

Продолжение. Начало в СЭ №1'2013

Снижение уровня динамических потерь:

«Мягкая» коммутация и снабберы

Основным режимом коммутации силовых ключей в промышленных преобразователях средней и высокой мощности является «жесткое» переключение, характеризующееся высоким уровнем динамических потерь и перенапряжений. Как правило, частота коммутации в таких устройствах составляет 1–30 кГц для IGBT и 50–100 кГц для MOSFET.

Увеличение рабочей частоты позволяет снизить габариты и вес пассивных аккумулирующих энергию компонентов (дросселей, конденсаторов, трансформаторов, фильтров) и интегрировать их в состав силовых преобразователей. В первую очередь речь здесь идет о таких системах, как зарядные устройства, изолирующие источники бесперебойного питания, мощные импульсные источники и корректоры коэффициента мощности, преобразователи для сварки, индукционного нагрева, рентгеновской техники и т. д. Существуют схемотехнические решения для повышения эквивалентной частоты коммутации. Интерливинг, или чередование фаз, широко применяется в многофазных источниках питания и при параллельном соединении инверторов. Снижение уровня динамических потерь достигается за счет применения снабберных цепей и режимов «мягкой» коммутации, к которым относятся ZVS (переключение при нулевом напряжении) и ZCS (переключение при нулевом токе).

Арендт Винтрих
(Arendt Wintrich)

Ульрих Николаи
(Ulrich Nicolai)

Вернер Турски
(Werner Tursky)

Тобиас Рейманн
(Tobias Reimann)

Перевод и комментарии:
Андрей Колпаков

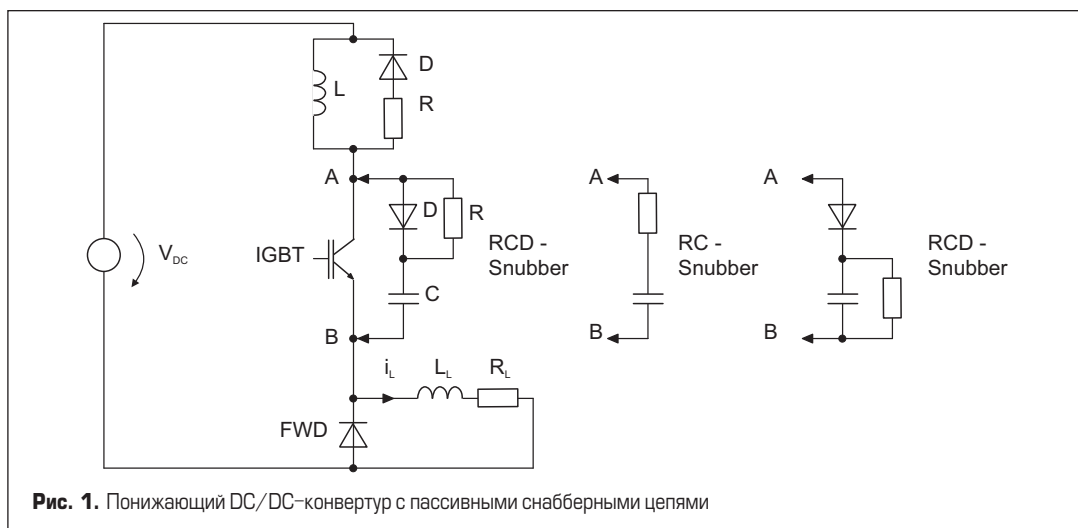
Andrey.Kolpakov@semikron.com

Пассивные снабберные цепи

В схемах, где в качестве силовых ключей используются обычные или запираемые по затвору тиристоры (GTO), наличие снабберных цепей необходимо для обеспечения работы в пределах области безопасной работы (Safe Operating Area, SOA или ОБР). В противоположность этому рамки ОБР для современных IGBT и MOSFET допускают их ком-

мутацию при полном токе и напряжении без применения внешних цепей формирования траектории переключения. В этом случае снабберы используются для снижения динамических потерь, ограничения коммутационных перенапряжений, а также для симметрирования при последовательном соединении.

На рис. 1 показана схема понижающего DC/DC-конвертера с пассивной снабберной цепью для снижения потерь при включении и выключении.



Потери включения (RLD-снабберы)

Рассмотрим работу схемы, начиная с момента, когда IGBT закрыт ($V_{CE} \approx V_{DC}$) и ток нагрузки I_{Load} замыкается через оппозитный диод. При включении транзистора диод запирается и I_{Load} начинает протекать через IGBT. С ростом тока коллектора почти все напряжение коммутации (вплоть до V_{DC}) может прикладываться к снабберной индуктивности L , соответственно, напряжение «коллектор-эмиттер» V_{CE} быстро падает почти до нулевого уровня. Одновременно индуктивность ограничивает скорость нарастания тока di/dt . Таким образом, оба этих фактора позволяют существенно снизить потери включения транзистора. При этом уменьшаются и потери выключения оппозитного диода, поскольку меньшее значение di/dt транзистора ограничивает пиковый ток обратного восстановления.

Индуктивный снаббер эффективно работает даже при очень небольшом номинале (порядка нескольких микрогенри). Параллельно дросселю устанавливается RD-цепочка, необходимая для его перезаряда и ограничивающая уровень перенапряжения IGBT и диода при выключении.

При выборе номиналов LRD-снабберов нужно пользоваться следующими рекомендациями:

- Индуктивность L следует выбирать минимально возможной, обеспечивающей только снижение потерь.
- Собственная паразитная емкость снабберной цепи должна быть минимальной.
- Параметры R и L определяют постоянную времени ($\tau = L/R$), необходимую для сброса энергии индуктора. Одновременно они задают минимальное время выключения t_{off} IGBT (ограничение скважности), обеспечивающее эффективное снижение потерь включения (отсутствие остаточного тока L). Увеличение R приведет к уменьшению минимального значения t_{off} IGBT, однако при этом растет напряжение на ключе и рассеиваемая им мощность.

Потери выключения (RCD-снабберы)

Исходным является состояние, когда IGBT открыт и проводит весь ток нагрузки, который после его выключения замыкается через оппозитный диод. В это же время он коммутируется в параллельную транзистору DC-цепь, что приводит к одновременному снижению тока коллектора и скорости нарастания напряжения dv/dt «коллектор-эмиттер», а соответственно и к уменьшению потерь выключения транзистора. Уменьшение величины E_{off} достигается при правильном выборе емкости снаббера, которая в этом случае во многом зависит от технологии IGBT. В конце цикла коммутации напряжения оппозитный диод включается с незначительными потерями и берет на себя ток снабберной емкости. При следующем включении транзистора большая часть энергии, запасенной в емкости, рассеивается резистором R .

