

Некоторые вопросы эксплуатации IGBT-модулей.

Часть 3. Влияние параметров цепи управления на коммутационные характеристики

Продолжение цикла публикаций [1, 2], в которых рассматриваются особенности эксплуатации IGBT-модулей производства ПАО «Электровыпрямитель». В новой части описаны результаты исследований зависимостей динамических характеристик IGBT-модулей на напряжение 3300 В от параметров цепи управления. Представлен анализ особенностей эксплуатации высоковольтных IGBT-модулей и даны рекомендации по оптимизации коммутационных потерь и повышению надежности в аварийных режимах.

**Вячеслав Мускатиньев
Алексей Бормотов
Алексей Гришанин
Михаил Тогаев
Денис Пышков
Игорь Федяев**

nicpp@elvpr.ru

С момента разработки IGBT стали стандартными приборами во многих устройствах силовой электроники, заменив ранее применяемые полностью управляемые ключи. Они работают в диапазоне от нескольких сотен ватт до нескольких мегаватт. В процессе постоянного развития кристаллов IGBT прошло несколько этапов, в результате чего:

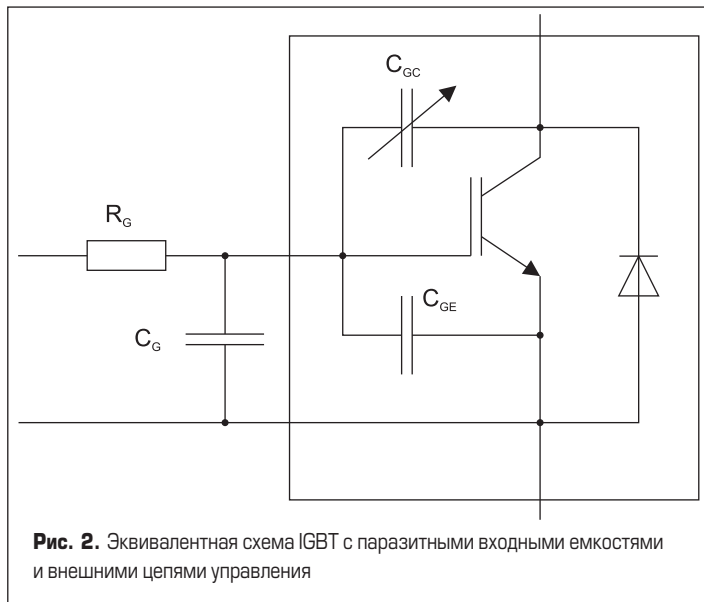
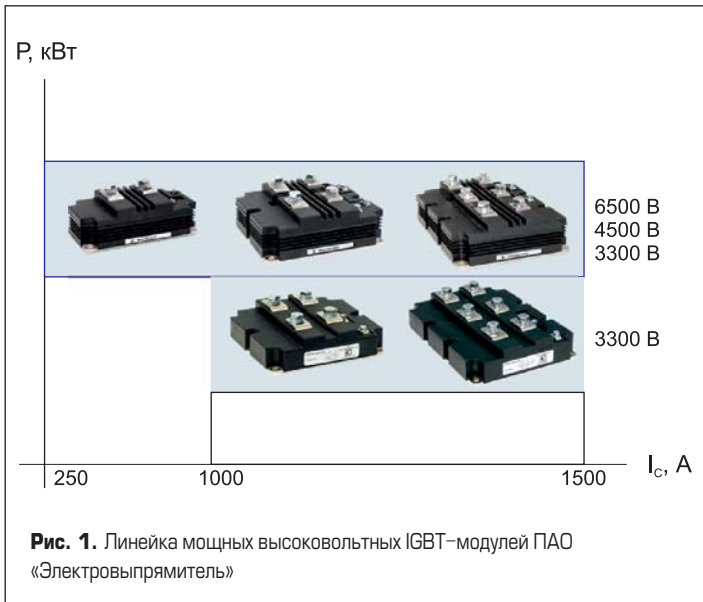
- снижены статические и динамические потери;
- улучшена мягкость характеристики обратного восстановления диода обратного тока;
- увеличено максимально допустимое напряжение от сотен вольт до нескольких киловольт;
- существенно увеличена плотность тока в пересчете на единицу площади кристалла;
- увеличена максимальная рабочая температура полупроводниковой структуры;
- расширена область безопасной работы (SOA).

