

# О «феноменальном» поведении диодов

Повышение скорости коммутации и снижение уровня динамических потерь является одной из основных задач производителей компонентов силовой электроники. Однако проблемы, связанные с ростом уровней  $di/dt$ , намного сложнее, чем кажется на первый взгляд. Процесс переключения тока между IGBT и оппозитным диодом сопровождается различными вторичными эффектами. К ним относятся прямое и обратное восстановление, генерация электромагнитных шумов, переход транзистора в реверсивный режим. Одним из наиболее интересных и малоизученных феноменов является аномальное поведение диодов при малом времени коммутации тока.

Арендт Винтрих  
(Arendt Wintrich)

Ульрих Николаи  
(Ulrich Nicolai)

Вернер Турски  
(Werner Tursky)

Тобиас Рейман  
(Tobias Reimann)

Перевод и комментарии:  
Андрей Колпаков

Andrey.Kolpakov@semikron.com

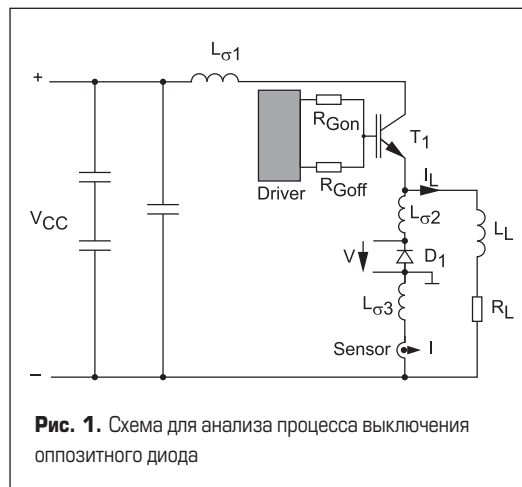


Рис. 1. Схема для анализа процесса выключения оппозитного диода

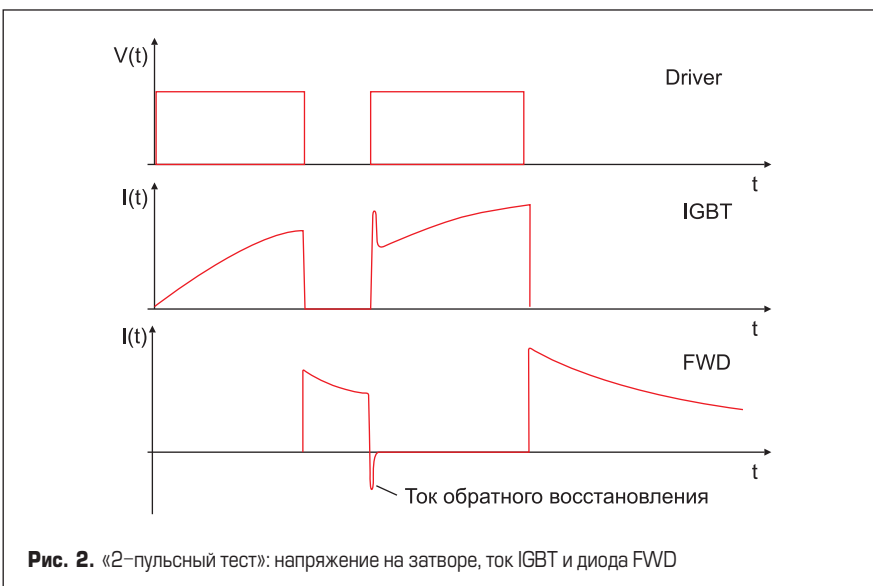


Рис. 2. «2-пульсный тест»: напряжение на затворе, ток IGBT и диода FWD

Поведение IGBT и его оппозитного диода FWD (Free Wheeling Diode) в процессе коммутации можно наглядно продемонстрировать на примере понижающего DC/DC-конвертера, работающего на индуктивную нагрузку  $L_L/R_L$  (см. рис. 1). Транзистор T1 включается и выключается дважды путем подачи т. н. «двойного импульса», подобный тестовый режим используется большинством производителей модулей IGBT для оценки их динамических свойств. Скорость изменения тока ( $di/dt$ ) задается резисторами затвора  $R_{Gon}$  и  $R_{Goff}$ . На схеме показаны паразитные индуктивности  $L_{\sigma 1...3}$ , находящиеся в цепи коммутации между конденсаторами DC-шины и элементами T1 и D1.

Типовые эпюры сигналов при проведении «2-пульсного» теста приведены на рис. 2. Когда IGBT закрывается, ток нагрузки  $L_L$  начинает циркулировать через оппозитный диод D1. При следующем включении транзистора в первый момент он будет проводить ток не только нагрузки, но и обратного восстановления диода D1. В этом состоянии к IGBT все еще приложено высокое напряжение, почти равное  $V_{CC}$  и его потери включения  $E_{on}$  максимальны.

Характеристику восстановления диода можно разделить на два участка, соответствующих росту тока до пикового значения  $I_{rrm}$  и последующему спаду до нуля со скоростью  $di_r/dt$  (рис. 3). Вторая из описанных фаз соответствует протеканию «хвостового» тока IGBT, поэтому время восстановления  $t_{rr}$  не может быть определено достаточно точно. Хвостовой участок создает наивысшие потери в диоде, поскольку к нему в этот период времени уже приложено напряжение. Компоненты с «резкой» кривой восстановления имеют меньший «хвост» и, соответственно, меньший уровень динамических потерь, однако они генерируют более высокое перенапряжение при выключении. Для IGBT данный участок характеристики не является столь критическим, т. к. напряжение на нем к этому времени уже существенно падает.