При выборе номиналов LCD-снабберов нужно пользоваться следующими рекомендациями:

- Емкость C должна выбираться минимально возможной, обеспечивающей только снижение потерь.
- В снабберной цепи следует устанавливать быстрый диод с низким напряжением прямого восстановления.
- Конденсатор должен иметь высокий ток пульсаций и малую собственную индуктивность.
- Паразитную индуктивность снабберной цепи нужно свести к минимуму.
- Параметры R и C определяют постоянную времени ($\tau = R \times C$), необходимую для сброса энергии емкости. Одновременно они задают минимальное время включения t_{on} IGBT (ограничение скважности), обеспечивающее эффективное ограничение потерь выключения (отсутствие остаточного напряжения на C). Снижение R приведет к уменьшению минимального значения t_{on} IGBT, однако при этом растет ток ключа и рассеиваемая им при включении мощность.

Еще раз отметим, что номиналы L и C снабберов следует выбирать минимально возможными, их неоправданное увеличение ведет к затягиванию времени коммутации!

В описанных выше схемах с простыми снабберными цепями основная доля запасенной в них энергии рассеивается в виде тепла на резисторе R и небольшая часть — на силовом ключе. Это приводит к снижению эффективности системы, несмотря на то, что наличие снабберов частично снижает потери в транзисторах. Применение пассивных цепей позволяет повысить частоту коммутации за счет переноса части рассеиваемой мощности из полупроводникового ключа в резистор снаббера.

В литературе описаны варианты «нерассеивающих» снабберов, энергия в которых запасается в резонансных цепях и сбрасывается в емкость DC-шины. Однако из-за сложности реализации такие схемы редко используются на практике [72].

Режимы «мягкой» коммутации

Еще одной возможностью снижения потерь в полупроводниковых ключах является при-

менение режимов «мягкой» коммутации. Этот термин означает, что переключение силового транзистора производится при нулевом напряжении (ZVS) или нулевом токе (ZCS) (рис. 2–6). Существует много вариантов схем, где реализованы данные принципы работы, в общем случае они подразделяются на резонансные и квазирезонансные.

Особенности режима ZVS (рис. 3):

- процесс коммутации начинается в момент активного записания ключа, динамические потери снижаются благодаря установке параллельной емкости C_K ;
 - коммутация заканчивается при пассивном открывании ключа с нулевым напряжением $v_K = 0$;
 - перед началом следующего рабочего цикла в открытом ключе меняется направление тока с повышенной скоростью di/dt ;
 - индуктивность цепи коммутации L_K должна быть минимальной.
- Особенности режима ZCS (рис. 5):
- процесс коммутации начинается в момент активного отпирания ключа, динамические потери снижаются благодаря установке последовательной индуктивности L_K ;
 - процесс коммутации заканчивается при пассивном закрывании ключа с нулевым током $I_K = 0$;
 - перед началом следующего рабочего цикла у открытого ключа меняется полярность напряжения с повышенным значением dv/dt ;
 - емкость цепи коммутации C_K должна быть минимальной.

Работа конвертера с непрерывным плавным переключением происходит при условии, когда в конвертере используется только один из описанных выше режимов: ZVS (индуктивная коммутация) или ZCS (емкостная коммутация). Вследствие этого ограничения потеря одной из возможностей управления (по сравнению с режимом жесткого переключения) считается допустимой. Это происходит только в том случае, когда полярность коммутируемого напряжения V_K или выходного тока I_K меняет знак между двумя идентичными циклами переключения.

Параметры выпускаемых в настоящее время IGBT, MOSFET и диодов оптимизируются для режима жесткого переключения, типовая рабочая характеристика для этого случая показана на рис. 2. Однако исследования, проводимые

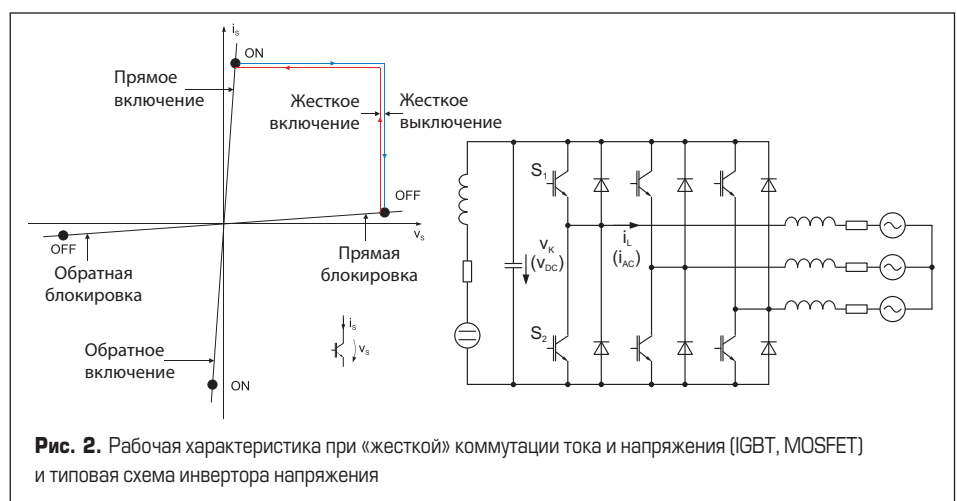


Рис. 2. Рабочая характеристика при «жесткой» коммутации тока и напряжения (IGBT, MOSFET) и типовая схема инвертора напряжения

