

Малоизвестные факты из жизни IGBT и FWD

Часть 3. Прямое восстановление и реверсивный режим работы IGBT

Повышение скорости коммутации и снижение уровня динамических потерь является одной из основных задач проектировщиков элементной базы и преобразовательных устройств. Однако проблемы, связанные с ростом уровней di/dt , намного сложнее, чем кажется на первый взгляд. Процесс переключения тока нагрузки между IGBT и оппозитным диодом (FWD) сопровождается различными вторичными эффектами. К ним относится прямое и обратное восстановление, генерация электромагнитных шумов, переход транзистора в реверсивный режим. Для уменьшения их негативного влияния электрические характеристики IGBT и диода должны быть очень хорошо согласованы.

Стефан Шулер
(Stefan Schuler)

Андре Мюллер
(Andre Muller)

Перевод и комментарии:
Андрей Колпаков

Andrey.Kolpakov@semikron.com

В общем случае при нормальном функционировании типовых инверторных схем работа IGBT в реверсивном направлении исключается. Тем не менее эта ситуация вполне реальна, и она может наблюдаться в процессе коммутации ключа. На рис. 1 показана схема однофазного моста, управляющего нагрузкой L_L . Предположим, что транзисторы T3 и T2 находятся в проводящем состоянии, ток i_L протекает через индуктивность L_L . В момент времени, когда T2 закрывается, происходит перекоммутация i_L из силового ключа в оппозитный диод D1. Этот процесс, называемый также прямым восстановлением, сопровождается выбросом напряжения, величина которого определяется характеристиками включения FWD.

В зависимости от скорости изменения тока (di/dt) амплитуда коммутационного перенапряжения мо-

жет достигать сотен вольт. При этом потенциал эмиттера T1 оказывается выше потенциала коллектора, таким образом, мы имеем дело с реальным реверсом полярности силового ключа. Вопрос заключается в том, насколько длительность процесса восстановления и вызванный им перепад напряжения могут быть опасными для IGBT.

Прямое восстановление

Как правило, высоковольтные диоды имеют p^+-n^- -структуру, центральная область которой слабо легирована и намного больше краевых. У PT-диодов (Punch-Through) ширина средней зоны, так же, как и степень легирования, выбирается таким образом, чтобы напряженность поля снижалась незначительно вплоть до n^+ -слоя, где она плавно падает до нуля, и никогда не распространялась за границы структуры. Чтобы перевести диод из заблокированного в проводящее состояние, электронно-дырочная плазма сперва должна сформироваться в центральной области, для чего электроны и дырки инжектируются из соседних n^+ - и p^+ -слоев. Данный процесс, однако, идет достаточно медленно, в результате чего при появлении импульсов тока перпендикулярно средней зоне структуры диода формируется высокое напряжение прямого восстановления U_{fr} . Отметим, что такое поведение типично для схем с индуктивной нагрузкой. Амплитуда коммутационного всплеска зависит от класса напряжения диода и технологии его изготовления. Чем выше рабочее напряжение полупроводника, тем шире его центральная область и, соответственно, медленнее идет процесс образования плазмы.

На рис. 2 показан процесс восстановления диода 12 класса при различных значениях di/dt . С увеличением скорости изменения тока время и амплитуда напряжения растут, при $di/dt = 32$ кА/мкс (предельные лабораторные условия, почти не достижимые на прак-

