УДК 621.3.066

Н. В. ПАНАСЕНКО (ЖТУ), Д. Ю. ШАПОВАЛОВ (ДНУЖТ), А. А. КРАСНОВ (ПИИЖТ)

Журнал Железнодорожный транспорт Украины, ул. И. Федорова, 39, г. Киев, 03038, тел.: 067-989-06-51, эл. почта: panasicom@ukr.net, ORCID: orcid.org/0000-0002-6567-2065

Днепропетровский национальный университет железнодорожного транспорта имени академика В. Лазаряна, кафедра «Электроподвижной состав железных дорог», ул. Лазаряна 2, г.Днепропетровск, 49010, тел.: 096-103-04-97, эл. почта: Dmitriy_Shapovalov@ukr.net, ORCID: orcid.org/0000-0002-7024-628X

Проектно-изыскательский институт железнодорожного транспорта ПАО «Укрзализныця», Харьковское отделение, ул. Красноармейская, 7, г. Харьков, 61052, тел.: 066-330-83-46, эл. почта: akv85@yandex.ru, ORCID: orcid.org/0000-0002-7538-8965

О ВОЗМОЖНОСТИ СНИЖЕНИЯ ПОТЕРЬ ЭНЕРГИИ ПРИ ВЫКЛЮЧЕНИИ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ IGBT-ПРИБОРОВ И ЕЕ СХЕМОТЕХНИЧЕСКАЯ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТЬ

Постановка проблемы

Известно [1], что в транспортной высоковольтной электронике при использовании IGBT 65-го класса по напряжению в цепях с «жесткой» коммутацией рабочая частота переключения этих приборов для приемлемого диапазона токовой нагрузки ограничивается, как правило, на уровне 600 Гц из-за роста динамических потерь. Причем, если динамические потери при включении связаны в некоторой мере с необходимостью ограничения скорости нарастания прямого тока в приборе [2] и их минимизация ограничена снизу заданной величиной допустимой скорости нарастания этого тока (*di/dt*), то динамические потери при выключении, как и потери проводимости, со всех точек зрения играют только негативную роль и, следовательно, они требуют минимизации в наибольшей степени. Задача снижения динамических потерь выключения выходит на первый план для высоковольтных IGBT, работающих с большой скважностью ($t_u / T_M = \gamma \geqslant 20$, где t_u – длительность включенного состояния прибора, T_M – период переключения прибора) при высоких частотах переключения $f_M = 1/T_M$ в цепях с однородной коммутацией второго типа (включение происходит при «мягкой», а выключение – при «жесткой» коммутации [3]).

