

Исследование процессов запираания комбинированных транзисторов

В первом номере «Силовой электроники» была опубликована статья «Сравнительные экспериментальные исследования модулей IGBT и модулей на основе комбинированных СИТ-МОП-транзисторов» [1]. В настоящей статье представлены дальнейшие исследования комбинированных транзисторов в широком диапазоне выходных параметров, в том числе заключительный интервал выключения — стадия протекания остаточного, или «хвостового» тока. Информация о характере и параметрах данного процесса, как правило, не указывается в справочных данных.

Олег Бономорский

elft_bon@mail.ru

Павел Воронин

VoroninPA@mpei.ru

Владимир Куканов

V_kuk1@mail.ru

Николай Щепкин

ShchepkinNP@mpei.ru

Частотные свойства и коммутационные потери силовых ключей, сочетающих преимущества полевого управления и биполярного механизма токопереноса (IGBT и комбинированные СИТ-МОП транзисторы), определяются главным образом длительностью этапа выключения, поскольку для перехода ключа в закрытое состояние требуется некоторое время для удаления накопленных в базе носителей.

Процесс спада тока биполярного транзистора с изолированным затвором (IGBT) состоит из двух основных этапов [2]. Первый этап протекает относительно быстро и соответствует выключению МОП-структуры ключа. Он называется инжекционной фазой выключения. Второй этап определяется процессом рассасывания зарядов, накопленных в базовой области структуры, и называется рекомбинационной фазой выключения.

Выключение комбинированного транзистора СИТ-МОП также начинается с выключения управляющего низковольтного МОП-транзистора, соединенного последовательно с высоковольтным СИ-тиристором. По мере восстановления напряжения на стоке МОП-транзистора до величины, примерно равной напряжению блокирования СИ-тиристора при данном напряжении питания, происходит прерывание тока истока СИТ потенциальным барьером в канале, после чего он, в свою очередь, переходит в режим выключения.

Выключение обоих приборов, по сути, эквивалентно запираанию транзисторной структуры р-п-р при нулевом базовом токе («оборванная база»). Фактически этот процесс также следует разделить на две

фазы. На первой фазе процесса выключения р-п-р транзистора основную роль играет эффект коллектирования (экстракции) дырок, находящихся в базовой области, обратносмещенным управляющим р-п переходом. Попадая в ускоряющее поле обедненного слоя, дырки втягиваются в коллектор. Электроны, напротив, отесняются полем в электронейтральную часть базы, вызывая встречный поток дырок из эмиттера для нейтрализации суммарного заряда. В результате происходит обеднение носителями части базы, которая прилегает к коллекторному р-п переходу, сопровождающееся восстановлением напряжения на этом переходе. В первом приближении этот этап, соответствующий быстрому спаду тока в нагрузке (t_f), можно считать перезарядкой барьерной емкости коллекторного р-п перехода.

На второй стадии происходит процесс рассасывания заряда в оставшейся электронейтральной части базы с постоянной времени, равной времени жизни дырок τ_p в базе, которое, в свою очередь, зависит от уровня инжекции. Время спада тока в процессе рассасывания накопленного заряда можно приближенно оценить по формуле:

$$t_{\text{выкл}} \approx 2,3 \times \tau_p.$$

Для минимизации статических потерь в ключе требуется увеличение времени жизни носителей, что соответствует повышению концентрации накопленных в базе носителей и снижению остаточного напряжения на открытом приборе. Наоборот, для уменьшения коммутационных потерь необходимо снижение τ_p , что, как показано выше, приводит к пропорциональному уменьшению длительности этапа выключения.

Оптимальное сочетание напряжения в проводящем состоянии и характеристик запираания обеспечивается введением дополнительного (буферного) слоя n^+ вблизи стоковой части п-базы, а также применением ряда методов регулирования времени жизни носителей путем, например, облучения электронами