Из всего вышеперечисленного наиболее сложной задачей является повышение рабочего напряжения единичного IGBT с одновременным обеспечением оптимального сочетания системы остальных электрических параметров.

В ПАО «Электровыпрямитель» накоплен значительный опыт и компетенции в области разработки, производства и эксплуатации IGBT-модулей [3]. Для удовлетворения потребности заказчиков в широком диапазоне мощностей освоено производство мощных высоковольтных IGBT-модулей на напряжение 3300, 4500 и 6500 В с использованием коммерчески доступных кристаллов. Мощные IGBT-модули на напряжение 3300 В и токи до 1500 А широко распространены на рынке тяговых и промышленных применений. Изделия выпускаются в пяти конструктивных исполнениях, представленных на рис. 1, по электрическим схемам одиночного ключа, чоппера (верхнего или нижнего). Габаритные размеры корпусов по основанию (140×73, 140×130, 140×190 мм) совместимы с общепринятыми сериями модулей зарубежных аналогов. При этом изолированные основания корпусов

могут быть выполнены из меди (для промышленного применения) или металломатричного композита AlSiC (для транспортного применения).

Повышение напряжения коллектор-эмиттер более 2000 В приводит к значительному увеличению влияния на параметры IGBT различных эффектов (вероятность «защелкивания», внутренние паразитные емкости, повышенный заряд обратного восстановления оппозитного диода FRD и др.). Для нормальной эксплуатации высоковольтных IGBT предъявляются более жесткие требования к параметрам цепи управления. Если для модулей на напряжение 1200 В, изготовленных различными производителями, но имеющих близкие параметры, могут быть применены одни и те же драйверы, то для модулей на напряжение 3300 В и выше, даже имеющих одно и то же классификационное значение рабочего тока, параметры драйвера должны быть подобраны индивидуально для каждого типа. В подавляющем большинстве случаев надежная работа IGBT определяется оптимальным выбором параметров драйвера. Существуют фирмы, специализирующиеся на разработке и производстве драйверов, адаптированных под конкретные типы модулей, при этом некоторые разработчики предпочитают драйверы собственного производства, наиболее подходящие к преобразователю по габаритам, интерфейсу, эксплуатационным особенностям и другим параметрам. В последнем случае разработчик преобразователя вынужден проводить больший объем исследований системы «модуль-драйвер», чтобы проверить ее общую надежность в максимально возможном количестве режимов эксплуатации. Проблемам выбора оптимальных параметров цепи управления IGBT посвящен целый ряд материалов, данная тема не раз поднималась и на страницах журнала «Силовая электроника» [4–6]. Ниже приведены результаты исследований зависимостей коммутационных характеристик IGBT-модулей на напряжение 3300 В от параметров цепей управления. На основании этих исследований,

