

Алексей Попов, Сергей Попов (г. Воронеж)

ПРИМЕНЕНИЕ IGBT В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКЕ

В свое время писатель-юморист Андрей Кнышев сказал: «Всякий человек, умеющий читать и писать, должен рано или поздно задуматься: так что все-таки делать — читать или писать?» Столь же насущный вопрос рано или поздно встает перед разработчиком **силовой электроники**: что применять в качестве **полупроводникового ключа в преобразователе** — полевые транзисторы с изолированным затвором (**MOSFET**) или транзисторы с аналогичным затвором, но биполярные (**IGBT**)? Инженерные расчеты и конкретные примеры в публикуемой статье помогут сделать выбор.

Важнейшими элементами устройств силовой электроники являются полупроводниковые ключи. Применение полностью управляемых ключей позволяет в большинстве случаев значительно упростить схемотехнику преобразователей и улучшить их технико-экономические характеристики. В настоящее время в преобразовательной технике в качестве полностью управляемых ключей используются силовые биполярные транзисторы (БТ), мощные переключательные полевые транзисторы с изолированным затвором (**MOSFET**) (кремниевые полевые транзисторы с управляющим P-N-переходом (**JFET**), применявшиеся два десятилетия тому назад, не выдержали конкуренции с **MOSFET**), биполярные транзисторы с изолированным затвором (**IGBT**) и двухоперационные тиристоры (**GTO** и **IGCT**), выключаемые по управляющему электроду. За последние годы начато серийное производство силовых полевых транзисторов **MOSFET** и **JFET** на основе полупроводников с широкой запрещенной зоной (карбида кремния и нитрида галлия).

Биполярные транзисторы являются наиболее простыми и дешевыми в производстве, обеспечивая при этом неплохие переключательные характеристики: достаточно высокое блокируемое напряжение (несколько сотен вольт, вплоть до 1500...2000 В), небольшое падение напряжения в проводящем состоянии, приемлемые быстродействие и коммутационные потери при условии оптимальной глубины насыщения. Поэтому они были первыми силовыми транзисторными ключами (СТК), получившими массовое применение в энергетической электронике в 70-е годы. Однако БТ,

особенно высоковольтные, имеют ряд серьезных недостатков: малый коэффициент передачи тока; большой разброс значений этого коэффициента с учетом технологических и температурных

факторов; малая номинальная и пиковая плотность тока в силовой цепи; необходимость применения знакопеременного управляющего напряжения; малая область безопасной работы (ОБР) из-за склонности БТ к кумуляции тока; значительное время рассасывания неосновных носителей [1]. Эти свойства БТ приводят к тому, что в преобразовательных устройствах, имеющих, как правило, простую структуру силовых цепей, требуется большое количество достаточно сложных и мощных вспомогательных цепей, обеспечивающих управление БТ и их защиту. Поэтому создание устройств силовой электроники на осно-



Рис. 1. Поперечный разрез кристалла классического MOSFET (вертикальный, с двойной диффузией)



Рис. 2. Поперечный разрез биполярного транзистора с изолированным затвором (IGBT)

ве БТ требует высокой квалификации разработчиков и больших затрат на НИ-ОКР. Недостатки БТ настолько существенны, что нельзя считать случайным разработку и освоение (на рубеже 70-80 г.г.) серийного производства MOSFET [1]. Все же БТ, с учетом их усовершенствования в 1990-е годы [2], продолжают применяться в некоторых важных областях преобразовательной техники, характеризующихся большими объемами выпуска и требованием минимальной себестоимости производства: электронные балласты для люминесцентных ламп, блоки электронного зажигания на автомобилях, схемы строчной развертки электронно-лучевых трубок. Однако их роль будет неуклонно снижаться.

MOSFET в качестве СТК обладают многими привлекательными свойствами: быстрая переключения, сравнительно большой пиковый ток, простота управления, широкая, практически прямоугольная ОБР, стойкость к лавинному пробое и быстрому нарастанию напряжения на приборе. Эти преимущества, присущие приборам на основных носителях, несколько обесцениваются их посредственными характеристиками в проводящем состоянии, которые, к тому же, сильно ухудшаются при увеличении класса СТК по блокируемому напряжению, а также — с ростом температуры кристалла [3]. Еще одним недостатком MOSFET являются плохие характеристики обратного восстановления паразитного диода, встроенного в его структуру, что может быть критично в тех схемах применения и режимах работы, где этот диод проводит ток, а затем резко выключается. Свойства этого диода заметно ухудшаются с ростом температуры кристалла, а также при увеличении класса СТК по блокируемому напряжению. На рисунке 1 схематически показан поперечный разрез кристалла классического MOSFET (вертикальный, с двойной диффузией).

Были предложены и испытаны различные технические решения, призванные смягчить недостатки MOSFET, со-

хранив, по возможности, их лучшие качества, т.е. объединить в одном СТК сильные стороны приборов на основных и неосновных носителях [4]. Наиболее удачным оказался биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT), поперечный разрез которого изображен на рисунке 2, а эквивалентная электрическая схема — на рисунке 3. Сравнивая рисунки 1 и 2, видим, что в структуре IGBT имеется дополнительная P+ область и, соответственно, еще один P-N-переход.

Ток MOSFET-структуры в составе IGBT является управляющим (током базы) для биполярного PNP-транзистора. Являясь приборами на неосновных носителях, IGBT имеют превосходные характеристики в проводящем состоянии, которые к тому же, в отличие от MOSFET, не столь сильно зависят от температуры кристалла и класса СТК по блокируемому напряжению. Одновременно с этим IGBT сохраняют и многие достоинства, присущие MOSFET: простоту управления, широкую ОБР и очень большой допустимый ток [3]. В общем, по скорости переключения и стойкости при перегрузках IGBT уступают MOSFET, хотя внесенные в конструкции и технологии изготовления IGBT за три десятилетия их серийного производства усовершенствования позволили значительно сократить этот разрыв. Отсутствие в структуре IGBT встроенного обратного диода предоставляет пользователю возможность выбора между применением внешнего диода с быстрым восстановлением, имеющим оптимальные для данной задачи характеристики, или использованием «CO-PAK»-прибора, т.е. размещенных в одном корпусе кристаллов IGBT и антипараллельного диода.

IGBT против MOSFET: история противостояния

В первой половине восьмидесятых годов прошлого века, сразу после начала серийного производства IGBT, разгорелись споры: что лучше применять

в качестве СТК? Преодолев «детские болезни» роста, к началу девяностых IGBT значительно улучшили свои характеристики и были признаны основными кандидатами для применений, требующих высоковольтных СТК и допускающих при этом работу на сравнительно невысоких частотах.

Во многих публикациях 90-х годов обосновывалась технико-экономическая эффективность замены MOSFET на IGBT [5, 6]. Примерное представление о распределении рациональных областей применения между IGBT и MOSFET отражает рисунок 4, встречающийся, например, в работе [7] и во многих других публикациях. Однако, за прошедшие полтора десятилетия с момента первой публикации рисунка 4, СТК были очень серьезно усовершенствованы. «Команда» кремниевых MOSFET получила мощнейшее пополнение в виде Superjunction-приборов, при производстве IGBT стала применяться технология обработки очень тонких пластин (толщиной менее 100 мкм), и на этой основе реализована FieldStop-концепция профиля легирования IGBT, сочетающая лучшие качества PT-IGBT и NPT-IGBT. Кроме того, во многих современных IGBT планарная MOSFET-структура заменена на Trench-MOSFET, что обеспечивает дополнительный выигрыш по величине падения напряжения в проводящем состоянии. Все это делает актуальным перепроверку рекомендаций рисунка 4 по рациональному распределению областей применения между различными СТК. При этом надо учитывать примерное соотношение относительной себестоимости производства приборов разной конструкции (на единицу площади чипа). Особняком стоят мощные БТ (они намного дешевле других СТК, но их рабочая плотность тока гораздо ниже, чем у полевых приборов, особенно IGBT). Среди высоковольтных СТК с полевым управлением наиболее экономически выгодны в производстве «классические» MOSFET: планарные, в целом, подешевле, чем Trench-MOSFET, но разница невелика; IGBT несколько дороже, чем MOSFET (примерно в 1,5...3 раза), вследствие выполнения дополнительных операций при изготовлении и испытаниях, либо из-за необходимости обрабатывать очень тонкие пластины (это еще более дорогая технология, чем длительная эпитаксия на подложку стандартной толщины). Superjunction-MOSFET обеспечивают выигрыш по удельному сопротивлению открытого прибора в 5...10 раз по сравнению с классическими MOSFET. Они примерно во столько же раз дороже последних в производстве, но имеют значительный потенциал усовершенствования (в том числе — удешевления), отчасти уже реа-

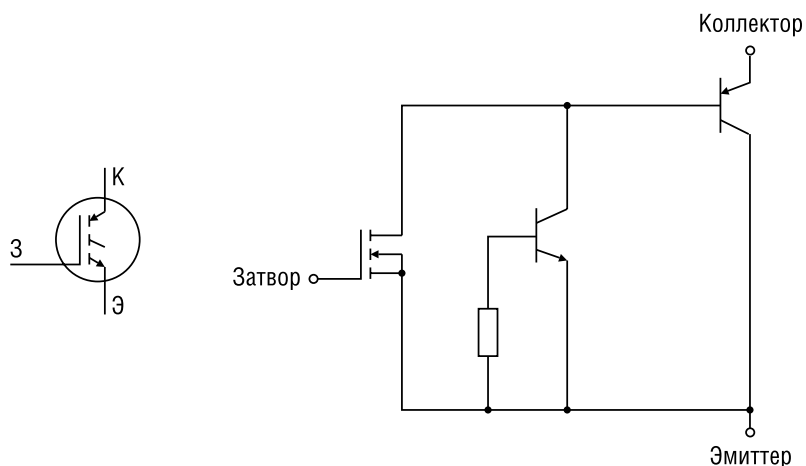


Рис. 3. Символическое обозначение IGBT (слева) и его эквивалентная схема

лизированный за 12 лет с начала их серийного производства. Высоковольтные кремниевые Superjunction-MOSFET кратно дороже при изготовлении, чем IGBT. За последние годы начато серийное производство высоковольтных карбид-кремниевых полевых СТК. По комплексу важнейших электрофизических характеристик SiC настолько превосходит кремний как материал для изготовления мощных высоковольтных полупроводниковых приборов, что даже первые, во многом еще несовершенные карбид-кремниевые MOSFET на напряжение 1200 В уже имеют лучшие технические характеристики, чем конкурирующие кремниевые СТК. Главной проблемой серийного производства SiC-приборов считается значительная плотность опасных дефектов кристалла полупроводника. Некоторые из этих дефектов могут отрицательно влиять на долговременную стабильность характеристик СТК [8]. Поэтому, SiC-приборы вынужденно имеют небольшие размеры чипов, в пределах которых можно найти достаточное количество подложек с приемлемым качеством. Не случайно наибольших успехов в серийном производстве SiC-приборов добилась компания Cree, массово применяющая карбид-кремниевые подложки при изготовлении светодиодов. Пока сложно прогнозировать динамику цен карбид-кремниевых СТК и возможность их настоящего массового выпуска.