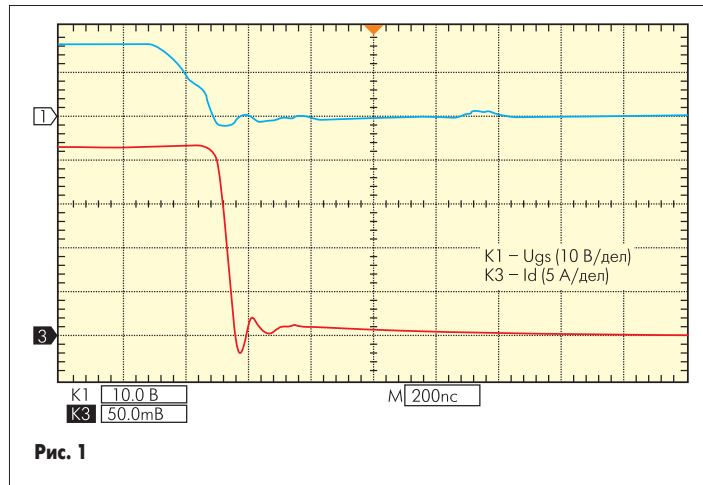


Рис. 1

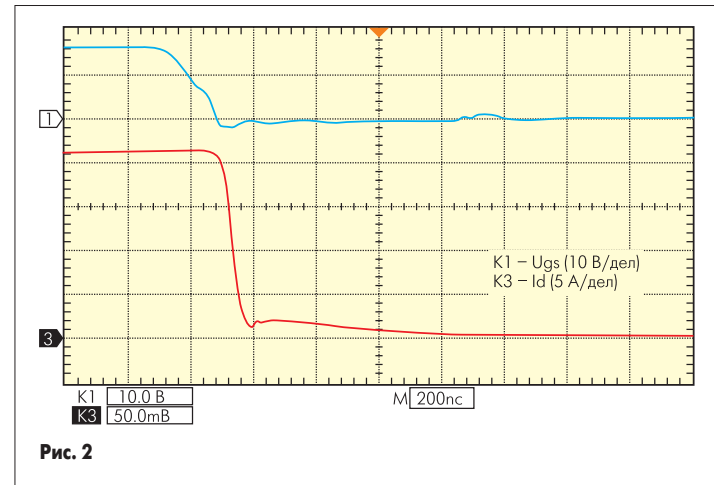


Рис. 2

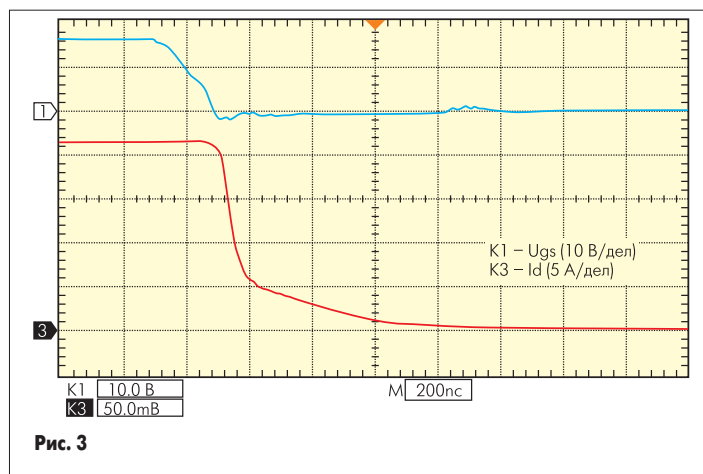


Рис. 3

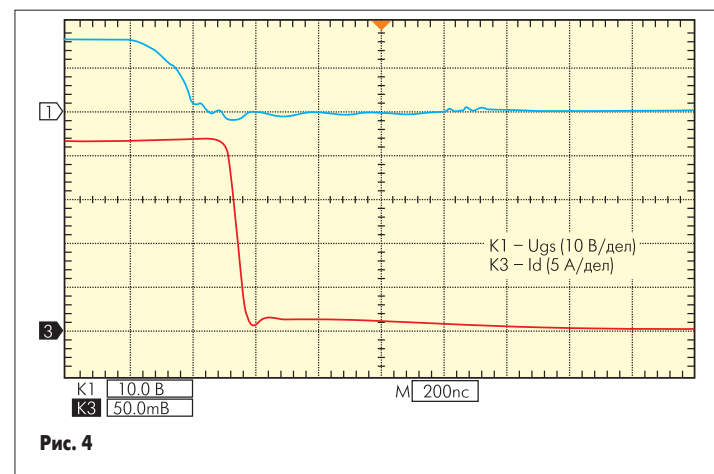


Рис. 4

или протонами [3]. Противоречие во взаимосвязи потерь проводимости и динамических потерь приводит к необходимости разработки оптимальных структур ключа для конкретных областей применения.

