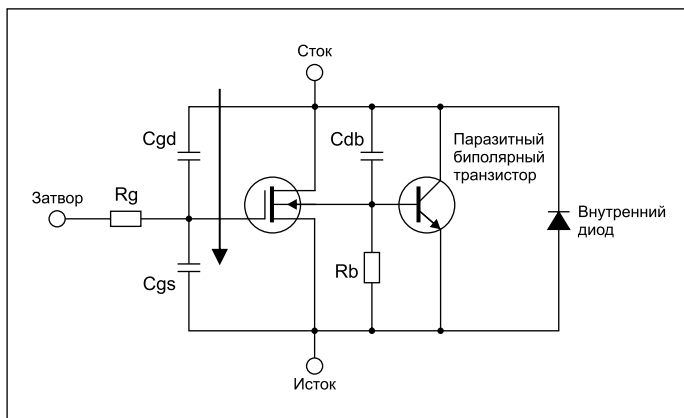


Рис. 7. Эквивалентная схема, показывающая «прострел» Cdv/dt

«сквозняка», или «прострела» (shoot-through Cdv/dt), при большой величине dv/dt , когда оба транзистора Q1 и Q3 открыты одновременно, что приводит к короткому замыканию в образованном этими транзисторами плече моста (рис. 7).

Разработка нового поколения силовых MOSFET со следующими характеристиками увеличит устойчивость к Cdv/dt и снизит вероятность «прострела» при работе ZVS-схемы с малой нагрузкой или при отсутствии таковой:

- более низкая величина отношения Q_{gd}/Q_{gs} ;
- меньшее значение внутреннего сопротивления R_g ;
- более высокое пороговое напряжение.

Новые силовые MOSFET для ZVS-схем

Авторы глубоко изучили потенциальные проблемы силовых MOSFET, предназначенных для работы в мостовых ZVS-схемах. Силовому MOSFET в ZVS-преобразователе необходим быстродействующий внутренний диод, который должен характеризоваться малым зарядом обратного восстановления. Процесс обратного восстановления внутреннего диода должен происходить быстро, особенно при низких обратных напряжениях. На рис. 8 сравниваются характеристики обратного восстановления внутренних диодов различных MOSFET-ключей. Значения параметров сравниваемых приборов — время обратного восстановления (t_{rr}), заряд (Q_{rr}) и максимальный обратный ток (I_{RRM}) — приведены в таблице 2.

В таблице 3 приведены сравнительные данные по суммарному заряду затвора (Q_g), заряду затвор-исток (Q_{gs}) и заряду затвор-сток, или заряду Миллера (Q_{gd}). Общий заряд и заряд Миллера в транзисторе IRFPS40N50L в корпусе Super247 — самые низкие в своем классе приборов. Чрезвычайно малый заряд в затворной области приборов серии L значительно упрощает разработку схем драйверов.

Таблица 2. Сравнение характеристик обратного восстановления внутреннего диода ($I_f = 20$ А, $di/dt = 82$ А/мкс, $V_R = 25$ В, $T = +25$ °С)

Прибор	t_{rr} , нс	Q_{rr} , мкКл	I_{RRM} , А
Стандартный	1050	11,91	26
Компании А	205	1,26	10
IRFPS40N50L	147	0,69	8

Таблица 3. Сравнение зарядов в области затвора ($I_D = 25$ А, $V_{DS} = 400$ В, $V_{GS} = 10$ В, $T = +25$ °С)

Прибор	Q_{gs} , нКл	Q_{gd} , нКл	Q_{gd} , нКл
Компании А	420	55	215
IRFPS40N50L	290	66	110