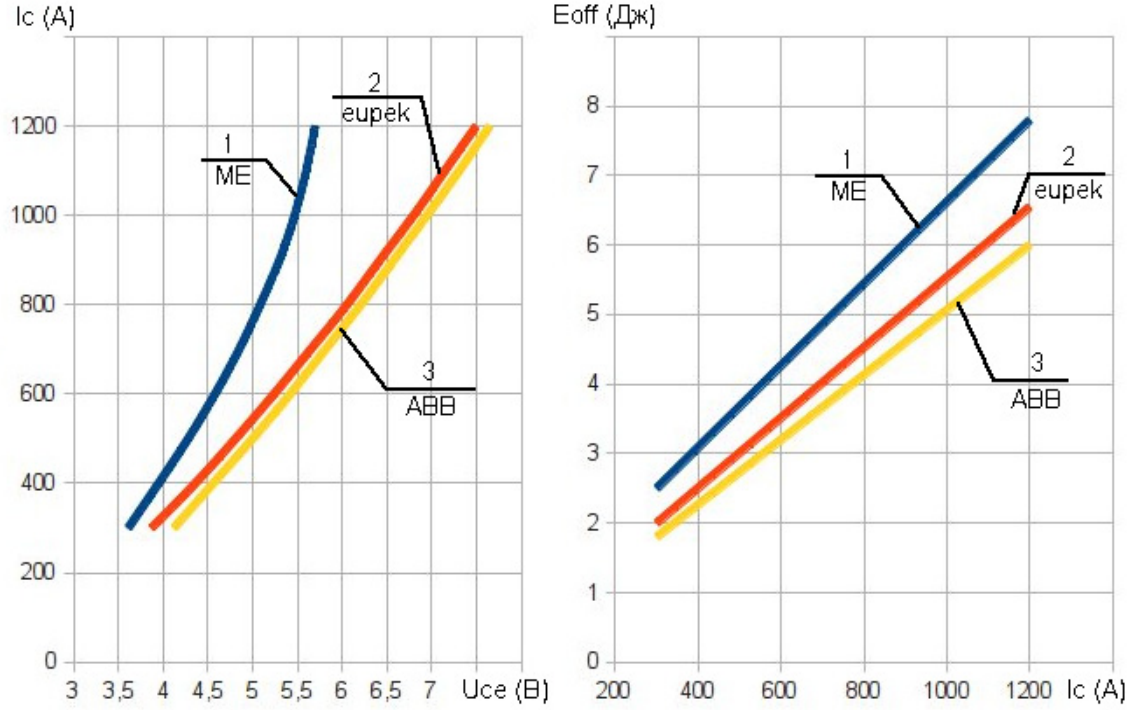
Анализ публикаций

Главными направлениями в разработке биполярных транзисторов с изолированным затвором (БТИЗов) последних поколений для транспортной техники являлись технологические способы уменьшения потерь проводимости силовых высоковольтных IGBT-приборов 45-го и выше класса по напряжению при сохранении приемлемой энергетики на частотах переключения до 1140 Гц [4]. Специальные силовые высоковольтные IGBT-приборы 45-го и выше класса по напряжению (IGBT четвертого поколения), а это так называемые транзисторы с увеличенной инжекцией IEGT и транзисторы с накоплением носителей в базовой *n*-области CSTBT дают снижение остаточного напряжения до уровня стандартных асимметричных GTO-тиристоров (GTO с анодной шунтировкой), оставляя при этом динамические параметры, характерные для стандартных IGBT третьего поколения [5]. Поскольку механизм переключения структур IGBT третьего и четвертого поколения не изменился, то трудно ожидать революционных улучшений в энергетике динамических процессов за счет технологических усовершенствований их структуры. Это обусловлено тем, что закономерность БТИЗов, заключающаяся в том, что спроектированные IGBT любой мощности на низкие напряжения проводимости $U_{CE(sat)}^{\min}$ всегда будут иметь относительно высокие энергии потерь при переключении $E_{\text{пк}} = E_{on} + E_{off}$ (где E_{on} и E_{off} – энергии потерь при включении и выключении соответственно), чем IGBT, спроектированные на низкие энергии потерь переключения $E_{\text{пк}} = \left(E_{on} + E_{off}\right)^{min}$, но имеющие относительно большие напряжения проводимости $U_{CE(sat)}$ [6], относится ко всем комбинированным приборам с полевым управлением биполярных структур [7]. Указанная закономерность касательно $E_{off} = f\left(U_{CE}\right)$ хотя и слабо, но просматривается для имеющихся на рынке различных типов 600-амперных IGBT 65-го класса по напряжению даже в случае их оптимизации на минимальные значения напряжения открытого

© Панасенко Н. В. и др., 2016

состояния $U_{CE(sat)}$ и приемлемую энергетику динамических процессов при переключениях с частотой до 500 Гц без существенного снижения токовых параметров (рис. 1, а, б).

Статические потери в рассмотренных выше 600-амперных приборах IGBT 65-го класса по напряжению при номинальном токе ($I_c = 600A$) сами по себе уже составляют довольно большие величины с точки зрения их теплоотвода: 2760 Вт для CM600HG-130H (ME); 3180 Вт для FZ600R65KF1 (Eupec) и 3240 Вт для 5SNA0600G650100 (ABB). Потери же при выключении на частотах 1000 и более Гц при рабочих значениях тока $I_c = 600A$ и напряжения $U_{TC} = 3600B$ еще более осложняют теплоотвод, так как их величина составляет относительно большую долю в общих потерях.



а) б)

Рис. 1. Прямые ветви вольт-амперных характеристик (а) и зависимости потерь энергии выключения от тока (б) 600-амперных IGBT 65-го класса по напряжению (1 – IGBT типа CM600HG-130H фирмы Mitsubishi Electric; 2 — IGBT типа FZ600R65KF1 фирмы Eupec; 3 — IGBT типа 5SNA0600G650100 фирмы ABB)

Постановка задачи

Высокая доля динамических потерь мощности при выключении в общих потерях силовых высоковольтных IGBT-приборах при частотах переключений 1000 и более Гц даже при их использовании в цепях с однородной коммутацией второго типа ($E_{on} \to 0$) обуславливает необходимость поиска технологических решений для уменьшения потерь энергии выключения E_{off} при обеспечении минимально возможного роста напряжения проводимости $U_{CE(sat)}$. При этом в работе ставится еще задача очертить схемотехнику рационального применения силовых высоковольтных IGBT 65 класса по напряжению с повышенным напряжением проводимости и сниженными потерями выключения.

Изложение основного материала

Процесс выключения IGBT состоит из двух этапов: первый этап протекает относительно быстро и соответствует выключению управляющего *n*-канального полевого транзистора. Он называется инжекционной фазой выключения [7]. Второй этап определяется процессом рассасывания зарядов, накопленных в базовой области биполярного транзистора *p-n-p*-типа (БТИЗа), и представляет собой рекомбинационную фазу выключения в режиме работы этого транзистора с «оборванной» базой. Восстановление блокирующих свойств IGBT происходит на первом этапе рекомбинационной фазы (этапе коллектирования дырок), при котором проис-