Структуру заряда, накопленного в области базы транзистора, разделяют на активную и пассивную части [4]. Носители активного заряда довольно быстро уходят из базы, попадая в ускоряющее поле обратносмещенного p-n перехода коллектора. Пассивный заряд, расположенный вне проекции эмиттерного и коллекторного переходов, частично рекомбинирует в той области, где он находится, а частично диффундирует в активную область, пополняя ее заряд. Поскольку процесс диффузии пассивного заряда происходит сравнительно медленно, в переходном режиме выключения наблюдается фаза протекания остаточного тока. Остаточный заряд является внутренним параметром, зависящим от структуры транзистора. Он может быть либо быстро рассеян при большой амплитуде остаточного тока, либо, при меньшем значении амплитуды тока, время его протекания пропорционально увеличивается [2].

Амплитуда остаточного тока зависит от эффективности процесса экстракции. Данная эффективность, в свою очередь, определяется величиной минимальной концентрации дырок p_0 внутри обратносмещенного управляющего p-n перехода. При заданном значении p_0 плотность дырочного тока j в электрическом поле перехода определяется по формуле:

$$j = q \times p_0 \times V,$$

где

q — элементарный заряд носителей;

V — дрейфовая скорость дырок в поле перехода.

Учитывая классическую зависимость скорости носителей от напряженности электрического поля [5], можно провести оценку зависимости амплитуды и длительности остаточного тока прибора от величины напряжения источника питания ключа $U_{ист}$.

При напряженностях электрического поля, меньших критической (Екр $\approx 1,2 \times 10^4$ В/см), скорость движения носителей пропорциональна приложенному напряжению. Таким образом, для рассматриваемых ключей класса 1200 В в диапазоне изменения $U_{ист}$ примерно до 500 В должен наблюдаться сильный рост амплитуды остаточного тока при уменьшении длительности его протекания. Снижение времени жизни при увеличении $U_{ист}$ обусловлено эффектом модуляции толщины электронейтральной части базовой области, обедненной областью управляющего перехода, а также снижением отношения дрейфовых скоростей электронов и дырок в сильных полях [5].

При достаточно больших напряжениях $U_{ист}$ (более 500 В, когда поле $E > E_{кр}$) происходит постепенное насыщение дрейфовой скорости носителей и изменение амплитуды остаточного тока и его длительности замедляется.

