

3 Рекомендации к применению

3.1 Задание параметров и выбор MOSFET, IGBT и SKiPPACK модулей

При выборе силовых модулей для любой длительной или мгновенной (перегрузки) работы, для конкретного устройства, необходимо рассматривать

- напряжения,
- способность проводить ток при соответствующих условиях охлаждения и частоте коммутации;
- область безопасной работы (SOA).

При нормальных статических и динамических условиях работы не должны превышать максимальные значения запирающего напряжения (включая стойкие к пробоям MOSFET), импульсного тока, температуры перехода и области безопасной работы (см.п.2.7), приведенные в справочных данных. То же самое относится и к предельным значениям параметров корпуса модуля (например, напряжение изоляции, вибрации, климатические условия, способы крепления).

Для высокой надежности и большого срока службы, модули разработаны для определенного числа циклов коммутаций, которые обычно соответствуют определенному количеству температурных циклов. (п.1.4.2.4 и 3.2.3).

В дальнейшем, «серьезное» задание не предполагает полное температурное использование полупроводников до максимальных значений $T_{j(max)}$ (например 150 °C) для обеспечения запаса в теоретически непредвиденных случаях, и для небольшого отступа статических и динамических характеристик, взятых при максимальной температуре 125 °C, и гарантированных производителями.

Как было рассмотрено в п.2.6, наиболее важные характеристики силовых модулей будут ухудшаться с ростом температуры. По этой и другим причинам, определению максимальной рабочей температуры также будет уделено особое внимание.

3.1.1 Прямое запирающее напряжение

Так как большинство силовых модулей работает с постоянным напряжением, которое возникает в результате выпрямления одно-, или трехфазным выпрямительными мостами, запирающее напряжение часто используемых IGBT (600 В, 1200 В, 1700 В) задается по отношению к уровню напряжения общей шины; это также относится и к сильно запираемым MOSFET-модулям.

Поэтому, предварительный выбор делается по линейному напряжению (угол управления 0^0 для управляемых выпрямителей) V_N или постоянное напряжение без нагрузки V_{di} :

V_N/V	выпрямление	V_{di}/V	$V_{DSS}, V_{CES}/V$
24	B2	22	50

48	B2	44	100
125	B2	110	200
200...246	B2	180...221	500, 600
400...460	B6	540...621	1200
575...690	B6	777...932	1700
...1000...	B6	1500	3300

После чего нужно проверить его на соответствие предельному напряжению, например:

- максимальное постоянное входное напряжение (номинальное напряжение + линейное отклонение напряжения, например, 15 %)
- переходные линейные перенапряжения, как будто бы их не удалось уменьшить линейными фильтрами, электролитическими конденсаторами и цепями со стороны постоянного напряжения (сглаживающие диоды, снабберы, варисторы),
- перенапряжения при выключении $V_d + \Delta V$

Максимальное напряжение модуля будет превышено при

$$\Delta V = L_{\sigma} \cdot I_{\max}/t_f$$

где L_{σ} : паразитная индуктивность коммутации, см.п.1.4.2.5 и 3.4.2

I_{\max} : максимальный коллекторный или стоковый ток выключения (чаще активное короткозамкнутое выключение, см.п.3.6)

t_f : время спада тока коллектора или стока.

Здесь нужно уделить особое внимание тому, что максимальные значения для V_{DSS}/V_{CES} в справочных данных относятся к характеристикам кристалла транзистора и не отображают «динамическое» поведение модуля. В справочных данных также представлена внутренняя индуктивность модуля L_{CE} (например 20...30 нГн), которая составляет часть L_{σ} ; напряжение, приложенное к кристаллу, будет превышать напряжение на выводах при выключении на величину $L_{CE} \cdot I/t_f$. Это показано на диаграмме в справочнике по SEMITRANS MOSFET, которая поясняет изменение допустимого напряжения на выводах сток-исток от скорости изменения тока стока $di_D/dt \approx I_D/t_f$ (рис.3.1)