© Панасенко Н. В. и др., 2016

ходит обеднение носителями *n*-базы, прилегающей к коллекторному *n-p*-переходу, что сопровождается ростом напряжения на этом переходе. Этот этап сопровождается лавинообразным спадом тока через IGBT и лавинообразным нарастанием на нем напряжения. Из-за малой длительности этого этапа при быстром выключении (длительность этого этапа меньше времени жизни дырок τ_p в *n*-базе БТ) остаточный заряд дырок в электронейтральной части *n*-базы на момент восстановления блокирующей способности БТ будет еще весьма значительным, что и обуславливает протекание через транзисторную *p-n-p*-структуру БТИЗа относительно большого «хвостового» тока при полном напряжении на приборе. Остаточный заряд и временная зависимость «хвостового» тока являются внутренними свойствами транзисторной *p-n-p*-структуры и мы не можем на них влиять, управляя характером переключения [8]. «Хвостовой» ток снижается по мере рассасывания остаточного заряда дырок за счет рекомбинационных процессов электронейтральной области *n*-базы. Этот процесс носит характер экспоненциального спада с постоянной времени, равной в первом приближении времени жизни дырок τ_p [8] в *n*-базе БТ IGBT. Относительно большая длительность второго этапа рекомбинационной фазы выключения ($t_{рек} \simeq 3\tau_p$), значительная величина амплитуды «хвостового» тока I_{Cocm}, полное рабочее напряжение на IGBT-приборе U_{CE}, величина которого выбирается из условия

$$U_{CE} \gtrsim U_{CE-link}, \qquad (1)$$

и обуславливает довольно значительные потери энергии выключения E_{off} у высоковольтных IGBT-приборов. Так, при $\tau_p = 4мск$, $I_{ост} = 100A$, $U_{CE} = 3600B$ потери энергии выключения на втором этапе рекомбинационной фазы E_{off}^{p} составят около 2,16 Дж, а это больше половины паспортной величины суммарных потерь при выключении E_{off} рассмотренных выше 600-амперных IGBT 65-го класса по напряжению ведущих зарубежных фирм.

От времени жизни дырок τ_p в *n*-области транзисторной *p-n-p*-структуры IGBT зависят также потери энергии на первом этапе рекомбинационной фазы, которые для высоковольтных IGBT составляют до 30% суммарных потерь энергии выключения [9].

Сказанное выше говорит о том, что для уменьшения потерь энергии при выключении E_{off} в высоковольтных IGBT необходимо снижение времени жизни дырок в *n*-базе τ_p, а это, как известно [8], входит в противоречие с необходимостью увеличения времени жизни носителей с точки зрения минимизации потерь проводимости. Оптимизационная задача комбинации низких потерь энергии выключения и малых потерь проводимости в одном и том же IGBT заключается в том, что высокая концентрация дырок в *n*-базе БТ должна быть там, где они наиболее полезны для уменьшения напряжения проводимости $U_{CE(sat)}$, в то время как их количество должно сохраняться на умеренном уровне в *n*-базе там, где они приводят к появлению «хвостового» тока и таким образом вносят существенный вклад в потери энергии выключения E_{off}. Анализ показывает, что область с высокой концентрацией дырок (с большим временем жизни) в *n*-базе БТ IGBT с точки зрения минимизации потерь проводимости должна прилегать к коллекторному переходу, а область с электронейтральным зарядом, определяющим длительность рекомбинационной фазы, и, следовательно, с точки зрения минимизации потерь выключения должна иметь пониженную концентрацию дырок (с меньшим временем их жизни) и находиться вблизи эмиттерного перехода БТ IGBT. Создать такой профиль жизни дырок в *n*-базе БТ IGBT с минимумом вблизи эмиттерного перехода и максимально возможным временем жизни в остальной части базы можно за счет облучения кристаллов чипов IGBT протонами. Протоны проходят сквозь массу кремния, относительно легко внедряясь в эту массу по пути своего следования, и только в конце своих траекторий создают повреждения кристаллической решетки кремния. Это и дает возможность создавать хорошо определенные локальные зоны повреждения с высокой концентрацией дефектов, которые действуют, как центры рекомбинации. Это как раз те зоны, которые определяют как время жизни носителей, так и концентрацию их в *n*-базе.

Сравнительно низкочастотная область сегодняшнего использования высоковольтных IGBT, что несколько нивелирует потери энергии выключения в сравнении со статическими потерями и обуславливает тот факт, что все силы раз-

© Панасенко Н. В. и др., 2016

работчиков силовых высоковольтных IGBT направлены только на снижение величины напряжения проводимости при сохранении или даже некотором увеличении потерь выключения. Такой подход объясняется тем, что у современных высоковольтных приборов IGBT напряжение проводимости находится на запредельном уровне и его повышение недопустимо для линейных вентилей схемотехники силовой высоковольтной электроники. Это обстоятельство, а также сравнительно высокая стоимость протонного облучения силовых высоковольтных IGBT с целью профилирования дырок в *n*-базе и не дает возможности количественно оценить перспективность протонного метода понижения энергии выключения для этих приборов.

Другим способом метода облучения, дающим равномерное снижение времени жизни дырок во всей области *n*-базы БТ IGBT (в том числе и в тех ее частях, которые не оказывают влияние на энергию потерь выключения, но приводят к росту прямого падения напряжения на открытом приборе) есть электронное облучение.

Соотношение времени жизни дырок в *n*-базе до и после электронного облучения определяется выражением [10]

$$\tau_{\text{эф}}^{-1} = \tau_p^{-1} + k\Phi\,, \qquad (2)$$

где $\tau_{эф}$ и τ_p – время жизни дырок до и после облучения;

Ф – поток пучка электронов в одном квадратном сантиметре;

k – коэффициент радиационных повреждений.