**Выключение FWD**

Для перехода диода из проводящего в закрытое состояние необходимо удалить заряд, накопленный в области перехода. Его рассасывание приводит к появлению реверсивного тока, форма и длительность которого определяют характеристики обратного восстановления диода.

Время спада тока диода ( $di/dt$ , рис. 3) зависит от скорости включения IGBT и индуктивности цепи коммутации. В точке  $t_0$  ток меняет направление, а в момент времени  $t_w$  начинается резкий рост напряжения на диоде, при этом  $p-n$ -переход уже полностью освобожден от носителей заряда. Ток обратного восстановления достигает своего пика в точке  $t_{irm}$ , после чего он уменьшается до уровня утечки. Форма токовой кривой полностью зависит от свойств диода, ее крутой спад говорит о резком характере восстановления, а медленный, соответственно, свойствен диодам с плавной или «мягкой» характеристикой. От скорости восстановления  $di_r/dt$  зависит величина коммутационного перенапряжения, поэтому для антипараллельных/опозитных диодов «плавность» важнее, чем быстродействию. Как видно из рассмотрения рисунка, время обратного восстановления  $t_{rr}$  определяется, как период от  $t_0$  до момента, когда ток спадает до 20% от пикового значения  $I_{RRM}$ .

**Плавное выключение и коммутационные перенапряжения**

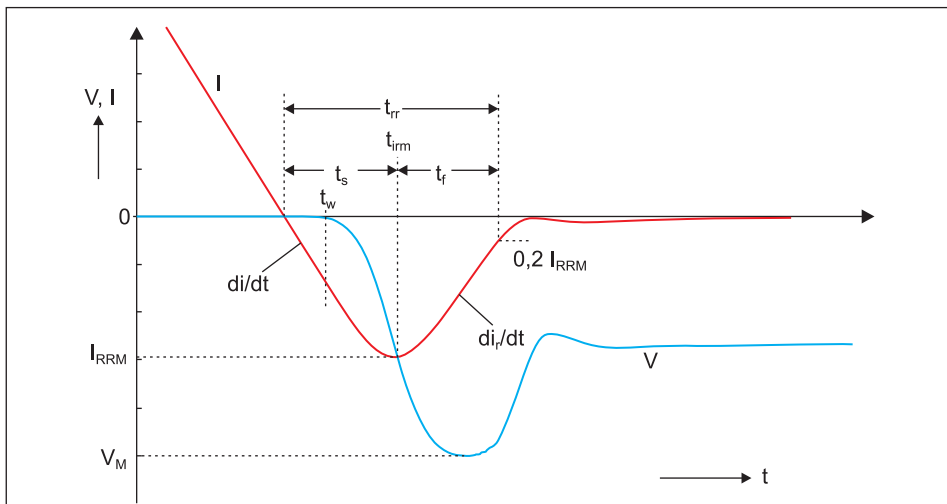
В качестве критерия «плавности» обычно используют соотношение времен  $t_f$  и  $t_s$  (рис. 3):

$$S = t_f / t_s$$

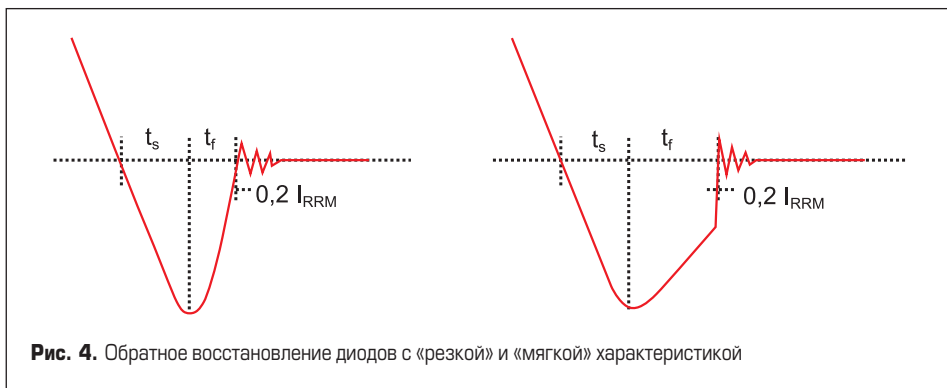
Для минимизации уровня коммутационных всплесков «коэффициент плавности»  $S$  должен быть больше 1, однако такое определение не является однозначным. В соответствии с ним характеристика на рис. 4а может считаться «резкой», в то время как кривая 4б может рассматриваться как «плавная». Однако, несмотря на то, что  $S > 1$ , мы видим здесь достаточно резкий участок обратного тока, поэтому предпочтительнее было бы определять максимальное значение  $di/dt$  на участке спада тока  $t_f$ . Для диодов с мягким характером восстановления показатель  $di/dt$  должен быть близким к величине  $di/dt$  на участке  $t_s$ .

Оценка характера восстановления только в области номинальных рабочих режимов не является достаточной, поскольку этот процесс зависит от различных параметров схемы:

- Ток: измерения должны быть проведены при низком (<10% от  $I_{nom}$ ) и высоком (200% от  $I_{nom}$ ) уровне. В ряде случаев более критичным может оказаться режим восстановления с малых токов.
- Температура: как правило, с ее увеличением процесс восстановления становится более стрессовым. Однако для некоторых быстрых диодов характер обратного восстановления ухудшается как раз при температуре ниже комнатной.
- Приложенное напряжение: его увеличение ухудшает характеристики обратного восстановления.



**Рис. 3.** Эпюры тока и напряжения при обратном восстановлении диода, определение параметров восстановления



**Рис. 4.** Обратное восстановление диодов с «резкой» и «мягкой» характеристикой

- Быстродействие: отличается у диодов, производимых различными компаниями. Характер восстановления при увеличении  $di/dt$  может становиться как более резким, так и более плавным.