Потери в СТК: зависимости от режимов работы

При проектировании и производстве устройств преобразовательной техники возможны различные варианты задания критериев оптимальности. Наиболее типичным является требование достижения минимальной себестоимости при достаточных технических характеристиках. Реже требуется обеспечение повышенных характеристик, как правило, в части КПД, или миниатюризации преобразователя (часто эти требования взаимосвязаны, т.к. большие потери крайне трудно отвести при больших размерах [1]). Также может стоять более локальная задача доработки существующего устройства без кардинального изменения схемы или конструкции (например, только замена типа применяемого СТК).

При выборе СТК для применения в преобразователе первостепенное значение имеет достаточное номинальное блокируемое напряжение $U_{\text{блок}}$ ном, по сравнению с максимально возможным напряжением, воздействующим на прибор в схеме, с учетом должных запасов. Свойства СТК весьма сильно зависят от класса прибора по напряжению. И статические, и динамические параметры ощутимо ухудшаются с ростом номинального напряжения приборов.

СТК с излишне высоким классом напряжения (по сравнению с минимально достаточным для рассматриваемого применения), в большинстве случаев оказывается неконкурентоспособным. Далее рассматриваются транзисторы преимущественно на напряжение 1200 В.

Следующим критерием является удовлетворение требований по соответствию допустимого тока через СТК максимально возможному (импульсному) току в схеме применения [11]. Для IGBT это практически никогда не представляет проблемы, для MOSFET, как правило, тоже, за исключением задач с очень большой кратностью импульсного тока к среднему значению за период работы. Наибольшие трудности по этому параметру могут возникать у высоковольтных БТ. Чаще ограничителем величины тока, который IGBT или MOSFET могут нести в схеме преобразователя, выступает значение приемлемой мощности потерь в приборе.

В зависимости от заданных критериев оптимальности проекта, приемлемая мощность потерь в СТК может определяться различными соображениями:

- предельными возможностями системы охлаждения транзистора с адекватными технико-экономическими характеристиками (размеры, масса, стоимость охладителя) и с учетом максимальной расчетной температуры окружающей среды и максимально-допустимой температуры СТК;
- минимально возможным значением потерь для обеспечения высокого КПД или малых габаритов преобразователя.

При проектировании по второму варианту расчетная мощность потерь в СТК многократно ниже, чем по первому. В документации на приборы (datasheet) значения максимально допустимых тока и рассеиваемой мощности указываются для условий теплоотвода, значительно лучших, чем достижимо в реальных проектах. Это следует иметь в виду при сравнении между собой СТК по их паспортным характеристикам.

В качестве расчетной максимальной температуры прибора при его наиболее тяжелом штатном режиме работы обычно рекомендуется принимать значение на 25°C ниже, чем максимально допустимая температура перехода [11]. Это повышает срок службы СТК и обеспечивает запас на случай перегрузок преобразователя.

Для удобства анализа, потери в транзисторе разделяются на статические (не зависящие от частоты коммутации) и динамические (пропорциональные частоте). Статические потери СТК складываются из мощностей потерь в проводящем и закрытом (блокирующем) состояниях, а динамические — из потерь включения и выключения. Кроме того,

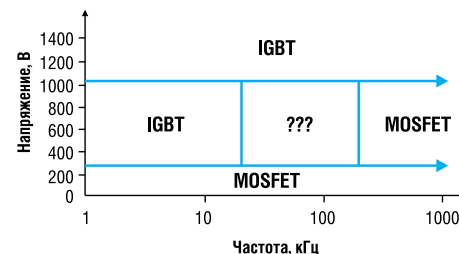


Рис. 4. Традиционное представление о распределении рациональных областей применения между MOSFET и IGBT

не следует забывать о потерях на управление ключом:

$$P_{\text{стк}} = P_{\text{пров}} + P_{\text{блок}} + P_{\text{вкл}} + P_{\text{выкл}} + P_{\text{упр}}$$

У современных СТК потери в закрытом состоянии сравнительно малы, и в большинстве применений ими можно пренебречь в сравнении с потерями в проводящем состоянии. Исключением являются особо высоковольтные приборы (33-го, 65-го и более высоких классов по блокируемому напряжению), а также — диоды Шоттки (ДШ), особенно наиболее низковольтные. Для СТК с управлением напряжением можно не учитывать потери в цепи затвора по сравнению с динамическими потерями в силовой цепи.

С учетом указанных упрощений, получаем:

$$P_{\text{стк}} = P_{\text{пров}} + P_{\text{вкл}} + P_{\text{выкл}} = P_{\text{пров}} + (W_{\text{вкл}} + W_{\text{выкл}}) \cdot F_k,$$

где F_k — частота переключений СТК;

$P_{\text{пров}}$ — средняя мощность потерь в проводящем состоянии (за период $1/F_k$);

$W_{\text{вкл}}$ и $W_{\text{выкл}}$ — энергия потерь при включении и выключении СТК.

При достаточно низких частотах коммутации основной вклад в полную мощность потерь СТК дают статические потери и, в частности, потери при протекании тока через замкнутый ключ. Условием этого является неравенство $F_k \ll P_{\text{пров}} / (W_{\text{вкл}} + W_{\text{выкл}})$. В этом режиме токонесящая способность СТК и, соответственно, достижимая полезная мощность преобразователя максимальна и реально ограничена только свойствами транзистора в проводящем состоянии.

И наоборот, при весьма высоких частотах переключения СТК полная мощность потерь будет определяться, в основном, коммутационными потерями. Условием этого является неравенство $F_k \gg P_{\text{пров}} / (W_{\text{вкл}} + W_{\text{выкл}})$. В этом случае использование СТК ограничивается, в первую очередь, его свойствами в части динамических потерь. Этот режим соответствует плохому использованию СТК по токонесящей способности и, в целом, сравнительно низкому КПД преобразователя.

Промежуточная область частот $F_k = (0,5 \dots 2) \cdot R_{\text{пров}} / (W_{\text{вкл}} + W_{\text{выкл}})$ является достаточно типичной для применения СТК. Можно сказать, что в этом режиме рассматриваемый прибор имеет сбалансированные потери и адекватен для применения. Но это не исключает возможности, что какой-то другой тип СТК еще лучше подходит для данной задачи.

Зачастую значение F_k изначально не задано строго, и разработчик преобразователя может его варьировать. Иногда этим можно воспользоваться и, понизив частоту, перейти от чрезмерно высоких частот к более приемлемым для рассматриваемого СТК. Для наилучшего использования транзистора рационально выбрать F_k на границе областей низких и промежуточных частот. Слишком сильное уменьшение F_k не имеет смысла (использование СТК по току почти не улучшается), разве что это достигается совсем бесплатно. В большинстве случаев за уменьшение F_k приходится расплачиваться ухудшением массогабаритных и стоимостных характеристик силовых реактивных компонентов преобразователя (трансформаторов, дросселей, конденсаторов). Кроме того, увеличивающееся запаздывание в контуре управления преобразователем потребует уменьшения его полосы пропускания. Определение рационального значения частоты F_k , как компромисса между хорошим использованием СТК с одной стороны, и реактивных компонентов — с другой, является одной из важных задач, стоящих перед разработчиком.

Потери СТК в проводящем состоянии

Потери MOSFET в проводящем состоянии имеют близкую к квадратичной зависимость от тока в силовой цепи $R_{\text{пров}} = R_{\text{си}} \cdot I^2$ (реальный показатель степени несколько больше двух, т.к. $R_{\text{си}}$ слегка возрастает при увеличении тока). Сопротивление $R_{\text{си}}$ включенного MOSFET обратно пропорционально площади кристалла и сильно зависит от класса прибора по блокируемому напряжению. Для высоковольтных MOSFET (от 500 В и выше) основной вклад в $R_{\text{си}}$ вносит сопротивление дрейфового N-слоя [3] (рисунок 1). Для кремниевых MOSFET классической конструкции $R_{\text{си}}$ возрастает с номинальным напряжением в степени 2,4...2,5 и для 1200 В транзисторов при температуре 25°C достигает примерно 350 (теоретический предел)...600 мОм*см² (реальные высококачественные приборы) [9,10]. Вследствие уменьшения подвижности основных носителей при нагреве $R_{\text{си}}$ имеет значительный по величине положительный температурный коэффициент порядка 0,7%/градус, возрастая в 2,2...2,5 раза в диапазоне 25...150°C. При необходимости иметь

сравнительно малое сопротивление СТК, чтобы работать с большими токами, приходится использовать кристаллы кремния большой площади и/или включать несколько приборов параллельно. Superjunction-MOSFET позволяют достигать значительно меньших значений удельного сопротивления. Теоретически с ростом номинального блокируемого напряжения их $R_{\text{си}}$ увеличивается лишь в степени 1,5 и для прибора на напряжение 1200 В может составлять всего 12...15 мОм*см² [10]. Однако характеристики реальных приборов еще очень далеки от предельно возможных ($R_{\text{си}}$ хуже в 2,5...10 раз) [9,10]. Поэтому выигрыш, по сравнению с классическими MOSFET, пока не столь уж велик, хотя потенциал для прогресса очень хорош, особенно для приборов с высоким блокируемым напряжением.

Для MOSFET на номинальное напряжение 1000...1200 В при использовании в преобразователях, оптимизированных на минимум себестоимости, типично падение напряжения на открытом приборе 10...15 В.

Благодаря чисто омическому характеру поведения MOSFET в состоянии проводимости, при желании можно достигать очень малых величин падения напряжения и потерь $R_{\text{пров}}$ в приборе, что лучше, чем у любых других типов СТК. На этом основано применение MOSFET в качестве синхронных выпрямителей. Однако для обеспечения такого режима работы у высоковольтных MOSFET требуется уменьшение плотности тока через них на порядок...полтора в сравнении с типовой для этих приборов величиной. Даже при оптимизации проекта преобразователя на максимум КПД столь плохое использование установленной мощности СТК нечасто оказывается приемлемым.

Как правило, в документации на MOSFET приводятся как типовые зависимости $R_{\text{си}}$ от режима работы, так и гарантируемые его значения, т.е. изготовители осуществляют 100% контроль этого параметра на приемосдаточных испытаниях (ПСИ).