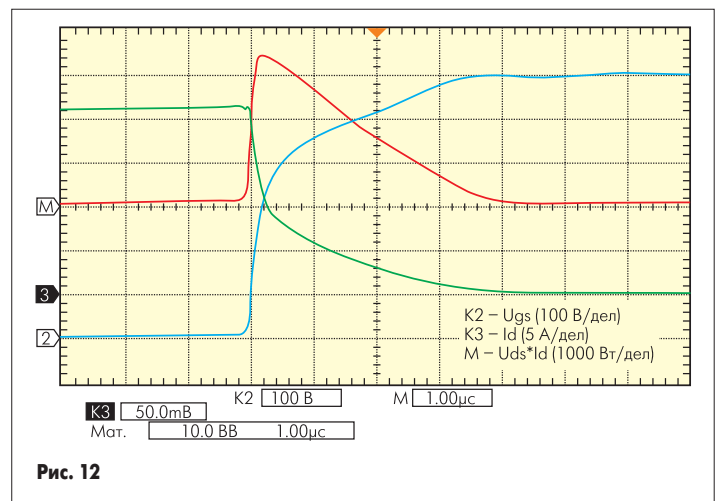
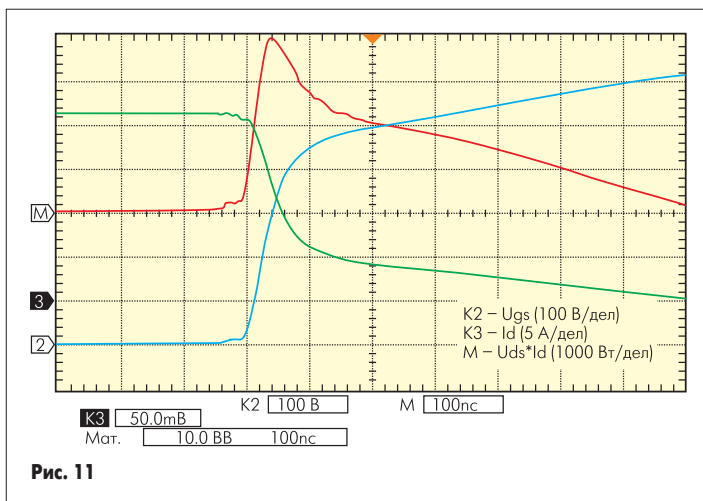
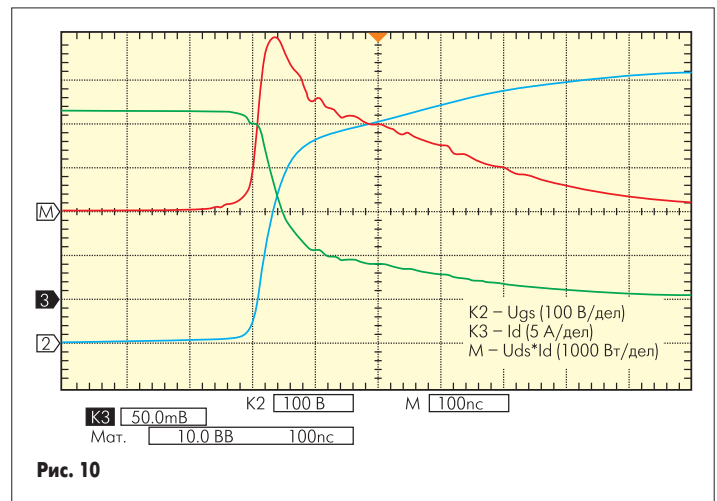
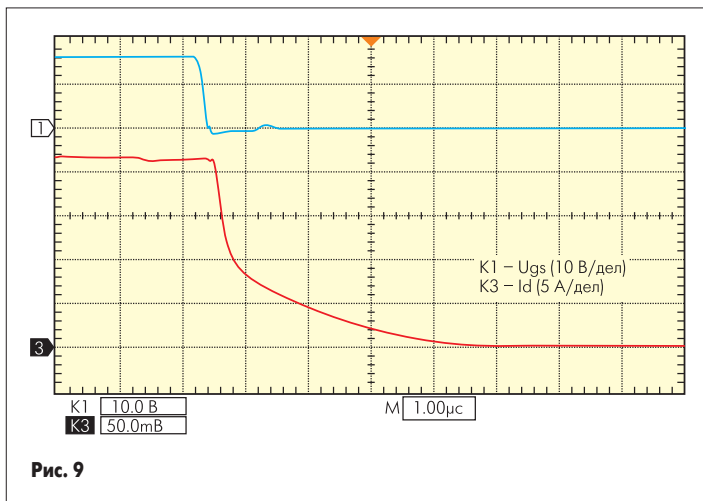
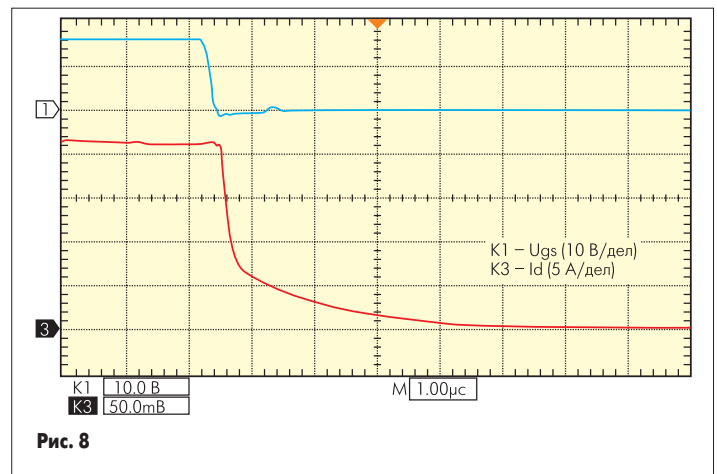
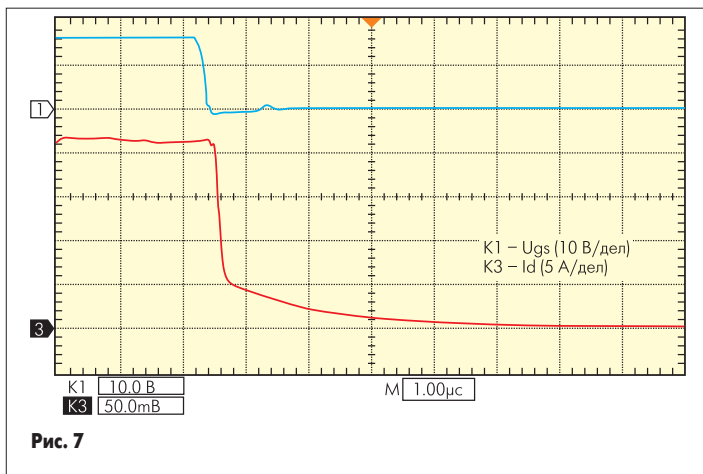
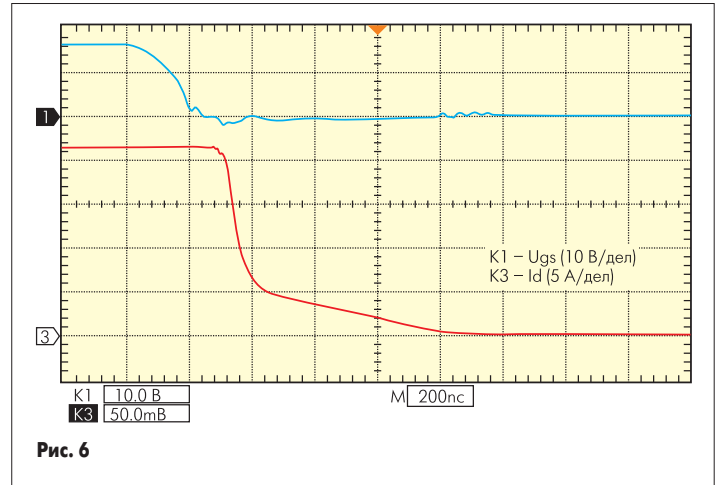