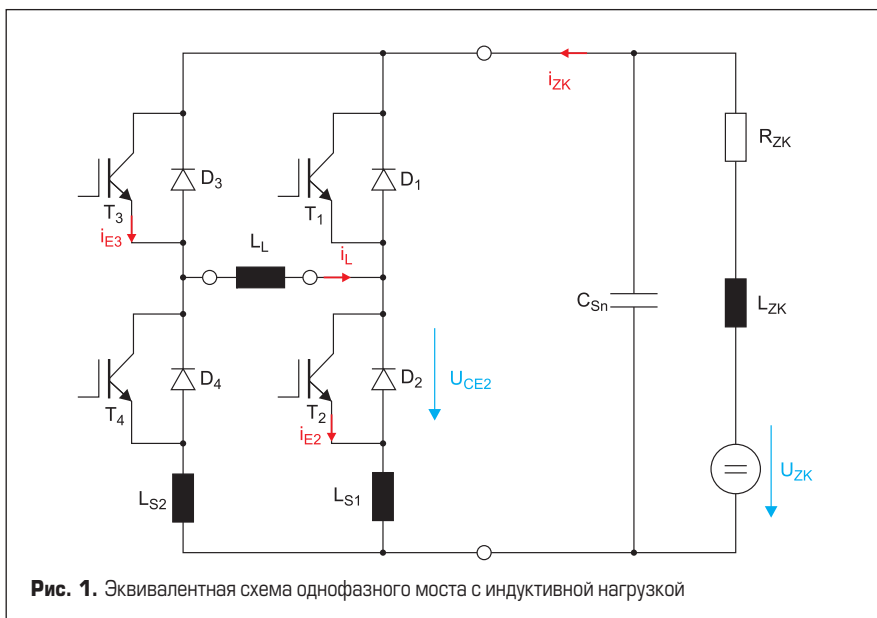
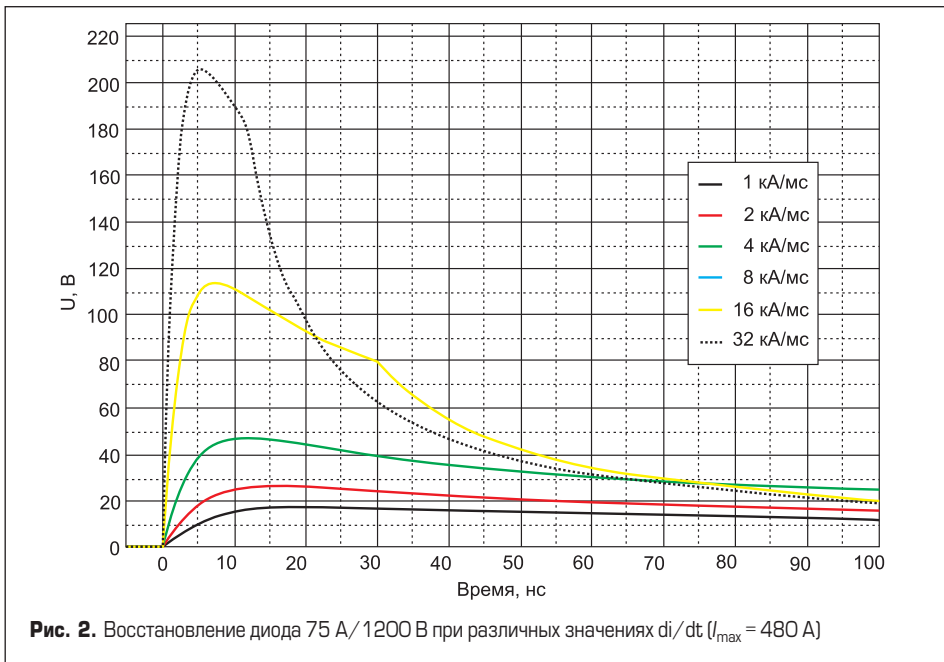


Рис. 1. Эквивалентная схема однофазного моста с индуктивной нагрузкой



параллельного диода. Если бы он обладал идеальными характеристиками, например нулевым временем восстановления, то не существовало бы проблемы перенапряжения при включении. Из-за слабого легирования центральной зоны и необходимости первоначального формирования электронно-дырочной плазмы реальные диоды имеют конечное время задержки включения, что приводит к падению напряжения, величина которого зависит от di/dt . Согласно общему правилу, время прямого восстановления t_{fr} вычисляется от точки, где напряжение достигает 10% от U_f до точки, в которой оно снова падает на 1,1 от U_f . В зависимости от конструкции и технологии изготовления величина t_{fr} может достигать нескольких сотен наносекунд.

Результаты тестирования

В ходе испытаний на транзистор, находящийся в реверсивном режиме, воздействовали импульсы напряжения различной амплитуды длительностью (t_{on}) 20 мс, 1 мс и 10 мкс. При этом также изменялась температура кристаллов путем нагрева базовой платы транзистора. На первый взгляд импульсы 20 и 1 мс кажутся непропорционально длинными по отношению ко времени, необходимому для прямого восстановления. Однако подобные величины t_{on} были выбраны для того, чтобы наглядно показать, сколько времени требуется для формирования плазмы в n -области IGBT. Более высокая стойкость к обратному напряжению для коротких импульсов может объясняться тем фактом, что примерно одинаковое количество носителей заряда должно быть перенесено в течение меньшего промежутка времени.

При тестировании амплитуда импульсов напряжения постепенно увеличивалась вплоть до срабатывания схемы защиты, необходимой для предотвращения выхода из строя IGBT в критических режимах. Как показано на рис. 4, вместе с напряжением происходит экспоненциальное нарастание тока, который также увеличивается и при нагреве кристал-

тике) уровень перенапряжения кратковременно достигает 200 В. В практических применениях скорость изменения тока находится в пределах 8–10 кА/мс, соответственно меньше оказывается и амплитуда коммутационных всплесков.