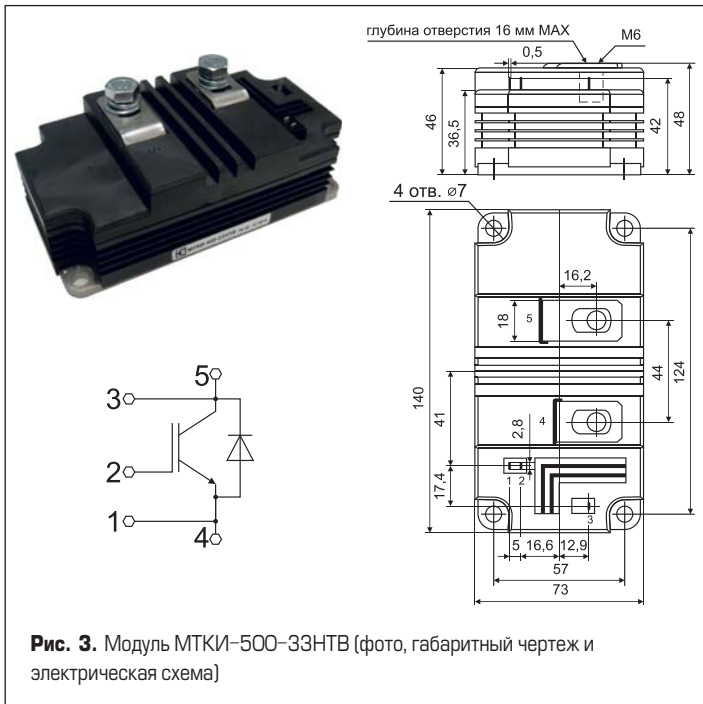


выполненных инженерами ПАО «Электровыпрямитель» [7], даны рекомендации по выбору номиналов затворного резистора и конденсатора, размещения драйвера для обеспечения оптимальных коммутационных процессов в высоковольтных IGBT.

При проектировании преобразователя на базе полностью управляемых ключей разработчику необходимо параллельно решать две основные задачи, которые противоречат друг другу:

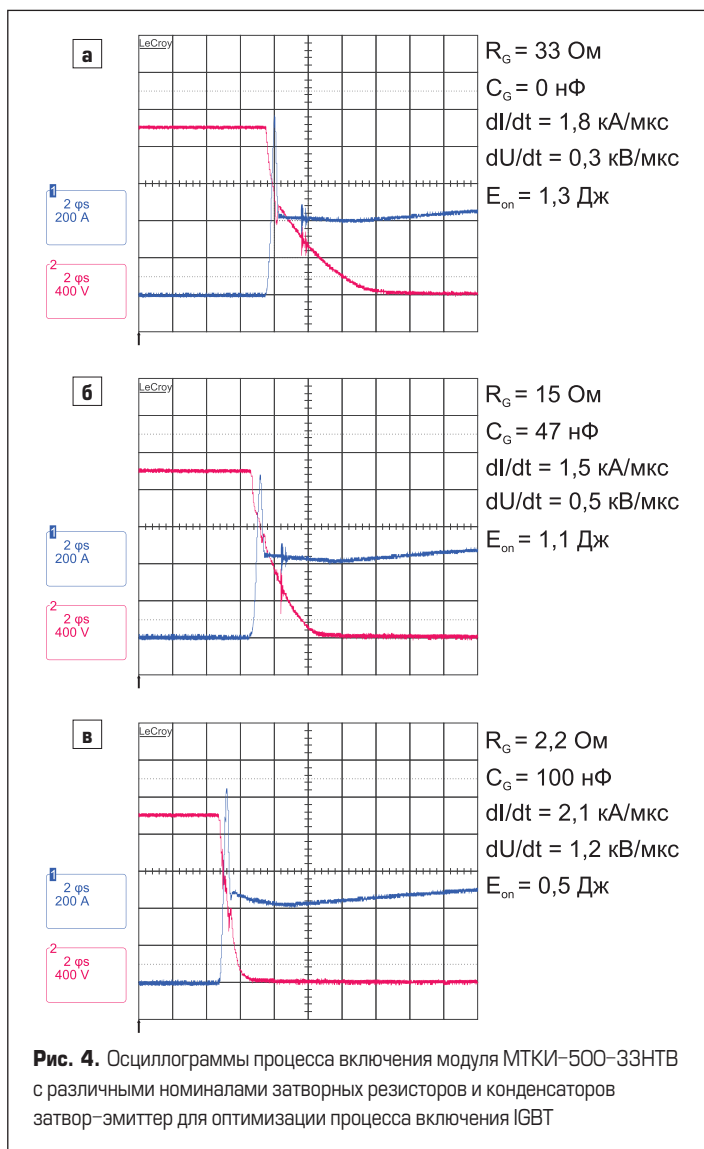
1. С одной стороны, необходимо повышать скорости коммутации ключей (в данном случае, IGBT) для уменьшения динамических потерь.
2. С другой — скорость коммутации при выключении не должна быть высокой, чтобы не приводить к недопустимым перенапряжениям в цепи коллектор-эмиттер из-за наличия паразитных индуктивностей в силовых цепях.