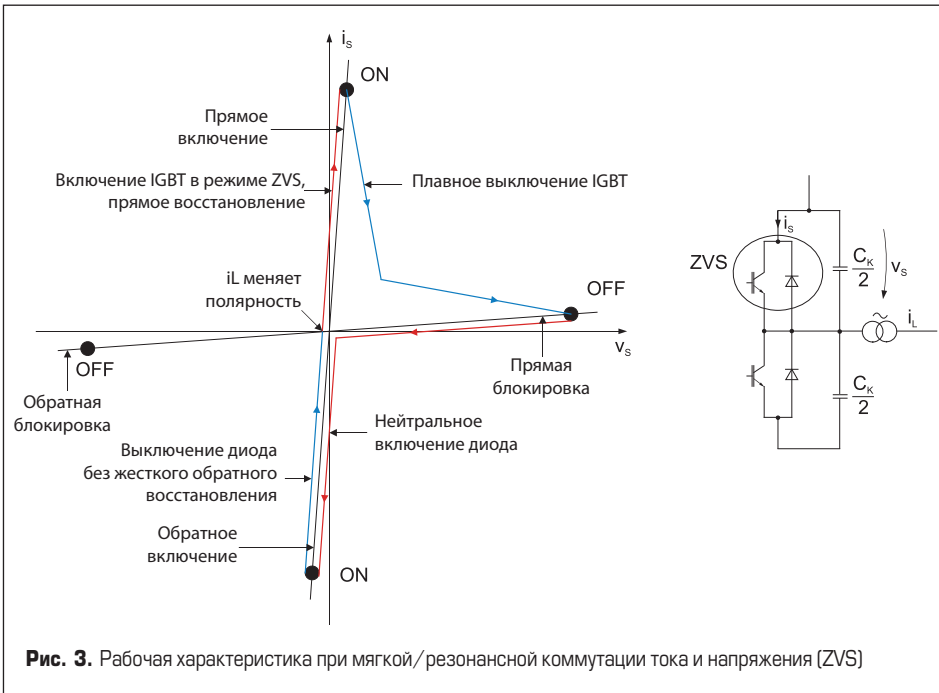


Рис. 3. Рабочая характеристика при мягкой/резонансной коммутации тока и напряжения [ZVS]

в последние годы [2, 4, 5], показывают, что поведение кристаллов с различными структурами и технологиями производства в режимах «мягкой» коммутации очень сильно отличается. К сожалению, эти особенности никак не отражены в спецификациях силовых ключей.

Сравнение характеристик на рис. 2, 3 и 5 показывает, что размеры областей, ограниченных положением рабочих точек, заметно отличаются. Их площади отображают относительный уровень динамических потерь, и, как и следовало ожидать, они максимальны в режиме «жесткой» коммутации (рис. 2). При идеальном резонансном переключении рабочие точки расположатся вдоль координатных осей. В реальных режимах резонансного и квазирезонансного переключения рабочая характеристика находится между двумя идеальными состояниями (рис. 3 и 5).

Схема управления силовыми модулями должна осуществлять активное выключение MOSFET/IGBT и проводить мониторинг коммутационного напряжения (пассивное включение в режиме ZVS при $V_s = 0$).

Требования к силовым ключам и драйверам в режиме ZVS и ZCS приведены в таблице.

Модифицированный ZVS-режим

Продолжительность цикла емкостной коммутации можно определить следующим образом:

$$t_{Kc} \approx (C_K \times v_K) / i_L,$$

где: C_K — емкость резонансного контура (определяющая снижение уровня потерь); v_K — коммутируемое напряжение; i_L — коммутируемый ток нагрузки.

Процесс переключения ZVS-конвертера при малых токах нагрузки может длиться нежелательно долго, что ухудшает характеристики схемы. Эта проблема решается за счет применения модифицированного режима ZVS, при котором коммутация прерывается по истечении некоторого времени путем активного включения контура с не полностью перезаряженной емкостью. Недостатком данного решения является рост уровня динамических потерь. Возможная реализация модифицированного ZVS-коммутатора показана на рис. 7.

Схема управления силовыми модулями должна осуществлять активное включение MOSFET/IGBT и проводить мониторинг коммутируемого тока (пассивное выключение в режиме ZCS при $i_s = 0$).

Модифицированный ZCS-режим

Продолжительность цикла индуктивной коммутации можно определить следующим образом:

$$t_{Ki} \approx (L_K \times i_L) / v_K,$$

где: L_K — индуктивность резонансного контура (определяющая снижение уровня потерь); v_K — напряжение коммутации; i_L — коммутируемый ток нагрузки.

