

процесса будет при определенной корректировке рассеиваемой мощности NPT и PT-IGBT-ZVS, что может значительно влиять на общую рассеиваемую мощность в устройствах с высокими частотами коммутации (рис.3.84а и б).

Если защита от коротких замыканий в ZVS основана на измерении v_{CE} , то это должно стробироваться при подаче di/dt во избежание пробоя преобразователя.

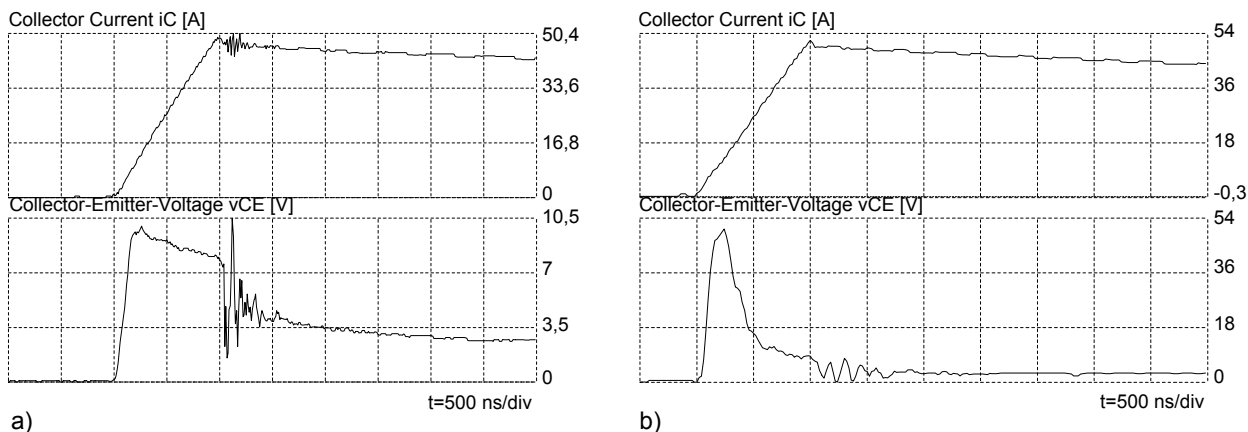


Рис.3.83 а) подача di/dt в 1200В/500А NPT-IGBT ($di/dt = 50$ А/мкс, $i_L = 50$ А)
 б) подача di/dt в 1200В/500А PT-IGBT ($di/dt = 50$ А/мкс, $i_L = 50$ А)

А)

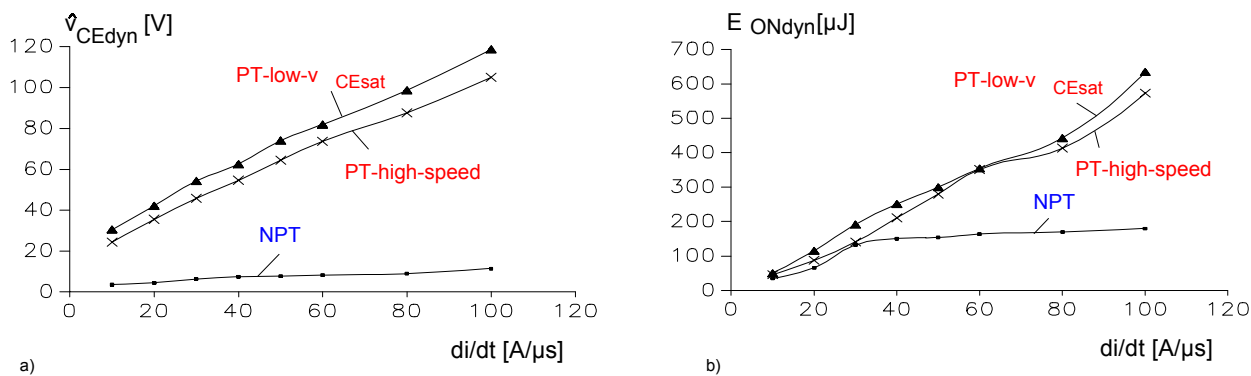


Рис.3.84 а) зависимость динамической амплитуды прямого напряжения 1200В/500А NPT-IGBT и PT-IGBT от подаваемого di/dt ($i_L = 30$ А, $T_j = 30^0$ С)
 б) зависимость рассеиваемой мощности при подаче di/dt в 1200В/500А NPT-IGBT и PT-IGBT от подаваемого di/dt ($i_L = 30$ А, $T_j = 30^0$ С)

