

В драйверах [9], [47], и [61] контролируется dv/dt и di/dt IGBT/MOSFET и поступает в обратную связь драйвера (рис.3.65).

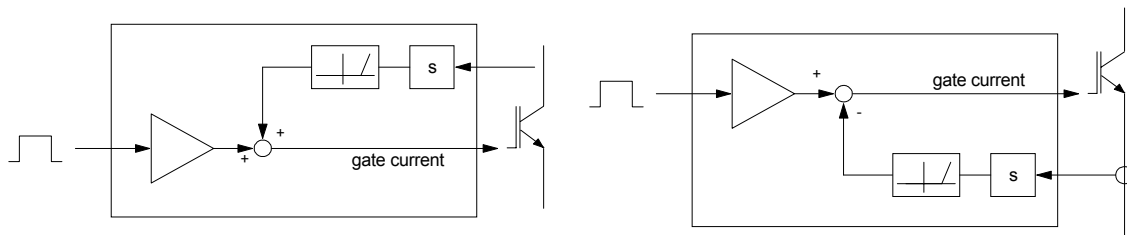


Рис.3.65 Прямой контроль dv/dt и di/dt

Здесь информация о dv/dt или di/dt берется при помощи индуктивности в цепи эмиттера или емкости в цепи коллектора соответственно.

Ограничение перенапряжений между управляющими выводами

Ограничение перенапряжений между управляющими выводами требуется для поддержания максимального напряжения затвор-эмиттер/затвор-исток с одной стороны, и для ограничения амплитуды динамического короткого замыкания с другой.

На рис.3.66 показаны варианты простых схем. Для оптимизации эффективности ограничивающие цепи должны скручиваться для низкой индуктивности и располагаться как можно ближе к затвору.

3.6.3.3 Определение перегрева

Прямое измерение температуры перехода возможно только в случае, если датчик температуры очень близко расположен к полупроводниковому компоненту (напр. монолитная интеграция или при соединении кристаллов датчика температуры и силового полупроводника). Информацию о температуре затем можно получить при оценке запирающих токов диода или тиристора. Однако технологии такого рода до сих пор применялись только в smart-power компонентах.

Passive Gate Clamping

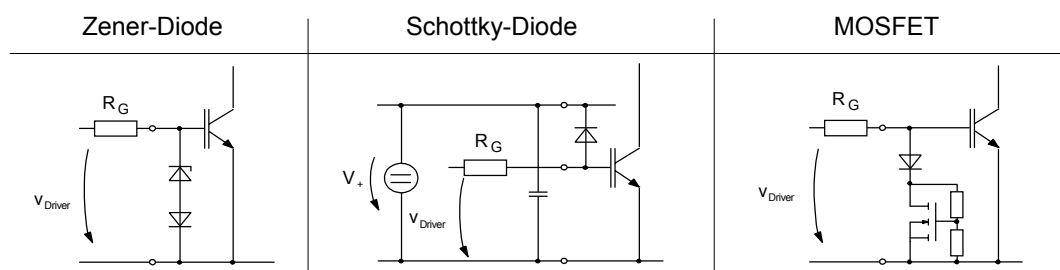


Рис.3.66 Простые цепи ограничения напряжения на затворе [194]

В устройствах с транзисторными силовыми модулями температура измеряется снаружи модуля, с радиатора, или внутри модуля с помощью терморезисторов, находящихся рядом с силовым полупроводниковым кристаллом (напр. SEMIKRON SKiiP/MiniSKiiP).

3.7 Параллельное и последовательное включение MOSFET, IGBT и SKiPPACK модулей

3.7.1 Параллельное включение

3.7.1.1 Сложности с разделением тока

Для улучшения способности пропускать ток силовыми электронными ключами, IGBT и MOSFET могут быть подключены параллельно.

При параллельном включении силовых модулей, транзисторы и необходимые обратные диоды также параллельны. Так как параллельное включение быстрых диодов уже изложено в п.1.3.5.2, далее будут рассматриваться только специальные характеристики IGBT/MOSFET.

Максимальное использование ключа в параллельном соединении может быть получено в случае идеальной статической (напр. в открытом состоянии) и динамической (напр. в момент коммутации) симметрии одиночных ключей (разделение тока).

Поэтому, оптимальные условия симметрии играют главную роль для параллельного соединения на практике.