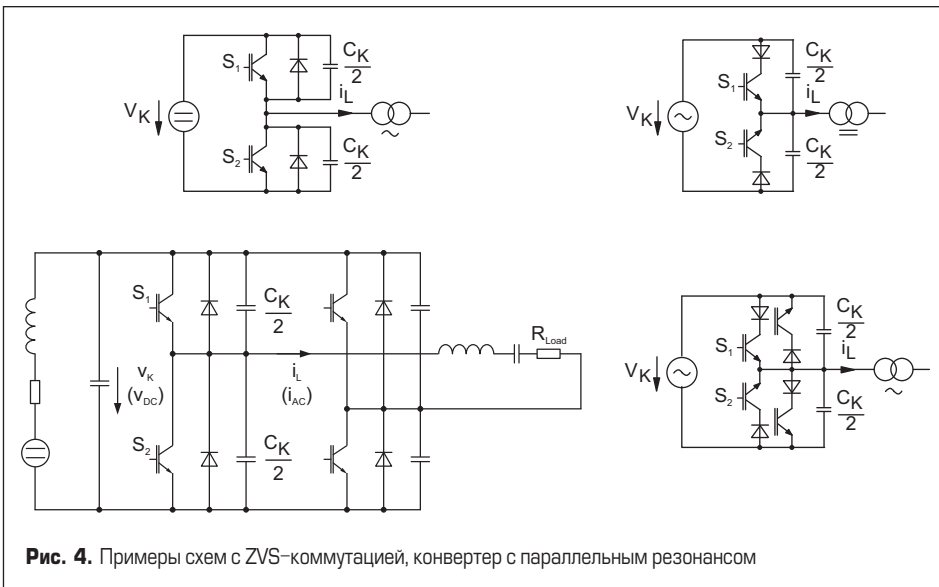


Рис. 4. Примеры схем с ZVS-коммутацией, конвертер с параллельным резонансом

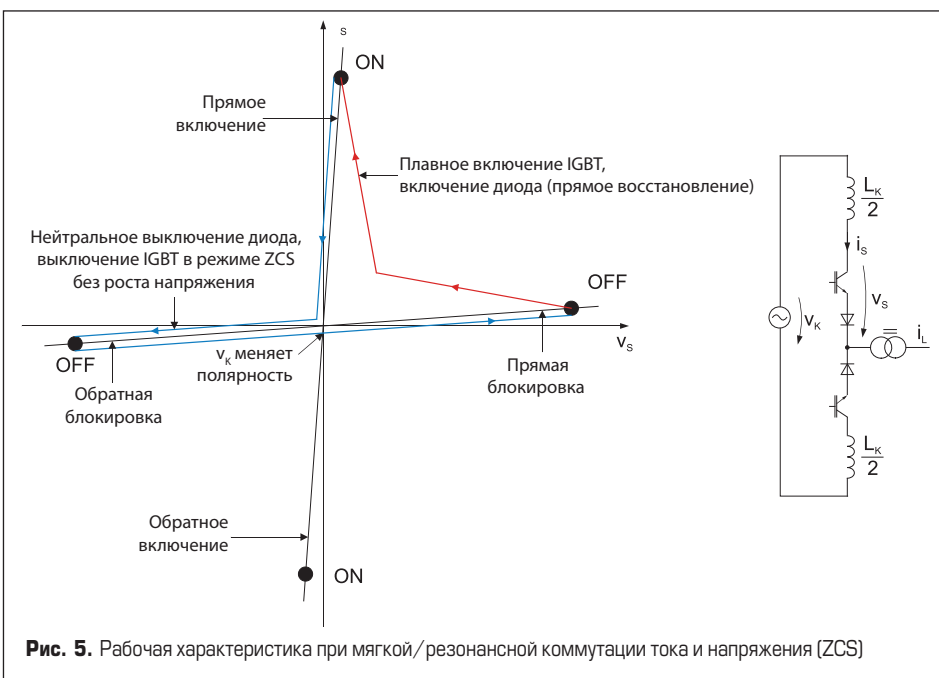
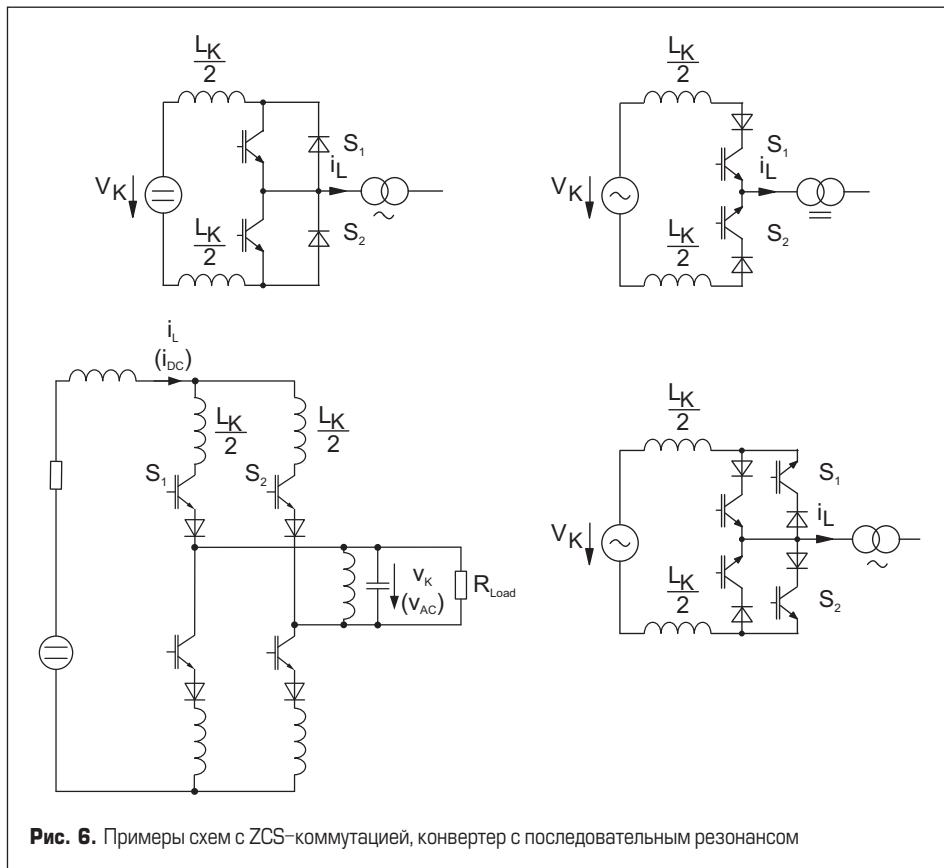


Рис. 5. Рабочая характеристика при мягкой/резонансной коммутации тока и напряжения [ZCS]



Динамические характеристики RT и NPT IGBT в режиме ZVS

Для реализации режима ZVS силовой ключ должен активно включаться драйвером затвора. Поскольку модуляция проводимости в *n*-базе не может происходить без протекания тока, IGBT будет реагировать на фронт *di/dt* всплеском прямого напряжения, чему соответствует увеличение потерь включения на данном временном интервале (прямое восстановление). Динамическое перенапряжение, время модуляции проводимости и, следовательно, уровень рассеиваемой мощности зависят в основном от степени легирования *n*-базы, производительности эмиттера, времени жизни носителей заряда, скорости нарастания тока *di/dt*, условий нагрузки и температуры.

Транзисторы NPT IGBT, характеризующиеся низкой эффективностью эмиттера и большим временем жизни носителей, отличаются относительно малыми всплесками напряжения прямого восстановления (рис. 9а). Однако длительность процесса включения при этом достигает 10 мкс и более. В противоположность этому перенапряжение при включении RT IGBT может превышать стационарное значение в 30–40 раз (высокая эффективность эмиттера, короткое время жизни носителей), но сам процесс занимает всего около 100 нс (рис. 9б). Конфликт между пиком прямого напряжения и временем включения приводит к тому, что потери мощности в RT- и NPT-структурах доминируют в общем значении мощности рассеяния, особенно на высоких частотах коммутации (рис. 10а, б).

Рис. 6. Примеры схем с ZCS-коммутацией, конвертер с последовательным резонансом

Процесс переключения ZVS-конвертера при малых напряжениях коммутации или больших токах нагрузки может длиться нежелательно долго, что ухудшает характеристики схемы. Эта проблема решается за счет применения модифицированного режима ZCS, при котором коммутация прерывается по истечении некоторого времени путем ак-

тивного прерывания тока в индуктивности. Недостатком данного метода является рост уровня динамических потерь. Во многих практических реализациях подобных схем силовые ключи имеют защиту от перенапряжения. Принцип работы модифицированного ZCS-коммутатора поясняется на рис. 8.