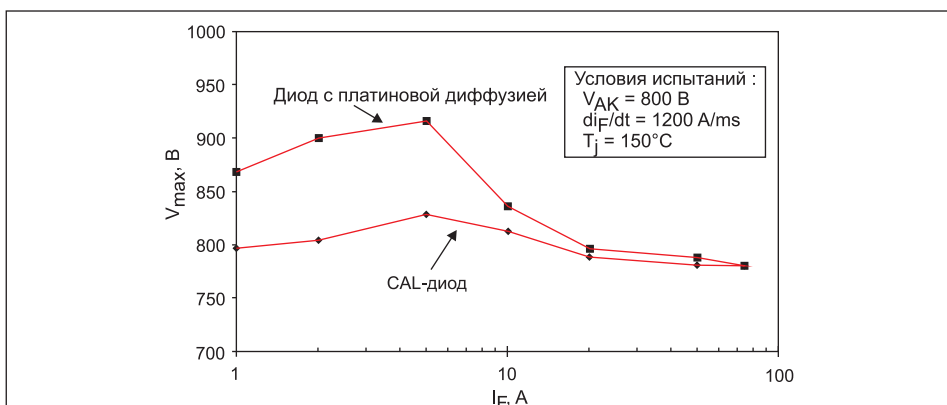
Лучшим способом оценки «мягкости» характеристики восстановления является измерение уровня коммутационного перенапряжения при различных режимах работы ( $I_F$ ,  $T_j$ ,  $V_{CC}$ ,  $di/dt$ ). В типовых применениях суммарная распределенная индуктивность выводов силовых модулей и звена постоянного тока  $L_S$  составляет несколько десятков наногенри. В момент обратного восстановления диода напряжение, прило-

женное к IGBT, изменяется в соответствии с выражением:

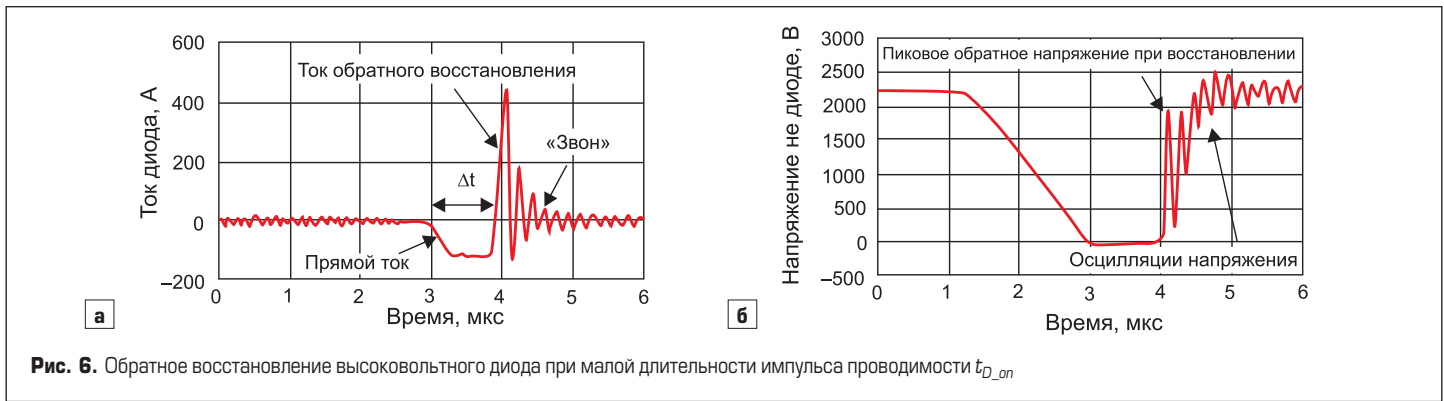
$$-V(t) = -V - L_S \times di_r/dt + V_{CE}(t),$$

где  $V_{CE}(t)$  — мгновенное значение сигнала «коллектор-эмиттер» IGBT. У 100-А диодов с плавной характеристикой восстановления и небольшой скоростью включения (до 1500 А/мкс) уровень коммутационных всплесков очень низкий, и величина  $V(t)$  при всех условиях не превышает  $V_{CC}$ .

На рис. 5 приводится сравнение уровня перенапряжения на CAL-диоде и диоде с платиновой диффузией



**Рис. 5.** Зависимость пикового коммутационного напряжения от прямого тока, используемая для оценки динамических свойств диода



новления, получаемой за счет снижения эффективности  $p$ -эмиттера. При номинальном уровне тока (75 А) «плавность» обоих типов выпрямителей находится на близком уровне. Однако по мере его снижения характер восстановления диффузного диода становится более резким, а при нагрузке, составляющей 10% от номинального значения, уровень коммутационных выбросов может превышать 100 В. В противоположность этому, свойства CAL-диодов, которые SEMIKRON использует в качестве антипараллельных в IGBT-модулях, практически не меняются при разных режимах эксплуатации.

**Аномальные эффекты при выключении FWD**

Аномальное поведение оппозитных диодов проявляется при малой величине прямого тока или коротком интервале проводимости  $t_{D,on}$ , который может быть, например, при высоком коэффициенте модуляции. В процессе запирания к диоду прикладывается обратное напряжение и одновременно возникает кратковременный обратный ток восстановления. В зависимости от условий эксплуатации этот процесс сопровождается паразитной осцилляцией, которая также характеризуется как «звон» или «дребезг».