Так, для СИТ-приборов типа М2ТКС-50-12 (ОАО «Контур», Россия), механизм выключения которых такой же, как у IGBT, облучение электронами, дающее повышение напряжения проводимости с 1,0 В до 2,0 В, т.е. в 2 раза, снижает энергию потерь выключения в 5,87 раза с 6,64 мДж до 1,13 мДж [8]. Очевидно, что протонное облучение, профилирующее дырки в *n*-базе дало бы несколько лучшие результаты касательно повышения напряжения проводимости при той же величине снижения потерь выключения.

Интерполяция этого результата на 600-амперные IGBT-приборы 65-го класса по напряжению дает следующие результаты:

- CM600HG-130H при напряжении проводимости $U_{CE(sat)} = 9,2B$ будет иметь потери энергии при выключении $E_{off} \simeq 0,732Дж$;
- FZ600R65KF1 при напряжении проводимости $U_{CE(sat)} = 10,6B$ будет иметь потери энергии при выключении $E_{off} \simeq 0,596Дж$;
- 5SNA0600G650100 при напряжении проводимости $U_{CE(sat)} = 10,8B$ будет иметь потери энергии при выключении $E_{off} \simeq 0,537Дж$.

Рациональными режимами предлагаемых высоковольтных IGBT-приборов с повышенным напряжением проводимости и сниженными в разы потерями энергии выключения есть импульсные режимы с высокой частотой и скважностью большей 10 в цепях с однородной коммутацией второго типа ($E_{on} \simeq 0$). Примерами таких режимов есть работа IGBT в качестве коммутирующих вентилей в высоковольтных одноквадрантных ключах с линейным однооперационным тиристором (схема с транзисторной коммутацией класса Е) [11] и в высоковольтных энергосберегающих двухквадрантных ключах с линейным двухоперационным тиристором [12]. Таким примером является также режим работы коммутирующего IGBT-прибора в схемах двухоперационных четырехквадрантных ключей последовательного типа с линейными IGBT вентилями, которые будут рассмотрены ниже.

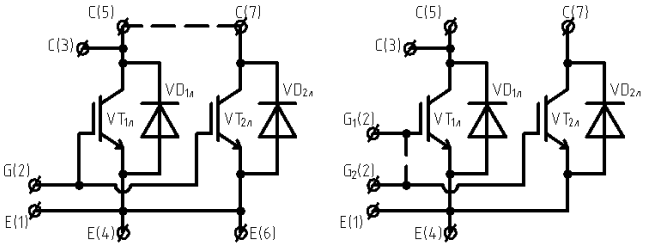
Двухоперационность (принудительное включение и выключение) четырехквадрантных ключей в преобразователях с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) выходного напряжения имеет следствием чередующиеся коммутационные операции ключа (включение и выключение), которые осуществляются под напряжением и, следовательно, сопровождаются значительными величинами энергии коммутационных потерь. Эти потери очень сужают диапазон безснабберного применения полупроводниковых управляемых высоковольтных приборов IGBT и IGCT в качестве линейных вентилей как со стороны токовых, так и со стороны частотных их возможностей. Поэтому реально в высоковольтных четырехквадрантных двухоперационных ключах (как и вообще во всех двухоперационных ключах) используются устройства коммутационной защиты, которые значительно снижают величины энергии коммутации в их линейных вентилях при включении и выключении [3]. Тем не менее, кроме положительных свойств, использование в ключах традиционных устройств коммутационной защиты (LRD-снабберов при включении и CRD-снабберов при выключении [5]) значи-

© Панасенко Н. В. и др., 2016

тельно усложняет схемотехнику, ухудшает массогабаритные и динамические характеристики ключей и снижает их КПД [4, 13]. Эти негативы становятся определяющими при увеличении рабочих величин напряжения, тока и частоты ШИМ с точки зрения практической реализации этой схемотехники четырехквадрантных ключей в модульном исполнении.

Известно [14], что при использовании в качестве линейных вентилей ключей IGBT-приборов можно отказаться от применения LRD-снабберов для ограничения скорости нарастания прямого тока при включении, возложив эту функцию на сам прибор, что однако приводит к увеличению в нем энергии потерь включения [2]. Строго говоря, функция ограничения скорости нарастания прямого тока через IGBT-прибор за счет управления по цепи затвора ПТ уже не является функцией коммутационной защиты при включении IGBT, так как при этом не решается задача снижения коммутационных потерь включения E_{on} IGBT-прибора, а решается задача ограничения «сквозного» тока при включении IGBT на проводящей противофазный диод [2]. И так, как задача ограничения амплитуды «сквозного» тока является первоочередной задачей в схемах с IGBT и она, как правило, решается в драйверах этих приборов, то от LRD-снабберов коммутационной защиты при включении отказываются в пользу модульности ключей [4]. В пользу модульности отказываются и от CRD-снабберов коммутационной защиты выключения ключей IGBT, возлагая на транзистор ограничение скорости спада тока на первом этапе рекомбинационной фазы выключения, уменьшая тем самым перегрузки по напряжению [14]. При этом мы не можем влиять на потери энергии, вызываемые «хвостовым» током, негатив которого несколько ослабляется возможностью реализации режима, близкого к «мягкой» коммутации даже без использования CRD-цепей [14]. Безснабберность же и обуславливает сравнительно большие потери в линейных вентилях четырехквадрантных IGBT-ключей модульного исполнения. Для подтверждения последнего тезиса рассмотрим потери в HiPak модуле 200-амперного четырехквадрантного IGBT-ключа 65 класса по напряжению, смоделированного в конструктиве из компонентов из 400-амперного. HiPak модуля двухквадрантного IGBT-ключа типа 5SNA0400J650100 (рис. 2, а, б).

