

благодаря тому, что кристаллы разрабатывались в основном для работы с высоким обратным напряжением и для оптимального рассеяния тепла коллектора.

Ключи IGBT, разработанные для работы с обратным напряжением, должны снабжаться быстрыми параллельными обратными диодами.

Характеристики внешних или гибридных диодов (см. раздел 1.3) отвечают исключительно за открытый режим IGBT при обратном напряжении.

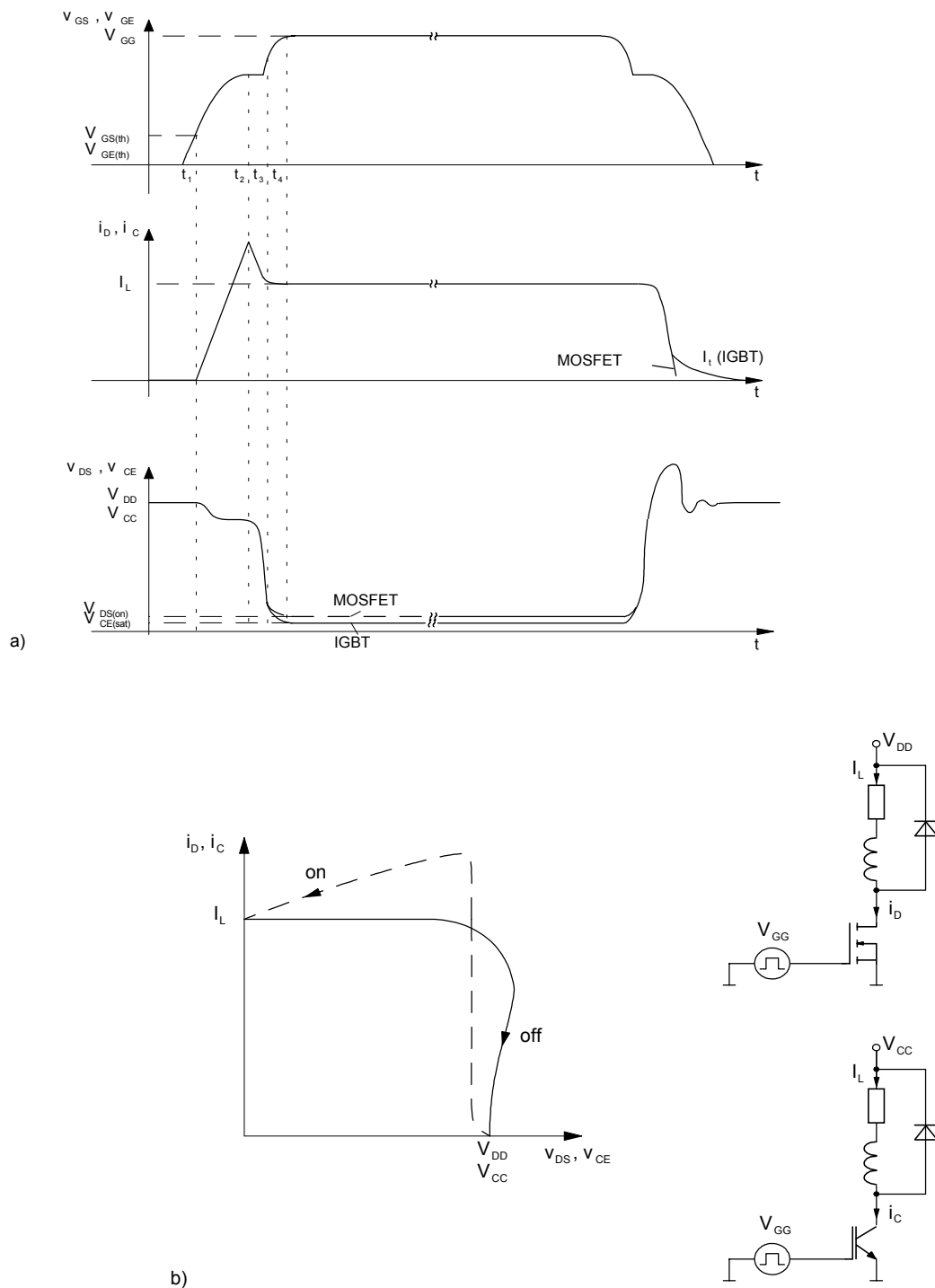
1.2.3 Режим жесткого переключения MOSFET и IGBT

В большинстве случаев для транзисторного ключа требуется жесткая коммутация активно-индуктивной нагрузки с продолжительным временем включения, т.е. постоянная времени L/R нагрузки намного больше, чем период частоты коммутации $1/f$. Основные формы тока стока или коллектора и напряжения сток-исток или коллектор-эмиттер представлены на рис.1.11а.