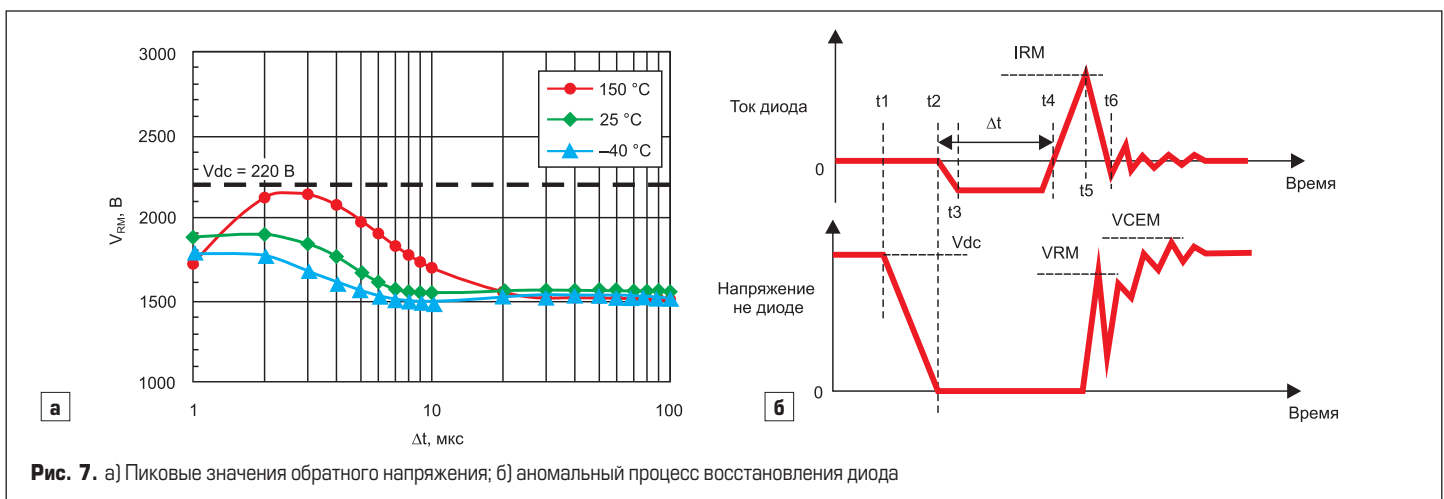
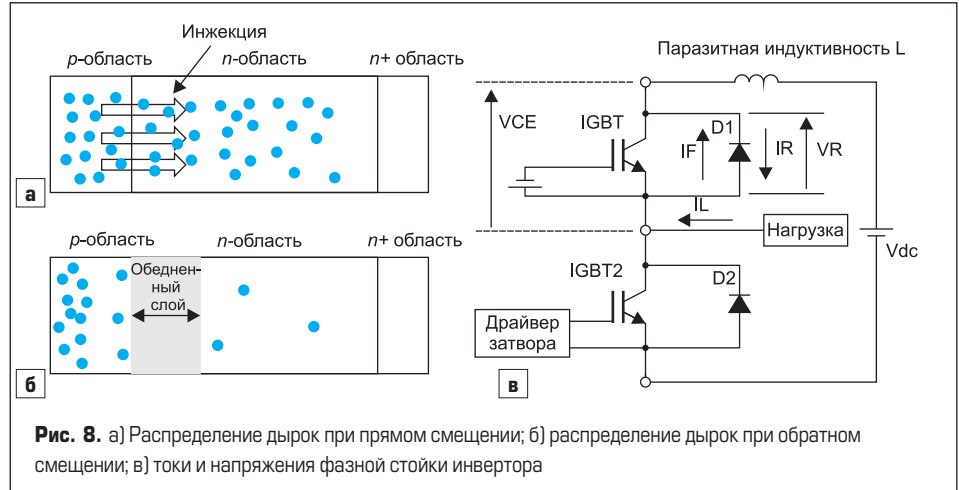
Эпюры на рис. 6 демонстрируют феномен «звона» при выключении диода с рабочим напряжением 3300 В. Представленные осциллограммы тока и напряжения соответствуют периоду восстановления после протекания прямого тока в течение интервала времени  $\Delta t$ . На рис. 7а представлена связь между пиковым значением

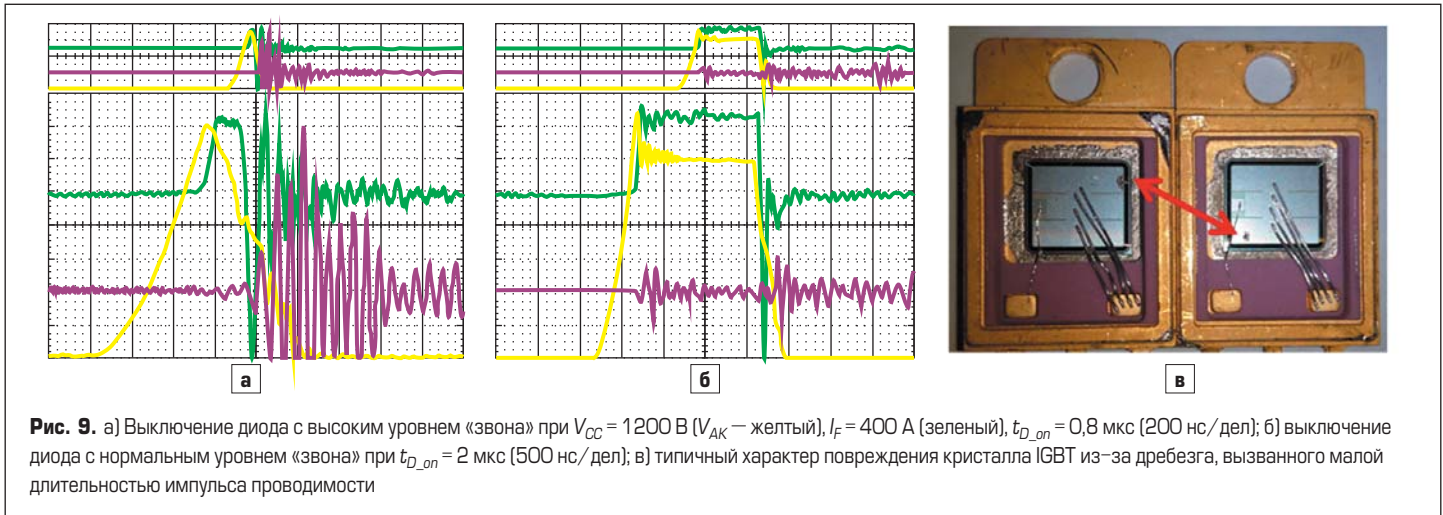
обратного напряжения  $V_{RM}$  и продолжительностью периода  $\Delta t$  при разных температурах кристалла. Эксперименты показывают, что чем меньше времени диод находится в проводящем состоянии, тем больше амплитуда  $V_{RM}$ .