Таблица. Требования к силовым ключам и драйверам в режимах ZVS и ZCS

	ZCS	ZVS
Драйвер	Возможность активного включения и снижения уровня динамических потерь при включении.	Возможность активного выключения и снижения уровня динамических потерь при выключении.
IGBT	Короткое время жизни носителей заряда; слабая зависимость накопленного заряда и «хвостового» заряда от температуры кристалла; короткая фаза динамического насыщения при включении.	Короткое время жизни носителей заряда, малый «хвостовой» ток; слабая зависимость «хвостового» заряда и времени жизни носителей от температуры кристалла; низкий уровень прямого перенапряжения при включении в процессе модуляции проводимости в ZVS-режиме с повышенным значением <i>di/dt</i> .
Диоды	Низкий заряд обратного восстановления (QRR, IRR).	Поскольку при выключении на них не действует одновременно фронт <i>di/dt</i> тока обратного восстановления и обратное напряжение, к ZVS-диодам не предъявляются такие же строгие требования по характеристикам обратного восстановления, как при «жесткой» коммутации.

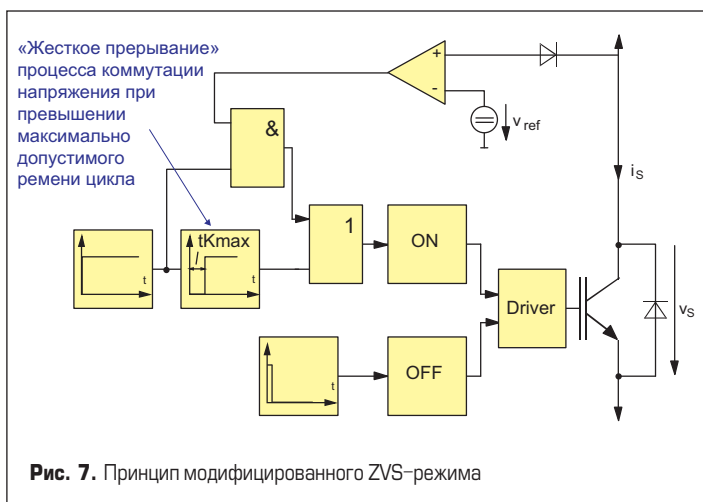


Рис. 7. Принцип модифицированного ZVS-режима

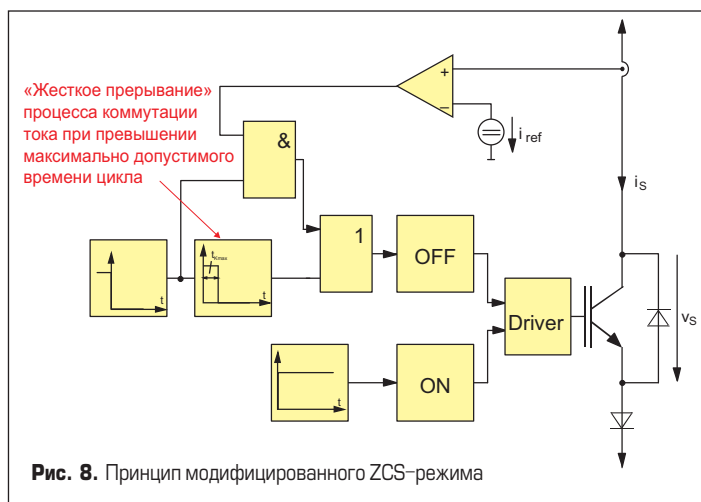


Рис. 8. Принцип модифицированного ZCS-режима

Если для защиты ZVS-ключа от короткого замыкания используется стандартный метод мониторинга напряжения насыщения V_{CEsat} то схема управления затвором должна быть заблокирована на время нарастания тока di/dt для исключения ложных срабатываний.

Активное отключение IGBT в резонансном режиме

В процессе активного плавного отключения IGBT ток может коммутироваться в параллельную емкость C_K при пониженной

скорости нарастания напряжения «коллектор–эмиттер» dv/dt , обеспечивая таким образом уменьшение динамических потерь. Свойства «хвостового» тока, т. е. процесс рассасывания запасенного в IGBT заряда после блокирования MOSFET-канала, определяются в первую очередь значением dv/dt .

При увеличении емкости контура снижается начальная амплитуда «хвостового» тока (сравнимого с током заряда емкости IGBT и снаббера), но одновременно растет его длительность. У NPT-структур с большим временем жизни носителей это приводит к нежелательному увеличению динамических потерь (рис. 11а и 12). В противоположность этому осциллограммы на рис. 11б показывают, что «хвостовой» ток в ключах PT IGBT может упасть до нуля до того, как величина V_{CE} достигнет уровня внешнего напряжения коммутации. Результаты тестов 1200 В/50 А PT IGBT-модулей демонстрируют, что при емкости контура $C_K = 30$ нФ потери выключения снижаются на 50% по сравнению с режимом «жесткой» коммутации (рис. 12). Для NPT IGBT снижение составляет около 20%.

По рис. 13 видно, что существует очевидная разница в поведении различных IGBT в режиме плавного отключения ZVS на высоких частотах. Поэтому при выборе конкретного типа силового ключа для данного применения надо обращать особое внимание на его динамические и статические характеристики. В [3] показано, что в ZVS-режимах традиционные Trench FS транзисторы оказываются вполне конкурентными с NPT и PT IGBT.

MOSFET в режиме ZVS

Структура MOSFET является униполярной, ей не свойственно накопление и рассасывание заряда, что накладывает определенную специфику на применение в ZVS-режиме [5]:

- Отсутствует динамическое прямое перенапряжение при включении с нулевым напряжением и повышенной скоростью изменения тока di/dt .
- Сравнение с IGBT аналогичного токового диапазона показывает, что потери выключения у MOSFET с коммутируемым конденсатором в несколько нанофард практически отсутствуют. Часть этой величины приходится на относительно высокую выходную емкость полевого транзистора.
- Режим, когда закрытый транзистор находится под действием крутого фронта dv_{DS}/dt , является критическим для MOSFET-структуры; в ZVS-режиме это состояние отсутствует, поэтому MOSFET может закрываться отрицательным напряжением на затворе.