Как уже отмечено в части 0, рис.0.4 высокий импульсный ток транзистора и напряжение на нем во время включения и выключения – типичные свойства жесткого переключения. В отличие от всех типов тиристоров, такие транзисторы работают без пассивной демпфирующей цепи благодаря «динамическому» переходу, который создается в дрейфовой зоне при переключении. Однако, для транзисторов рассеивается значительная энергия переключения

$$E_{on}, E_{off} = \int_{t_{on}, t_{off}} u \cdot i dt$$

как представлено на графике $i_C = f(V_{CE})$ (и $i_D = f(V_{DS})$) рис. 1.11b. Кривая может быть приближена к осям с помощью пассивных демпфирующих цепей. Потери переключения «сдвигаются» с транзистора на демпфер, в большинстве случаев общая эффективность снизиться (п. 3.8).



а) кривые тока и напряжения

б) кривая и схема измерения

Рис.1.11 Обычный жесткий режим коммутации MOSFET и IGBT (активно-индуктивная нагрузка с обратным диодом)

Так как размер рабочей области зависит от многих (не идеальных) свойств транзистора, кроме ограничений по току/напряжению и времени переключений, SOA (область безопасной работы) дается в справочных данных для различных условий работы (п. 2.1.2, 2.2.3, 2.3.3). Более того, пассивные элементы имеют огромное влияние на потери при коммутации и

область работы, за исключением свойств неидеального транзистора и характеристик диода, описанных в п. 1.3. Эффект применения таких пассивных элементов также показан на рис.1.11а, и объясняется детально в п.3.4.1.

Реально обычные характеристики ток-напряжение на рис.1.11а зависят от обратных диодов, которые должны предотвращать разрыв тока индуктивной нагрузки:

- При включении транзистора обратный диод может только удерживать обратное напряжение (выключенное), пока транзистор полностью не переключит ток нагрузки. Поэтому ток коллектора или стока должен достигать уровня тока нагрузки до того, как упадет напряжение коллектор-эмиттер (или сток-исток) при открывании транзистора.
- При выключении транзистора обратный диод может только удерживать ток нагрузки (включенный). Это происходит, когда напряжение коллектор-эмиттер (или сток-исток) превысило уровень коммутируемого напряжения до того, как ток коллектора или стока упадет до величины отсечки.

Как показано на рис.1.11а, напряжение сток-исток или коллектор-эмиттер после включения MOSFET или IGBT будет падать в течение около 10 нс. до значения, которое эквивалентно падению напряжения на n^- дрейфовой зоне. Тогда как для MOSFET напряжения включения уже достигнуто, n^- область IGBT только наполняется положительными носителями зарядов из зоны p^- -коллекторной зоны. После этого (примерно от 100 нс. до нескольких мкс.) достигается установившейся режим насыщения $V_{CE(sat)}$, которое относительно мало для сильнозапираемых IGBT.

Во время выключения MOSFETа внутренняя емкость должна перезарядиться, так, чтобы не оставалось носителей заряда в области канала. После этого нейтральное влияние в этой области будет стремительно понижаться, и ток стока быстро упадет.

IGBT работает так же. Однако, после того как ток эмиттера в n^- дрейфовой зоне прекратился, остается большое количество p^- -носителей заряда, инжектированных из зоны коллектора IGBT. Эти p^- -носители должны сразу рекомбинировать, или реинжектироваться, иначе возникнет так называемый хвост тока коллектора I_t (рис1.11а). Так как этот хвост уменьшится за несколько микросекунд только при возрастающем напряжении коллектор-эмиттер, то потери мощности жесткого переключения IGBT в основном определялись формой тока хвоста (см. п. 2.3.2, 3.1.3) и они значительно выше, чем в MOSFET. За исключением этих различий, режим переключения MOSFET очень похож на режим IGBT благодаря эквивалентной структуре затвора.

Как описано в части 1.2.1, работа при прямом напряжении во включенном и выключенном состоянии, параметры при обратном напряжении, ограничения передачи тока

и напряжения при переключении определяются влиянием внутренней структуры биполярного транзистора и бокового сопротивления.

В отличие от идеального, беспотерного управления напряжением MOSFET или IGBT ключами, частотно-зависимое управление мощностью требуется вследствие возникновения токов перезарядки внутренних емкостей, см. п. 3.5. Более того, на процессы коммутации влияют паразитные индуктивности контактов, возникающие при подключении кристалла в силовом модуле; они вызывают переходные перенапряжения и могут быть причиной колебаний вместе с внутренними емкостями (см. п.3.4).