Активное выключение с малыми потерями

При активном выключении с малыми потерями ток IGBT может коммутироваться прямо к параллельной емкости C_K с уменьшением dv/dt коллектор-эмиттер, что обеспечит уменьшенные потери коммутации. Характеристика хвостового тока, т.е. разряд сохраненного в IGBT заряда после блокировки MOSFET-канала, значительно определяется dv/dt

коллектор-эмиттер. Чем больше коммутационная емкость, тем меньше первоначальное значение хвостового тока (по сравнению с емкостным током, который делится между IGBT и конденсатора снаббера). В то же время, хвостовой ток будет удлиняться, что уменьшит ограничение потерь выключения. Для NPT-структур с большим временем жизни носителей заряда это может быть причиной неудовлетворительного уменьшения коммутационных потерь (рис.3.85а, рис.3.86). С другой стороны, осциллограмма на рис.3.85b показывает, что с PT-структурами хвостовой ток может уже упасть до нуля до того, как напряжение коллектор-эмиттер достигнет уровня выходного коммутационного напряжения. В результате испытания с 1200В/500А А-PT-IGBT модулями при коммутационной емкости $C_K = 30$ нФ, коммутационные потери при выключении могут быть уменьшены на 50 % по сравнению с жесткой коммутацией (рис.3.86). С NPT-IGBT коммутационные потери могут быть уменьшены только на 20 %.

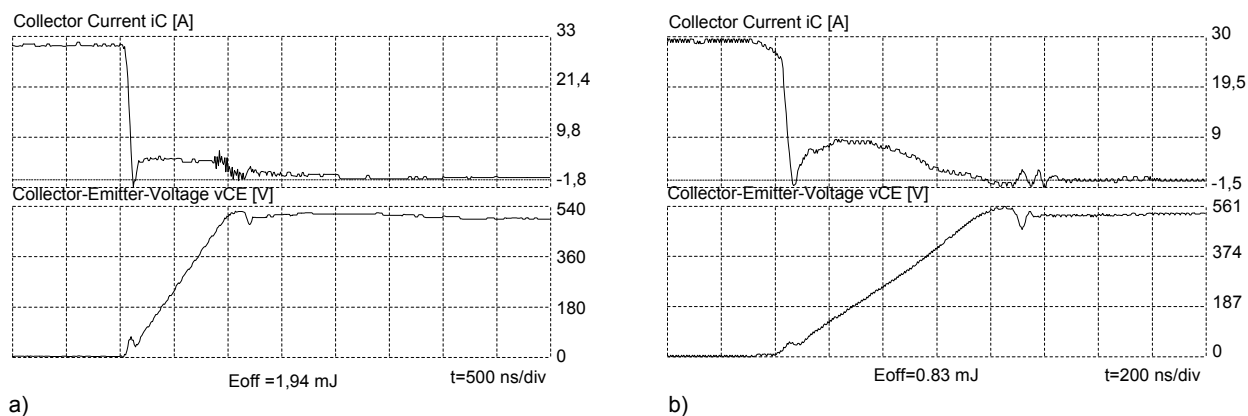


Рис.3.85 а) выключение с малыми потерями 1200В/500А NPT-IGBT при $C_K = 47$ нФ
 б) выключение с малыми потерями 1200В/500А PT-IGBT при $C_K = 30$ нФ

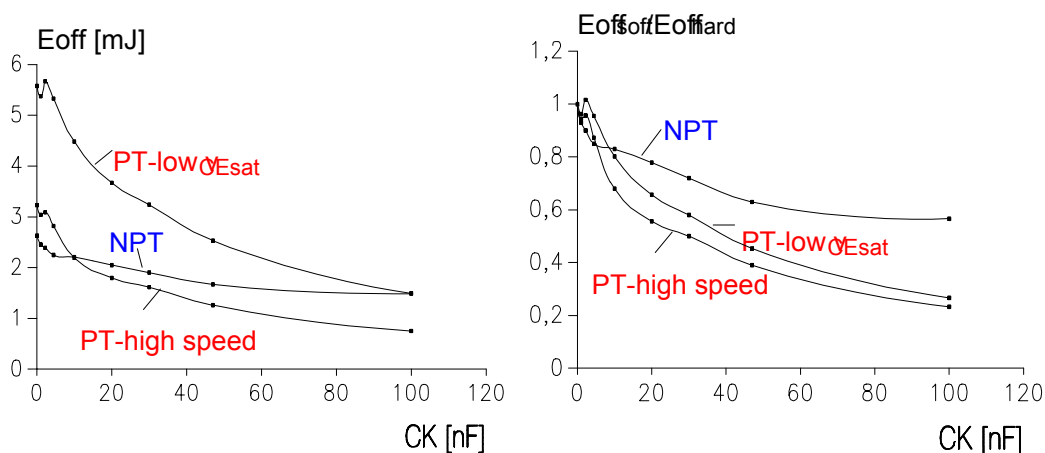


Рис.3.86 а) зависимость рассеиваемой мощности при выключении 1200В/500А IGBT от коммутационной емкости C_K ($v_K = 500$ В; $i_L = 50$ А, $T_C = 80^{\circ}C$)