Быстрые диоды в режиме ZVS

В режиме ZVS [5] выключение диодов происходит без одновременного воздействия крутого фронта обратного тока di_r/dt и обратного напряжения. Следовательно, характеристики обратного восстановления в данном случае не играют такой роли, как при «жесткой»

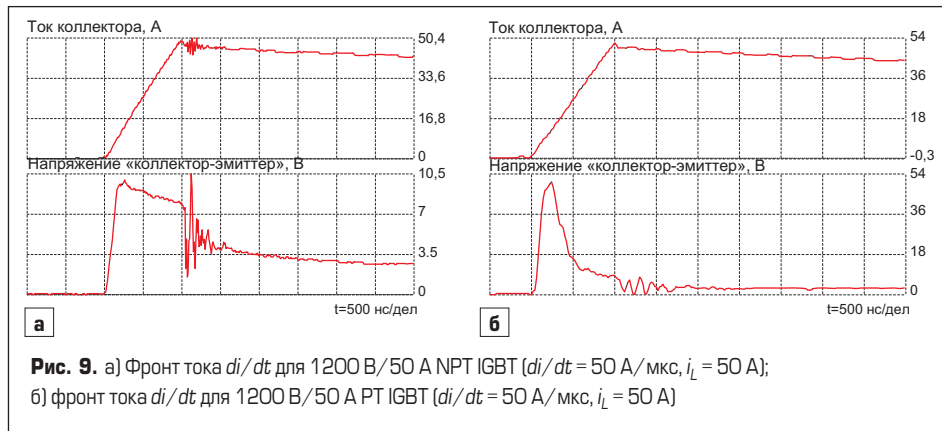


Рис. 9. а) Фронт тока di/dt для 1200 В/50 А NPT IGBT ($di/dt = 50$ А/мкс, $i_L = 50$ А); б) фронт тока di/dt для 1200 В/50 А PT IGBT ($di/dt = 50$ А/мкс, $i_L = 50$ А)

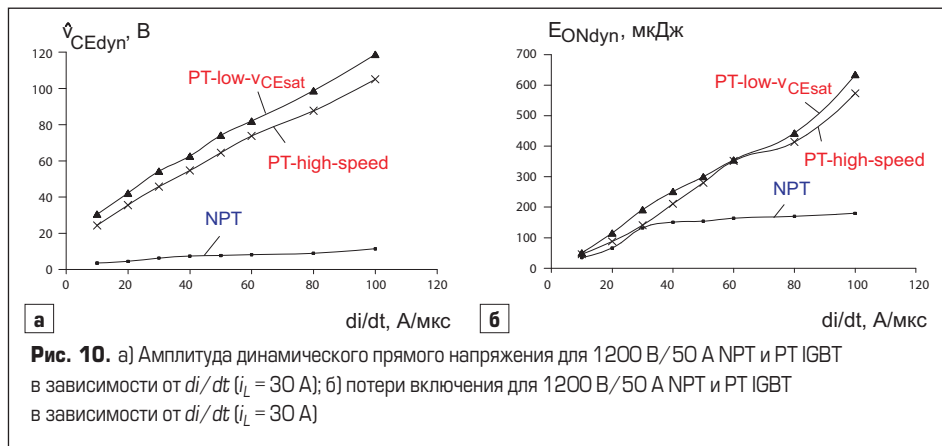


Рис. 10. а) Амплитуда динамического прямого напряжения для 1200 В/50 А NPT и PT IGBT в зависимости от di/dt ($i_L = 30$ А); б) потери включения для 1200 В/50 А NPT и PT IGBT в зависимости от di/dt ($i_L = 30$ А)

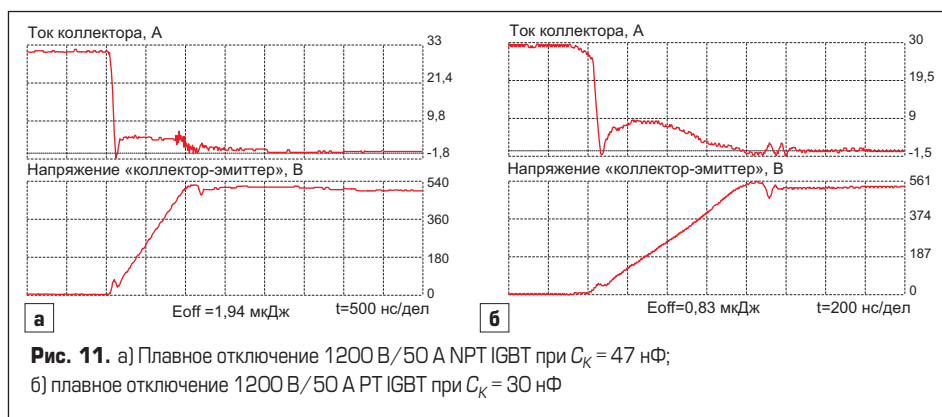


Рис. 11. а) Плавное отключение 1200 В/50 А NPT IGBT при $C_K = 47$ нФ; б) плавное отключение 1200 В/50 А PT IGBT при $C_K = 30$ нФ

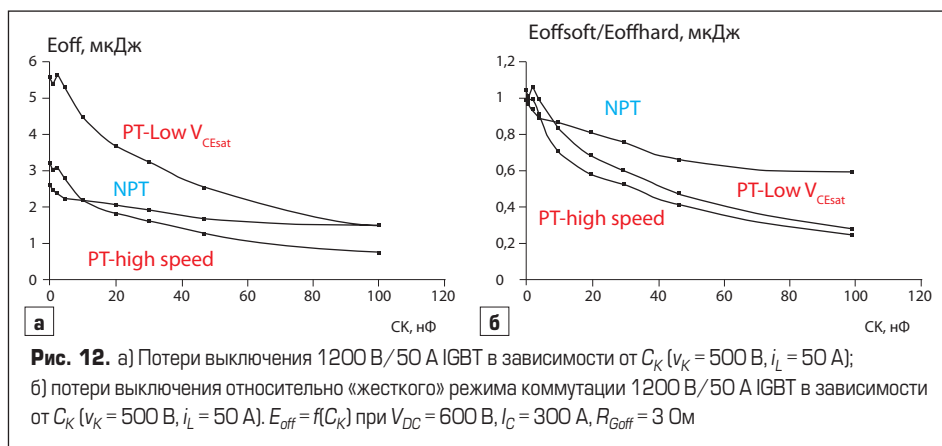


Рис. 12. а) Потери выключения 1200 В/50 А IGBT в зависимости от C_K ($V_K = 500$ В, $i_L = 50$ А); б) потери выключения относительно «жесткого» режима коммутации 1200 В/50 А IGBT в зависимости от C_K ($V_K = 500$ В, $i_L = 50$ А). $E_{off} = f(C_K)$ при $V_{DC} = 600$ В, $I_C = 300$ А, $R_{off} = 3$ Ом

коммутации. Однако хорошие динамические свойства при включении сохраняют свое значение, особенно подходящими с этой точки зрения являются диоды технологии CAL (Controlled Axial Lifetime).