В дальнейшем, режим переключения MOSFET и IGBT будет проанализирован с влиянием внутренних емкостей и сопротивлений транзистора.

Когда MOSFET (IGBT) закрыт, емкости C_{GD} (C_{GC}) малы, и приблизительно равны C_{DS} (C_{CE}). В открытом состоянии значение C_{GD} (C_{GC}) будет быстро увеличиваться благодаря инверсии в обогащенном слое под зоной затвора, как только напряжение затвор-исток (эмиттер) превысит напряжение сток-исток (коллектор-эмиттер).

Дополнительно, C_{GD} (C_{GC}) будет динамически возрастать при переключении благодаря эффекту Миллера:

$$C_{GDdyn} = C_{GD}(1 - dv_{DS} / dv_{GS}) \quad (\text{MOSFET})$$

$$C_{GCdyn} = C_{GC}(1 - dv_{CE} / dv_{GE}) \quad (\text{IGBT})$$

В большинстве технических данных приводятся эти зависящие от напряжения емкости при малых сигналах и закрытом транзисторе.

Силовые MOSFET	IGBT	
$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD}$	$C_{iss} = C_{GE} + C_{GC}$	Входная емкость
$C_{rss} = C_{GD}$	$C_{rss} = C_{GC}$	Обратная передаточная емкость
$C_{oss} = C_{GD} + C_{DS}$	$C_{oss} = C_{GC} + C_{CE}$	Выходная емкость

Для расчетов режима переключения эти данные можно применять только в определенной мере, так как C_{iss} и C_{rss} будут при полной коммутации снова сильно расти ($V_{DS} < V_{GS}$ bzw. $V_{CE} < V_{GE}$), и это не учитывается в большинстве технических данных (рис.1.2 и рис.1.13).

Поэтому время переключения зависит от тока затвора, напряжения сток-исток и тока стока, которые определяются с помощью «характеристики заряда затвора» MOSFET и приведены в техническом описании, или при построении зависимости напряжения сток-исток от заряда затвора Q_G при номинальном токе и 20 % или 80 % максимального напряжения сток-исток (рис.1.12). Условия нагрузки и цепь измерения эквивалентны

представленным на рис.1.11. Для упрощенных расчетов можно допустить, что через затвор протекает постоянный ток.

Время коммутации можно определить очень легко по следующей зависимости (см. п. 3.5.1): $i_G = dQ_G/dt$

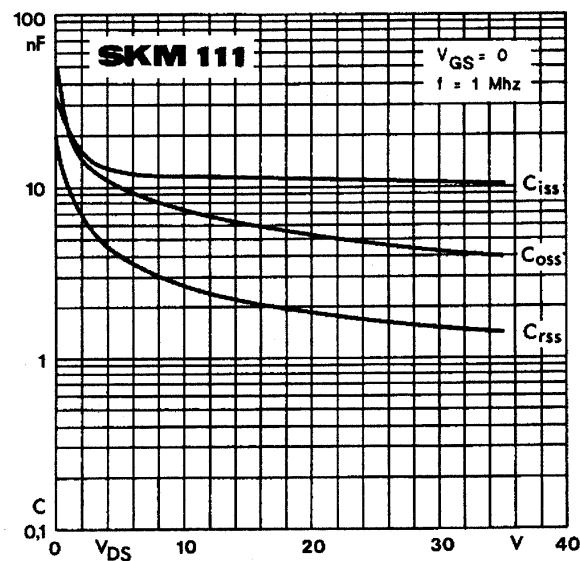
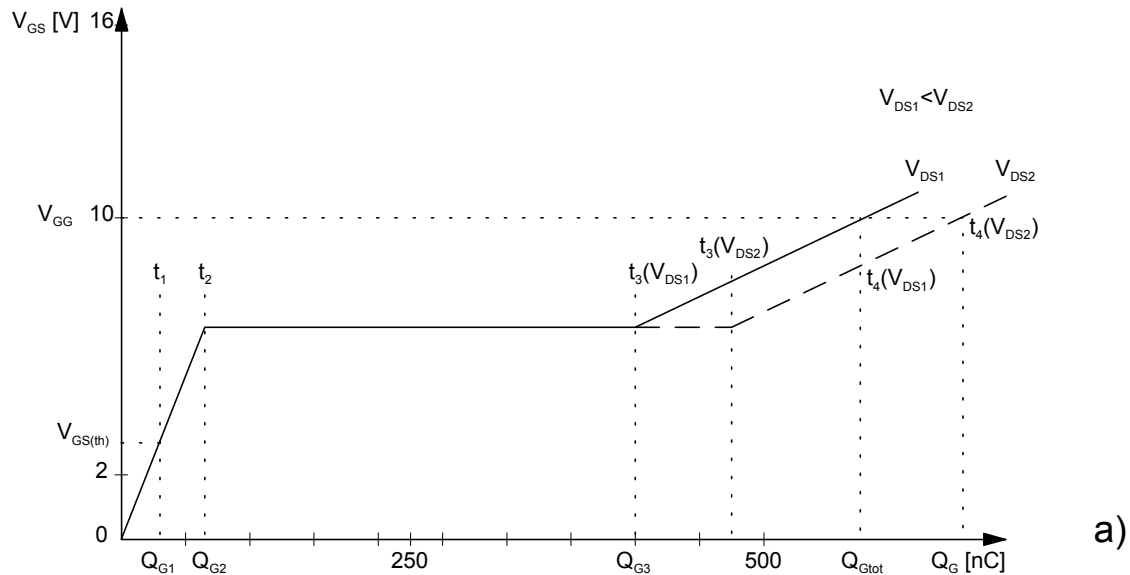


