

Новая серия высоковольтных модулей корпорации Mitsubishi Electric

для напряжения 1700 В и особенности работы с силовыми модулями большой мощности

Корпорацией Mitsubishi Electric разработана новая линейка силовых модулей с выдающимися характеристиками. Старшие модели этой серии прекрасно подходят для проектирования высокомоощных инверторов. Драйверы компании CONCEPT с технологией active clamping позволяют эффективно бороться с перенапряжениями на модулях без увеличения коммутационных потерь.

Роман Фукалов

roman.fukalov@mitsubishielectric.ru

Высоковольтные модули для большого тока широко используются в мощных преобразователях, таких, как инверторы для транспорта. Современные инверторы имеют тенденцию к уменьшению размеров и повышению выходной мощности. Таким образом, требуются силовые модули с высокими выходными токами. Ответом на запросы рынка является выпущенная корпорацией Mitsubishi Electric новая серия «N» модулей IGBT для напряжения 1700 В. В ней использован новый набор кристаллов IGBT/FWDi с улучшенными в сравнении с предыдущим поколением характеристиками. Текущая линейка серии «N» представлена в таблице.

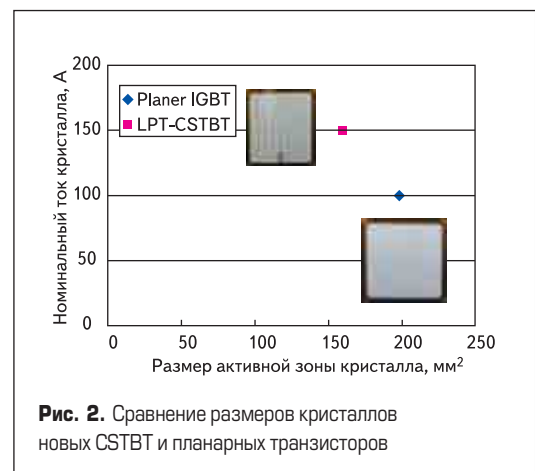
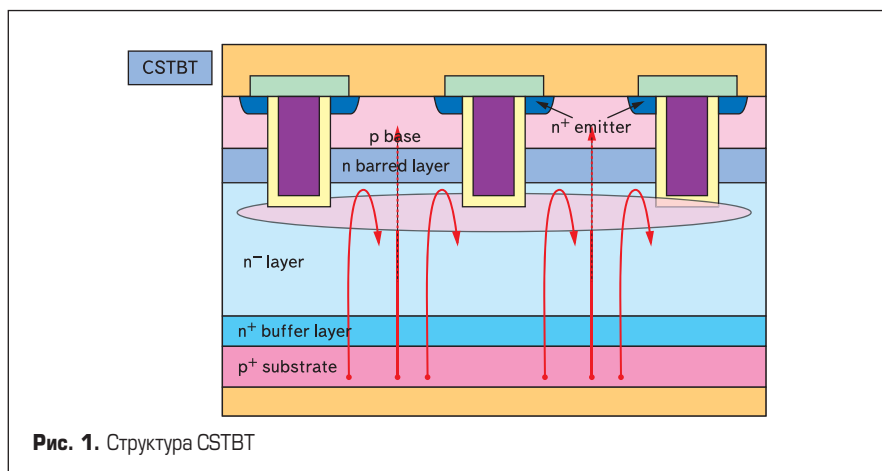
Новые кристаллы IGBT

Силовые модули серии «N» созданы на базе пятого поколения IGBT CSTBT с технологией LPT. CSTBT (траншейный биполярный транзистор с накоплением носителей заряда) — это второе поколение траншейных транзисторов, разработанное корпорацией Mitsubishi Electric. На рис. 1 представлена структура нового кристалла. Благодаря использованию дополнительного *n*-барьерного слоя между *p*-базовым и *n*-слоем удалось добиться равномерной плотности дырок между анодом и катодом, что улучшило условия рекомбинации и позволило уменьшить потери по сравнению с использованием традиционных траншейных транзисторов.