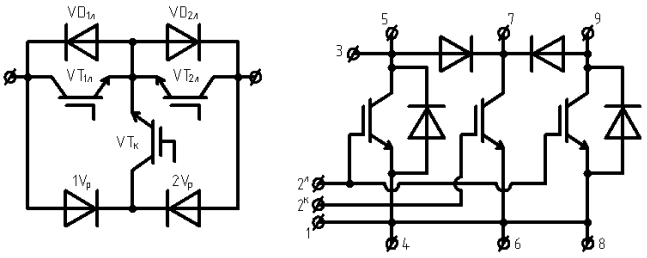
При использовании 400-амперного модуля двухквадрантного IGBT-ключа типа 5SNA0400J650100 в качестве 200-амперного четырехквадрантного ключа на частоте 2000 Гц при скважности $\gamma \simeq 1$, напряжении 3600 В и токе 200 А получим суммарные потери в линейных вентилях $VT_л$ и $VD_л$ величиной 6440 Вт: из них 5760 Вт в линейном транзисторе $VT_{л1}$ ($VT_{л2}$) и 680 Вт в линейном диоде $VD_{л2}$ ($VD_{л1}$). Составляющие потерь энергии в линейном транзисторе распределяются следующим образом: статические потери $\Delta P_{ст} = 840 Вт$, потери включения $\Delta P_{вкл} = 2800 Вт$, потери выключения $\Delta P_{выкл} = 2120 Вт$.



а) б)

Рис. 2. Силовые схемы IGBT-ключей:
а) двухквадрантного 400-амперного с внешней перемычкой между коллекторами (5) и (7);
б) четырехквадрантного 200-амперного с отдельными выводами затворов $G_1(2)$ и $G_2(2)$

Разгрузить линейные транзисторы от потерь выключения мы можем введением в схему четырехквадрантного ключа (рис. 2, б) коммутирующего (снабберного) транзистора. На рис. 3, а представлена силовая схема четырехквадрантного IGBT-ключа с коммутирующим (снабберным) транзистором $VT_к$, а на рис. 3, б ее реализация на конструктиве и компонентах 600-амперного HiPak модуля двухквадрантного IGBT-ключа типа 5SNA0600G650100.



а) б)

Рис. 3. Силовые схемы 200-амперных четырехквадрантных IGBT-ключей с коммутирующим транзистором: а) теоретическая; б) реализуемая на базе модуля 5SNA0600G650100 (ABB)

В схеме четырехквадрантного ключа с коммутирующим транзистором линейные транзисторы работают в режиме однородной коммутации первого типа ($E_{off} = 0$), а коммутирующий

© Панасенко Н. В. и др., 2016

транзистор – в режиме однородной коммутации второго типа ($E_{on} = 0$). Такое разделение коммутационных потерь между двумя транзисторами разгружает линейный транзистор на величину потерь энергии выключения $\Delta P_{выкл}$, что в указанном случае составляет 2120 Вт. Эти потери теперь переходят в коммутирующий транзистор $VT_к$, суммируясь с его статическими потерями, которые при длительности проводящего состояния $t_u = 25 мкс$ на частоте 2000 Гц составляет около 55 Вт. Сумма этих потерь (2175 Вт) и будет определять теплонагруженность коммутирующего транзистора в рассмотренной схеме четырехквадрантного IGBT-ключа. Примерно 55 Вт будут и потери в разделительном диоде $1V_p$ ($2V_p$). Следовательно, суммарные потери в модуле 200-амперного четырехквадрантного ключа с коммутирующим транзистором того же типономинала, что и линейные транзисторы (рис. 3), будут на 110 Вт большими, чем суммарные потери в модуле 200-амперного четырехквадрантного ключа без коммутирующего транзистора (рис. 2, б), что несколько нивелирует факт разгрузки линейных вентилей по потерям. И здесь становится очевидной энергоэффективность использования в качестве коммутирующего транзистора облученного IGBT с повышенным в 2 раза падением напряжения в проводящем состоянии и сниженными в 5,87 раза потерями энергии выключения. В этом случае потери в коммутирующем транзисторе при длительности его проводящего состояния 25 мкс и частоте ШИМ $f_M = 2000 Гц$, при прерывании тока $I_c = 200 A$ и при $U_{CE} = 3600 B$ составляют $\Delta P_{VTк} = \Delta P_{CT} + \Delta P_{выкл} = 110 Вт + 361 Вт = 471 Вт$, т.е. будут на 1704 Вт меньшими, чем в предыдущем случае. На эту величину будут меньшими и суммарные потери в модуле четырехквадрантного IGBT-ключа с облученным коммутирующим транзистором по сравнению с потерями в модуле четырехквадрантного IGBT-ключа с необлученным коммутирующим транзистором, а это уменьшение потерь на 25%, что важно с точки зрения теплонагруженности модуля.

Выводы

Изложенные выше материалы позволяют сделать следующие выводы.