Рис.1.12 а) зависимости напряжения сток-исток (V_{GS}) силового MOSFET от заряда затвора Q_G (характеристика заряда затвора); б) емкости при малых сигналах MOSFET.

Включение: интервал $0...t_1$ (транзистор закрыт)

Ток затвора будет открываться приложенным управляющим напряжением. Ток i_G заряжает емкость затвора C_{GS} до значения Q_{G1} . Напряжение на затворе V_{GS} растет. Так как V_{GS} ниже порогового значения $V_{GS(th)}$, ток стока не протекает.

Включение: интервал $t_1...t_2$ (нарастание тока стока)

Как только V_{GS} достигнет уровня $V_{GS(th)}$ в момент t_1 , транзистор включается, проходя в начале активную область (см. 1.2.2.1). Ток стока растет до уровня I_L (идеальный обратный диод) или даже превышает, как показано на рис.1.11а для реальных обратных диодов. Так же V_{GS} , которое связано с током стока в активной области через характеристику прямой передачи g_{fs} с $I_D = g_{fs} \cdot V_{GS}$, которое будет расти до значения $V_{GS} = I_D/g_{fs}$ (момент t_2). Так как обратный диод может блокировать ток только в момент t_2 , то до этого момента V_{DS} не будет значительно падать. В момент времени $t = t_2$ заряд поступает в затвор.

Включение: интервал $t_2...t_3$ (транзистор при включении)

Когда обратный диод выключился, V_{DS} будет падать до значения, практически равного $V_{DS(on)}$ – напряжения в открытом состоянии, до времени t_3 . Между t_2 и t_3 ток стока и напряжение затвор-исток все еще связаны характеристикой прямой передачи, поэтому V_{GS} остается постоянным. Пока V_{DS} падает, Миллеровская емкость C_{GD} перезаряжается током затвора i_G с количеством заряда ($Q_{G3} - Q_{G2}$). При $t = t_3$ заряд Q_{G3} втекает в затвор.

Включение: интервал $t_3...t_4$ (линейный участок)

В момент времени t_3 транзистор открыт, его кривая проходит режим отсечки и попадает в линейную область. V_{GS} и I_D больше не связаны величиной g_{fs} . Заряд, прошедший в область затвора ($Q_{Gtot} - Q_{G3}$) в этой точке влияет на дальнейший рост V_{GS} до значения напряжения управления затвором V_{GG} . Так как сопротивление сток-исток в открытом состоянии зависит от V_{GS} и I_D , то напряжение в открытом состоянии $V_{DS(on)} = I_D \cdot R_{DS(on)}$ может быть отрегулировано до физического минимума общим количеством заряда Q_{Gtot} , который попал в область затвора. Чем выше напряжение стока V_{DD} (или напряжение коммутации), тем больше требуется заряда Q_{Gtot} , чтобы достичь определенного напряжения затвор-исток, см. рис.1.12.

Выключение

При выключении все процессы протекают в обратном порядке; заряд Q_{Gtot} выводится из затвора управляющим напряжением. Для приблизительного расчета количества этого заряда, требуемого для выключения, можно использовать характеристику на рис.1.12.

Все это описание применимо также и к IGBT силовым модулям. Параметры переключения можно определить соответственно по характеристике заряда затвора из технического описания. Так как IGBT обычно используют для коммутации при положительном и отрицательном напряжении затвора и требуется также некоторое количество заряда для коммутации емкости затвора между 0 В и V_{GG-} , для расчета общего заряда затвора характеристика заряда затвора может быть продолжена, как это показано на рис.1.13.