Другими достоинствами нового поколения кристаллов является положительный температурный коэффициент и уменьшенная по сравнению с первым поколением траншейных транзисторов емкость затвора. Благодаря своим превосходным характеристикам номинальный ток новых кристаллов выше, а размер активной зоны кристалла уменьшился (рис. 2).

Таблица. Модули серии «N»

Серия	Одиночные				
	800 А	1200 А	1600 А	1800 А	2400 А
Серия N (основание)				X (130×140 мм)	X (130×140 мм)
Серия N тип B (основание)		X (130×140 мм)		X (190×140 мм)	X (190×140 мм)
Серия	Полумост			Чоппер	
	600 А	800 А	1200 А	600 А	1200 А
Серия N (основание)			X (130×140 мм)		X (130×140 мм)
Серия N тип B (основание)		X (130×140 мм)			



Новый антипараллельный диод

IGBT-модули требуют включения в состав антипараллельных диодов. В режиме малых токов в обычных диодах при обратном восстановлении возникает осцилляция, которая может создать электромагнитные помехи для оборудования, входящего в состав инвертора. Для подавления колебаний необходим диод с мягкой характеристикой обратного восстановления. Чтобы достичь подобного эффекта, в новом диоде оптимизирована плотность зарядов.

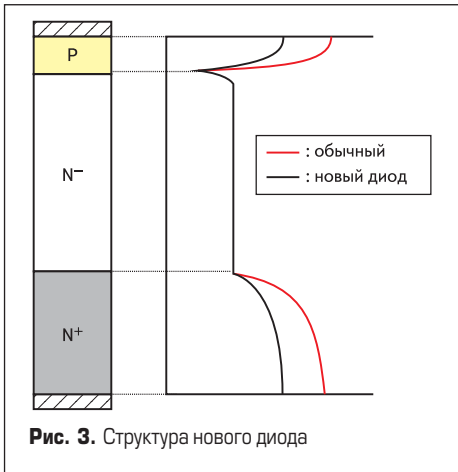


Рис. 3. Структура нового диода

Сравнение профилей плотности зарядов обычного и нового диодов представлено на рис. 3. Типичные осциллограммы токов и напряжений при обратном восстановлении старого и нового диодов — на рис. 4. Очевидно, что у нового диода колебания отсутствуют.

Особенности работы с силовыми модулями большой мощности

Старшие модули (1800 А; 2400 А) новой серии «N» прекрасно подходят для проектирования высокомоощных инверторов. Данные кристаллы имеют низкие потери и высокую скорость коммутации. При разработке преобразователей необходимо учитывать, что эти модули переключаются быстрее своих предшественников, основанных на планарной технологии, что приводит к более высоким значениям di/dt при выключении.