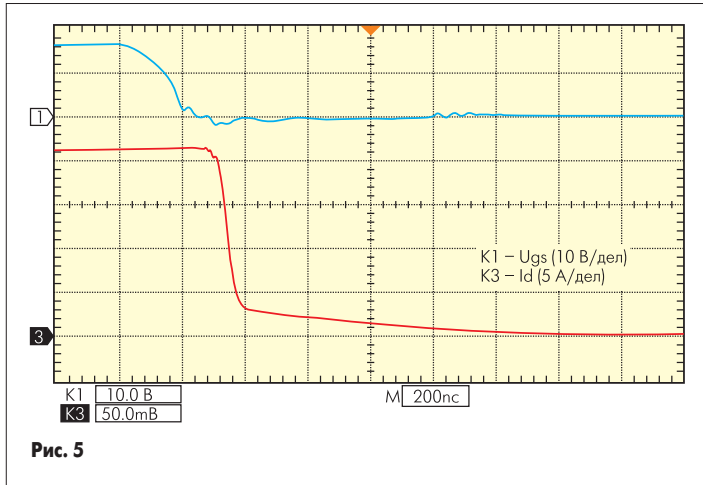
Были проведены экспериментальные исследования процесса выключения модуля IGBT типа CM50DY-24H фирмы Mitsubishi Electric и аналогичного по характеристикам модуля КСМТ типа М2ТКС-50-12, разработанного ВЭИ им. Ленина и МЭИ и изготовленного ОАО «Контур» (Чебоксары).