Причина существования обратной зависимости между  $V_{RM}$  и  $\Delta t$  объясняется на рис. 7б и 8а. В период времени от  $t_2$  до  $t_3$  (рис. 7б) дырки инжектируются из  $p$ - в  $n$ -область (рис. 8а), и диод начинает проводить. На интервале  $t_4-t_5$  ток диода проходит в обратном направлении до тех пор, пока дырки, накопленные в  $n$ -области, не возвратятся в  $p$ -регион или не рекомбинируют с электронами. В результате дальнейшего уменьшения количества дырок образуется обедненный слой в зоне  $p$ - $n$ -перехода (рис. 8б), а на выводах диода появляется обратное напряжение.

В течение периода времени  $t_5-t_6$ , пока удаляются последние оставшиеся дырки, ток не прекращается, ширина обедненного слоя увеличивается, одновременно нарастает обратное напряжение. Его пиковое значение  $V_{RM}$  определяется произведением скорости спада обратного тока к нулевому значению ( $di/dt$ ) и распределенной индуктивности ( $L$ ) внешней цепи. Для снижения уровня коммутационных перенапряжений важно минимизировать величину  $L$ , что достигается за счет копланарной конструкции соединительных шин.

Если величина прямого тока или интервала времени  $\Delta t$  достаточно мала, то количество дырок, запасенных в  $n$ -области, также оказывается низким. В этом случае обратный ток, возникающий в момент времени  $t_4$ , будет небольшим, что позволяет обедненному слою быстро расширять-





ся. Следствием этого является резкое увеличение скорости изменения тока  $di/dt$  на интервале от  $t_5$  до  $t_6$  и внезапный всплеск напряжения.

Во время распространения пространственного заряда, через свободную от зарядов часть  $n$ -области протекает обратный ток  $I_R$ , при этом электроны и дырки генерируются в  $p$ - $n$ -переходе за счет динамического пробоя. Отрицательно заряженные носители частично компенсируют наличие дырок, нейтрализуя таким образом лавинный эффект. При малых уровнях прямого тока снижается обратный ток и, соответственно, плотность  $p$ -дырок. Однако поскольку скорость коммутации быстрых диодов при низких нагрузках резко возрастает, то увеличивается и генерируемое при этом перенапряжение.

Если амплитуда «дребезга» приближается к опасному значению, то следует внимательно оценить параметры цикла коммутации и особенности конструкции силового каскада. Упрощенная схема одной фазной стойки IGBT-инвертора показана на рис. 8в. Предположим, что прямой ток  $I_F$  проходит через антипараллельный диод верхнего плеча, и в это время открывается нижний (BOT) IGBT. При этом начинается процесс обратного восстановления диода, сопровождаемый появлением обратного тока  $I_R$ . Время его протекания очень короткое, восстановление происходит достаточно быстро, результатом

является генерация «звона». Похожий эффект наблюдается при малом токе нагрузки.

Осцилляции напряжения на диоде, а соответственно и в цепи «коллектор-эмиттер» закрытого IGBT 1, передаются на затвор, следствием чего может стать ложное срабатывание силового ключа и появление сквозного тока. Для предотвращения такой ситуации необходим тщательный выбор параметров и минимизация паразитной индуктивности цепи управления.

При использовании цепи формирования траектории переключения «звон» может возникнуть на снабберном диоде, поэтому выбору и расчету элементов снаббера также следует уделить особое внимание.