Реверсивный режим

При отрицательном смещении области «коллектор–эмиттер» p - n -переход между p^+ -подложкой и n -буфером блокируется, что запрещает протекание тока. Стандартные IGBT не предназначены для использования в реверсивном режиме, поэтому их блокирующая способность невелика, и пробой может наступить при напряжении около 10 В. При этом транзистор заполняется электронно-дырочной плазмой со стороны эмиттерного p - n -перехода, в результате чего он становится неуправляемым. Как и у диода, это требует некоторого определенного времени, которое зависит от скорости распространения носителей в слаболегированную n -зону.

Еще одним фактором, который необходимо учитывать при рассмотрении данного вопроса, является критическое распределение поля в p -карманах структуры вследствие его конечной

кривизны, особенно выраженной в краевых областях чипа. На краях кристалла в процессе коммутации наблюдается максимальное нарастание напряженности поля, приводящее к так называемому поперечному пробую, механизм которого отличается от вертикального пробоя, вызываемого лавинным эффектом в одной или нескольких ячейках IGBT. Как правило, для борьбы с этой проблемой используются p -легированные защитные кольца, ограничивающие область перехода в краевых зонах (рис. 3). Их применение позволяет увеличить блокирующую способность в прямом направлении и при этом исключить риск поперечного пробоя.

Отметим, что условия работы IGBT в реверсивном режиме заметно отличаются. Причина в том, что для эффективного ограничения зоны перехода следовало бы легировать обратную сторону пластины, однако по технологическим соображениям этот способ не применяется.

Режимы работы транзистора во многом определяются динамическими свойствами его анти-

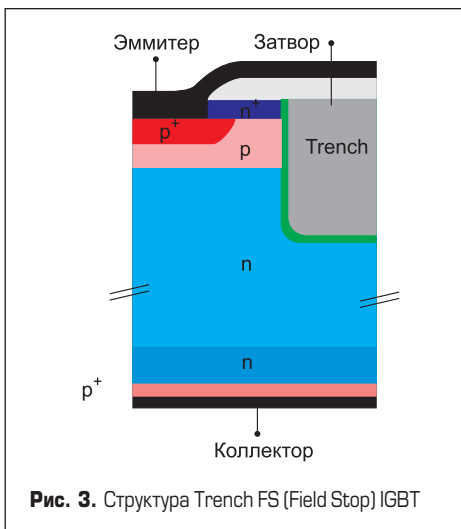


Рис. 3. Структура Trench FS (Field Stop) IGBT

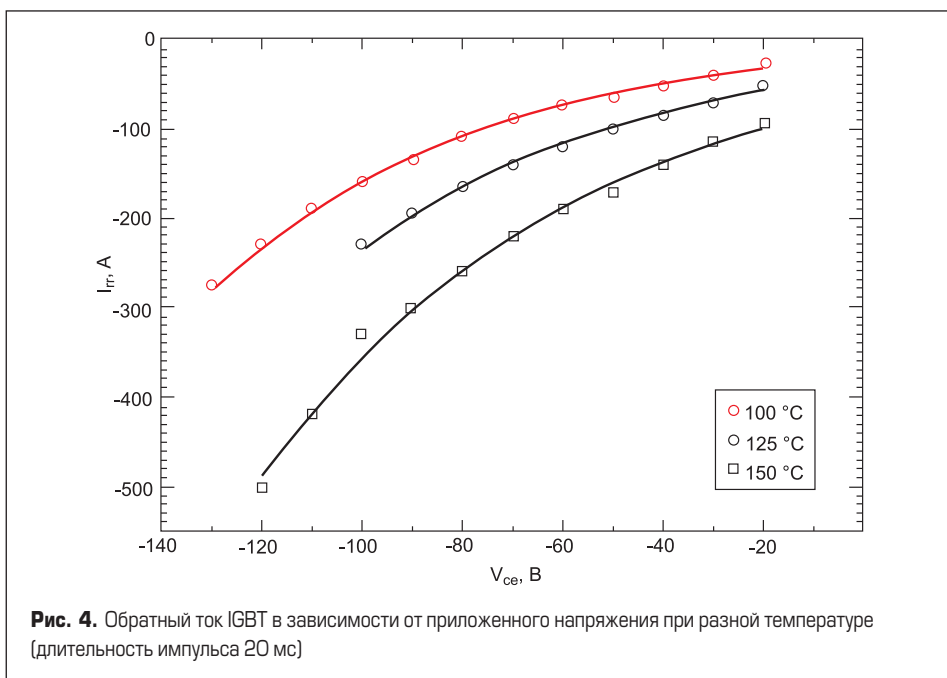
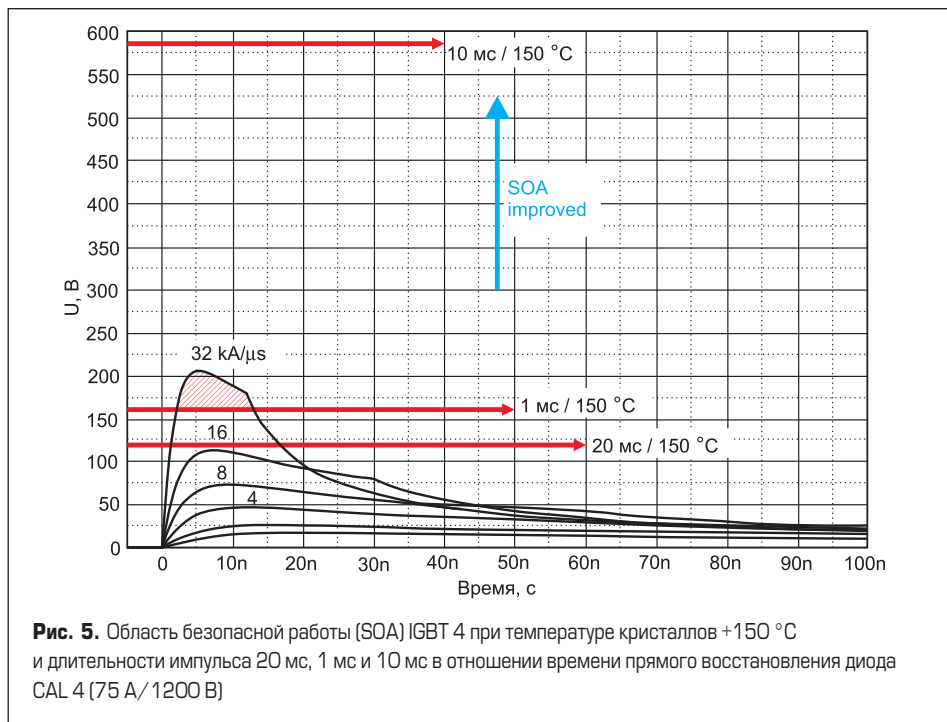