Падение напряжения на открытом IGBT складывается из двух компонент: $U_{\text{кэ пров}} = U_0 + R_k \cdot I_k$, где U_0 определяется, в основном, падением напряжения на PN-переходе (база-эмиттерный переход PNP-транзистора на рисунке 3), а R_k — сопротивлением дрейфового N-слоя, поделенным на коэффициент усиления тока PNP-транзистора. Поэтому $U_{\text{кэ пров}}$ не может быть малой величиной (меньше 0,5 В), но зато даже для высоковольтных IGBT и при больших плотностях тока оно остается в пределах единиц вольт (например, 1,7...2,5 В для 1200 В IGBT седьмого поколения IR при токах $I_k = (0,3 \dots 1) \cdot I_{\text{к ном}}$). Это достигается благодаря моду-

ляции проводимости дрейфового слоя неосновными носителями. Например, для вышеуказанных IGBT IR удельное сопротивление R_k уд составляет примерно 10 мОм*см², что на полтора-два порядка лучше, чем у конкурирующих MOSFET. Такая зависимость $U_{\text{кэ пров}}$ от $U_{\text{блок ном}}$ позволяет успешно изготавливать и применять кремниевые IGBT на весьма высокие напряжения, вплоть до 6500 В. Соответственно, производители MOSFET обычно ограничивают свой портфель приборами до 1000...1500 В, полагая, что более высоковольтные транзисторы не получают достаточных объемов применения. Исключением является компания IXYS, выпускающая кремниевые MOSFET на напряжения до 4500 В, но их сопротивление очень велико (23...750 Ом).

Температурная зависимость $U_{\text{кэ пров}}$ слабо выражена, потому что U_0 уменьшается при нагреве, а R_k растет. При малых токах температурный коэффициент напряжения (ТКН) $U_{\text{кэ пров}}$ — отрицательный, а при больших I_k — порядка I_k ном — положительный. IGBT, оптимизированные на минимум потерь в режиме прямой проводимости, могут иметь отрицательный ТКН даже при больших токах, а IGBT, предназначенные для работы в высокочастотных преобразователях, получают положительный ТКН уже при малых токах порядка $(0,01 \dots 0,03) \cdot I_{\text{к ном}}$.

Все современные СТК — как MOSFET, так и IGBT — имеют гарантии на максимально возможные (наихудшие) значения $R_{\text{си}}$ или $U_{\text{кэ пров}}$, соответственно, по крайней мере в одном из возможных режимов работы. Это означает, что изготовители проводят 100% тестирование СТК на ПСИ в отношении их свойств в режиме прямой проводимости. На этой основе разработчики преобразовательной техники могут обоснованно прогнозировать наихудшие условия применения СТК, а изготовители — отличить оригинальные приборы от контрафактных.

Указанные выше зависимости потерь в проводящем состоянии MOSFET и IGBT определяют, что токонесущая способность последних сильнее возрастает при увеличении допустимой мощности $R_{\text{пров}}$. Для MOSFET $I_{\text{с доп}}$ пропорционален $(R_{\text{пров}})^{0,3}$, а для IGBT $I_{\text{к доп}}$ пропорционален $(R_{\text{пров}})^{0,7}$ (на примере **IRG7PH35UPBF** при $I_{\text{к}} = (0,5 \dots 1) \cdot I_{\text{к ном}}$ и $T_{\text{п}} = 150^\circ\text{C}$).

Коммутационные потери

Ограничимся рассмотрением динамических потерь при работе СТК на индуктивную нагрузку с жесткой коммутацией как наиболее часто применяемой в реальных устройствах и нормированной в документации на приборы. Очень интересные и важные вопросы сравнения

свойств основных типов СТК при их использовании совместно с различными цепями формирования траектории рабочей точки (ЦФТРТ) или в резонансных и квазирезонансных схемах преобразования, обеспечивающих мягкое переключение, требуют самостоятельного изучения. Следует отметить, что БТ и тиристоры имеют очень ограниченное применение в схемах с жесткой коммутацией, но для IGBT и, особенно, MOSFET большая величина импульсной мощности на интервалах переключения не является проблемой [8].

Существует распространенное мнение, что по величине динамических потерь IGBT сильно проигрывают MOSFET. Интересно проверить, насколько оно соответствует современной действительности. Любопытно и важно также следующее обстоятельство: процессы при переключении IGBT, сопровождающиеся накоплением и рассасыванием заряда неосновных носителей в дрейфовом N-слое, принципиально сложнее, чем при переключении MOSFET, где все сводится к перезаряду соответствующих емкостей прибора. Поэтому изготовители IGBT вынуждены измерять коммутационные потери и в явной форме приводить их величины в документации на приборы, в т.ч. в виде зависимостей этих потерь от основных параметров режима работы (испытаний) СТК: тока в цепи нагрузки I_n , сопротивления в цепи затвора $R_{затв}$, температуры наиболее нагретой области кристалла $T_{пер}$, напряжения питания $U_{пит}$, напряжения управления. Пользователю MOSFET приходится самостоятельно оценивать их коммутационные потери на основе значений (зависимостей) емкостей и зарядов СТК, приводимых их изготовителем. В результате расчет коммутационных потерь СТК при использовании IGBT неожиданно (парадоксально) оказывается проще, обоснованнее и достовернее, чем в случае MOSFET.

Свойства СТК при переключениях сильно зависят от паразитных параметров монтажа. Даже не очень сильное ухудшение качества монтажа может многократно увеличивать динамические потери [10] и генерируемые электромагнитные помехи. При испытаниях, выполняемых изготовителями СТК, прилагаются значительные усилия по возможной минимизации паразитных параметров схемы и приближению конструкции к идеалу. Но в реальных устройствах преобразовательной техники соображения теоретически правильного выполнения монтажа вступают в жесткое противоречие с требованиями технологичности производства и удобства эксплуатации изделий. Достижение удовлетворительного компромисса между характеристиками преобразователя и

себестоимостью его производства является одной из важнейших задач, решаемых разработчиком изделия. Во всяком случае, следует иметь в виду различие между реально достижимыми значениями коммутационных потерь СТК в серийных преобразователях с приводимыми в datasheet и, особенно, в рекламных материалах.

Потери при включении

Потери при включении СТК принципиально определяются режимом работы преобразователя. В режиме непрерывного тока (РНТ) к моменту очередного включения СТК ток через замыкающий диод еще продолжает протекать, и он представляет собой для включающегося транзистора КЗ-цепь. В режиме прерывистого тока (РПТ) СТК включается при уже закрытом диоде и нулевом токе в цепи нагрузки. В последнем случае потери включения, как правило, невелики по сравнению с $W_{вкл}$. Однако для преобразователей мощностью от сотен ватт и выше при работе с полной нагрузкой практически всегда реализуется РНТ. Происходящие при этом процессы качественно показаны на рисунке 5. Из этого рисунка видно (и анализ фактических зависимостей $W_{вкл}$ от параметров режима работы, приводимых в документации на большинство IGBT и некоторые MOSFET, это подтверждает), что потери в СТК определяются, главным образом, временем рассасывания заряда неосновных носителей в замыкающем диоде (а не свойствами включающегося транзистора). В меньшей степени $W_{вкл}$ зависит от скорости нарастания тока коллектора (стока) СТК. В большинстве случаев при увеличении $(dI_k/dt)_{вкл}$ стк в актуальном диапазоне значений 200...1500 А/мкс величина потерь включения несколько уменьшается. Скорость нарастания тока при включении у IGBT и MOSFET либо примерно одинаковая (если лимитирована преимущественно индуктивностью в цепи эмиттера (истока), общей для управляющей и силовой частей схемы), либо у IGBT она больше (если лимитирована входной емкостью и крутизной характеристики). Поэтому при работе в РНТ на один и тот же замыкающий диод, IGBT, по крайней мере, не проигрывает MOSFET по величине потерь $W_{вкл}$. Другое дело, что для IGBT общепринято проводить испытания и нормировать параметры СТК при включении, используя в качестве замыкающего диода чип, встраиваемый в Co-pack IGBT того же типа, что и испытываемый прибор. Это логично и удобно, поскольку прямо соответствует условиям применения этих СТК в двухтактных (полумостовых) схемах. По соображениям универсальности применения (баланс между величиной прямого падения на

пряжения на диоде, потерями при его обратном восстановлении и «мягкостью» переключения, а, главное — достижением приемлемой себестоимости диода в сравнении с чипом IGBT), в Co-pack используют хотя и достаточно качественные, но все же далеко не рекордные по быстродействию диоды. Это практически единственная причина того, что значения $W_{вкл}$, приводимые в документации на серийные IGBT, выглядят довольно слабо в сравнении с рекламными материалами изготовителей дорогих MOSFET, особенно карбид-кремниевых. Последние испытываются совместно с SiC диодами Шоттки (ДШ), обеспечивающими в актуальных режимах выигрыш в 5...10 раз по важнейшему параметру $I_{обр\ вос}$ (см. рисунок 5), по сравнению с лучшими быстровосстанавливающимися кремниевыми диодами на номинальное блокируемое напряжение 1200 В, применяемыми совместно с IGBT. Но карбид-кремниевые ДШ и стоят на порядок дороже! Если в реальном преобразователе стоит задача принципиального уменьшения $W_{вкл}$, более дешевым может оказаться применение соответствующей ЦФТРТ, радикально облегчающей включение СТК и обеспечивающей выигрыш по потерям энергии в 5...50 раз по сравнению с жесткой коммутацией [11].