Исследовалась зависимость амплитуды и длительности протекания остаточного тока от напряжения источника питания ключа. На рис. 1–3 представлены осциллограммы процесса выключения модуля CM50DY-24H при фиксированном токе нагрузки и напряжении $U_{ист}$, равном 100, 300 и 600 В соответственно.

Аналогичные осциллограммы при тех же условиях испытаний для модуля М2ТКС-50-12, являющегося полным функциональным аналогом модуля CM50DY-24H и имеющего относительно малое время жизни носителей, полученное в результате процесса облучения быстрыми электронами, приведены на рис. 4–6 соответственно.

На рис. 7–9 приведены результаты аналогичных исследований образца необлученного модуля М2ТКС-50-12Б, имеющего относительно большое время жизни носителей, но пониженное остаточное напряжение, и предназначенного для применения в низкочастотных преобразователях.

На рис. 10–12 приведены осциллограммы сравнительных испытаний коммутационных потерь при выключении перечисленных выше модулей (рис. 10 — CM50DY-24H, рис. 11 — облученный М2ТКС-50-12, рис. 12 — необлученный М2ТКС-50-12Б).



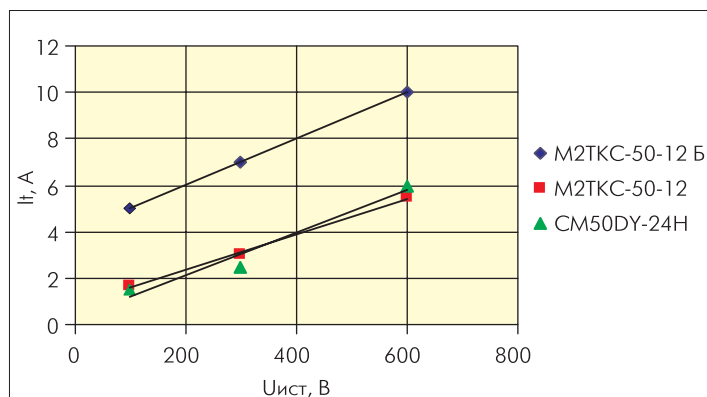


Рис. 13

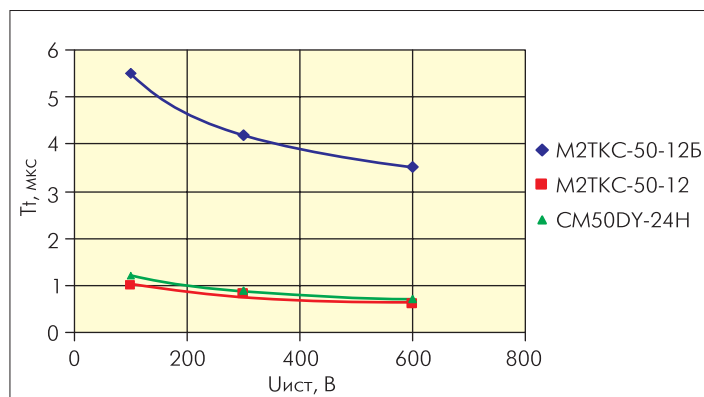


Рис. 14

Таблица

Тип модуля	Tf, мкс	Tt, мкс	It, А	Eon, мДж	Eoff, мДж	Uds(sat), В
M2TKC-50-12 Б	0,24	3,5	10,0	0,27	6,64	1,0
M2TKC-50-12	0,08	0,6	5,5	0,38	1,13	2,0
CM50DY-24H	0,06	0,7	6,0	0,11	0,96	2,7

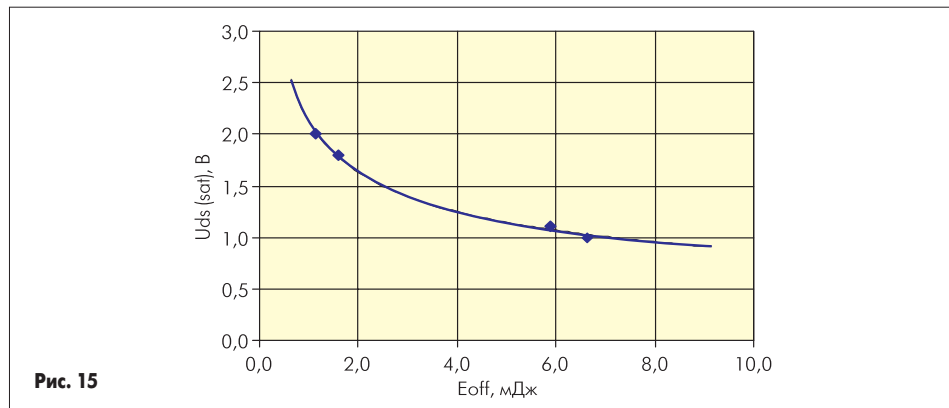


Рис. 15

Результаты математической обработки проведенных исследований приведены в таблице.