Рис. 4. Обратный ток IGBT в зависимости от приложенного напряжения при разной температуре (длительность импульса 20 мс)



чины $di/dt = 10$ кА/мкс запас по безопасности становится шестикратным.

Проблема надежной работы диодов в инверторных схемах при высоких скоростях изменения тока является очень актуальной. Крайне важно, чтобы сопутствующий процесс прямого восстановления не создавал условий для пробоя антипараллельного транзистора, поскольку это неизбежно приведет к выходу модуля из строя. Экстремально высокие значения di/dt в ходе описанных тестов были использованы, чтобы наглядно продемонстрировать негативное воздействие процесса прямого восстановления диода на IGBT. Очевидно, что эти условия, так же, как и амплитуда и длительность испытательных импульсов, намного превышают значения, получаемые в ходе нормальной эксплуатации.

Бурное развитие технологии силовой электроники, улучшение динамических характеристик полупроводниковых ключей, уменьшение их паразитных параметров внушают уверенность, что описанная проблема рано или поздно будет решена.

Рис. 5. Область безопасной работы (SOA) IGBT 4 при температуре кристаллов +150 °С и длительности импульса 20 мс, 1 мс и 10 мс в отношении времени прямого восстановления диода CAL 4 (75 А/1200 В)

лов. Например, при температуре чипа +150 °С и приложенном напряжении 120 В измеренная величина тока достигает 500 мА.

В следующем тесте, проводимом на некотором количестве IGBT, амплитуда приложенных импульсов напряжения увеличивалась вплоть до разрушения транзисторов. Результаты этих испытаний представлены на рис. 5 в виде горизонтальных линий, показывающих максимально возможную амплитуду для данной длительности импульса. На рис. 5 также даны эпюры напряжения, полученные при исследовании процесса

прямого восстановления диода. Если горизонтальная линия проходит выше кривой восстановления для определенного значения di/dt , режим работы IGBT можно считать безопасным.

Достаточно интересным является тот факт, что благодаря низкой скорости образования плазмы запас надежности растет с уменьшением длительности импульса. При величине t_{on} составляющей 1 и 20 мс, скорость коммутации более 16 кА/мкс является критической. Ее снижение до 10 мкс очевидно меняет ситуацию: с учетом более реалистичной вели-

Литература

1. Schmitt G. Ansteuerung von Hochvolt-IGBTs über optimierte Gatestromprofile. Dissertation. 2009.
2. Kaminski N. Leistungselektronik und Stromrichter-technik 1 // Vorlesungsskript Universität Bremen. 2009.
3. Knipper U. Untersuchungen zur Robustheit von IGBT-Chips im Lawinendurchbruch. Dissertation. 2011.
4. Lutz J. Halbleiter-Leistungsbau-elemente // Springer-Verlag. 2006.