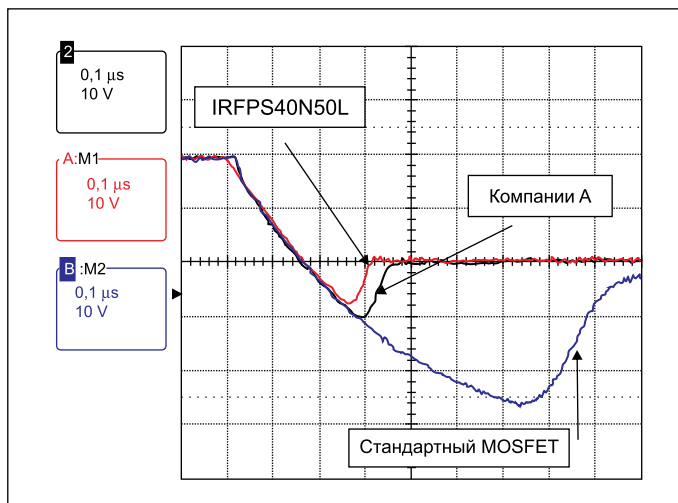


Рис. 8. Сравнение обратного восстановления внутренних диодов

Как обсуждалось выше, в ZVS-преобразователе заряды из внутреннего диода MOSFET-ключа должны быть удалены до того, как этот транзистор начнет выключаться. В противном случае, если восстановление диода еще не завершилось, происходящий при выключении MOSFET быстрый рост напряжения (dv/dt) может инициировать отпирание паразитного биполярного транзистора (BJT) и привести к вторичному пробою прибора. Проблема будет усугубляться с ростом рабочей частоты преобразователя, поскольку при этом у внутреннего диода будет меньше времени для удаления и рекомбинации зарядов. Следовательно, внутренний диод должен быть способен выдерживать воздействие dv/dt , не создавая условий для отпирания паразитного биполярного транзистора (BJT). В этом отношении структура IRFPS40N50L была успешно оптимизирована, причем оптимизация не оказала отрицательного влияния на другие важные рабочие параметры прибора. Значение допустимой величины dv/dt для внутреннего диода приведено в таблице 4. Таким образом,

Таблица 4. Сравнение dv/dt внутренних диодов

Прибор	dv/dt внутреннего диода, В/нс
Компании А	5
IRFPS40N50L	22

приборы серии L будут существенно менее склонны к вторичному пробою при их использовании в ZVS-преобразователях.

В таблице 5 приведены результаты испытаний двух типов транзисторов, которые работали в составе одного и того же 3-кВт ZVS-преобразователя с частотой переключений 100 кГц. Транзистор компании А выполнен на кристалле, размеры которого на 60% больше размеров кристалла транзистора IRFPS40N50L. Однако суммарная мощность потерь у этого прибора всего на 5% меньше мощности потерь в IRFPS40N60L.

Таблица 5. Сравнение мощности потерь разных транзисторов при их использовании в одной и той же схеме

Приборы	Компании А	IRFPS40N50L
Относительный размер кристалла	1,6	1
Типичное значение $R_{DS(ON)}$ при +25 °С, мОм	77	82
Потери Q_g , Вт	0,502	0,441
Потери на внутреннем диоде, Вт	0,114	0,121
Общие потери на проводимость при +80 °С, Вт	5,264	5,604
Суммарные потери в приборе при +80 °С, Вт	5,765	6,046

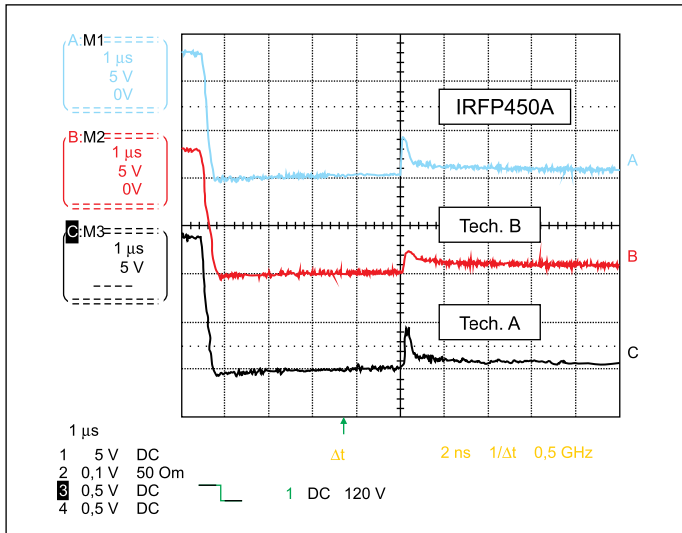


Рис. 9. Минимизация броска напряжения на затворе (проблема Cdv/dt) технологическими средствами