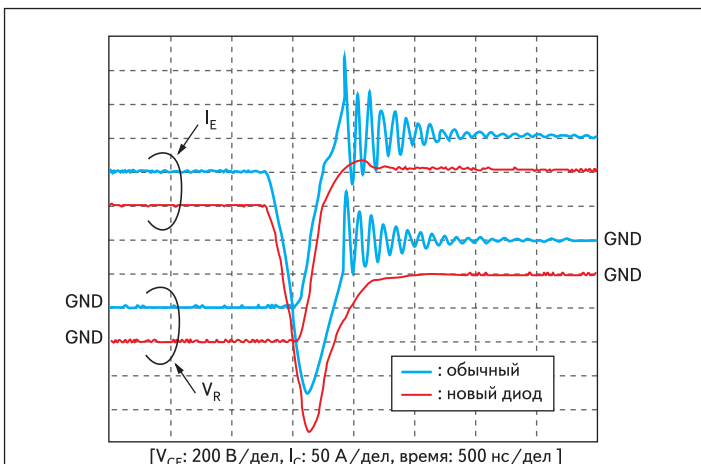


Рис. 4. Осциллограммы обратного восстановления антипараллельного диода

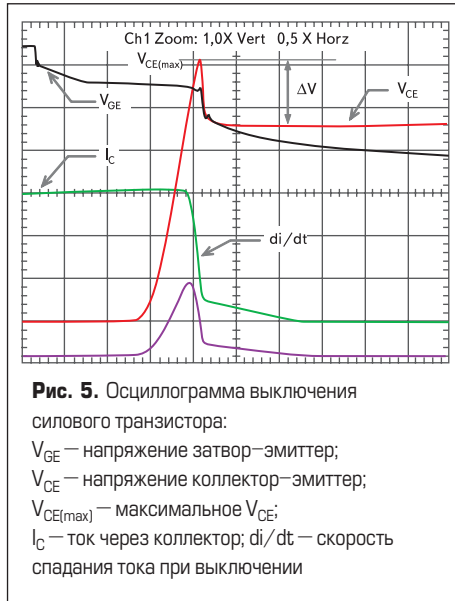


Рис. 5. Осциллограмма выключения силового транзистора:

V_{GE} — напряжение затвор-эмиттер;
 V_{CE} — напряжение коллектор-эмиттер;
 $V_{CE(max)}$ — максимальное V_{CE} ;
 I_C — ток через коллектор; di/dt — скорость спада тока при выключении

На рис. 5 представлена типичная осциллограмма выключения.

di/dt при выключении приводит к всплескам перенапряжения. Они пропорциональны: а) di/dt при выключении; б) паразитной индуктивности шины постоянного тока L_s . Значение перенапряжения может быть рассчитано по формуле:

$$\Delta V = L_s \times di/dt. \quad (1)$$

Пики перенапряжения складываются с напряжением шины постоянного тока, и, таким образом, максимальное напряжение, прикладываемое к IGBT, можно рассчитать по формуле:

$$V_{CE(max)} = V_{CC} + \Delta V. \quad (2)$$

Для оценки безопасной работы при выключении используют обратномешанную зону безопасной работы (ООБР) (рис. 6). Для модулей серии «N» ООБР является прямоугольником, с одной стороны ограниченным максимальным напряжением коллектор-эмиттер, а с другой — двукратным номинальным током.

Таким образом, ООБР содержит два ограничения: ток через коллектор при выключении не должен превышать двукратного максимального (например, для модуля

CM2400HC-34N номинальный ток 2400 А, максимальный — 4800 А) и максимальное напряжение не должно превышать 1700 В. (Напряжение должно быть измерено на вспомогательных выводах!)

При разработке преобразователей необходимо следить, чтобы при максимальном режиме работы границы ООБР не превышались.

Для снижения выбросов перенапряжения при выключении можно применять много различных методик. Мы рассмотрим их на примере модуля CM2400HC-34N.

Уменьшение индуктивности L_s шины постоянного тока

Из формул (1) и (2) становится ясно, что лучший путь для ограничения перенапряжения — уменьшение паразитной индуктивности шины постоянного тока.

Это может быть достигнуто использованием:

- многослойной шины;
- распределенных конденсаторов шины постоянного тока;
- низкоиндуктивных конденсаторов шины постоянного тока.

Минимально достижимая с помощью этих средств величина L_s порядка 40–60 нГн.

Использование дополнительных снабберных конденсаторов C_s

Для исключения влияния паразитной индуктивности шины постоянного тока и внутренней паразитной индуктивности основных конденсаторов можно использовать подключение дополнительных снабберных конденсаторов максимально близко к основным силовым терминалам модулей IGBT (между плюсом и минусом входов шины постоянного тока).