PT и NPT IGBT в режиме ZCS

На рис. 14 приведены осциллограммы плавного включения транзистора NPT IGBT (1200 В/50 А) и зависимость потерь включения от индуктивности цепи коммутации L_K для разных технологий IGBT [3, 6, 7]. Графики показывают заметное снижение величины E_{on} , причем для разных типов ключей этот показатель практически идентичен при $L_K > 3$ мкГн. Уровень динамических потерь в режиме «мягкого» переключения составляет примерно 15% от этой величины при «жесткой» коммутации.

В отличие от режима выключения ZVS, процент снижения величины E_{off} для PT и NPT IGBT в данном случае оказывается одинаково хорошим. В [3] приведены результаты исследований, подтверждающие, что сочетание стандартных FS IGBT с быстрыми диодами обеспечивает минимальный уровень потерь ZCS-коммутатора, для которого особенно важен правильный выбор характеристик диодов. Величина рассеиваемой мощности при включении IGBT здесь в основном определяется фазой динамического насыщения.

При коммутации ZCS-ключа на высоких частотах (или при малой длительности импульса проводимости) основные потери генерируются в процессе динамического насыщения (модуляция проводимости). Это обусловлено тем фактом, что IGBT не успевает достичь состояния статического насыщения.

В [7] представлена концепция драйвера, генерирующего дополнительный ток затвора при динамическом насыщении IGBT, что позволяет снизить мощность рассеяния в этом состоянии примерно на 50%. Момент времени включения такого режима определяется по началу фазы «плата Миллера» на характеристике затвора.

На рис. 15 показаны процессы, происходящие при пассивном запираии ZCS IGBT (с последовательным и антипараллельным диодом) и сопровождающиеся реверсом полярности напряжения коммутации. Видно, что у PT IGBT остаточный заряд Q_s достаточно мал (короткое время жизни носителей) при появлении на IGBT прямого напряжения блокирования после окончания «времени удержания» t_H , что обуславливает низкий уровень динамических потерь.

Зависимость Q_s от t_H показана на рис. 16а, который явно демонстрирует преимущества PT-структуры. Однако величина накопленного в PT IGBT заряда оказывается в большей степени температурно-зависимой, что ограничивает максимальную частоту коммутации из-за риска т. н. «теплового убегания», особенно при малых значениях t_H (рис. 16б).

В [6] представлена схема ZCS IGBT-драйвера, генерирующего дополнительный ток коллектора в фазе «удержания», способствующий

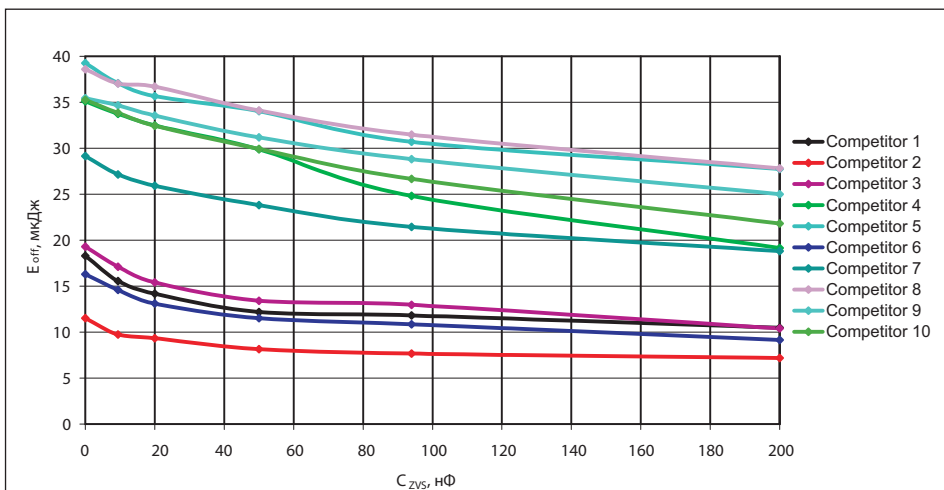


Рис. 13. Сравнение потерь выключения и их снижения для основных типов IGBT (1200 В/300 А). Рабочие режимы: $V_{DC} = 600$ В, $I_C = 300$ А, характеристики управления идентичны

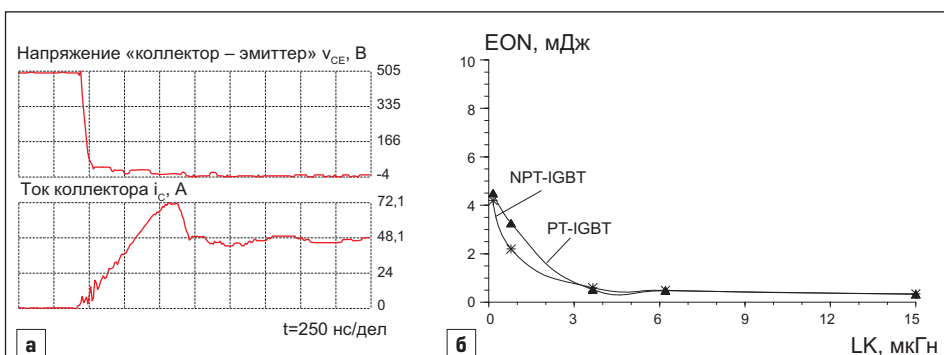


Рис. 14. а) Включение с низкими потерями NPT IGBT ($L_K = 3,6$ мкГн); б) потери включения в режиме ZCS в зависимости от коммутируемой индуктивности L_K ($v_K = 500$ В, $i_L = 30$ А)