Зависимости амплитуды и длительности остаточного тока от напряжения источника питания ключа приведены на рис. 13 и 14.

Для установления оптимального соотношения между энергией коммутационных потерь при выключении Eoff и напряжением на открытом ключе Uds(sat) была получена экспериментальная зависимость данных параметров для нескольких приборов типа M2TKC-50-12 (рис. 15).

Используя полученные экспериментальные результаты, можно оценить предельную рабочую частоту f_0 для конкретного прибора в заданном режиме эксплуатации по формуле:

$$f_0 \leq \frac{P_{cp} - I_d \times U_{ds(sat)} \times D}{E_{on} + E_{off}},$$

где P_{cp} — средняя мощность, отводимая от прибора за период частоты переключения при заданном способе охлаждения; D — коэффициент заполнения тока нагрузки; E_{on} , E_{off} — энергии коммутационных потерь при включении и выключении соответственно.

Для необлученного модуля типа M2TKC-50-12Б при средней отводимой мощности 150 Вт частота f_0 составляет приблизительно 15 кГц, для облученного модуля типа M2TKC-50-12 при тех же условиях частота f_0 составляет приблизительно 80 кГц.

Сравнительный физический анализ модулей IGBT типа CM50DY-24H фирмы Mitsubishi Electric и аналогичного по характеристикам модуля КСМТ типа M2TKC-50-12 осложняется значительными различиями в фактической работе кристаллов в этих модулях. С **электротехнической** точки зрения исследованные режимы работы модулей идентичны. С **физической** точки зрения необходимо в первую очередь отметить, что плотность тока в экспериментальном кристалле СИ-тиристора примерно в 4 раза больше, чем в кристалле IGBT. Это связано со стоимостью экспериментальных кристаллов, поскольку с уменьшением размеров чипа существенно падает его стоимость. Увеличение плотности тока ведет к росту статических потерь, а также ухудшению динамических параметров выключения, в том числе — времени спада t_f .

Длительность фазы рассасывания в электронной части базы, как отмечалось выше, зависит от времени жизни носителей. В исследованных режимах эта область находится в непосредственной близости от эмиттерного перехода, или, что то же самое, от буферного слоя n^+ . Время жизни в остальной части базы практически не влияет на длительность этой фазы, зато сильно сказывается на величине статических потерь в открытом состоянии. Поэтому желательно созда-

вать профиль времени жизни в базе СИ-тиристора с минимумом вблизи эмиттерного перехода при максимально возможном времени жизни в остальной части базы. Практически это достигается облучением кристаллов протонами. Такая технология в России существует, однако стоимость протонной обработки кристаллов достаточно высока.

По экономическим причинам экспериментальные кристаллы СИ-тиристоров проходили более дешевый способ регулировки времени жизни — облучение электронами. Однако данный метод дает равномерное снижение времени жизни во всей области базы, в том числе и в тех ее частях, которые не оказывают влияния на параметры выключения, но приводят к росту прямого падения напряжения на открытом приборе.

Обобщая сказанное, следует отметить, что с технологической точки зрения кристаллы экспериментальных СИ-тиристорov весьма несовершенны — малая площадь, не самый совершенный метод регулирования времени жизни в базе. Эти факторы негативно сказываются на характеристиках первых отечественных модулей КСМТ.

Тем не менее, представленные экспериментальные данные показывают, что параметры модуля КСМТ типа M2TKC-50-12 практически не уступают параметрам IGBT третьего поколения фирмы Mitsubishi Electric, хотя по своим потенциальным возможностям и физическому принципу работы они могут быть эквивалентны новейшим ключам с накоплением носителей в базовых слоях типа IEGT и CSTBT.

Литература

1. Бономорский О., Воронин П., Куканов В., Щепкин Н. Сравнительные экспериментальные исследования модулей IGBT и модулей на основе комбинированных СИТ-МОП транзисторов. Компоненты и технологии: Силовая электроника. 2004. № 1.
2. Силовые IGBT модули фирмы SIEMENS. Материалы по применению. М.: Додэка. 1997.
3. Тейлор П. Расчет и проектирование тиристорov. М.: Энергоатомиздат. 1990.
4. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М.: Энергия. 1977.
5. Расчет силовых полупроводниковых приборов / Под ред. В. А. Кузьмина. М.: Энергия. 1980.

Заключение