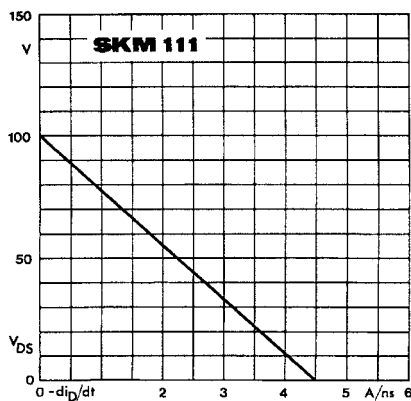


Fig. 8 Drain-source voltage derating

Рис.3.1 Изменение напряжения сток-исток SEMITRANS MOSFET модуля SKM 111 A от скорости изменения тока стока di_D/dt

3.1.2 Ток в прямом направлении

Максимальные продолжительные токи коллектора или стока, I_C или I_D соответственно, приведенные в справочных данных как типичные токи для разработанного модуля, и максимальные значения могут быть вычислены для полностью управляемого транзистора при температуре корпуса, например, 25 °С или 80 °С по формуле

$$I_D = \sqrt{(T_{j(max)} - T_{case}) / R_{DS(on)} \cdot R_{thjc}} \quad (\text{MOSFET})$$

$$I_C = (T_{j(max)} - T_{case}) / (V_{CEsat} \cdot R_{thjc}) \quad (\text{IGBT})$$

Для модулей без основной пластины вместо T_h заменит T_{case} и R_{thjh} заменит R_{thjc} . Значения для $R_{DS(on)}$ и V_{CEsat} должны браться при максимальной температуре кристалла $T_{j(max)}$.

Эти данные предназначены только для ориентировочной оценки, так как при реальной работе возникнут потери при коммутации и в закрытом состоянии (малые) дополнительно к потерям в открытом состоянии, температура корпуса будет отличаться и максимальные постоянные значения $R_{DS(on)}$ и V_{CEsat} не будут достигнуты при полном процессе включения.

При данной температуре корпуса (25 °С, 80 °С) импульсные значения тока I_{DM} или I_{CM} определены для одиночных импульсов продолжительностью 1 мс и, в то же время, определяют максимальные значения тока при периодическом включении и выключении (SOAR).

Поэтому, протекающий прямой ток определяется

- прямо по общей рассеиваемой мощности транзисторов и обратных диодов силового модуля и температур кристалла транзисторов и диодов при определенных условиях охлаждения (R_{thca}), которые не должны превышать $T_{j(max)}$ (п.3.2.2),
- границами максимально безопасной области работы, см. п.2.2 и 2.3. Во избежание превышения предельных значений при жестком включении и активно-индуктивной нагрузке, общий ток нагрузки и ток обратных диодов не должен превышать I_{DM} или I_{CM} , см. рис.3.2. По причине, упомянутой в п.1.3.1.3, можно найти компромисс между скоростью включения транзистора (возрастание потерь включения!) и протекающим током нагрузки в большинстве случаев.

Дополнительные ограничения можно применить на практике, при рассмотрении характеристик активной защиты при перегрузках по току в драйвере (см.п.3.5).

3.1.3 Частота коммутации

На рис.3.2 представлены измеренные характеристики включения и выключения силового MOSFET и IGBT модуля для определенной рабочей точки.

Кроме характеристик v_{DS} или v_{CE} и i_D или i_C , также можно определить мгновенную рассеиваемую мощность $p(t)$ при умножении значений мгновенного тока и напряжения; интеграл от $p(t)$ отображает общие потери MOSFET или IGBT за весь период.

Для определения общей рассеиваемой мощности силового модуля, нужно добавить потери в обратном диоде (диодах) внутри модуля к потерям в транзисторе, см.п.3.2.1.