Таблица 6. Величина броска напряжения на затворе транзисторов, выполненных по разным технологиям

Прибор	Бросок напряжения, вызванный Cdv/dt , В	Q_{gd}/Q_{gs}	R_g , Ом
IRFP450A	4	1,7	1,04
Технология А	3,8	1,95	1,03
Технология В	1,9	1,47	0,62

В то же время решить проблему отказа, вызываемого емкостным током Cdv/dt , можно уменьшением соотношения Q_{gd}/Q_{gs} [7] и снижением внутреннего сопротивления затвора. Новые технологические приемы и процессы, используемые при изготовлении силовых MOSFET серии L, позволили существенно минимизировать бросок напряжения на затворе и тем самым увеличить устойчивость этих приборов. На рис. 9 приведены осциллограммы, снятые на транзисторах, выполненных по трем разным технологиям.

Из приведенных в таблице 6 данных видно, что технология В позволяет уменьшить отношение Q_{gd}/Q_{gs} и внутреннее сопротивление R_g и добиться снижения броска напряжения на затворе, связанного с Cdv/dt , на 50%. Уменьшение броска напряжения на затворе сокращает вероятность отпириания MOSFET и протекания практически ничем не ограниченного тока короткого замыкания в одном из плеч мостовой схемы. В новых силовых MOSFET серии L используется технология, подобная технологии В. Поэтому применение данных приборов в ZVS-преобразователях с фазовым сдвигом может существенно снизить остроту проблемы Cdv/dt в условиях работы с малой нагрузкой или без нагрузки.

Заключение

В статье было исследовано новое семейство более надежных MOSFET серии L с низким сопротивлением в открытом состоянии и быстро восстанавливающимся внутренним диодом при их работе в мостовом ZVS-преобразователе с фазовым сдвигом. Низкое сопротивление в открытом состоянии обуславливает меньшие потери на проводимость, поэтому при прочих равных условиях температура перехода у этих транзисторов будет ниже. Кроме того, малые потери на проводимость позволяют обеспечить требуемый рабочий ток меньшим числом параллельно включенных транзисторов. Малое время обратного восстановления внутреннего диода (<250 нс, макс.) гарантирует, что заряды из него будут выведены прежде, чем MOSFET начнет закрываться, что особенно актуально в случае малых напряжений на стоке и высоких рабочих частот. Устойчивость IRFSP40N50L

к dv/dt величиной в 22 В/нс свидетельствует о способности прибора выдерживать резкий рост напряжения при выключении транзистора. Показано, что уменьшение величины отношения Q_{gd} к Q_{gs} вместе со снижением внутреннего сопротивления R_g в MOSFET серии L повысило их устойчивость к емкостному току Cdv/dt . Это практически исключило возникновение эффекта «прострела» (короткого замыкания в плече моста) при использовании таких транзисторов в мостовых ZVS-преобразователях с фазовым сдвигом в условиях малой нагрузки или без нагрузки. Результаты измерений показывают, что силовые MOSFET серии L хорошо подходят для применения в высоковольтных мостовых ZVS-преобразователях высокой мощности, позволяя им работать на более высоких частотах.

Литература

- Jovanovic M. M. et al. Zero-Voltage-Switching Technique In High-Frequency Off-Line Converters. IEEE Proceedings of Applied Power Electronics Conference. 1988.
- Saro L., Redl R., Dierberger K. High-Voltage MOSFET Behavior in Soft-Switching Converter: Analysis and Reliability Improvements. International Tel-communication Conference, San Francisco, 1998.
- Aigner H. et al. Improving the Full-Bridge Phase-shift ZVT Converter for Failure-Free Operation Under Extreme Conditions in Welding and Similar Applications. IEEE proceedings of Industrial Applications Society Annual Meeting, St. Louis, 1998.
- Grant D. HEXFET III: A New Generation of Power MOSFETs. International Rectifier Application Note 966A.
- Blackburn D. L. Turn-Off Failure on Power MOSFETs // Power Electronics Specialists Conference Records. 1985.
- Wu T. et al. Dynamic Stresses Might Cause Power MOSFET Failure // PCIM Magazine, April, 2000.
- International Rectifier IRF7809/IRF7811 data sheet.