На разделение тока в основном влияют следующие факторы:

Фактор	Влияет на	
	Статическую симметрию	Динамическую симметрию
<u>IGBT/MOSFET параметры</u>		
$V_{CEsat} = f(i_C, V_{GE}, T_j)$ или $R_{DSon} = f(V_{GS}, T_j)$	x	
$i_C = f(V_{GE}, T_j)$ или $i_D = f(V_{GS}, T_j)$		x
$V_{GE(th)}$ или $V_{GS(th)}$		x
$t_{d(on)}, t_{d(off)}, t_r, t_f$ (вместе с параметрами драйвера)		x
<u>Цепь коммутации</u>		
Общая индуктивность (внутри модуля + снаружи модуля)	(x)	x
<u>Цепь драйвера</u>		
Выходной импеданс драйвера (включая последовательные сопротивления затвора)		x
Общая индуктивность (внутри модуля + снаружи модуля)		x
Индуктивность цепи драйвера, через которую проходит ток коллектора/стока		x

Влияние напряжения насыщения и $R_{DS(on)}$ соответственно

Падение напряжения в открытом состоянии одинаково для обоих параллельных транзисторов. Распределение тока зависит от отклонений выходных характеристик. На

рис.3.67 показано, как распределен ток нагрузки между двумя параллельными IGBT с разными выходными характеристиками.

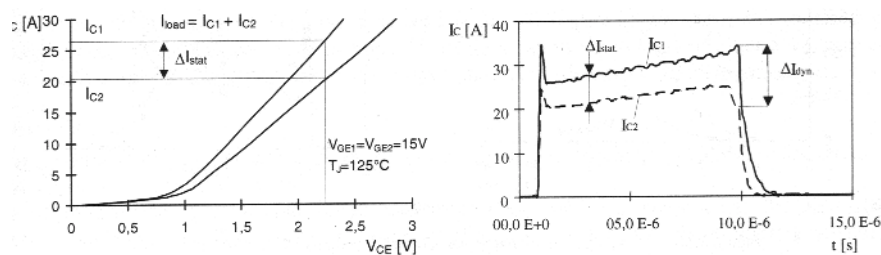


Рис.3.67

В начале, основная часть тока проводится транзистором с меньшей характеристикой насыщения, у которого поэтому большие потери при коммутации и в открытом состоянии, и, следовательно, быстрее будет расти температура перехода.

Поэтому, температурный коэффициент (ТС) напряжения насыщения играет решающее значение. Если ТС положительный, т.е. если напряжение насыщения растет вместе с температурой, ток будет сдвинут к транзистору, который пропускал меньший ток в начале. В результате ток будет (идеально) ровно распределен между двумя транзисторами. Поэтому силовые полупроводники с положительным ТС предпочтительней для параллельного включения.

ТС NPT IGBT положителен почти во всем диапазоне номинальных токов. Это относится и к R_{DSon} MOSFET, которые имеют положительный ТС по принципу действия. В отличие от них, ТС PT IGBT отрицателен почти во всем диапазоне номинальных токов. Здесь немаловажна хорошая температурная связь между двумя модулями.

Влияние переходной характеристики $i_C = f(v_{GE}, T_j)$ и $i_D = f(v_{GS}, T_j)$ соответственно

Отклонения переходных характеристик, пороговых напряжений и времени задержки переключения приведут к динамической асимметрии в момент коммутации и, следовательно, к разным коммутационным потерям, особенно при выключении. На рис.3.68 показан пример отклонения переходных характеристик параллельных NPT IGBT и вызванная этим динамическая асимметрия тока при выключении.

Благодаря общему напряжению затвора в течение процесса Миллера, IGBT с более крутой переходной характеристикой будет проводить основную долю тока при динамическом распределении тока и, следовательно, рассеивать большую мощность при выключении.

Пока положителен ТС в открытом состоянии, IGBT можно включать параллельно, резкая переходная характеристика и высокая скорость переключения будут негативно влиять на динамическую симметрию.

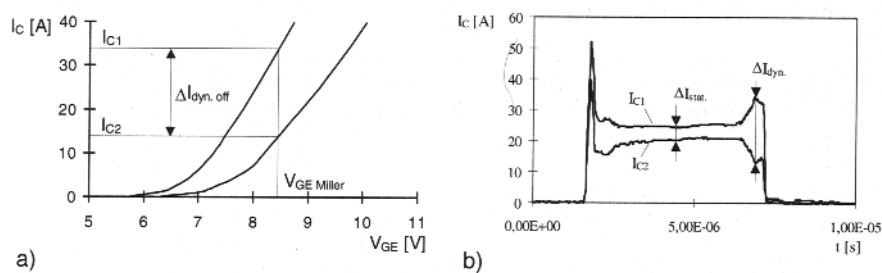


Рис.3.68 а) переходная характеристика двух параллельных NPT IGBT
 б) динамическое распределение тока при коммутации

Кроме того, по рис.3.68 видно, что в дополнение к переходным характеристикам, различные потери при включении в IGBT/MOSFET в основном определяются параметрами выключения обратных диодов.