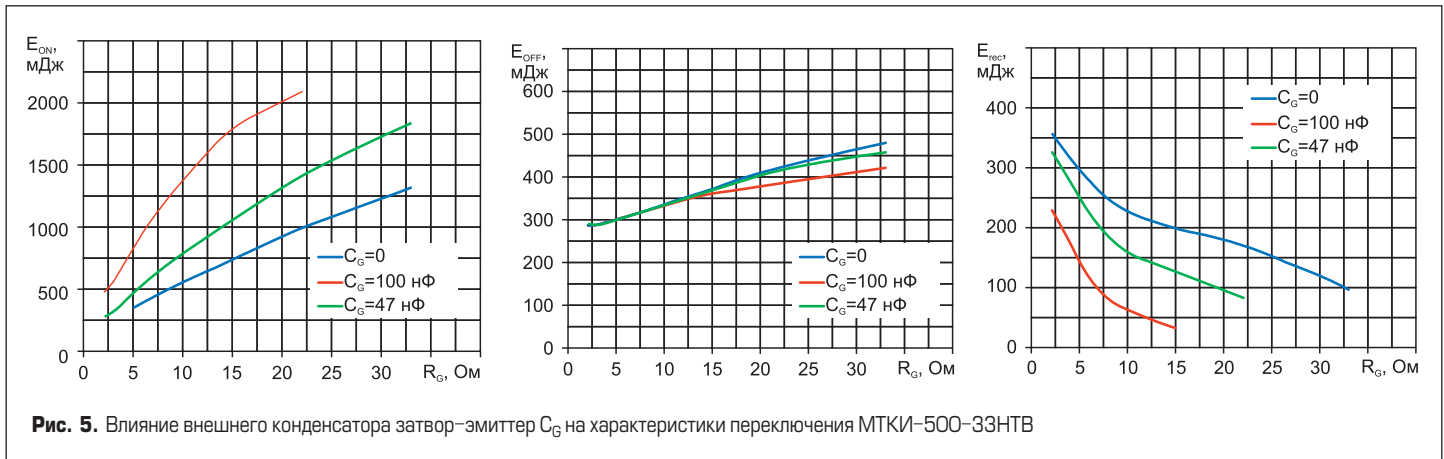
Высокая скорость включения IGBT приводит к увеличению пиковых токовых импульсов из-за наличия заряда обратного восстановления оппозитных диодов, что влияет как на IGBT, так и на FRD. Коммутационные процессы регулируются подбором тока перезаряда затвора, зависящего от номинала входного резистора IGBT R_G , однако зависимость энергии (и скорости) выключения IGBT от R_G слабая (особенно для поколения кристаллов Trench-FS IGBT), а зависимость процесса включения — достаточно сильная.



На рис. 2 представлена эквивалентная схема IGBT-ключа с элементами цепи управления. Основной нагрузкой драйвера является входная емкость C_{GE} , определяющая заряд затвора. Также присутствует зависящая от мгновенного значения напряжения коллектор-эмиттер и паразитная емкость Миллера C_{GC} .

При включении IGBT затворный резистор R_G ограничивает максимальное значение di/dt , которое определяется оппозитным диодом.





Именно в модулях большой мощности R_G будет оказывать сильное влияние, если его значение выше номинального, приведенного в информационных материалах на модуль. Большее значение R_G влияет также на du_{CE}/dt при включении, которое снижается с ростом R_G . В результате процесс включения хорошо регулируется с точки зрения мягкости, но одновременно возрастают потери энергии. Оптимальный вариант — задавать di_C/dt включения IGBT независимо от du_{CE}/dt . Минимизация di_C/dt позволит обеспечить плавное включение, а одновременное повышение du_{CE}/dt снизит динамические потери. В общем, потери E_{on} могли бы оставаться в пределах номинальных значений, указанных в информационных материалах или даже быть меньшими. Обычным способом достижения этого является использование дополнительного конденсатора C_G . Величина du_{CE}/dt задается затворным резистором R_G и внутренней емкостью Миллера C_{GC} , а di_C/dt определяется постоянной времени R_{Gon} и емкостью параллельно соединенных внешнего конденсатора C_G с внутренней емкостью затвора C_{GE} . Безусловно, подключение дополнительного конденсатора параллельно входной емкости затвора приведет к увеличению нагрузки на драйвер,

однако это решение для высоковольтных IGBT сегодня стало обязательным, и сведения о типовых величинах дополнительных C_G приводятся во всех информационных материалах на соответствующие модули.