Из рассмотрения рисунка 5 можно получить качественные зависимости потерь $W_{вкл}$ от основных параметров режима коммутации. Полагая, что замыкающий диод имеет примерную зависимость максимума тока обратного восстановления $I_{обр\ вос} = K_1 \cdot ((dI_k/dt)_{вкл\ стк})^{0,5}$, что достаточно типично и соответствует поведению диодов, применяемых, например, в Co-pack IGBT IR седьмого поколения на напряжение 1200 В, после упрощений получим приблизи-

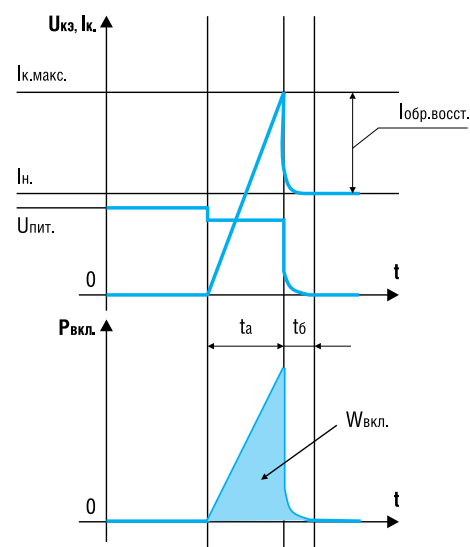


Рис. 5. Процессы при включении СТК (стилизованно)

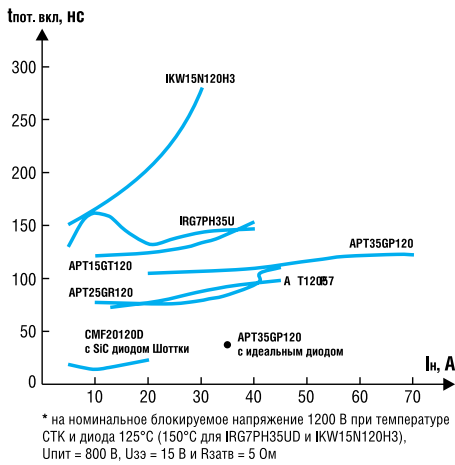


Рис. 6. Зависимость тпот вкл от In для современных СТК*

только $W_{вкл} = (I_n / ((dI_k/dt)_{вкл стк})^{0.5} + K_1)^2 * (U_{пит} / 2) * (1 + K_2 * U_{пит})$

Параметр диода $K_1 = (0,35...1,6) * 10^{-3} (A * c)^{0.5}$. Показатель степени в формуле зависимости $I_{обр вос}$ от $(dI_k/dt)_{вкл стк}$ для некоторых типов диодов может быть больше 0,5 (до 0,7...0,75). По величине $I_{обр вос}$ при $(dI_k/dt)_{вкл стк} = 1 A/нс$ разница в свойствах кремниевых диодов, реально применяемых вместе с «быстрыми» IGBT, достигает 4...5 раз! Подробный анализ современного рынка быстродействующих силовых диодов выходит далеко за рамки настоящей статьи. Но надо отдавать себе отчет, что такое значительное различие в свойствах диодов существует, и что именно этот фактор оказывает доминирующее влияние на $W_{вкл стк}$. Заметим, что даже худшие типы диодов, используемые в составе Co-pak IGBT, имеют многократно лучшие быстродействие и стойкость к быстрому нарастанию напряжения, чем паразитные диоды в структуре конкурирующих MOSFET. Даже специальные типы MOSFET, конструкция которых модифицирована и оптимизирована для улучшения параметров обратного восстановления встроенного диода (торговые марки FREDFET и т.п.), все еще ощутимо хуже, чем применяемые вместе с IGBT.

Параметр K_2 не является константой, но это примерно постоянная для определенного диапазона режимов работы величина. Она сложным образом зависит от скорости переключения СТК (нарастания тока и спада напряжения) и паразитных параметров монтажа. В конечном итоге множитель $(1 + K_2 * U_{пит})$ приводит к сверхлинейной зависимости потерь $W_{вкл}$ от $U_{пит}$. Иногда ту же зависимость представляют в виде $(U_{пит} / U_0)^a$ с показателем степени «а» 1...2. Для 1200 В Trench-FieldStop-IGBT производства Infineon указывается зависимость $W_{вкл}$ пропорционально $(U_{пит})^{1.3...1.4}$ [11], для похожих приборов производства OnSemi $a = 1,5...1,9$.

Вышеуказанная формула не претендует на высокую точность (хотя довольно хорошо соответствует паспортным значениям потерь включения различных IGBT для актуальных диапазонов значений тока нагрузки и скорости нарастания тока СТК), но позволяет в явной форме проследить влияние основных параметров режима работы. По соотношению между K_1 , I_n и $(dI_k/dt)_{вкл стк}$ можно выделить два характерных диапазона. При малых $(dI_k/dt)_{вкл стк} \ll (I_n / K_1)^2$ получаем $W_{вкл} = (U_{пит})^a * (I_n)^2 / (2 * (dI_k/dt)_{вкл стк})$. Это соответствует слишком медленному включению СТК, большой величине потерь и квадратичной зависимости потерь от тока нагрузки. Такого режима стараются избежать путем выбора достаточно малого сопротивления в цепи затвора. Характерным является режим достаточно быстрого включения $(dI_k/dt)_{вкл стк} \geq (I_n / K_1)^2$. Чем больше ток нагрузки и относительно хуже диод (больше значение K_1), тем быстрее должен включаться СТК, чтобы потери в нем не стали чрезмерными. В этом режиме приблизительно $W_{вкл} = (U_{пит})^a * (K_1^2 / 2 + (K_1 * I_n) / ((dI_k/dt)_{вкл стк}))^{0.5}$. Параметр качества диода K_1 прямо определяет величину потерь. При очень малом токе нагрузки потери при включении не зависят от I_n , а далее линейно растут вместе с током. Следовательно, по крайней мере для анализа на этапе сравнения различных типов СТК, зависимость потерь от режима работы обоснованно можно аппроксимировать в виде $W_{вкл} = U_{пит} * I_n * тпот вкл$, где $тпот вкл$ — коэффициент потерь включения при жесткой коммутации, имеющий размерность времени. Помимо свойств замыкающего диода, он зависит от параметров в цепи затвора СТК и температуры. Напряжение включения («затвор — эмиттер») должно быть достаточным для надежного отпирания MOSFET-структуры, но ничего чрезвычайного не требуется. На потери оно влияет опосредованно, через ток в цепи затвора. Для IGBT производства IR седьмого поколения можно в широких пределах управлять скоростью включения СТК, выбирая величину сопротивления в цепи затвора в диапазоне 5...100 Ом. Соответственно, получаем $(dI_k/dt)_{вкл стк} = 250...1500 A/мкс$ (чем меньше сопротивление, тем больше скорость переключения). Уменьшение $R_{затв}$ в указанном диапазоне позволяет снизить величину $W_{вкл}$ почти вдвое. С другой стороны, повышенные значения сопротивления позволяют обойтись более дешевым драйвером управления СТК и уменьшить генерируемые преобразователем электромагнитные помехи. Зависимость потерь от величины $R_{затв}$ можно аппроксимировать в следующем виде:

$W_{вкл}$ (при произв. $R_{затв}$) = $W_{вкл}$ (при $R_{затв} = 10 Ом) * (0,911 + 0,0089 * R_{затв})$

При подъеме температуры 25...150°C потери включения возрастают в темпе 0,4%/град, увеличиваясь в итоге в 1,64 раза. Это происходит, главным образом, вследствие ухудшения, по мере роста температуры, параметров обратного восстановления замыкающего диода, а не из-за включающегося IGBT. Если в схеме преобразователя использовать в качестве замыкающих диодов высококачественные дискретные приборы (не Co-pak с IGBT) на собственном теплоотводе и удерживать их температуру достаточно низкой, можно получить ощутимый выигрыш по $W_{вкл}$. Одновременно открывается возможность полностью использовать высокую допустимую рабочую температуру для IGBT производства IR седьмого поколения (до 175°C) без оглядки на негативное влияние сильного нагрева на потери включения. Коэффициент потерь типичного представителя этой линейки — **IRG7PH35UDPBF** — при номинальном токе 20 А, температуре перехода 150°C, напряжении «затвор-исток» 15 В и сопротивлении в цепи затвора 10 Ом составляет $тпот вкл = 135 нс$.

На рисунке 6 показаны зависимости $тпот вкл$ от I_n для актуальных современных СТК 12-го класса, являющихся представителями линеек быстродействующих IGBT производства IR, Infineon и **APT (Microsemi)**, а также для высококачественного кремниевого MOSFET **APT12057** и популярного карбид-кремниевого MOSFET **CMF20120D** (производства Cree). В широком диапазоне изменения I_n , $тпот вкл$ остаются примерно постоянными или слегка возрастают в хорошем соответствии с теорией. Наблюдаемые на рисунке 6 различия в величине $тпот вкл$ обусловлены разницей свойств диодов, используемых при испытаниях тех или иных СТК. На примере **APT35GP120** можно оценить выигрыш (приблизительно в три раза) по потерям включения СТК, если заменить очень хороший кремниевый диод на идеальный (т.е. с нулевым $I_{обр вос}$).

Уникальным преимуществом IGBT производства IR является 100% тестирование всех приборов на величину $W_{вкл}$ на ПСИ. Большинство других изготовителей IGBT приводят только типовые характеристики коммутационных потерь (только для некоторых новейших IGBT производства Microsemi и STM также осуществляется контроль динамических потерь на ПСИ). Это лишает разработчика преобразователя, применяющего IGBT, возможности оценить, какой режим СТК может быть в худшем случае и останется ли он в допустимых для прибора пределах. Еще сложнее ситуа-

ция для производителя: по-хорошему, он поставлен перед необходимостью организации собственного входного контроля этих параметров, причем остается неопределенность в установлении пороговых значений. Что делать, если значительное количество приборов будет отбраковано на входном контроле? Ведь нет даже формальных оснований для предъявления претензий изготовителю или поставщику СТК! Кроме того, если оговорены только типовые характеристики IGBT, исключена возможность отличить «правильные» приборы от подделок.

Потери при выключении СТК

При выключении СТК ток индуктивной нагрузки заряжает выходную емкость транзистора до напряжения $U_{пит}$ и затем замыкается через шунтирующий диод. Спад тока в силовой цепи СТК происходит после завершения нарастания напряжения, причем IGBT, в отличие от MOSFET, имеет явно выраженный «хвост» тока — сравнительно небольшой по величине, но протекающий в течение длительного периода и медленно спадающий к нулю ток I_k . Он обусловлен процессами рассасывания заряда неосновных носителей в дрейфовой области IGBT. Поскольку «хвост» тока совпадает по времени с приложением к IGBT полного напряжения питания, его вклад в величину $W_{выкл}$ оказывается весьма значительным. Особенно сильно это проявляется при нагреве IGBT. NPT-IGBT, оптимизированные для высокочастотного применения, имеют относительно малую величину тока на участке «хвоста» (единицы процентов от I_n). Trench-FieldStop и, особенно, PT-IGBT имеют начальную величину «хвоста» до 20...50% от I_n , правда, он более короткий по времени. Из-за большого вклада «хвоста» в потери выключения PT-IGBT, они гораздо сильнее страдают от нагрева, чем NPT-IGBT.

Потери выключения сложным образом зависят от параметров режима работы преобразователя, но в первом приближении их удобно представить в виде $W_{выкл} = U_{пит} \cdot I_n \cdot t_{пот\ выкл}$, где $t_{пот\ выкл}$ — коэффициент потерь выключения при жесткой коммутации, имеющий размерность времени. Фактических данных о зависимости потерь выключения современных СТК 12-го класса от $U_{пит}$ немного. Исходя из характера процессов при выключении индуктивной нагрузки, показанных на рисунке 7, можно было бы ожидать небольшой рост $t_{пот\ выкл}$ от $U_{пит}$, особенно при малых I_n . Реально же, при напряжениях 400...800 В, $t_{пот\ выкл}$ либо почти не зависит от $U_{пит}$ (например для **APT35GP120**, **NGTB40N120**), либо слабо уменьшается $t_{пот\ выкл} = (U_{пит})^{0,35}$ (**IKW15N120H3**).