b) зависимость рассеиваемой мощности относительно жесткой коммутации при выключении 1200В/500А IGBT от коммутационной емкости C_K ($v_K = 500$ В; $i_L = 50$ А, $T_C = 80^\circ\text{C}$)

ZVS с MOSFET, [43]

MOSFET является униполярным устройством, которое не должно заряжаться и разряжаться любым сохраненным зарядом. Поэтому для использования в ZVS есть следующие особенности:

- нет динамических перенапряжений при включении с нулевым напряжением и подаваемым di/dt .
- в пределах одного класса устройств, сравнение с IGBT показывает, что потери коммутации в MOSFET с коммутационными емкостями в несколько нФ можно почти полностью исключить при выключении. Это также возможно со сравнительно высокими выходными емкостями MOSFET в цепи коммутации,
- процесс, при котором выключенный транзистор подвергается высоким dv_{DS}/dt , что важно для MOSFET (см.п.3.5), не существует в ZVS режиме.

Поэтому MOSFET в принципе может управляться отрицательным напряжением затвористок.

Быстрые диоды в ZVS

Особенности быстрых диодов в ZVS:

- в ZVS быстрые диоды не будут выключаться с обратным восстановлением di/dt при одновременном принятии на себя обратного запирающего напряжения. Параметрами обратного восстановления быстрых диодов, поэтому можно пренебречь по сравнению с жесткой коммутацией.

Однако в ZVS-устройствах все равно требуется оптимизация динамического включения.

Поэтому использование CAL-диодов представляет особое преимущество (см.п.1.3).

ZCS с PT- и NPT-IGBT [44],[49], [146]

Активное включение с малыми потерями

На рис.3.87 показана осциллограмма включения 1200 В/50 А NPT-IGBT с малыми потерями а также зависимость потерь при включении разных полупроводниковых устройств от коммутационной индуктивности L_K . Становится ясно, что у IGBT и МСТ, соответственно, можно оптимизировать уменьшение коммутационных потерь. Потери мощности в IGBT и МСТ почти идентичны при коммутационной индуктивности только 3 мкГн и, что касается IGBT, то потери составляют только около 15 % по сравнению с жесткой коммутацией.

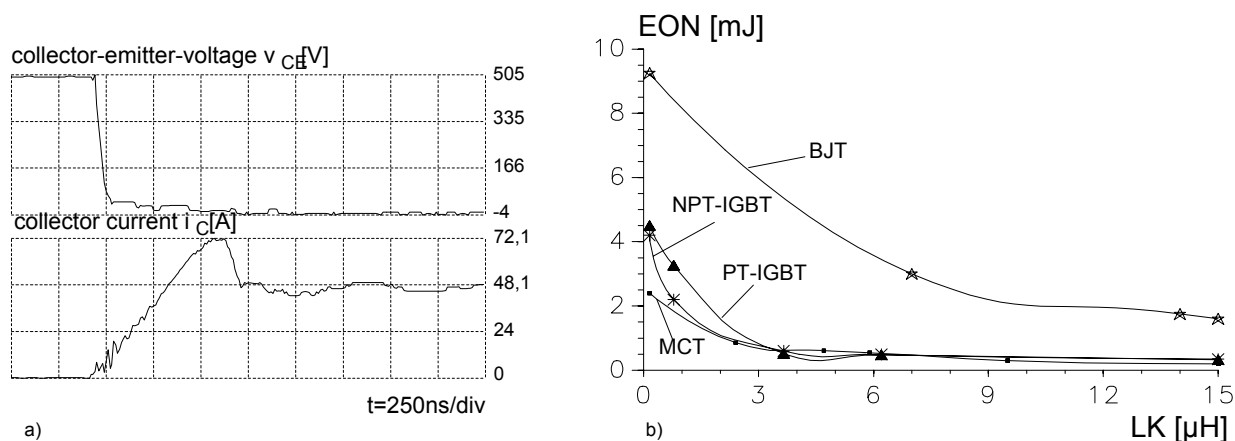


Рис.3.87 а) включение NPT-IGBT с малыми потерями ($L_K = 3.6 \text{ мкГн}$)

б) рассеиваемая мощность при включении в ZCS-режиме в зависимости от коммутационной индуктивности L_K ($v_K = 500 \text{ В}$, $i_L = 30 \text{ А}$, $T_j = 30^\circ\text{C}$)

BJT = биполярный плоскостной транзистор, MCT = MOS-управляемый тиристор

В отличие от выключения в ZVS режиме, PT- и NPT-IGBT могут быть включены с похожим оптимальным уменьшением потерь. Рассеиваемая мощность при включении IGBT в ZCS-режиме вызваны процессами во время динамического насыщения.