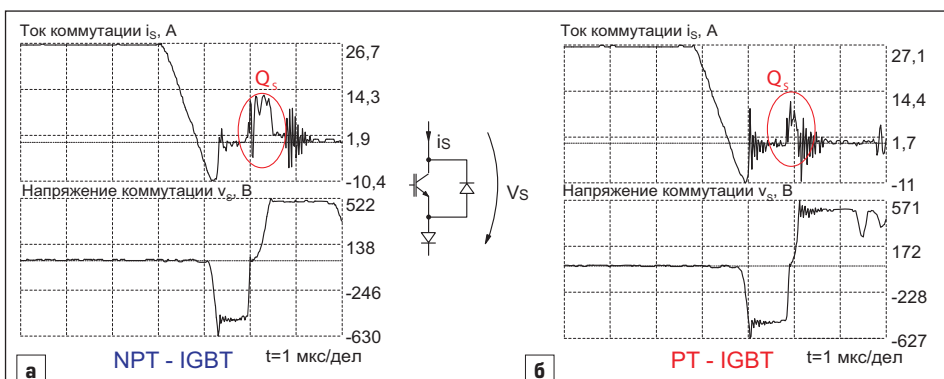


Рис. 15. Характеристики выключения 1200 В/50 А NPT и PT IGBT в одной рабочей точке ($t_H = 1,3$ мкс, $L_K = 10$ мкГн)

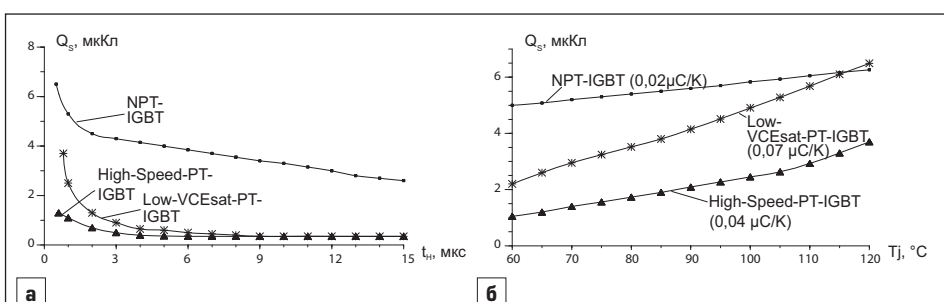


Рис. 16. а) Остаточный заряд NPT и PT ZCS IGBT в зависимости от времени удержания ($v_K = 400$ В, $i_L = 30$ А, $L_K = 10$ мкГн); б) остаточный заряд NPT и PT ZCS IGBT в зависимости от температуры кристалла ($v_K = 400$ В, $i_L = 30$ А, $L_K = 10$ мкГн, $t_H = 1,3$ мкс)

удалению накопленного заряда. Это дает возможность существенно снизить потери мощности в заблокированном состоянии, особенно при длительности периода $t_H > 2$ мкс.

MOSFET в режиме ZCS

Поскольку в MOSFET-структурах отсутствует эффект динамического насыщения, полевые транзисторы даже с очень маленькой (порядка 1 мкГн) последовательной индуктивностью «мягкой» коммутации могут работать практически без потерь включения. Тем не менее наличие большой выходной емкости MOSFET имеет негативное воздействие на этот показатель. Если рабочая частота превышает 50 кГц, то вклад E_{on} в общее значение потерь необходимо учитывать.

Благодаря униполярной природе MOSFET у них отсутствует процесс удаления остаточного накопленного заряда при изменении полярности напряжения коммутации в конце фазы «удержания». Однако выходная емкость у полевых транзисторов достаточно велика, и ее приходится разряжать.

Быстрые диоды в режиме ZCS

При выключении диодов в режиме ZCS на них действует фронт тока обратного восстановления di/dt и одновременно прикладывается обратное напряжение. Наличие пара-

зитных индуктивностей в цепях коммутации ограничивает скорость изменения тока, которая в этом случае ниже, чем в режиме «жесткой» коммутации. Меньше оказывается пик обратного тока, соответственно снижается и мощность потерь. Однако, несмотря на это, компоненты для ZCS-схем следует выбирать как с хорошими динамическими параметрами, так и с низким уровнем потерь выключения. Кроме того, быстрые диоды, устанавливаемые в ZCS-коммутаторах последовательно с IGBT или MOSFET, должны обладать хорошими характеристиками включения (прямого восстановления).

Заключение

Поведение силовых полупроводниковых приборов в режимах жесткой и мягкой коммутации заметно отличается. Как показано выше, элементы с меньшим временем жизни носителей заряда наилучшим образом подходят для применения в устройствах ZVS и ZCS. К сожалению, информации, доступной в технических спецификациях силовых ключей, недостаточно для оценки их динамических свойств в режимах «мягкой» коммутации. Существует большое количество вариантов схем конвертеров со сниженным уровнем потерь, отличающихся своими специфическими требованиями к силовым транзисторам. В каждом случае необходимо проводить анализ рабочих режимов,

уровня динамических потерь, и только на основе этих данных можно делать вывод о пригодности того или иного ключа для применения в конкретном устройстве.

Литература

1. Arendt Wintrich, Ulrich Nicolai, Werner Tursky, Tobias Reimann. Application Notes for IGBT and MOSFET modules. SEMIKRON International. 2010.
2. Helsper M. Analyse und Verbesserung des Verhaltens von Planar- und Trench-IGBT Modulen in hart bzw. weich schaltenden Applikationen. Diss. Shaker Verlag, Aachen. 2004.
3. Dorlemann Ch. Geregelt Ansteuerung von Insulated Gate Bipolar Transistoren (IGBT). Diss. Shaker Verlag, Aachen. 2002.
4. Reimann T., Verhalten abschaltbarer Leistungshalbleiterbauelemente im ZVS-Mode. Diss. Shaker Verlag, Aachen. 1995.
5. Bernet S. Leistungshalbleiter als Nullstomschalter in Stromrichtern mit weichen Schaltvorgängen. Diss. Shaker Verlag, Aachen. 1995.
6. Dehmlow M. Vergleichende Betrachtung unterschiedlicher resonanter Umrichtertopologien. Diss. TU Berlin. 1995.
7. Hoffmann K, Karst J.P., Rexhausen W. Reduced IGBT Conducting Power Losses by Miller Effect Triggered gate Current Injection // PCIM Europe. Conf. Proc. 2006.