Зависимости $t_{пот\ выкл}$ от I_n для некоторых наиболее быстро выключающихся СТК 12-го класса представлены на рисунке 8. Потери соответствуют режиму работы $U_{пит} = 800$ В, $R_{затв} = 5$ Ом, $T_n = 125^\circ\text{C}$. «Команда» IGBT представлена сверхбыстрыми NPT-приборами. Также показаны характеристики быстродействующего кремниевого MOSFET и самого популярного на сегодняшний день карбид-кремниевый MOSFET (для него потери указаны при $R_{затв} = 7,5$ Ом, поскольку из документации изготовителя не очевидно, допустимо ли его использовать при меньших сопротивлениях в цепи затвора). Даже заслуженный ветеран 5-го поколения **IRGP20B120U**, представленный более 12 лет тому назад, выглядит достаточно уверенно. IGBT, разработанные в последние годы, по потерям выключения в режиме жесткой коммутации практически не уступают специальным быстродействующим Si-MOSFET, или даже превосходят их (при больших токах I_n), а относительно SiC-MOSFET — проигрыш не превышает 1,5 раз! Важно отметить, что такие высокие характеристики выключения IGBT достигаются без существенного ухудшения параметров режима проводимости. Примечательно, что рост потерь новых IGBT с ростом температуры составляет всего 12...13% (при нагреве 25...125°C), что свидетельствует о радикальном решении проблемы «хвоста» тока. Итак, можно констатировать, что IGBT в своем совершенствовании практически нивелировали потенциальное преимущество MOSFET по $W_{выкл}$ (по крайней мере, среди СТК 12-го класса). Потери выключения, как правило, сверхлинейно растут с током нагрузки, особенно для MOSFET. Потери быстродействующих СТК сильно зависят от величины сопротивления в цепи затвора, что надо учитывать при их сравнении между собой (необходимо пересчитывать потери к одинаковому значению $R_{затв}$) и при применении. Особенно чувствителен к $R_{затв}$ карбид-кремниевый MOSFET (потери выключения возрастают на 20% всего лишь при увеличении сопротивления $R_{затв}$ 7,5...11,8 Ом). Сильная зависимость коммутационных потерь от $R_{затв}$ косвенно свидетельствует об особо высоких требованиях этих СТК к параметрам монтажа для удержания значения $W_{выкл}$ на уровне, близком к указанному в технической характеристике.

Сравнивая рисунки 6 и 8, можно видеть, что типичные значения потерь включения СТК значительно больше, чем выключения (при PNT, жесткой коммутации, использовании кремниевого замыкающего диода адекватной стоимости). В этих условиях рекордно высокие характеристики $W_{выкл}$ могут

не дать заметного выигрыша по токонесущей способности и частотному потенциалу СТК. Поэтому также широко востребованы IGBT, у которых баланс характеристик смещен в сторону достижения меньшего падения напряжения в режиме проводимости ценой некоторого ухудшения потерь выключения (примерно до уровня, равного или чуть лучше, чем $W_{вкл}$). На рисунке 9 показаны зависимости $t_{пот\ выкл}$ от I_n для некоторых представителей линеек высококачественных PT-IGBT и Trench-FieldStop-IGBT производства IR (7-ое поколение), Infineon и APT. Приборы других производителей (**IXYS**, **Fairchild**, **STM**, **OnSemi**, **Renesas**, **Toshiba**) имеют похожие или, чаще, несколько худшие ха-

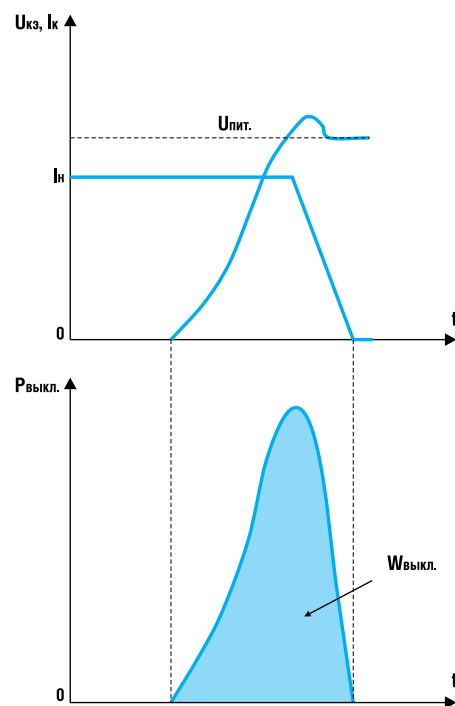
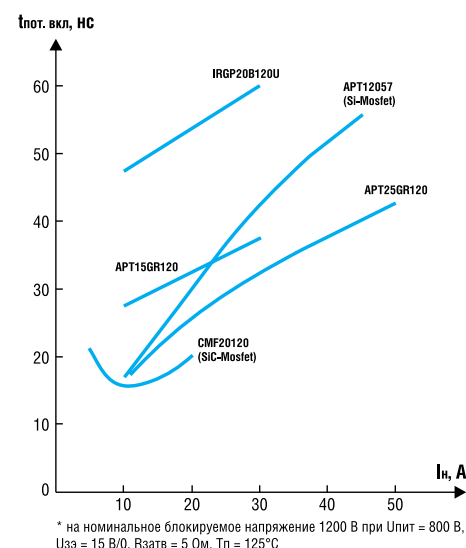


Рис. 7. Процессы при выключении СТК (стилизовано)



* на номинальное блокируемое напряжение 1200 В при $U_{пит} = 800$ В, $U_{за} = 15$ В/0, $R_{затв} = 5$ Ом, $T_n = 125^\circ\text{C}$

Рис. 8. Зависимость $t_{пот\ выкл}$ от I_n для лучших по этому параметру современных СТК*

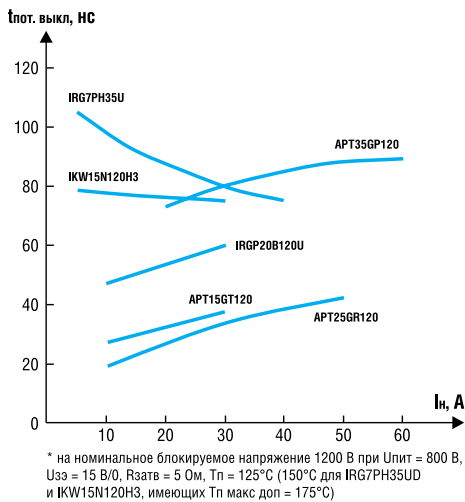


Рис. 9. Зависимость $t_{\text{пот. выкл}}$ от I_n для современных IGBT*

рактические характеристики. Для наглядности на рисунке 9 показаны также зависимости для сверхбыстрых NPT. Режим, при котором происходит сравнение, тот же, что на рисунке 8. Для IGBT, у которых максимально допустимая температура составляет 175°C (**IRG7PH35U** и **IKW15N120H3**), потери представлены при $T_p = 150^\circ\text{C}$. Как видно, параметр $t_{\text{пот. выкл}}$ для многих актуальных типов IGBT остается примерно постоянным в широком диапазоне изменения тока нагрузки, что свидетельствует об адекватности представления $W_{\text{выкл}}$ в виде $U_{\text{пит}} \cdot I_n \cdot t_{\text{пот. выкл}}$, по крайней мере, для целей обобщенного сравнения различных СТК между собой.

Чем больший вклад в величину $W_{\text{выкл}}$ вносит «хвост», тем сильнее проявляется ее температурная зависимость. Для NPT-IGBT, оптимизированных на минимум коммутационных потерь, типичен рост $W_{\text{выкл}}$ в 1,3...1,4 раза в диапазоне $25...125^\circ\text{C}$. В новейших разработках удается уложиться даже в 13%. Для быстродействующих Trench-FieldStop-IGBT при нагреве от 25 до 175°C потери выключения возрастают вдвое. У PT-IGBT они увеличиваются с температурой быстрее всего. Например, для **APT35GP120** рост температуры всего лишь до 125°C увеличивает $W_{\text{выкл}}$ в 2,5...2,6 раза (относительно 25°C). Степень влияния $R_{\text{затв}}$ на потери выключения проявляется у различных IGBT неодинаково. Некоторые могут эффективно работать при достаточно большом сопротивлении (**IKW15N120H3** увеличивает потери менее, чем на 10%, в диапазоне значений $R_{\text{затв}}$ 10...50 Ом). Большинство IGBT все же предпочтительно для применения с хорошими драйверами, поскольку рост $W_{\text{выкл}}$ при переходе 5...50 Ом составляет от 30% до 2,4 раз. Но, в любом случае, IGBT, благодаря меньшей емкости и большей крутизне, гораздо более толерантны к повышенным значениям

$R_{\text{затв}}$, чем MOSFET. Например, у быстродействующего MOSFET **APT12057** в диапазоне изменения $R_{\text{затв}}$ 5...50 Ом потери выключения увеличиваются в 7,5...8 раз!

Преимущества IGBT от IR в части наличия гарантий на величину динамических потерь и выгоды, которые они обеспечивают разработчикам и изготовителям устройств преобразовательной техники, указанные при обсуждении $W_{\text{вкл}}$, в полной мере относятся и к $W_{\text{выкл}}$. Дополнительно следует отметить, что относительно часто подделки IGBT заключаются в перемаркировке приборов, предназначенных для низкочастотных применений, на как бы более высокочастотные типы. Последние сложнее в производстве и, в целом, дороже. В этом заключается интерес производителей. К тому же, низкочастотные версии IGBT имеют меньшее падение напряжения — параметр, по которому проверяют СТК при упрощенном входном контроле, что делает подделку привлекательной. Они могут иметь меньший размер чипа и все равно укладываются в нормы по $U_{\text{кэ}}$ пров. А то, что такие приборы имеют многократно большие коммутационные потери (в первую очередь — $W_{\text{выкл}}$), остается незамеченным и выявится только в процессе производства преобразователей. Важно, что отсутствие проверки динамических потерь на ПСИ изготовителем и, соответственно, установления их граничных значений в худшем случае, исключает возможность отличить заводской контрафакт от просто неудачной партии легальной продукции. Обсуждение возникающих при этом коллизий далеко выходит за рамки этой статьи.