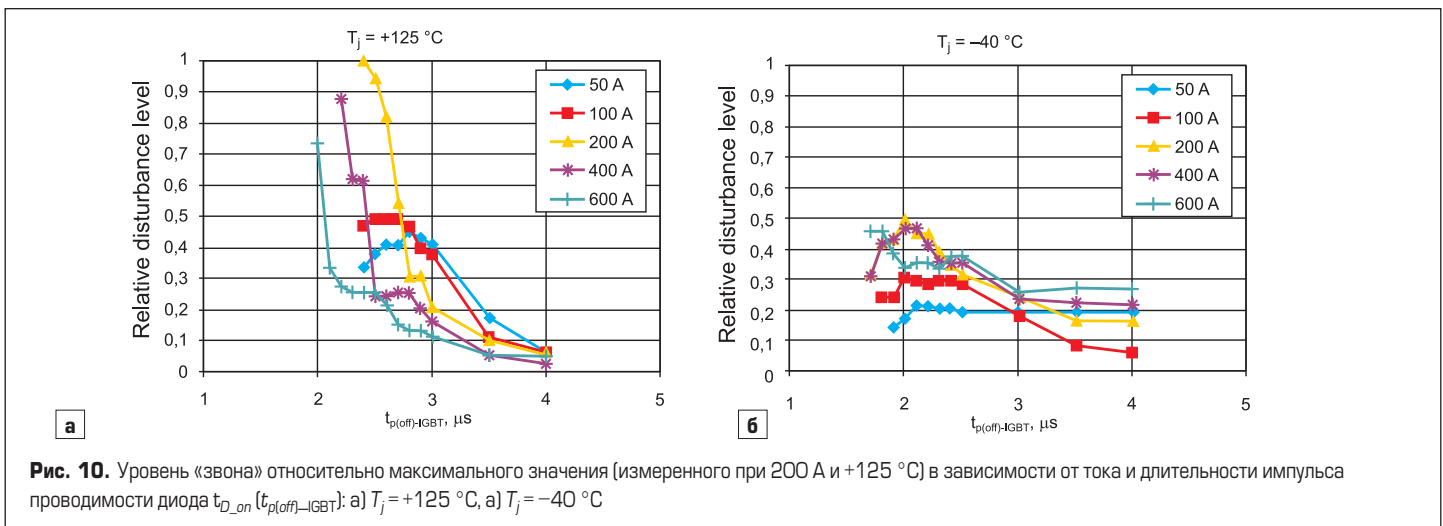
Таким образом, чтобы обеспечить плавную характеристику восстановления и минимизировать уровень паразитных осцилляций, необходимо иметь достаточно времени для достижения состояния квазистатического распределения заряда. Следовательно, минимальная длительность импульса проводимости, т. е. минимальное время включения и выключения IGBT, должна быть ограничена схемой управления на определенном уровне.

На рис. 9 показан процесс выключения диода при малой и «нормальной» длительности импульса проводимости  $t_{D\_on}$  (индуктивная нагрузка). Необходимо учесть, что реальная величина  $t_{D\_on}$  может снижаться примерно на 1 мкс относительно импульса управле-

ния, поскольку многие драйверы (например, производимые SEMIKRON) для повышения помехозащищенности содержат фильтр, подавляющий входные сигналы длительностью менее 0,7–1 мкс.

Как видно из рассмотрения рис. 9, при коротком времени включения диода возникают высокочастотные осцилляции тока с большой амплитудой. Появление такого «звона» может вносить искажения в аналоговые и цифровые сигналы, приводить к сбою системы и даже повреждению силовых кристаллов, поэтому многие производители (в том числе SEMIKRON) рекомендуют ограничивать минимальную длительность сигналов включения и выключения на уровне 3 мкс для IGBT 12 класса и 5 мкс для IGBT 17 класса. Как видно из рассмотрения рис. 7, ограничение по продолжительности импульсов управления для модулей более высоких классов должно быть еще жестче.

Из-за низкой подвижности носителей заряда этот феномен наиболее ярко выражен при высоких температурах: при  $T_j = -40$  °C амплитуда сигнала помехи примерно в два раза ниже, чем при  $T_j = +125$  °C. В данном примере уровень шумов достигает максимального значения при токе, составляющем примерно половину от номинального значения (200 А, рис. 10). При меньших токах, а также при  $t_{D\_on} < 2$  мкс диод оказывается неспособным включиться полностью.



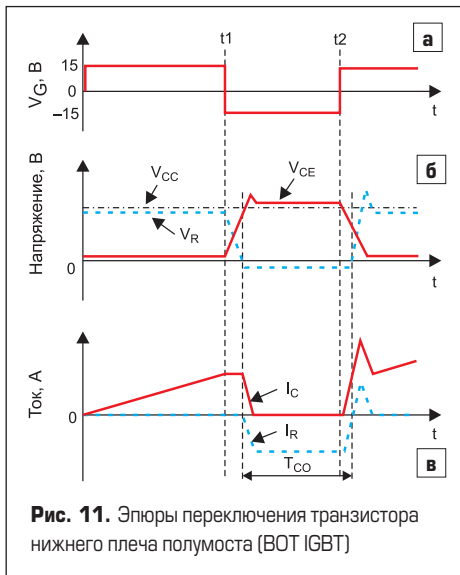


Рис. 11. Эпюры переключения транзистора нижнего плеча полумоста (BOT IGBT)

**Зависимость характеристик восстановления от времени проводимости**

Одним из важнейших параметров, который необходимо учитывать при проектировании силового преобразователя на базе IGBT, является энергия обратного восстановления  $E_{rr}$  оппозитного диода. Ее значение растет с увеличением времени проводимости и, в конечном итоге, достигает установившегося уровня, т. е. величину  $E_{rr}$  следует измерять при достаточно большой длительности  $t_{D\_on}$ . То же самое относится к заряду ( $Q_{rr}$ ) и пиковому току обратного восстановления ( $I_{rr}$ ). Таким образом, для корректной оценки поведения диода в конкретном режиме работы все упомянутые показатели ( $E_{rr}$ ,  $Q_{rr}$  и  $I_{rr}$ ) должны рассматриваться с учетом времени проводимости диода.

Для определения длительности импульса проводимости диода можно использовать осциллограммы режимов работы полумостового каскада (рис. 8), такая схема является базовой для оценки динамических свойств силовых ключей. Характеристики обратного восстановления диода измеряются при по-

даче на затвор нижнего ключа IGBT 2 (BOT) последовательности импульсов, показанной на рисунке 11а, эпюры напряжений и токов приведены на рис. 11б и 11в соответственно. Транзистор IGBT 1 (TOP) находится в выключенном состоянии.