Во-первых, для снижения потерь энергии выключения высоковольтных IGBT-приборов необходимо уменьшить время жизни дырок τ_p в электронейтральной части *n*-базы, что прилегает к эмитерному *p*-*n*-переходу биполярного *p*-*n*-*p*-транзистора.

Во-вторых, наиболее эффективным способом высокоэнергетического облучения для профилирования времени жизни дырок τ_p в *n*-базе есть протонное облучение, дающее возможность снизить потери энергии выключения без существенного увеличения падения напряжения на проводящем IGBT-приборе.

В-третьих, применение менее эффективного способа облучения, а именно электронного облучения, хотя и дает в разы уменьшение потерь энергии выключения, но приводит к существенному увеличению падения напряжения на проводящем IGBT-приборе, что делает такие приборы неподходящими для использования в качестве линейных вентилей двухоперационных высоковольтных ключей.

В-четвертых, рациональное использование облученных силовых высоковольтных IGBT-приборов возможно только в импульсных режимах с большой скважностью, типовым примером которых являются режимы работы коммутирующих транзисторов в одноквадрантных ключах с линейным однооперационным тиристором, в двухквадрантных и четырехквадрантных ключах с линейными двухоперационными управляемыми приборами: тиристорами и транзисторами.

В-пятых, 200-амперный HiPak IGBT-модуль четырехквадрантного ключа 65 класса с облученным электронами коммутирующим транзистором IGBT позволяет на 25% снизить суммарные потери по сравнению с необлученным коммутирующим IGBT-транзистором (с 6550 Вт до 4846 Вт $I_c = 200 A$, $U_{CE} = 3600 B$ и $f_M = 2000 Гц$).

Касательно рекомендаций по дальнейшим исследованиям, то здесь наряду с задачей создания серийных четырехквадрантных IGBT-модулей с облученным коммутирующим (снабберным) транзистором, решаемой прибористами, специалистами по силовой электронике должны быть выданы рекомендации по рациональному использованию преобразователей на четырехквадрантных ключах в системах дизель-электрической и электрической тяги железнодорожного транспорта.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Ласка Б. Развитие тяговых преобразователей на транзисторах IGBT: предпосылки и факторы

REFERENCES

1. Laska B.. Razvitie tyagovyh preobrazovateley na tranzistorah IGBT: predposylki i faktory uspeha techni-

© Панасенко Н. В. и др., 2016

успеха техники на базе IGBT / Б. Ласка // Железные дороги мира. – №11. – 2003. – С.32-39.

2. Хворост Н. В. Эксплуатационные характеристики управляемых полупроводниковых приборов тяговых преобразователей электроподвижного состава / Н. В. Хворост // Информационно-управляющие системы на железнодорожном транспорте. – №2. – 2003.– С. 31-36.

3. Перетворювальна техніка. Підручник Ч.2. Авт. Гончаров Ю. П. та ін. За ред. В. С. Руденка.– Харків: Фоліо, 2000.– 360 с.

4. Yoji Di et. IEGT Power Converters for the Shinkansen Traction Systems./T.IEE Japan, vol. 121-D, №3, 2001. – P. 356-362.

5. Воронин П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. Изд. 2, перераб. и доп.– М.: Додэка-XXI, 2005. – 384 с.

6. J. Catt, R. Chokhawala, B. Pelly. Применение 600-вольтных модулей БТИЗ в корпусах ADP-F-PAK и INT-PAK.// В кн. Силовые полупроводниковые приборы. – Воронеж, 1995. – С. 509-544.

7. Бономорский О. Исследование процессов запирания комбинированных транзисторов / О. Бономорский, П. Воронин, В. Кулаков, Н. Щепкин // Силовая электроника. – №2. – 2004. – С. 27-30.

8. . Lorenz L., Schulze G. Импульсные параметры новых быстрых IGBT.// В кн. Силовые IGBT модули: материалы по применению. – М.: Додэка, 1997. – С. 55-60.

9. Eupec. Technishe Information [Електрон. ресурс] – Режим доступу: http://eu.mouser.com/ProductDetail/Infineon-Technologies/FZ600R65KF1/?qs=Phipx4kG5Fw6K831yQiKZA%3D%3D.

10. . Блихер А. Физика силовых биполярных и полевых транзисторов. – Л.: Энергоатомиздат, 1986.– 248 с.

11. Тиристоры (Технический справочник). Пер. с англ., под ред. В. А. Лабунцова, С. Г. Обухова, А. Ф. Свиридова. – М.: Энергия, 1971.– 560 с.

12. Панасенко М. В. Енергозберігаючі сильнострумові високовольтні ключі і фазні модулі на їх основі / М. В. Панасенко, В. М. Панасенко, М. В. Хворост // Електротехніка і електромеханіка. – №5. – 2007. – С. 24-29.

13. Мощные ключи на тиристорах, выключаемых по цепи управления: Авт. О. Г. Булатов, П. С. Лыщак, С. В. Одынь .– Электротехн. пром.-ть. Сер. 05. Силовая преобразовательная техника: Обзор. Информация, 1988, вып. 19 – 48 с.

14. IGBT (Insulated gate bipolar transistor) биполярный транзистор с изолированным затвором./ В кн. Силовые IGBT-модули: Материалы по применению. – М.: Додэка, 1997. – С. 38-45.