Влияние общей индуктивности в цепи коммутации

Следуя пояснениям в п.3.4.1, рассеиваемые мощности включения и выключения в силовых полупроводниках определяются индуктивностью L_K в цепи коммутации (эффект уменьшения потерь при включении, возникновение коммутационных перенапряжений при выключении).

Параллельное соединение ключей всегда эквивалентно параллельному соединению коммутационных схем. Если эти схемы имеют разные индуктивности, скорость коммутации быстрых силовых полупроводников может отличаться, что может быть причиной динамической асимметрии. Следовательно, должна выполняться строгая симметричная схема цепи коммутации.

Влияние выходного импеданса драйвера (включая последовательные сопротивления затвора)

Различие импедансов цепей драйверов параллельных транзисторов должно быть минимизировано. Существующие отклонения приведут к неодновременной коммутации, и будут вносить несоответствие в распределении коммутационных потерь.

Влияние общей индуктивности цепи драйвера

Вместе с входными емкостями транзисторов, индуктивность драйвера может вызвать генерацию, которая может равномерно распределяться между параллельными транзисторами (см.п.3.7.1.2 и 3.4.1). Во избежание этого любые индуктивности в цепи драйвера должны быть минимальными.

Влияние индуктивности цепи драйвера, через которую проходит ток коллектора/стока

Быстрые изменения тока коллектора/стока при коммутации индуцируют напряжение на индуктивности в цепи драйвера, где протекает основной ток; эти напряжения противодействуют заряду затвора или его разряду, соответственно (отрицательная обратная связь эмиттер/исток). В результате замедления процесса коммутации возрастут потери.

Что касается параллельного включения транзисторов, разные значения этих индуктивностей могут способствовать асимметричному распределению потерь при коммутации.

3.7.1.2 Выбор модуля, схемы драйвера, компоновка

Следующие рекомендации по выбору модуля, схемы драйвера, компоновки для параллельного включения IGBT и MOSFET могут быть заключением п.3.7.1.1.

Выбор модуля

Для правильного управления динамической симметрией, наиболее пригодны для параллельного соединения NPT IGBT, потому что имеют положительный ТС напряжения насыщения. Кроме того, у них очень низкие отклонения меньшая температурная зависимость параметров.

Выбор схемы драйвера

На рис.3.69 показан пример схемы драйвера для параллельных IGBT. Схема управляется одним общим драйвером. Дополнительно к последовательным резисторам затвора R_{Gon} и R_{Goff} , интегрированным в драйвер, резисторы R_{Gonx} и R_{Goffx} гасят паразитные колебания между цепями затвор-эмиттер/ затвор-исток. Кроме того, они уменьшают отрицательные эффекты разных переходных характеристик. R_{Gonx} и R_{Goffx} должны составлять около 0.5...2 Ом. Резисторы R_{Ex} подавляют компенсационные токи между вспомогательными эмиттерами. Они должны составлять около 0.5 Ом. Резисторы R_{Cx} служат для определения реального среднего значения v_{CE}/v_{DS} . при защите от перегрузок по току и коротких замыканий, основанных на получении v_{CE}/v_{DS} . Они должны составлять около 47 Ом.