Вследствие паразитных параметров приборов и монтажа при жестком выключении СТК, несмотря на наличие замыкающего диода, возникает кратковременный выброс напряжения, существенно превышающий $U_{\text{пит}}$. Для надежной работы IGBT импульс перенапряжения не должен превышать значения номинального блокируемого напряжения прибора. Если транзистор имеет гарантии по стойкости к лавинному пробую, можно допускать меньший запас по напряжению. К сожалению, лишь немногие типы современных IGBT могут выдерживать лавинный пробой (в то же время все MOSFET — лавиностойкие до энергий порядка сотен миллиджоулей). Величина перенапряжения определяется скоростью уменьшения тока коллектора при выключении (dI_k/dt) $_{\text{выкл}}$ стк и полной индуктивностью цепи ограничения напряжения. В свою очередь, (dI_k/dt) $_{\text{выкл}}$ стк зависит от величины отключаемого IGBT тока I_n и параметров в цепи управления (сопротивление $R_{\text{затв}}$ и запирающее напряжение $U_{\text{зэ}}$). Влияет даже длительность интервала прово-

димости IGBT перед выключением: если он очень короткий, то дырки не успевают накопиться в дрейфовой N-области и последующее выключение тока происходит более энергично, вызывая большее перенапряжение [11]. Чем быстрее выключается IGBT (что важно для уменьшения потерь), тем больше выброс $U_{\text{кэ}}$. Ситуация усугубляется по мере увеличения значений токов, с которыми приходится работать IGBT: уменьшить индуктивность ниже 15...20 нГн практически нереально, а (dI_k/dt) $_{\text{выкл}}$ стк растет вместе с I_n . Самым тяжелым является режим отключения тока КЗ. Для модулей IGBT, работающих с токами в сотни ампер, приходится значительно уменьшать значение допустимого напряжения $U_{\text{пит}}$ по сравнению с номинальным блокируемым напряжением (например, до 800 В для 1200 В IGBT) [11], или использовать чипы, оптимизированные на «мягкость» выключения, даже в ущерб величине потерь при этом [8,11]. Кроме того, используют специальные алгоритмы управления при отключении КЗ, ограничивающие (dI_k/dt) $_{\text{выкл}}$ стк и, в конечном итоге, величину перенапряжения [11]. Дискретные IGBT не так сильно подвержены этим проблемам (меньше токи и меньше размеры), но для простоты и удобства применения, а также для снижения уровня электромагнитных помех, создаваемых преобразователем, мягкое выключение за счет плавного уменьшения I_k важно и для этого класса приборов. Такими свойствами обладает, например, линейка 1200 В IGBT седьмого поколения от IR [12]: при жесткой коммутации номинального тока выброс напряжения не превышает 100 В над напряжением питания. Примечательно, что мягкость выключения этих СТК достигается без серьезного ущерба по величине потерь $W_{\text{выкл}}$.

Целевые области применения IGBT

Рассмотрев современное состояние конкуренции различных типов приборов в качестве СТК 12-го класса, можно попытаться дать оценку их целевых областей применения. Краткое резюме: по $U_{\text{кэ}}$ пров у IGBT серьезное преимущество над MOSFET, по потерям при включении — примерный паритет, по потерям выключения — от паритета до многократного проигрыша (имеется широкий выбор различных модификаций IGBT, предлагающих варианты компромисса характеристик потерь в режиме проводимости и при переключениях; при необходимости стойкости IGBT к КЗ, можно без проблем подобрать соответствующие приборы). По удельной себестоимости производства IGBT несколько дороже «обычных» кремниевых MOSFET и кратно дешевле, чем Superjunction-MOSFET (особенно, если рассматривать приборы высоких клас-

сов напряжения, поскольку для IGBT сложность изготовления слабо зависит от номинального напряжения, а для Superjunction-MOSFET линейно растет с напряжением).

При низкой частоте переключения выбор определяется исключительно сравнением потерь в режиме проводимости. Для этого применения граница раздела между IGBT и MOSFET в настоящее время находится примерно на напряжениях $U_{\text{блок ном}} = 300 \dots 600 \text{ В}$. Неопределенность оценки обусловлена возможными особенностями режимов работы (скважность включения СТК, ПВ преобразователя, отношение импульсного тока к среднему значению и т.д.), критериев при сравнении (минимум цены, минимум потерь и т.д.) и незаполненностью конкурирующих линеек приборов. В этом противостоянии в «команде» MOSFET на первые роли постепенно вышли Superjunction-приборы.

Если частота работы СТК достаточно велика, чтобы динамическими потерями нельзя было пренебречь, то выбор прибора на максимум токонесущей способности при заданной частоте переключений СТК F_k производится по минимуму критерия:

$$K_{\text{пот}} = (D/U_{\text{пит}}) \cdot U_{\text{кэ пров}} + (t_{\text{пот вкл}} + t_{\text{пот выкл}}) \cdot F_k,$$

где $K_{\text{пот}}$ — комплексный безразмерный критерий потерь;

D — коэффициент заполнения периода работы СТК режимом проводимости.

Для MOSFET вместо $U_{\text{кэ пров}}$ используем выражение $R_{\text{си}} \cdot I_{\text{эфф}} \cdot (I_{\text{эфф}}/I_{\text{н}})$, где $I_{\text{эфф}}$ — эффективное значение тока через MOSFET на интервале проводимости (задаваясь при этом примерными значениями $I_{\text{эфф}}$ и $I_{\text{н}}$; в любом случае, процесс сравнения и выбора СТК носит итерационный характер).

Среди 1200 В IGBT уже имеются приборы, которые могут по величине $(t_{\text{пот вкл}} + t_{\text{пот выкл}})$ не уступить лучшим MOSFET. Следовательно, по токонесущей способности они в принципе конкурентоспособны на сколь угодно высоких частотах F_k . Другое дело, что при $F_k \gg (D \cdot U_{\text{кэ пров}}) / (U_{\text{пит}} \cdot (t_{\text{пот вкл}} + t_{\text{пот выкл}}))$ преимущество IGBT по $U_{\text{кэ пров}}$ полностью обесценивается и выбор в пользу MOSFET может быть обусловлен такими факторами, как:

- более полная линейка MOSFET по $U_{\text{блок ном}}$ в диапазоне до 1200 В;

- зачастую меньшая цена MOSFET из-за более простого техпроцесса изготовления или больших объемов выпуска;

- лучшая стойкость MOSFET к перегрузкам (перенапряжения выше $U_{\text{блок ном}}$ с небольшой энергией, внутренние неисправности в преобразователе, внешние КЗ и их отключение);

- в целом лучшая «восприимчивость» MOSFET к выгодам от мягкой коммутации [11];

- меньшая опасность встретить искусную подделку, особенно в части коммутационных потерь;

- предрассудки и мифы в отношении IGBT.

Поэтому целесообразная область применения IGBT все же соответствует диапазону частот $F_k \leq (0,5 \dots 1) \cdot (D \cdot U_{\text{кэ пров}}) / (U_{\text{пит}} \cdot (t_{\text{пот вкл}} + t_{\text{пот выкл}}))$. Для IGBT 12-го класса (при жесткой коммутации и PHT) это соответствует частотам до 10 кГц (быстродействующие PT-IGBT и Trench-FieldStop-IGBT) и до 20...25 кГц (ультрабыстрые NPT-IGBT). Даже для карбид-кремниевых MOSFET рациональная область частот в этих условиях ограничена всего лишь 40 кГц. Использование СТК на сравнительно невысоких частотах и, соответственно, преобладание в общем балансе потерь $R_{\text{пров}}$, помимо возможности увеличения рабочего тока преобразователя, предпочтительно по следующим соображениям:

- потери $R_{\text{пров}}$ лучше нормированы и проверены при производстве СТК, нежели динамические;

- $R_{\text{пров}}$ проще контролировать при изготовлении и эксплуатации преобразователя;

- они имеют значительно меньшую дисперсию, чем динамические потери (для $U_{\text{кэ пров}}$ или $R_{\text{си}}$ обычное отношение максимально возможного значения к типовой величине составляет 1,2...1,25, в то время как для коммутационных потерь — там, где наихудшие значения вообще нормируются, — это отношение достигает 1,4...2);

- у IGBT $R_{\text{пров}}$ имеет значительно меньший температурный коэффициент, чем для динамических потерь (как указывалось выше, на примере **APT35GP120**, температурный коэффициент потерь выключения может достигать +1%/град и это еще не самый худший случай; если коммутационные потери дают основной нагрев прибора, легко можно попасть на электротепловой саморазгон СТК с как бы беспричинными, «необъяснимыми» отказами).

Для СТК на $U_{\text{блок ном}} = 600 \text{ В}$ область частот эффективного применения существенно шире, чем для приборов на 1200 В (вдвое меньше $U_{\text{пит}}$, ощутило меньше $(t_{\text{пот вкл}} + t_{\text{пот выкл}})$, несущественно меньше $U_{\text{кэ пров}}$ — итоговый выигрыш по приемлемым значениям F_k в 2...3 раза, с возможностью работать вплоть до 50...100 кГц). Наоборот, для СТК с $U_{\text{блок ном}} \geq 1700 \text{ В}$ приходится мириться с необходимостью использовать их только на сравнительно низких частотах.

При применении в целесообразном для себя диапазоне частот, IGBT по всем критериям эффективнее MOSFET: может нести больший ток, имеет меньшие потери, дешевле, предъявляет более легкие требования к драйверу.

Определенно предпочтительная область применения IGBT — двухтактные импульсные усилители мощности (полумосты, стойки) с жесткой коммутацией и PHT (для них обеспечить мягкую коммутацию в общем случае значительно труднее, чем в одноконтурных схемах). Конкурирующие с IGBT MOSFET имеют весьма разочаровывающие характеристики встроенных (паразитных) диодов. Помимо медленного восстановления блокирующих свойств после протекания через них прямого тока и малой стойкости к быстрому нарастанию напряжения, эти диоды крайне сложно эффективно зашунтировать внешним, параллельно включенным им диодом. Практически не остается ничего другого, как отсекать весь MOSFET последовательно включенным с ним низковольтным ДШ (встречно паразитному диоду MOSFET) и уже параллельно этой цепочке силовых приборов подключать быстровыключающийся замыкающий диод. Понятно, что ни по потерям в режиме проводимости, ни по стоимости, ни по паразитным параметрам монтажа такой гибрид не может конкурировать с Co-pack IGBT. В некоторых случаях, при сравнительно невысокой рабочей частоте и пограничных значениях напряжения ($U_{\text{блок ном}} \leq 500 \dots 600 \text{ В}$, $U_{\text{пит}} \leq 400 \text{ В}$), более-менее конкурентоспособными могут быть MOSFET с улучшенными свойствами паразитного диода, но при больших напряжениях безраздельно царствуют IGBT. Ориентировочные характеристики инвертора напряжения, реализованного на основе 1200 В Co-pack IGBT седьмого поколения производства IR **IRG7PH42UD**, работающего при напряжении питания