Этот метод действенен, но иногда сложен в применении: а) так как место для подключения снабберных конденсаторов к основным терминалам весьма ограничено; б) в связи с геометрическими ограничениями, связанными с требованиями к изоляционным промежуткам конструкции шины постоянного тока. Другой возможной проблемой могут быть помехи, вызываемые колебаниями между

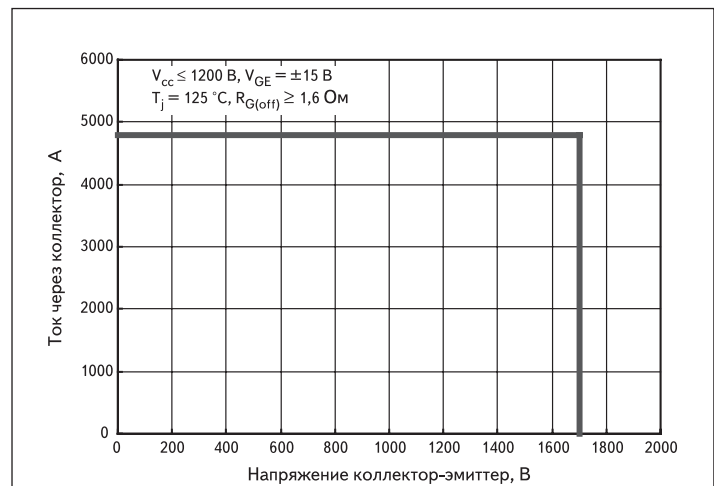
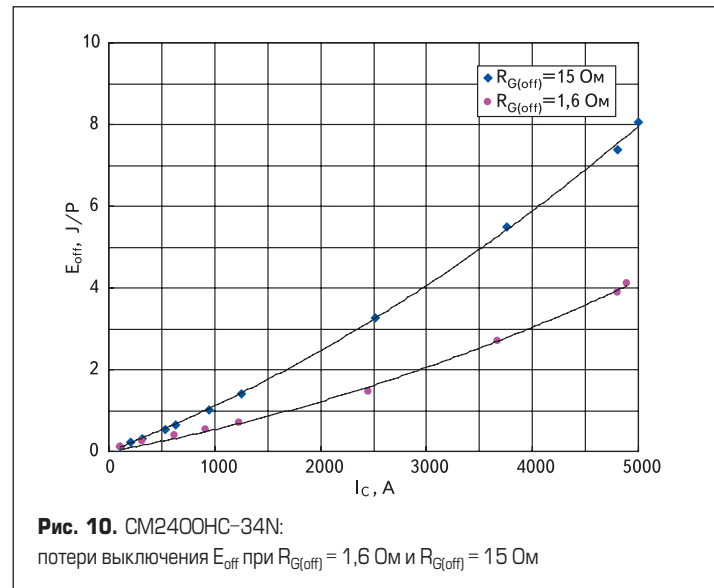
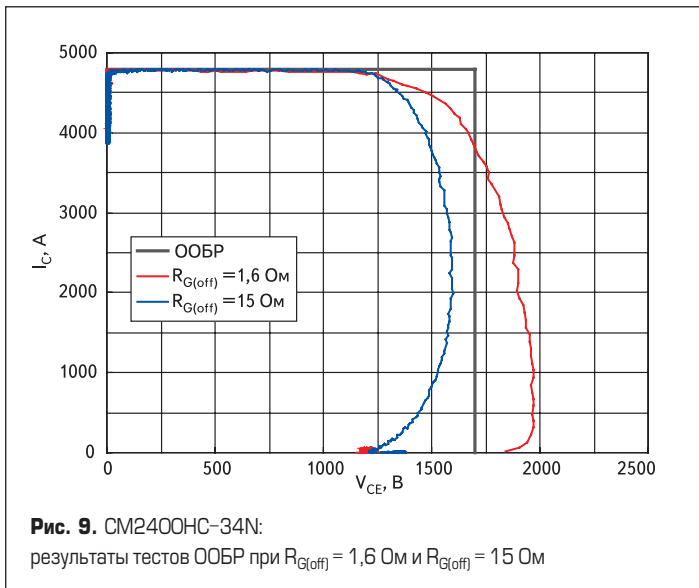
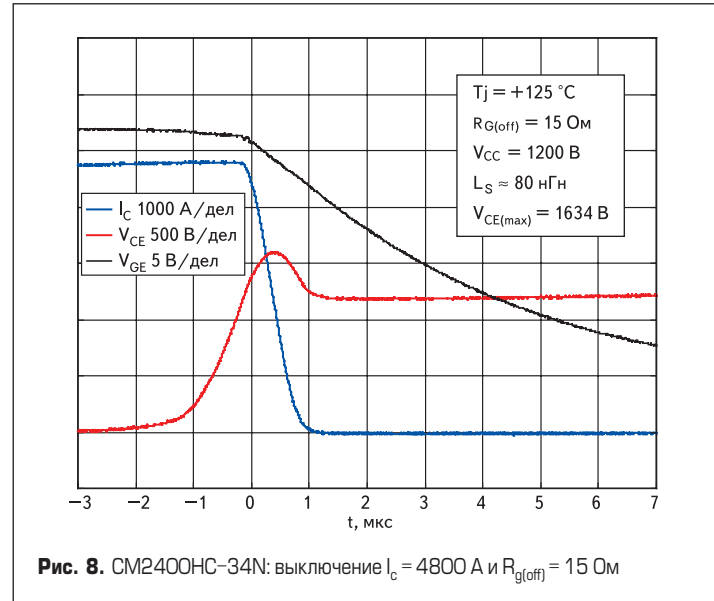
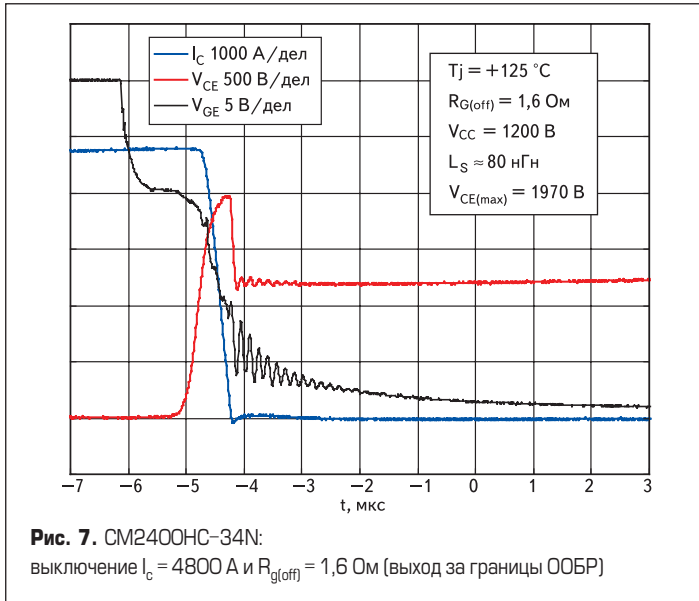