Инверсия напряжения в выключенном ZCS с разрядом остаточного сохраненного заряда в IGBT

На рис.3.38 показаны процессы, протекающие при пассивном выключении IGBT-ZCS (IGBT с последовательным и встречно-параллельным диодом) с последующими изменениями полярности напряжения на ключе. Становится ясно, что с PT-структурами остаточный заряд расходуется медленнее (короче время жизни носителей заряда), когда IGBT запирается после задержки выключения, что уменьшит рассеивание мощности во время этого процесса.

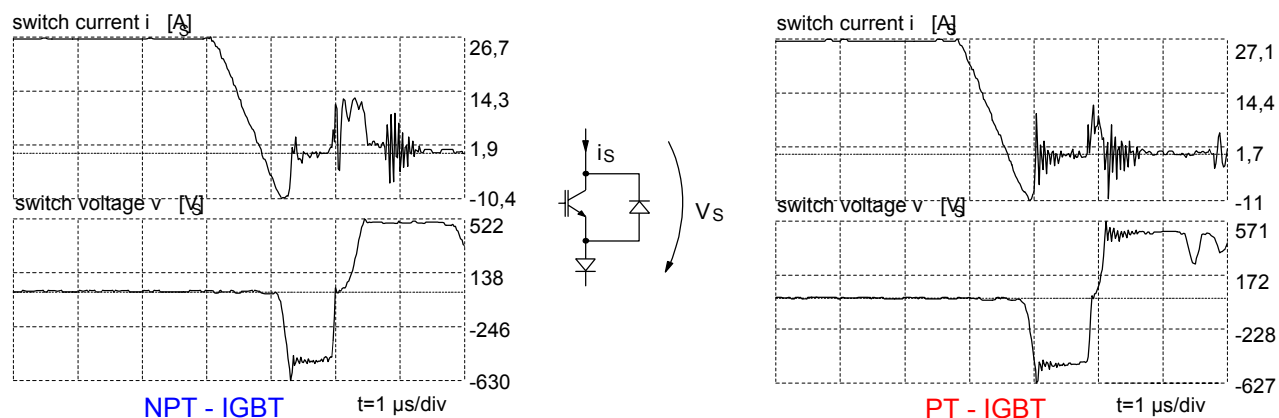


Рис.3.88 Характеристики выключения 1200В/500А NPT-IGBT и PT-IGBT ($t_H = 1.3 \text{ мкс}$, $L_K = 10 \text{ мГн}$)

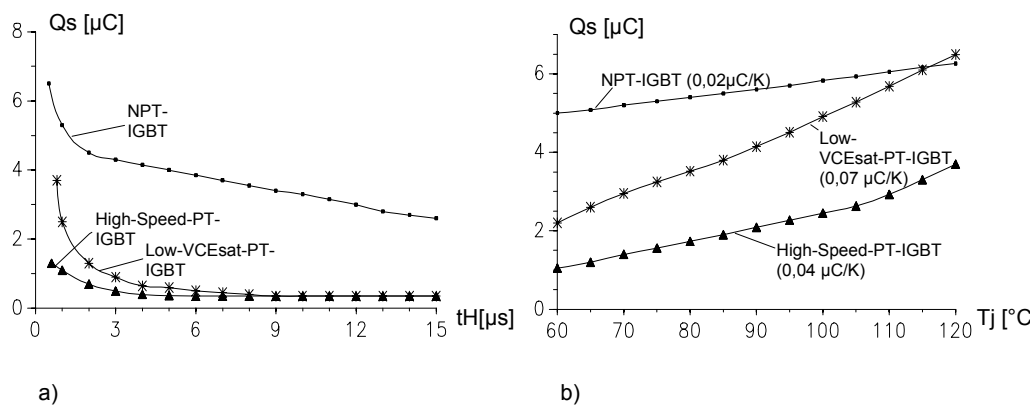


Рис.3.89 а) остаточный сохраненный заряд в PT и NPT-IGBT-ZVS в зависимости от времени задержки выключения ($v_K = 400 \text{ В}$, $i_L = 30 \text{ А}$, $L_K = 10 \text{ мГн}$, $T_j = 60^\circ\text{C}$)
 б) сохраненный заряд в PT и NPT-IGBT-ZVS в зависимости от температуры перехода транзистора ($v_K = 400 \text{ В}$, $i_L = 30 \text{ А}$, $L_K = 10 \text{ мГн}$, $t_H = 1.3 \text{ мкс}$)