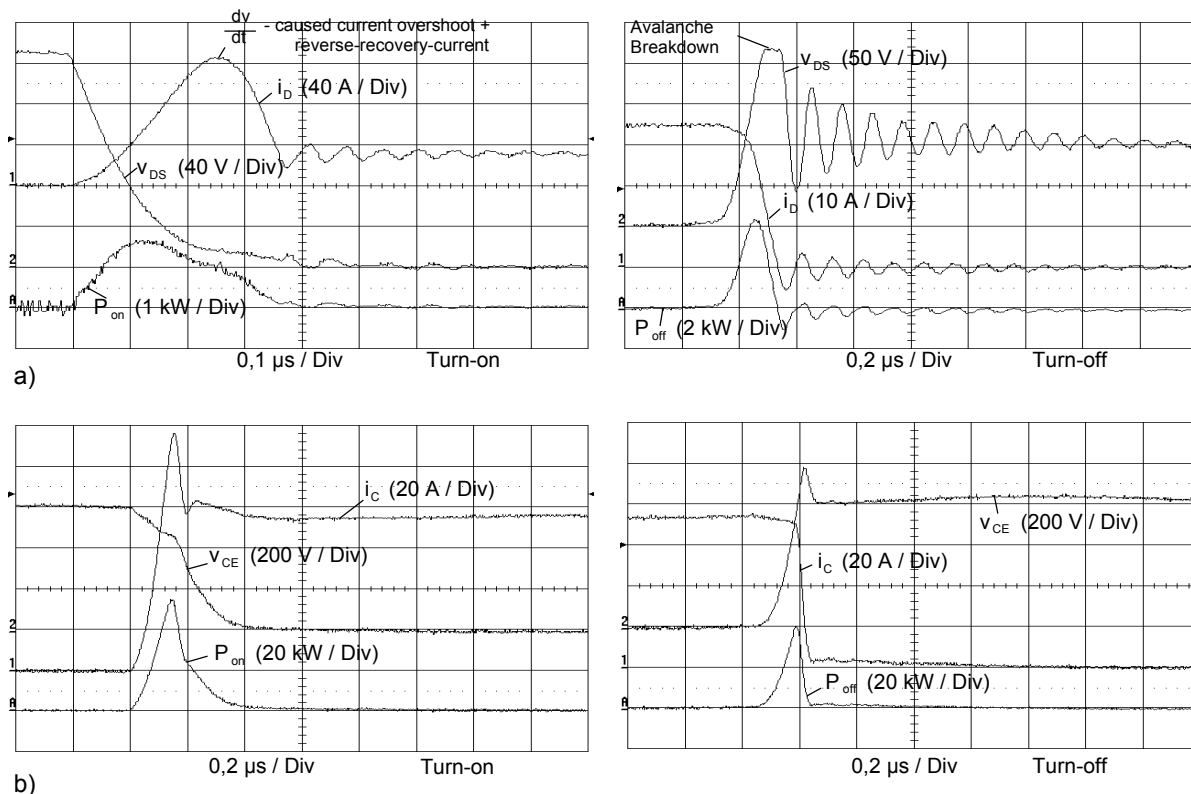


Рис.3.2 Измеренные характеристики коммутации (жесткое включение и выключение на активно-индуктивную нагрузку): а) силовой MOSFET модуль; б) IGBT модуль

Для пояснения особенностей характеристик тока и напряжения, см. комментарии к рис.1.11 в п.1.2.3.

Активные границы частоты коммутации устанавливаются потерями при коммутации, потому что они возрастают пропорционально с частотой.

Другие ограничения могут устанавливаться временами задержки включения и выключения транзистора, временем обратного восстановления диодов, выходной мощностью драйвера, которая возрастает пропорционально частоте, минимальным временем включения, выключения или зоной нечувствительности драйвера, блокировкой, измерением, защитой или функциями контроля, см.п.3.5.1...3.5.4.

Если потери коммутации сдвигаются на пассивные цепи (снабберы) или перенапряжения ограничиваются снабберами, требуемое время разряда таких цепей после коммутации с малыми потерями можно рассматривать как мертвую зону, см.п.3.6 и 3.8.

Время коммутации MOSFET и IGBT модулей лежит в пределах от 10 нс до 100 нс. Особенно при работе с высокими напряжениями и при жесткой коммутации теоретически достигаемую максимальную частоту коммутации нельзя использовать в большинстве случаях, так как максимальная частота переключения часто определяется:

- скоростью выключения, ограниченной допустимым напряжением коммутации и
- скоростью включения, ограниченной допустимым импульсным током (ток нагрузки + ток обратного восстановления диодов, зависящий от di/dt).