Рис. 6. ООБР (CM2400HC-34N)



снабберными конденсаторами и основными конденсаторами шины постоянного тока.

Увеличение затворного резистора $R_{g(off)}$

В соответствии с уравнением (1) и (2) другая возможность ограничения перенапряжений — уменьшение di/dt при выключении.

Один из способов этого — увеличение затворного резистора $R_{g(off)}$.

На рис. 7 и 8 можно увидеть примеры осциллограмм для CM2400HC-34N при токе $I_{c(max)} = 4800$ А ($V_{cc} = 1200$ В; $V_{ge} = \pm 15$ В; $T_j = 125$ °С).

При использовании затворного резистора $R_{g(off)} = 1,6$ Ом наблюдается значительный всплеск напряжения при коммутации (рис. 7).

При увеличении сопротивления затвора до $R_{g(off)} = 16$ Ом всплески перенапряжения значительно снижаются.

Две указанные осциллограммы, переведенные в формат XY, можно увидеть на рис. 9. Видно, что при использовании $R_{g(off)} = 1,6$ Ом напряжение выходит за границы ООБР, а при $R_{g(off)} = 15$ Ом находится в безопасной зоне.

Таким образом, видно, что увеличение затворного сопротивления позволяет эффек-

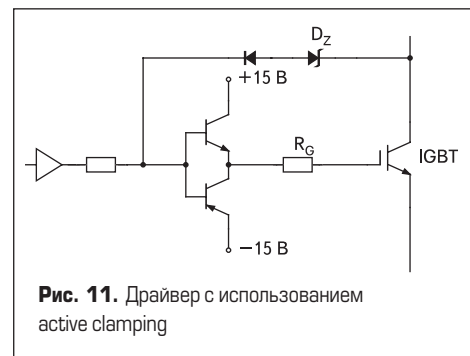
тивно бороться с перенапряжением, но это также приводит к увеличению потерь при выключении (E_{off}). На рис. 10 показана зависимость потерь выключения от тока через модуль для различных $R_{g(off)}$.

Увеличение $R_{g(off)}$ — одна из возможностей уменьшения перенапряжений при выключении, но при этом значительно возрастают коммутационные потери.

Использование драйверов с технологией active clamping

Другая возможность для ограничения di/dt — использование драйвера с технологией active clamping. Применительно к HVIIGBT она была представлена компанией CONCEPT на конференции PCIM в 1999 году. На рис. 11 изображена схема драйвера с использованием active clamping.

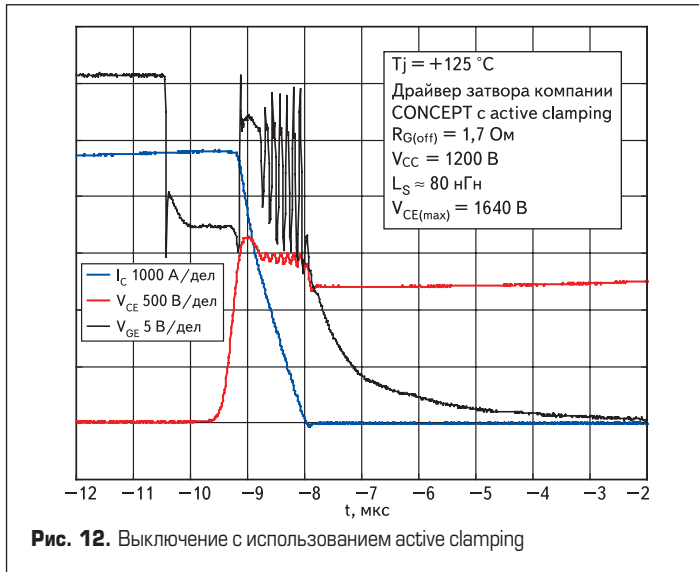
Принцип технологии active clamping заключается в следующем. Когда напряжение коллектор-эмиттер при выключении транзистора достигает напряжения пробоя зейнеровского диода, он открывается и, тем самым, поднимает напряжение затвора. В результате di/dt уменьшается и, соответственно, уменьшаются всплески перенапряжения. На рис. 12 представлена



осциллограмма работы active clamping. Видно, что данная технология достаточно эффективно ограничивает перенапряжение.

При использовании active clamping напряжение находится в безопасных границах даже при малых значениях $R_{g(off)}$ (рис.13).

Поскольку active clamping увеличивает время спада тока, можно ожидать увеличение потерь выключения (как и в случае с сопротивлением затвора), но это не так. Если посмотреть на результаты измерений зависимости потерь выключения от тока через модуль для стандартного драйвера и драйвера с active clamping, видно, что применение active clamping никак не сказалось на потерях выключения E_{off} .



Таким образом, применение технологии active clamping позволяет снижать перенапряжение без увеличения потерь на коммутацию.

В настоящий момент компанией CONCEPT выпущены драйверы для модулей:
 CM2400HC-34N — 1SD536F2-CM2400HC-34N;
 CM1800HC-34N — 1SD536F2-CM1800HC-34N.

Литература

1. S. Iura et al.: New 1700IGBT Modules with CSTBT. PCIM Nürnberg 2004. Conference proceedings. P. 264–269.
2. Rüedi H., Köhli P. SCALE Driver for High Voltage IGBTs. PCIM Nürnberg 1999. Conference proceedings. P. 357–364.
3. Application Note HCM-1740: Switching type test report with Concept gate driver (1SD536F2-CM2400HC-34N).