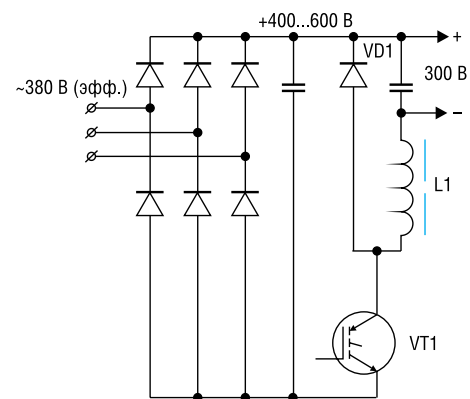


Рис. 10. Упрощенная схема стабилизирующего понижающего импульсного регулятора напряжения (ИРН) для питания различных нагрузок мощностью до нескольких кВт от трехфазной сети 380 В

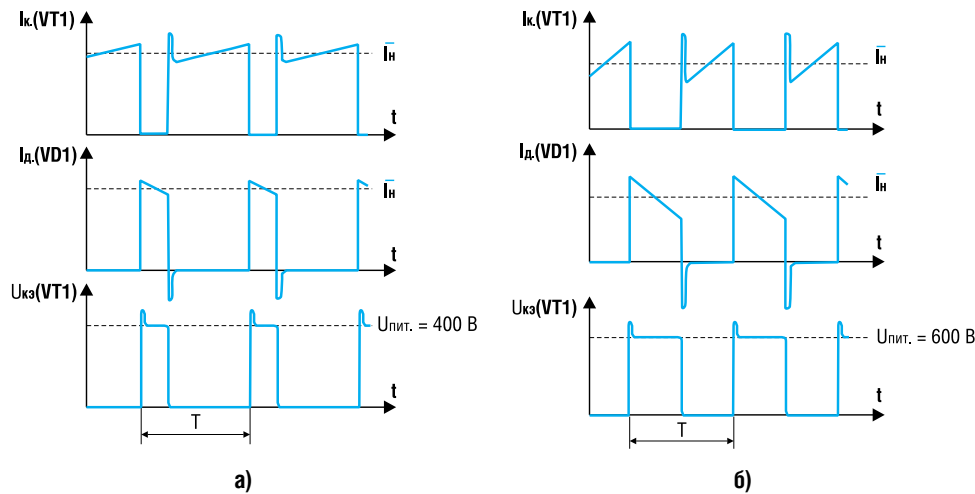


Рис. 11. Процессы в ИРН: а) при $U_{пит} = 400 \text{ В}$; б) при $U_{пит} = 600 \text{ В}$

$U_{пит} = 2 \cdot 400 \text{ В}$ и частоте ШИМ $F_k = 20 \text{ кГц}$, приведены в [12]. Инвертор имеет приемлемые потери в СТК (вместе с замыкающими диодами) вплоть до нагрузок $20 \text{ А (эфф)} \cdot 230 \text{ В} = 4,6 \text{ кВт} \cdot \text{А}$ (на фазу). При этом, в структуре потерь преобладают динамические, т.е., по-хорошему, следует понизить частоту ШИМ до обычных для электроприводов значений $4 \dots 8 \text{ кГц}$.

Пример сравнения СТК 12 класса в реальной схеме

Всегда интересно, помимо абстрактных оценок, «пощупать», какие характеристики могут быть получены при использовании сравниваемых приборов в той или иной реальной схеме применения. Чтобы результаты были наглядными, целесообразно рассматривать простую в расчетном отношении схему. В то же время она должна быть, по возможности, актуальной для обсуждаемых СТК.

Как отмечалось выше, предпочтительный частотный диапазон применения IGBT 12-го класса при жесткой коммутации ограничивается пределами

$10 \dots 20 \text{ кГц}$. Для многих преобразователей требуемая частота переключений значительно выше: либо вследствие особенностей решаемой ими задачи, либо по соображениям улучшения массогабаритных и стоимостных показателей реактивных компонентов. Работа на повышенных частотах значительно проще для СТК с $U_{блок ном} = 500 \dots 600 \text{ В}$, нежели 1200 В . Но они могут использоваться только до напряжения $U_{пит} \leq 400 \dots 450 \text{ В}$, причем, при любых перенапряжениях в сети должно с запасом выполняться условие $U_{блок ном} \geq U_{пит макс}$. Поэтому в случае питания преобразователя от трехфазной сети переменного тока номинальным напряжением 400 В (эфф) представляет интерес двухступенчатое преобразование энергии (рисунок 10). На первой ступени пульсирующее напряжение, после трехфазного мостового выпрямителя, преобразуется понижающим ИРН до стабилизированного уровня $U_{вых} = 300 \text{ В}$. Будем полагать рабочий (расчетный) диапазон входного напряжения ИРН равным $400 \dots 600 \text{ В}$. Вне этого диапазона преобразователь длительно не работает, или же система управления настолько ограничивает мощность, что величина потерь СТК становится заведомо меньше, чем в рабочем диапазоне напряжений. Полагаем также, что имеется подсистема ограничения напряжения на шинах (при перенапряже-

Таблица 1. Характеристики ИРН с различными СТК 1200 В

Наименование	Технология	$R_{т к-р} + R_{т р-ос}, \text{ К/Вт}$	$T_{п расч}, \text{ }^\circ\text{C}$	$R_{стк}, \text{ Вт}$	$F_k \text{ гр}, \text{ кГц}$	(In ср) тип на частоте, А			(In ср) худш, А	
						$F_k \ll F_k \text{ гр}$	$F_k = F_k \text{ гр}$	20 кГц	$F_k \ll F_k \text{ гр}$	20 кГц
IRG7PH35UD	Trench-FS-IGBT	0,4+1	150	52,4	6,7	28	21	14	25	11,7
IKW15N120H3	Trench-FS-IGBT	0,4+1	150	52,4	10,9	21	18	13,5	19	Нет гарантий
IRGP20B120UD	Ultrafast NPT-IGBT	0,4+1	125	46,7	16	17	14	12,5	15,5	10,7
APT35GP120	Ultrafast PT-IGBT	0,3+0,5	125	82,5	11,5	36	30,5	24	32	Нет гарантий
APT12057	Ultrafast Si-MOSFET	0,25+0,4	125	102,4	57	17	15	16	15	Примерно 14
CMF20120D	SiC-MOSFET	0,25+0,4	110	55,6	47	29	24,5	23	26	Примерно 21
STW6N120K3	SJ-MOSFET	0,5+1,5	125	30	Примерно 100	2,9	Примерно 2,6	Примерно 2,8	2,7	Примерно 2,5

Примечания к таблице:

- Условия применения: $U_{зэ}(U_{зи}) = 15 \text{ В}/0$; $R_{затв} = 5 \text{ Ом}$ (или $R_{затв} = \text{минимум}$, для тех СТК, у которых это значение больше 5 Ом); $T_{ос} = 40^\circ\text{C}$ – температура окружающей среды, в которую отводится выделяемое СТК тепло;
- $R_{т к-р}$ – тепловое сопротивление между корпусом СТК и радиатором;
- $R_{т р-ос}$ – тепловое сопротивление между радиатором и окружающей средой (тепловые сопротивления выбраны из соображений адекватной стоимости подсистемы охлаждения относительно цены собственно СТК; для более дорогих СТК приняты несколько лучшие значения тепловых сопротивлений, поскольку это технически реализуемо и улучшает интегральные характеристики преобразователя);
- $T_{п расч} = (T_{п макс доп} - 25^\circ\text{C})$ – расчетная температура СТК в наиболее тяжелом режиме при продолжительной работе;
- $R_{стк} = (T_{п расч} - T_{ос}) / (R_{т к-р} + R_{т р-ос})$ – полная мощность, рассеиваемая СТК в наиболее тяжелом режиме при продолжительной работе;
- $F_k \text{ гр}$ – граничная частота коммутации СТК, при которой статические и динамические потери равны между собой;
- (In ср)тип – среднее значение выходного тока ИРН с данным СТК при определенной частоте (расчет по типовым параметрам СТК);
- (In ср)худш – среднее значение выходного тока ИРН с данным СТК при определенной частоте (расчет по гарантируемым в худшем случае параметрам СТК).

Таблица 2. IGBT седьмого поколения производства International Rectifier

Наименование	Uкэк, В	Корпус	Схема прибора	Рекомендуемый частотный диапазон применения, кГц	Iк макс доп, А при Tкорп=100°С	Uкэ отгр, В при Tп=25°С (макс.)
IRG7I313U	330	TO220FP	IGBT	8...30	10	1,45
IRG7P313U	330	TO247AC	IGBT	8...30	20	1,45
IRG7R313U	330	DPAK	IGBT	8...30	20	1,45
IRG7S313U	330	D2PAK	IGBT	8...30	20	1,45
IRG7I319U	330	TO220FP	IGBT	8...30	15	1,45
IRG7S319U	330	D2PAK	IGBT	8...30	20	1,43
IRG7IA13U	360	TO220FP	IGBT	8...30	10	1,52
IRG7RA13U	360	DPAK	IGBT	8...30	20	1,52
IRG7IA19U	360	TO220FP	IGBT	8...30	15	1,52
IRG7PA19U	360	TO247FP	IGBT	8...30	26	1,52
IRG7IC18FD	600	TO220FP	IGBT+диод	1...8	7,5	1,85
IRG7IC20FD	600	TO220FP	IGBT+диод	1...8	8	1,85
IRG7IC23FD	600	TO220FP	IGBT+диод	1...8	9	1,85
IRG7IC28U	600	TO220FP	IGBT	8...30	12	1,95
IRG7PC28U	600	TO247FP	IGBT	8...30	33	1,95
IRG7IC30FD	600	TO220FP	IGBT+диод	1...8	12	1,85
IRG7RC07SD	600	DPAK	IGBT+диод	0...1	8,5	1,5
IRG7RC10FD	600	DPAK	IGBT+диод	1...8	9	1,85
IRGP4266	650	TO247AC	IGBT	0...1	90	2,1
IRGP4266-E	650	TO247AD	IGBT	0...1	90	2,1
IRGP4263	650	TO247AC	IGBT	8...30	60	2,1
IRGP4263-E	650	TO247AD	IGBT	8...30	60	2,1
IRG7PH28UD1	1200*	TO247AC	IGBT+диод	8...30	15	2,3
IRG7PH28UD1M	1200*	TO247AD	IGBT+диод	8...30	15	2,3
IRG7PH30K10	1200	TO247AC	IGBT	4...20	23	2,35
IRG7PH30K10D	1200	TO247AC	IGBT+диод	4...20	16	2,35
IRG7PH35U	1200	TO247AC	IGBT	8...30	35	2,2
IRG7PH35U-E	1200	TO247AD	IGBT	8...30	35	2,2
IRG7PH35UD	1200	TO247AC	IGBT+диод	8...30	25	2,2
IRG7PH35UD-E	1200	TO247AD	IGBT+диод	8...30	25	2,2
IRG7PH35UD1	1200*	TO247AC	IGBT+диод	8...30	25	2,2
IRG7PH35UD1-E	1200*	TO247AD	IGBT+диод	8...30	25	2,2
IRG7PH35UD1M	1200*	TO247AD	IGBT+диод	8...30	25	2,2
IRGPH42U	1200	TO247AC	IGBT	8...30	60	2,0
IRGPH42U-E	1200	TO247AD	IGBT	8...30	60	2,0
IRGPH42UD	1200	TO247AC	IGBT+диод	8...30	45	2,0
IRGPH42UD-E	1200	TO247AD	IGBT+диод	8...30	45	2,0
IRGPH42UD1	1200*	TO247AC	IGBT+диод	8...30	45	2,0
IRGPH42UD1-E	1200*	TO247AD	IGBT+диод	8...30	45	2,0
IRGPH42UD1M	1200*	TO247AD	IGBT+диод	8...30	45	2,0
IRG7PH46U	1200	TO247AC	IGBT	8...30	75	2,0
IRG7PH46U-E	1200	TO247AD	IGBT	8...30	75	2,0
IRG7PH46UD	1200	TO247AC	IGBT+диод	8...30	57	2,0
IRG7PH46UD-E	1200	TO247AD	IGBT+диод	8...30	57	2,0
IRG7PH50U	1200	TO247AC	IGBT	8...30	90	2,0
IRG7PH50U-E	1200	TO247AD	IGBT	8...30	90	2,0
IRG7PH50K10D	1200	TO247AC	IGBT+диод	4...20	50	2,4
IRG7PH50K10D-E	1200	TO247AD	IGBT+диод	4...20	50	2,4
IRG7PSH50UD	1200	TO247AA	IGBT+диод	8...30	70	2,0
IRG7PSH73K10	1200	TO247AA	IGBT	4...20	130	2,3