Пути протекания токов в различных состояниях показаны на рис. 12. В период времени от  $t = 0$  до  $t1$  IGBT B2 открыт, и его коллекторный ток  $I_C$  проходит через индуктивную нагрузку L (рис. 12а), поэтому ток нагрузки  $I_L$ , возрастающий с течением времени, равен  $I_C$ . После момента времени  $t1$  начинается переходный процесс, далее транзистор B2 блокируется, однако ток нагрузки  $I_L$  продолжает циркулировать через диод D1 (рис. 12б). В точке  $t2$  IGBT B2 снова открывается после окончания переходного процесса. В переходных состояниях (после  $t1$  и  $t2$ ) в схеме одновременно присутствуют оба тока  $I_C$  и  $I_L$  (рис. 12в). Обратный ток  $I_R$  диода D1 представляет собой разницу между ними, т. е.  $I_R = I_C - I_L$ . Во время проводимости ( $T_{CO}$ , рис. 11) через диод проходит прямой ток, равный отрицательному значению  $I_R$ .

**Характеристики насыщения  $E_{rr}$ ,  $Q_{rr}$  и  $I_{rr}$  для высоковольтных ключей**

Значения  $E_{rr}$ ,  $Q_{rr}$  и  $I_{rr}$  растут с увеличением времени проводимости и достигают состояния насыщения. Соответствующие характеристики могут быть получены экспериментально с помощью описанной выше полумостовой схемы. Поскольку данные зависимости наиболее ярко выражены для высоковольтных транзисторов, мы рассмотрим их на примере IGBT 45 класса с номинальным током 1200 А в следующих режимах:

- напряжение питания  $V_{cc}$  — 2600 В;
- прямой ток  $I_F$  — 1200 А;
- температура кристалла +25 и +125 °С;
- паразитная индуктивность  $L_s = 150$  нГн;
- сопротивление затвора  $R_g$  — 3,3 Ом.

На рис. 13а показаны характеристики энергии обратного восстановления  $E_{rr}$  диода при температуре кристалла +25 и +125 °С.

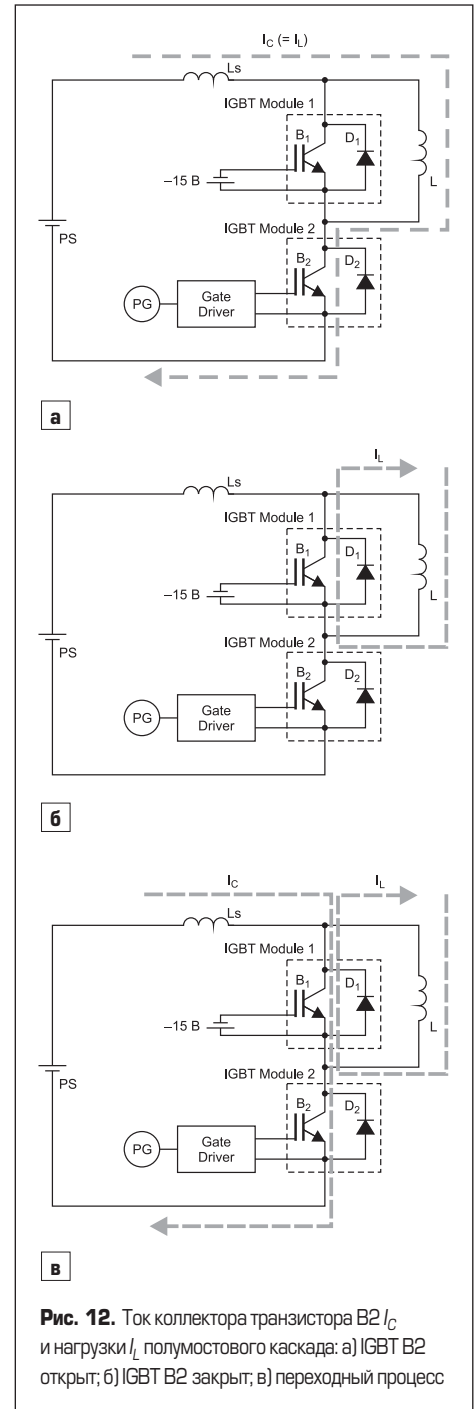


Рис. 12. Ток коллектора транзистора B2  $I_C$  и нагрузки  $I_L$  полумостового каскада: а) IGBT B2 открыт; б) IGBT B2 закрыт; в) переходный процесс