Поступила в печать 03.05.2016.

ki na baze IGBT [Development of traction converters on IGBT transistors: prerequisites and success factors for technology-based IGBT]. *Zheleznye dorogi mira – World railways,* 2003, no. 11, pp. 32-39.

2. Hvorost N. V. Ekspluatatsionnye kharakteristiki upravlyaemyh poluprovodnikovyh priborov tyagovyh preobrazovateley elektropodvizhnogo sostava [Operational characteristics of the managed semiconductor devices of traction converters of electric rolling]. *Informatsionno-upravlyayuschie sistemy na zheleznodorozhnom transporte – Information management systems for railway transport*, 2003, no. 2, pp. 31-36.

3. Goncharov Yu. P. *Peretvoriuvalna tehnIka. PIdruchnik Ch.2.*[Converter equipment]. Kharkiv. Folio Publ., 2000. 360 p.

4. Yoji Di et. IEGT Power Converters for the Shinkansen Traction Systems./T.IEE Japan, vol. 121-D, №3, 2001.– p 356-362.

5. Voronin P. A. *Silovye poluprovodnikovye klyuchi: semeystva, kharakteristiki, primenenie.*[Power semiconductor keys: families, characteristics, application. Prod. 2]. Moscow. Dodeka-XXI Publ., 2005. 384 p.

6. Catt J., Chokhawala R., Pelly B. *Primenenie 600-voltnyh moduley BTIZ v korpusah ADP-F-PAK i INT-PAK.*[Application the 600-V BTIZ modules in cases ADP-F-PAK and INT-PAK]. *Silovye poluprovodnikovye pribory – Power semiconductor devices.* Voronezh. 1995. pp. 509-544.

7. Bonomorskiy O., Voronin P., Kulakov V., Schepkin N. *Issledovanie protsessov zapiraniya kombinirovannyh tranzistorov* [Research of the processes of locking combined transistors]. *Silovaya elektronika – Power electronics.* 2004, no. 2, pp. 27-30.

8. Lorenz L., Schulze G. Moscow. *Impulsnye parametry novyh bystryh IGBT.* [Impulse factors of the new fast IGBT]. *Silovye IGBT-moduli: materialy po primeneniiu – Power IGBT modules: materials on application.* Moskow. Dodeka Publ., 1997. pp. 55-60.

9. Eupec. Technishe Information. Available at: http://eu.mouser.com/ProductDetail/Infineon-Technologies/FZ600R65KF1/?qs=Phipx4kG5Fw6K831yQiKZA%3D%3D

10. Bliher A. *Fizika silovyh bipolyarnyh i polevyh tranzistorov* [Physics of power bipolar and field transistors]. Leningrad. Energoatomizdat Publ., 1986, 248 p.

11. Labuntsov V. A. Obuhov S. G., Sviridov A. F. *Tiristory (Tekhnicheskiy spravochnik)* [Thyristor (Technical reference book)]. Moscow. Energiya Publ., 1971, 560 p.

12. Panasenko M. V., Panasenko N. V., Khvorost V. Yu. Energosberigaiuchi sylnostrumovi vysokovoltni kliuchi i fazni moduli na yih osnovi [Energy-saving high-current high-voltage keys and the phase modules based on them]. *Elektronika i elektromekhanika – Electronics and elektromechaniks.* 2007, no. 5, pp. 24-29.

13. Bulatov O. G., Lyschak P. S., Odyn S. V. Moschnye klyuchi na tiristorah, vyklyuchaemyh po tcepi upravleniya [Powerful keys on the thyristors which switched off on a chain of management:]. *Elektrotekhnicheskaya promyshlennost – Electrical industry.* 1988, issue 19, 48 p.

14. *IGBT (Insulated gate bipolar transistor) bipolyarnyy*

© Панасенко Н. В. и др., 2016

tranzistor s izolirovannym zatvorom [The bipolar transistor with the isolated lock]. *Silovye IGBT-moduli: Materialy po primeneniyu – Power IGBT modules: Materials on application.* Moscow. Dodeka Publ., 1987, pp. 38-45.

Внутренний рецензент *Гетьман Г. К.* Внешний рецензент *Андриенко П. Д.*

Статья посвящена исследованию проблемы коммутационных потерь в IGBT-модулях. Показано, что основными препятствиями на пути дальнейшего увеличения частоты переключений IGBT являются значительная величина «хвостового тока» и динамических потерь включения и выключения. Обоснована возможность снижения величины «хвостового тока» и динамических потерь выключения за счет профилирования структуры полупроводникового прибора путем протонного облучения. Протонное облучение IGBT позволяет создать большую концентрацию дырок вблизи коллектора, оставляя остальную структуру кристалла без изменений. При этом потери выключения снижаются в 2 раза. Дальнейшее снижение динамических потерь становится возможным благодаря введению в силовую схему четырехквадрантного IGBT-ключа коммутирующего (снабберного) транзистора. Представленная структура позволяет разгрузить основные силовые транзисторы и уменьшить тем самым динамические потери выключения. Предварительная оценка показывает, что тепловая нагрузка на такой модуль снижается на 25% по сравнению со стандартными IGBT. Такие приборы могут быть использованы на дизель- и электропоездах нового поколения.