* — допускает повторяющиеся импульсные перенапряжения до 1300 В.

ниях в питающей сети), обеспечивающая выполнение условия $U_{пит макс} \leq U_{блок ном} = 1200 В$ и умеренную скорость нарастания $U_{пит}$ при перенапряжении (на рисунке 10 не показана). Двухкратный запас по $U_{блок ном}$ СТК относительно

максимального рабочего напряжения питания обеспечивает не слишком обременительные требования к ограничителю перенапряжений (использование СТК более низких классов — даже лавинно-стойких — вызовет серьезное осложне-

ние «ограничителя» с соответствующим ростом его стоимости). Полагаем, что система управления СТК надежно выключает его при опасном повышении $U_{пит}$ задолго до достижения $U_{кэ имп} = U_{блок ном}$. Значения рабочего диапазо-

на по Упит и выходного $U_{вых}$ напряжений ИРН намеренно выбраны «круглыми»: для прозрачности расчетов и чтобы подчеркнуть, что это все-таки пример, а не полноценный проект, хотя они довольно близко соответствуют реальным требованиям. Вторая ступень преобразователя (на рисунке 10 не показана) питается от стабилизированного напряжения 300 В и без проблем реализуется на СТК 5...6 классов, что позволяет ей работать на частотах до 100 кГц даже при жесткой коммутации. Конденсатор на шинах Упит (скорее всего, пленочный полипропиленовый) должен обеспечивать импульсный ток, потребляемый ИРН, но от него не требуется сглаживание пульсаций частотой 300 Гц.

Процессы, протекающие в ИРН при крайних значениях рабочего диапазона напряжений Упит, показаны на рисунке 11. ИРН работает на частоте ШИМ F_k . Средний ток дросселя L_1 равен I_n ср. Соответственно, выходная мощность ИРН равна ($U_{вых} \cdot I_n$ ср). СТК (VT1) открыт в течение времени $t_{пров} = U_{вых} / (U_{пит} \cdot F_k)$. За это время ток дросселя возрастает на $\Delta I_L = U_{вых} \cdot (1 - U_{вых} / U_{пит}) / (F_k \cdot L_1)$. В момент очередного включения СТК ток дросселя минимален: $I_{вкл\ стк} = I_n$ ср $-(\Delta I_L) / 2$. Максимальный ток протекает через дроссель в момент выключения СТК $I_{выкл\ стк} = I_n$ ср $+(\Delta I_L) / 2$. Соответствующие значения $I_{вкл\ стк}$ и $I_{выкл\ стк}$ используются при расчете коммутационных потерь $W_{вкл}$ и $W_{выкл}$. Статические потери СТК максимальны при минимальном Упит, поскольку при этом транзистор дольше проводит ток. Динамические потери СТК в общем случае больше при максимальном Упит, поскольку они пропорциональны Упит, иногда даже сверхлинейно. Впрочем, для ключей, у которых (в комбинации с определенным типом замыкающего диода VD1) $t_{пот\ вкл} \gg t_{пот\ выкл}$, возможен любопытный эффект: если отношение ($t_{пот\ вкл} / t_{пот\ выкл}$) превышает пороговое значение $(2 \cdot U_{вых} + I_n \text{ ср} \cdot F_k \cdot L_1) / (2 \cdot U_{вых} - I_n \text{ ср} \cdot F_k \cdot L_1)$, то суммарные динамические потери СТК не растут, а уменьшаются при увеличении Упит, поскольку приближение $I_{вкл\ стк}$ к нулю ведет к опережающему выигрышу по $W_{вкл}$. Чем больше относительные пульсации тока дросселя ΔI_L в сравнении со средним значением I_n ср, т.е. чем сильнее РНТ приближается к границе с РПТ, тем явственнее проявляется эффект. Это — общая закономерность, в предположении, что коэффициенты потерь $t_{пот\ вкл}$ и $t_{пот\ выкл}$ не зависят от тока (см. рисунки 6, 8 и 9).

Характеристики ИРН (рисунок 10) с различными СТК 1200 В представлены в таблице 1.

IGBT седьмого поколения производства IR

International Rectifier имеет, пожалуй, наибольший опыт разработки и производства высококачественных IGBT, который воплотился в создание приборов 7-го поколения. Наибольший интерес среди них представляют две серии IGBT 12-го класса. Они изготовлены по наиболее прогрессивной на сегодняшний день технологии обработки особо тонких пластин кремния, имеют Trench-MOSFET-структуру и оптимизированный профиль легирования кристалла FieldStop [12]. Это обеспечивает хороший баланс характеристик приборов как в режиме проводимости тока, так и при переключениях. Все важнейшие характеристики СТК подвергаются 100% контролю на ПСИ, причем установлены достаточно жесткие нормы годности. В завершении испытаний все приборы проверяются на отключение тока коллектора, вчетверо превышающего I_k ном при напряжении ограничения $U_{кэ\ огр} = 960$ В. Такой жесткий тест способны пройти только реально качественные приборы, не имеющие каких-либо слабых мест в своей конструкции [12]. В отличие от большинства конкурентов, компания International Rectifier выделила IGBT, имеющие нормированную стойкость к КЗ в цепи нагрузки, в самостоятельную линейку приборов. Если по смыслу применения IGBT «близкое» короткое замыкание маловероятно (последовательно с СТК включен дроссель, ограничивающий скорость изменения тока до безопасных значений, которые без проблем обрабатываются штатным контуром регулирования тока), рекомендуется применять серию **U**. По сравнению с приборами серии **K10**, выдерживающими КЗ в течение, по крайней мере, 10 мкс при $U_{кэ} = 600$ В и $T_p = 150^\circ\text{C}$, IGBT из линейки **U** имеют на 300 мВ меньшее прямое падение напряжения при паритете по коммутационным свойствам [12]. Выигрыш на 15% — серьезный бонус для пользователя! Серия **K10** предназначена, преимущественно, для применения в электроприводах. $U_{кэ\ пров}$ IGBT 7-го поколения на 1200 В имеет, при токах порядка I_k ном, небольшой положительный температурный коэффициент. Он не сильно увеличивает потери режима проводимости при нагреве, совершенно безопасен в отношении электротеплового разгона, но эффективно обеспечивает симметрирование режимов работы при параллельном включении нескольких приборов. Старшие модели серий отличаются весьма большими значениями рабочих токов. Например, **IRG7PSH73K10** в корпусе Super247 имеет номинальный ток 75 А и может конкурировать со значительно более дорогими модульными IGBT или заменять несколько параллельно включенных дискретных приборов. Повышение предельно допустимой температуры кристалла IGBT 7-го поколения — до 175°C (у большинства конкурентов только 150°C) очень эффек-

тивно (на 20...30%) увеличивает допустимую рассеиваемую мощность приборов, их токонесящую способность и частотный потенциал. Использование тонких чипов уменьшило тепловое сопротивление между наиболее горячей областью кристалла и медным основанием прибора, а также снизило термомеханические напряжения в конструкции, что улучшает стойкость этих IGBT при циклических режимах нагружения. Новинкой является модификация исполнения чипов IGBT 7-го поколения с двухсторонним отводом тепла и электрическим присоединением медными «шинками» (вместо обычно применяемых проволочек). Циклостойкость таких приборов исключительно высока. Большинство СТК предлагается как в виде одиночных IGBT, так и Co-PAK, совместно с быстровосстанавливающимися диодами. Основные характеристики IGBT седьмого поколения производства International Rectifier представлены в таблице 2.

Литература

1. Источники вторичного электропитания/ С.С. Букреев, В.А. Головацкий, Г.Н. Гулякович и др.; Под ред. Ю.И. Конева // 1983-280с.
2. Шерстюк В. Транзисторные ключи для устройств силовой электроники — IGBT, MOSFET, а может быть биполярный транзистор. // Электронные компоненты, № 2, с. 59-65, №3, с. 47-51, №4, с. 62-66, 2001.
3. IGBT Characteristics. Application Note AN-983. IR, 2012.
4. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение // Додека, 2005, 384 с.
5. Dubhashi A., Pelly Br. IGBTs vs HEXFET power MOSFETs for variable frequency motor drives. Application Note AN-980. IR, 1992.
6. Kiraly L. 500V IGBTs replace MOSFETs at lower cost. Design Tip DT93-3. IR, 1993.
7. Blake C. and Bull Ch. IGBT or MOSFET: Choose Wisely. IR, 1999.
8. Линдер С. Силовые полупроводниковые приборы // АББ Ревю, №4, 2006, с. 34-39 и №1, 2007, с. 62-66.
9. Hancock J., Stueckler Fr., Vecino Vazquez E. CoolMOS™C7 technology and design guide. Application Note AN-2013-04. Infineon, 2013.
10. Managing the best in class MDmesh™V and MDmesh™II superjunction technologies: driving and layout key notes. Application note AN3994. STM, 2011.

Получение технической информации,
заказ образцов, поставка —
e-mail: power.vesti@compel.ru