Кроме того, значения dv/dt и di/dt транзистора, которые имеют большую крутизну в диапазоне больших мощностей, могут вызвать электромагнитные помехи и проблемы при определенных нагрузках (двигателях). Поэтому, оптимальный компромисс между требованиями, необходимыми для работы (например, частота выше диапазона слышимости), временем/потерями коммутации, рассеиваемой мощностью и требованиями к электромагнитной совместимости нужно найти для определенной частоты коммутации и временем переключения.

Вот стандартные значения частот коммутации стандартных модулей, при обеспечении оптимального технического использования:

<i>для жесткой коммутации:</i>	MOSFET модули	низковольтные	до 250 кГц
		высоковольтные	до 100 кГц
	IGBT модули	600 В	до 30 кГц
		1200 В	до 20 кГц
		1700 В	до 10 кГц
	3300 В	до 3 кГц	
<i>для мягкой коммутации:</i>	MOSFET модули	низковольтные	до 500 кГц
		высоковольтные	до 250 кГц
	IGBT модули		до 150 кГц

На более высоких частотах можно использовать модули специально для этого разработанные.

3.2 Температурные параметры

3.2.1 Баланс потерь мощности

3.2.1.1 Единичные и общие потери мощности

Предварительный комментарий

Все пояснения в п.3.2 относятся к IGBT модулям. Весь анализ и расчеты аналогично применимы к MOSFET модулям, соответственно при изменении всех указанных индексов для MOSFET. Разъяснения приведены для преобразователей с жесткой коммутацией, работающих с постоянным напряжением.

В силовой электронике IGBT а также диоды работают в основном как ключи, периодически изменяя статическое и динамическое состояние. В любом из этих состояний происходит рассеивание мощности или энергии, которое нагревает полупроводник и суммируется с общими потерями мощности ключа. Поэтому, максимальная температура перехода $T_j = 150 \text{ }^{\circ}\text{C}$ (для кремниевых компонентов), данная производителем, не должна превышать при любых условиях работы преобразователя при использовании силовых полупроводниковых приборов.

На рис.3.3 представлен обзор отдельных рассеиваемых мощностей в ключевом режиме работы.

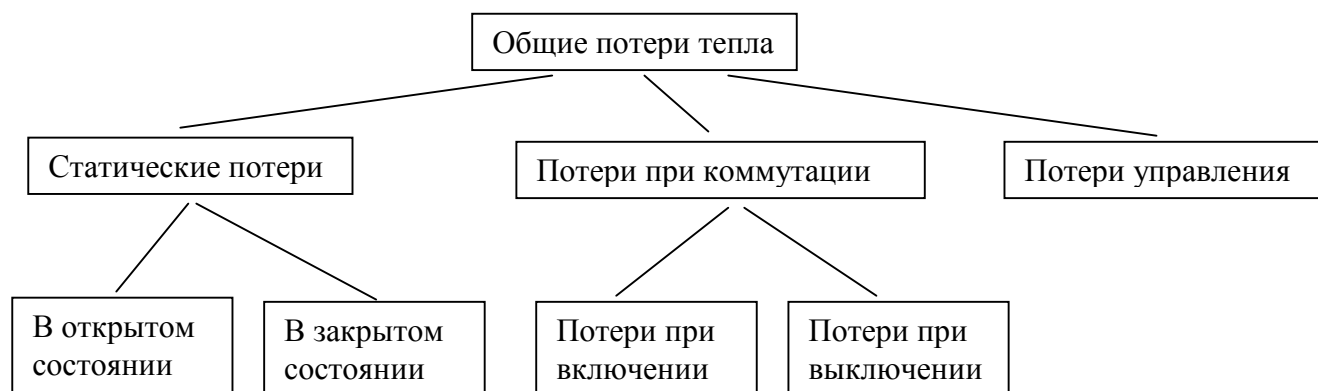


Рис.3.3

IGBT

Потерями в закрытом состоянии и потерями драйвера обычно можно пренебречь, так как они составляют только малую часть общих потерь мощности.