Ключевые слова: IGBT прибор, выключение, потери, схемотехника, энергоэффективность.

УДК 621.3.066

М. В. ПАНАСЕНКО (ЗТУ), Д. Ю. ШАПОВАЛОВ (ДНУЗТ), О. О. КРАСНОВ (ПВІЗТ)

Журнал Залізничний транспорт України, вул. І. Федорова, 39, м. Київ, 03038, тел.: 067-989-06-51, ел. пошта: panasicom@ukr.net, ORCID: orcid.org/0000-0002-6567-2065

Дніпропетровський національний університет залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна, кафедра «Електрорухомий склад залізниць», вул. Лазаряна, 2, Дніпропетровськ, Україна, 49010, тел.: 096-103-04-97, ел. пошта: Dmitriy_Shapovalov@ukr.net, ORCID: orcid.org/0000-0002-7024-628X

Проектно-вишукувальний інститут залізничного транспорту ПАТ «Укрзалізниця», Харківське відділення, вул. Червоноармійська, 7, м. Харків, 61052, тел.: 066-330-83-46, ел. пошта: akv85@yandex.ru, ORCID: orcid.org/0000-0002-7538-8965

ПРО МОЖЛИВІСТЬ ЗНИЖЕННЯ ВТРАТ ЕНЕРГІЇ ПРИ ВИМИКАННІ ВИСОКОВОЛЬТНИХ IGBT-ПРИЛАДІВ ТА ЇЇ СХЕМОТЕХНІЧНА ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІСТЬ

Стаття присвячена дослідженню проблеми комутаційних втрат в модулях IGBT Показано, що основними перепонами на шляху подальшого збільшення частот переключень IGBT є значні величини «хвостового струму» та динамічних втрат вмикання та вимикання. Обґрунтовано можливість зниження величин «хвостового струму» та динамічних втрат при вимиканні за рахунок профілювання структури напівпровідникового приладу шляхом протонного опромінення. Протонне опромінення дозволяє створити більшу концентрацію дірок поблизу колектора, залишаючи інші частини структури кристалу без змін. При цьому динамічні втрати при вимкненні зменшуються у 2 рази. Подальше зниження рівня динамічних втрат є можливим за рахунок введення до силової схеми чотириквадрантного IGBT-ключа комутаційного (снаберного) транзистора. Представлена структура дозволить розвантажити основні силові транзистори і тим самим знизити динамічні втрати вимикання. Попередня оцінка показує, що теплове навантаження на такий модуль є на 25% нижчим, ніж на стандартний IGBT. У подальшому такі прибори можуть бути використані на дизель- та електропоїздах нового покоління.

Ключові слова: IGBT прилад, вимикання, втрати, схемотехніка, енергоефективність.

Внутрішній рецензент *Гетьман Г. К.* Зовнішній рецензент *Андрієнко П. Д.*

© Панасенко Н. В. и др., 2016

UDC 621.3.066

M. V. PANASENKO (RTU), D. YU. SHAPOVALOV (DNURT), A. A. KRASNOV (DRIRT)

Journal Railway Transport of Ukraine, I. Fedorova Str., 39, Kyiv, 03038, tel.: 067-989-06-51, e-mail: panasicom@ukr.net, ORCID: orcid.org/0000-0002-6567-2065

Dnepropetrovsk National University of Railway Transport named after academician Lazaryana, Department of electric rolling stock of railways., str. Lazaryana, 2, Dnepropetrovsk, Ukraine, 49010, tel.: 096-103-04-97, e-mail: Dmitriy_Shapovalov@ukr.net, ORCID: orcid.org/0000-0002-7024-628X

Design and Research Institute of Railway Transport of PJSC "Ukrzaliznytsia", Kharkov Department, Chervonoarmiyska Str., 7, Kharkiv, 61052, tel.: 066-330-83-46, e-mail: akv85@yandex.ru, ORCID: orcid.org/0000-0002-7538-8965

ABOUT A POSSIBILITY OF REDUCING LOSSES OF ENERGY AT SWITCHING OFF OF HIGH-VOLTAGE IGBT DEVICES AND ITS CIRCUITRY ENERGY EFFICIENCY

Article is devoted researching of a problem of switching losses in IGBT modules. It is shown that the main obstacles in a way of further increasing in frequency of switchings of IGBT are the considerable size of "tail current" and dynamic losses of inclusion and switching off. The possibility of decrease in size of "tail current" and dynamic losses of switching off due to profiling of structure of the semiconductor device by proton radiation is proved. Proton radiation of IGBT allows to create big concentration of holes near a collector, leaving other structure of a crystal without changes. At the same time losses of switching off decrease twice. Further decrease in dynamic losses becomes possible thanks to introduction to the power scheme of a four-quadrant IGBT key of the switching (snubber) transistor. The presented structure allows to unload the main power transistors and to reduce thereby dynamic losses of switching off. The preliminary estimate shows that thermal load of such module decreases by 25% in comparison with standard IGBT. Such devices can be used on the diesel- and electric trains of new generation.

Keywords: IGBT device, switching off, schematic, energy efficiency.

Internal reviewer *Getman G. K.* External reviewer *Andrienko P. D.*

© Панасенко Н. В. и др., 2016