Зависимость остаточного сохраненного заряда от времени задержки выключения показана на рис.3.89а. Показанные здесь преимущества PT-структур очевидны. С другой стороны, сохраненные заряды в PT-структурах больше зависят от температуры, что ограничивает максимальную частоту коммутации из-за возможной температурной нестабильности, особенно при коротком времени задержки выключения (рис.3.89).

В схеме IGBT-ZCS драйвера, описанного в [44], из драйвера в IGBT поступает дополнительный ток коллектора во время выключения, для устранения остаточного заряда. Этот метод проверен и резко снижает рассеиваемые мощности при поступлении запирающего напряжения, особенно для времени задержки выключения $t_H > 2 \text{ мкс}$.

ZCS с MOSFET

При использовании ZCS с MOSFET нужно учитывать следующие особенности:

- поскольку у MOSFET нет динамического насыщения, MOSFET с очень малыми (...1 мкГн...) последовательными уменьшающимися мощностями индуктивностями могут почти полностью освободиться от потерь включения. Однако высокая выходная емкость (типично для MOSFET) отрицательно сказывается на рассеивании мощности при включении. На высоких частотах ($> 50 \text{ кГц}$) результирующую часть потерь мощности можно рассматривать как часть общей рассеиваемой мощности.
- благодаря униполярности MOSFET, в них не будет остаточного сохраненного заряда при смене полярности напряжения на ключе в конце времени задержки выключения. С другой стороны, будет перезаряжаться сравнительно высокая выходная емкость.

Быстрые диоды в ZCS

Нужно учитывать следующие особенности:

- диоды в ZCS будут выключаться с обратным восстановлением di/dt при одновременном принятии на себя обратного запирающего напряжения. Благодаря наличию коммутационных индуктивностей, ток будет коммутироваться в диодах с меньшей скоростью, по сравнению с жесткой коммутацией (меньший обратный выброс тока, меньше потери при выключении).
- при использовании быстрых последовательных диодов в IGBT или MOSFET в ZCS требуются очень хорошие динамические параметры включения диодов см.п.1.3).

3.8.3.4 Выводы

Поведение IGBT при жесткой коммутации не применимо к мягкой коммутации. В принципе PT-IGBT с меньшим временем жизни носителей заряда более пригодны для устройств с мягкой коммутацией чем NPT-IGBT из-за динамических процессов, изложенных ранее. Это было проверено при испытаниях 1200 В PT-IGBT ключей со значительным уменьшением общей рассеиваемой мощности.

Такое сравнение может не подойти для других классов напряжения. Для новых 600 В приборов результат может быть в пользу NPT структур с тонкопленочной технологией (уменьшенное падение напряжения и время жизни) благодаря улучшенной температурной стабильности параметров приборов.

Для устройств с мягкой коммутацией предпочтительней MOSFET, особенно для ZVS, что обусловлено их униполярностью.

Так как потери в открытом состоянии больше по принципу работы, рекомендуется применение на высоких частотах коммутации (> 50 кГц), а также с низкими напряжениями / высокими токами.

Более широкая область применения новых MOSFET-технологий с уменьшенным значением R_{DSon} (напр. CoolMOS).

Поскольку имеется большое разнообразие преобразователей с малыми потерями и специфическими требованиями к ключам, нельзя ограничиваться стандартным заключением об ограниченных частотах IGBT и MOSFET ключей. В схеме на рис.3.79 были получены следующие максимальные частоты для 1000...1200 В / 20...50 А приборов:

NPT-IGBT:	ZVS: 50 кГц	ZCS: 70...80 кГц
PT-IGBT:	ZVS: 70...80 кГц	ZCS: 80...90 кГц
MOSFET:	ZVS: > 200 кГц	ZCS: > 200 кГц

3.9 Обращение с MOSFET, IGBT, MiniSKiiP и SKiiPPACK модулями

3.9.1 Чувствительность к ESD (электростатическому разряду) и способы защиты

Все MOSFET и IGBT модули чувствительны к ESD, так как толщина изоляции затвора составляет несколько десятков нанометров. Степень чувствительности зависит от значения