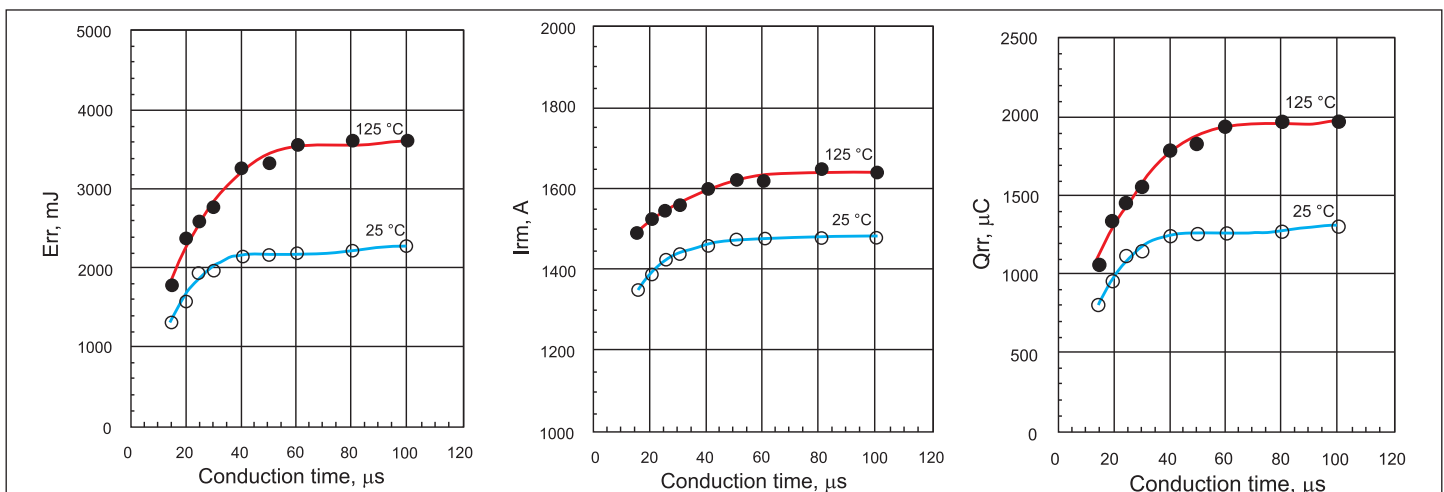


Рис. 13. Зависимость параметров восстановления диода от длительности периода проводимости: а) энергия восстановления  $E_{rr}$ , б) ток восстановления  $I_{rr}$ , в) заряд восстановления  $Q_{rr}$

В первом случае кривая  $E_{rr}$  достигает насыщения при времени проводимости около 40 мкс. При  $T_j = +125^\circ\text{C}$  состояние насыщения наступает спустя около 60 мкс. Кривые, представленные на рисунках 13б и 13в, демонстрируют, что состояние насыщения для тока  $I_{rm}$  и заряда  $Q_{rr}$  достигается примерно при тех же условиях.

Как уже упоминалось выше, характеристики  $E_{rr}$ ,  $Q_{rr}$  и  $I_{rm}$  достигают установившегося состояния при относительно большом значении  $t_{D_{off}}$ . Таким образом, для оценки динамического поведения диода необходимо обеспечить достаточное время его проводимости, чтобы исключить влияние переходных процессов. Аналогичная ситуация наблюдается и при анализе процессов насыщения IGBT. Таким образом, при проектировании преобразовательного устройства необходимо уделить особое внимание выбору минимальной длительности времени включения и выключения IGBT. Как видно из представленных выше кривых, значения  $t_{on\_min}$  и  $t_{off\_min}$  влияют не только на уровень потерь и электромагнитных помех, грамотный выбор этих величин необходим и для обеспечения надежной работы изделия.

### Обеспечение надежности в динамических режимах

Как видно из представленных выше кривых, в процессе коммутации почти все напряжение DC-шины может быть приложено к диоду, находящемуся в состоянии проводимости. Если

IGBT включается очень быстро (например, при малом резисторе затвора), то увеличиваются пиковый ток восстановления и хвостовой ток, что приводит к резкому спаду напряжения  $V_{CE}$  «коллектор – эмиттер» IGBT и всплеску сигнала на оппозитном диоде. Электрическое поле может распространяться только внутри обедненной области (рис. 8), в этой зоне оно будет иметь экстремально высокую интенсивность, что неизбежно приведет к лавинному пробую полупроводника даже при невысоком уровне обратного напряжения.

Под динамической надежностью диода подразумевается его способность работать при больших скоростях изменения тока  $dI/dt$  и высоком напряжении DC-шины. Для снижения стрессовых нагрузок следует ограничить (например, путем выбора сопротивления затвора) скорость коммутации IGBT или пиковое значение тока обратного восстановления диода, что, по сути, одно и то же. Однако подобные меры неизбежно ведут к росту потерь переключения.

Решение описанных выше проблем во многом стало возможным благодаря появлению т. н. широкозонных материалов, в первую очередь карбида кремния. В последнее время на рынке появился новый класс т. н. «гибридных» модулей, содержащих быстрые IGBT и диоды SiC Шоттки в качестве антипараллельных [6]. Такие силовые ключи, использующие преимущества униполярных диодов SiC Шоттки, становятся реальной альтернативой традиционным IGBT/MOSFET. У них отсут-

ствует заряд обратного восстановления, что позволяет снизить не только динамические потери самого диода, но и потери включения оппозитного IGBT в режиме «жесткой» коммутации. Применение гибридов позволяет удвоить рабочую частоту при сохранении величины рассеиваемой мощности, увеличить плотность мощности более чем на 50%, эффективность — на 1–1,5%. Достоинством гибридных ключей также является возможность использования стандартных драйверов IGBT и цепей их подключения.

### Литература

1. Arendt Wintrich, Ulrich Nicolai, Werner Tursky, Tobias Reimann. Application Notes for IGBT and MOSFET modules. SEMIKRON International, 2010.
2. J. Lehmann, M. Netzel, S. Pawel, Th. Doll. Method for Electrical Detection of End-of-Life Failures in Power Semiconductors. Semikron Elektronik GmbH.
3. Martin Freyberg, Uwe Scheuermann. Measuring Thermal Resistance of Power Modules. PCIM Europe journal, 2003.
4. Ringing Phenomenon during Recovery of Power Diodes. [www.hitachi-power-semiconductor-device.co.jp/en/index.html](http://www.hitachi-power-semiconductor-device.co.jp/en/index.html)
5. Dependence of Diode's Behaviour on Conduction Time. [www.hitachi-power-semiconductor-device.co.jp/en/index.html](http://www.hitachi-power-semiconductor-device.co.jp/en/index.html)
6. А. Колпаков. 100% SiC или гибриды? // Силовая электроника. 2016. № 6.