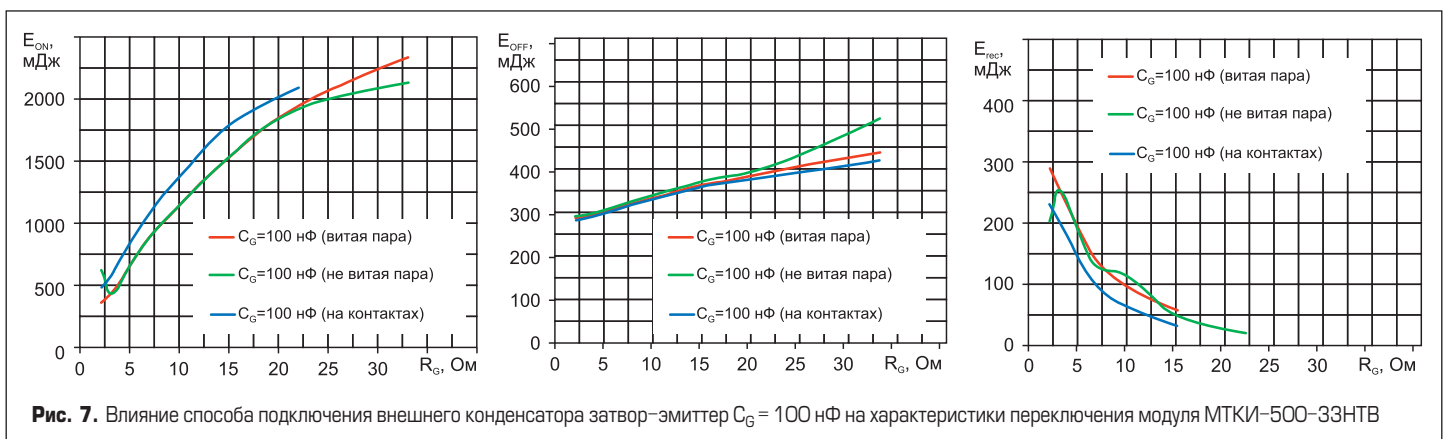
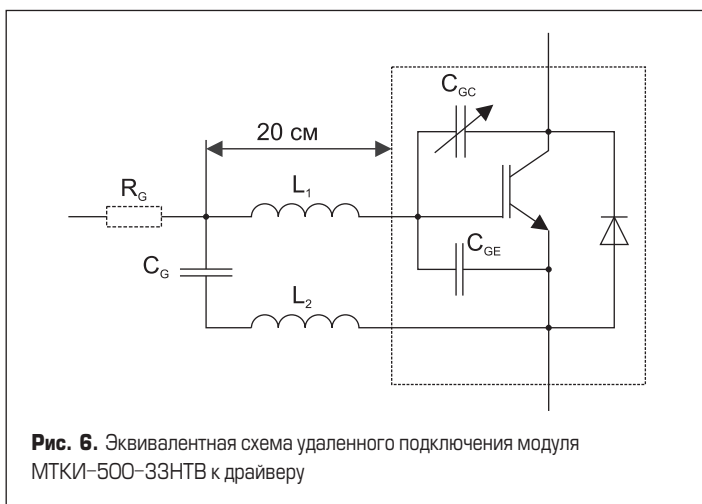
Для выбора оптимального процесса включения проведены измерения с различными R_G и C_G для модуля МТКИ-500-33НТВ на ток 500 А и напряжение 3300 В (рис. 3). Результаты измерений представлены на рис. 4. Выходные цепи драйвера непосредственно размещались на управляющих выводах модуля для минимизации паразитных индуктивностей цепей управления.

Из приведенных на рис. 4 осциллограмм видно, что одновременное уменьшение R_G и увеличение C_G вызывает незначительное повышение di/dt_{on} и тока перегрузки от диода и одновременно существенно уменьшает время спада напряжения коллектор-эмиттер, что в конечном итоге приводит к снижению энергии потерь при включении E_{on} .