Потери мощности в открытом состоянии ($P_{fw/T}$) зависят от:

- тока нагрузки (превышение выходной характеристики $v_{CEsat} = f(i_C, v_{GE})$),
- температуры перехода,
- рабочих циклов.

Для данных параметров драйвера потери мощности при включении и выключении ($P_{on/T}$, $P_{off/T}$) зависят от:

- тока нагрузки,
- постоянного питающего напряжения,
- температуры перехода,
- частоты коммутации.

Общие потери мощности в IGBT:

$$P_{tot/T} = P_{fw/T} + P_{on/T} + P_{off/T}$$

Обратный диод:

Так как они составляют только малую часть общих потерь мощности, потерями при обратном закрытом состоянии обычно можно пренебречь. Диоды Шоттки можно исключить из-за их обратных токов при большой температуре.

Потери мощности при включении вызваны процессом прямого восстановления. Что касается быстрых диодов, то этой частью потерь также часто можно пренебречь.

Потери мощности в открытом состоянии ($P_{fw/D}$) зависят от:

- тока нагрузки (превышение выходной характеристики $v_F = f(i_F)$),
- температуры перехода,
- рабочих циклов.

Для данных параметров драйвера при коммутации IGBT с диодом потери мощности при выключении ($P_{off/D}$) зависят от:

- тока нагрузки,
- постоянного питающего напряжения,
- температуры перехода,
- частоты коммутации.

Общие потери мощности в диоде: $P_{tot/D} = P_{fw/D} + P_{off/D}$

Гибридный силовой модуль с n IGBT и m диодами

Общие потери мощности в модуле: $P_{tot/M} = (n \cdot P_{tot/T}) + (m \cdot P_{tot/D})$

3.2.1.2 Потери мощности в понижающем преобразователе

На рис.3.2 представлена схема понижающего преобразователя с диаграммами работы на активно-индуктивную нагрузку.

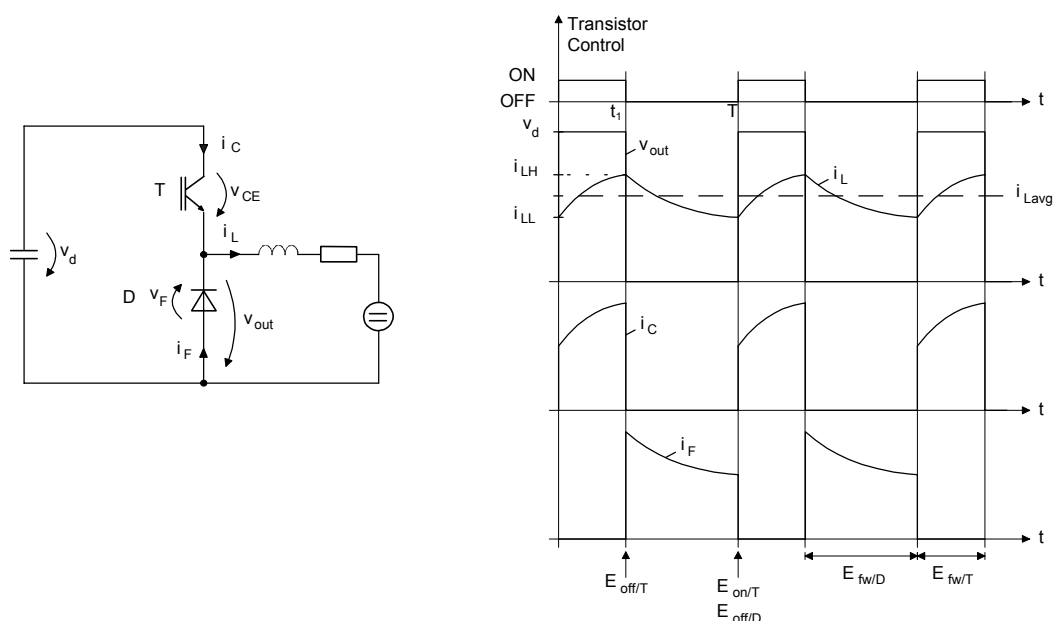


Рис.3.4