На рис. 5 изображены зависимости энергий потерь в IGBT и FRD от сочетания значений R_G и C_G для модуля МТКИ-500-33НТВ при коммутации в схеме полумоста. Явно прослеживается сильная зависимость для E_{on} и E_{rec} и слабая для E_{off} . Используя полученные характеристики, можно распределить потери между IGBT и FRD для максимального выравнивания температур при эксплуатации модуля.

Ввиду того что некоторые потребители устанавливают драйверы не напрямую на контакты модулей, а на некотором расстоянии, соединяя их с помощью проводов, были проведены исследования влияния способа соединения модуля с драйвером. Для сравнения выполнены исследования с драйвером, соединенным с модулем параллельно расположенными проводами длиной 20 см, а также витой парой проводов такой же длины. Соединительные провода приводят к появлению дополнительных индуктивностей (рис. 6) в схеме драйвера и, как следствие, к соответствующему изменению энергий коммутационных потерь (рис. 7).

Также проведены исследования осциллограмм тока короткого замыкания с рекомендуемым значением емкости затвор-эмиттер C_G . На рис. 8 представлены осциллограммы для теста испытаний тока короткого замыкания модуля МТКИ-500-33НТВ при различных способах подключения драйвера. При испытаниях применялись дополнительная емкость $C_G = 100$ нФ и затворный резистор $R_G = 2,2$ Ом.



Как следует из приведенных на рис. 8 осциллограмм, паразитные индуктивности соединительных проводов оказывают негативное влияние на устойчивость системы «модуль — драйвер» к режиму КЗ, что выражается в появлении колебаний тока и напряжения в силовой цепи. Колебания силового тока, особенно в режиме короткого замыкания, для высоковольтных модулей абсолютно недопустимы.

Также было показано, что увеличение номинала резистора R_G при неизменном значении дополнительной емкости затвора $C_G = 100$ нФ не приводит к существенному изменению осциллограмм тока короткого замыкания (рис. 9, 10). Поэтому эффективное уменьшение колебательного процесса в силовой цепи IGBT может быть осуществлено только путем снижения паразитных индуктивностей между модулем и драйвером. Если прямое подключение драйвера к модулю затруднительно, то одним из вариантов решения вопроса может быть применение коаксиального кабеля между удаленно расположенным драйвером и модулем, при этом конденсатор C_G должен быть размещен непосредственно на контактах модуля.

В результате проведенных исследований экспериментально:

- подтверждена эффективность применения внешнего конденсатора C_G для компенсации влияния паразитной емкости Миллера в высоковольтных IGBT-модулях;
- показано, что размещение драйвера непосредственно на управляющих контактах IGBT-модуля является наиболее приемлемым вариантом, так как только в этом случае большие значения di/dt и du/dt не приводят к появ-

лению паразитных колебаний в силовой цепи, которые наблюдаются при соединении драйвера с модулем при помощи проводов.

Продолжение следует

Литература

1. Бормотов А., Мартыненко В., Мускатиньев В. Некоторые вопросы эксплуатации IGBT-модулей // Компоненты и технологии. 2005. № 5.
2. Мускатиньев В., Тогаев М., Бормотов А., Пышков Д., Федяев И. Некоторые вопросы эксплуатации IGBT-модулей. Часть 2 // Силовая электроника. 2020. № 3.
3. www.elvpr.ru/ru/catalog/igbt-and-frd-modules/
4. Хофшеттер Н., Бекедаль П. Вопросы управления IGBT: однополярное управление, использование внешней емкости затвора (перевод Колпакова А.) // Силовая электроника. 2017. № 1.
5. Новиков П. Затворный резистор. Часть 2 // Силовая электроника. 2019. № 1.
6. Гери О. Подавление эффекта Миллера в схемах управления MOSFET/IGBT // Силовая электроника. 2007. № 4.
7. В. Мускатиньев, М. Тогаев, А. Бормотов, И. Федяев, Д. Пышков. Влияние параметров цепи управления на коммутационные характеристики высоковольтных IGBT модулей. Международная конференция по автоматизированному электроприводу (АЭП-2020). Россия, Санкт-Петербург, 4–7 октября 2020.