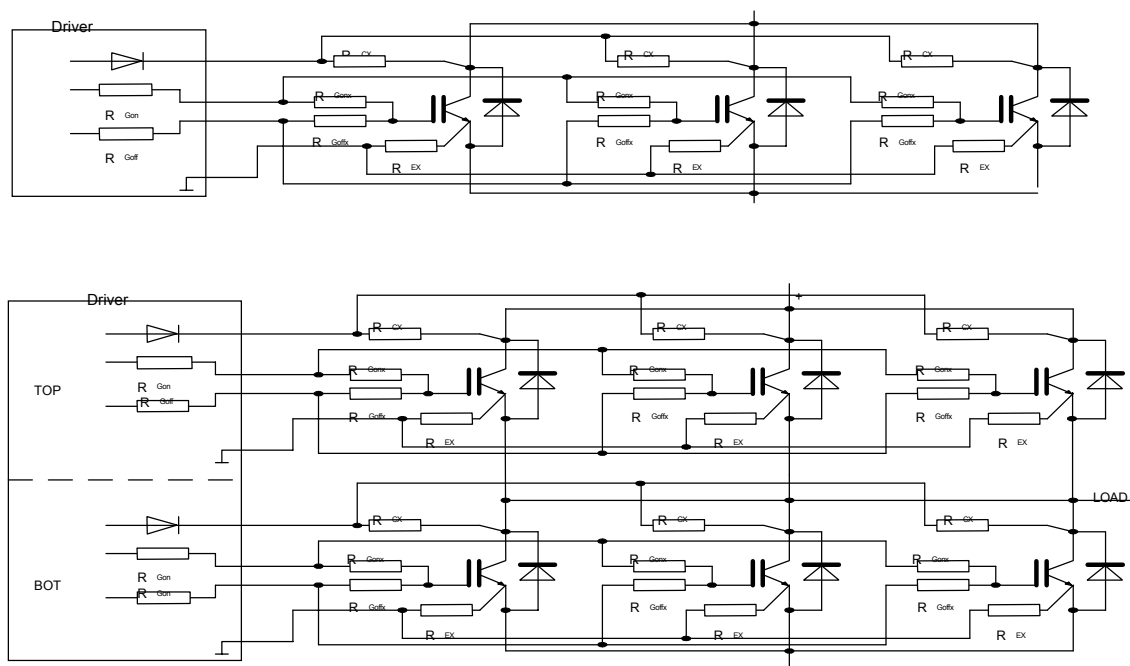


Рис.3.69 Параллельное включение одиночных и двойных IGBT модулей

Если параллельные транзисторы будут управляться отдельными драйверами, то эти драйверы должны иметь одинаковое время распространения сигнала и выходные параметры.

Выбор компоновки

Все силовые цепи и цепи драйвера внутри параллельной схемы должны быть разведены с минимальными индуктивностями и строго симметрично.

Модули должны устанавливаться на общий радиатор рядом друг с другом для оптимальной тепловой связи (также по причине симметрии обратных диодов). Современные силовые модули характеризуются минимальными внутренними индуктивностями, около нГн, в силовой цепи и цепи драйвера. Однако, из-за разной конструкции модулей будут также разные значения индуктивностей, только модули с одинаковым типом конструкции можно включать параллельно.

Ухудшение характеристик

Даже при всех условиях, удовлетворяющих оптимальный выбор модуля, схемы драйвера и компоновки, не будет получена идеальная статическая и динамическая симметрия.

Поэтому, нужно учитывать ухудшение характеристик по отношению к общему номинальному току нагрузки ключей. Из практического опыта различных устройств можно советовать учитывать ухудшение характеристик на 15-20 %.

Пример: Параллельных три IGBT модуля с $v_{CE} = 1200 \text{ В}$ / $i_C = 300 \text{ А}$

Номинальный ток параллельной цепи: $i_{Ctot} = (3 \cdot 300 \text{ А}) \cdot (0.8...0.85) = 720...765 \text{ А}$.

3.7.1.3 Параллельное подключение SKiiPPACK модулей

SKiiPPACK модули содержат силовые полупроводники и готовый драйвер в одном корпусе. При прямом параллельном включении модулей симметрия будет определяться только силовой конструкцией (индуктивностями, системой охлаждения). Различия во времени распространения сигнала и в выходных импедансах драйвера одиночных модулей могут вызвать значительную асимметрию.

Сборки “Parallel-Board” SKHBP2 и SKHBP4 SEMIKRON позволяют параллельно включать 2 и 4 SKiiPPACK модуля соответственно.

На рис.3.70 показана блок-схема подключения SKHBP2 с двумя параллельными SKiiPPACK модулями.

SKHBP2 выполняет следующие основные функции:

- формирование и синхронизацию управляющих сигналов для одиночных модулей из одного контрольного сигнала,
- формирование общего времени блокировки плеча,
- подавление коротких импульсов,
- общая память ошибок с функцией RESET,
- накопление сигналов обратной связи от одиночных модулей и передача в контроллер (обнаружение ошибок, аналоговый температурный выход, для OCP-SKiiP: формирование общего реального значения тока нагрузки).

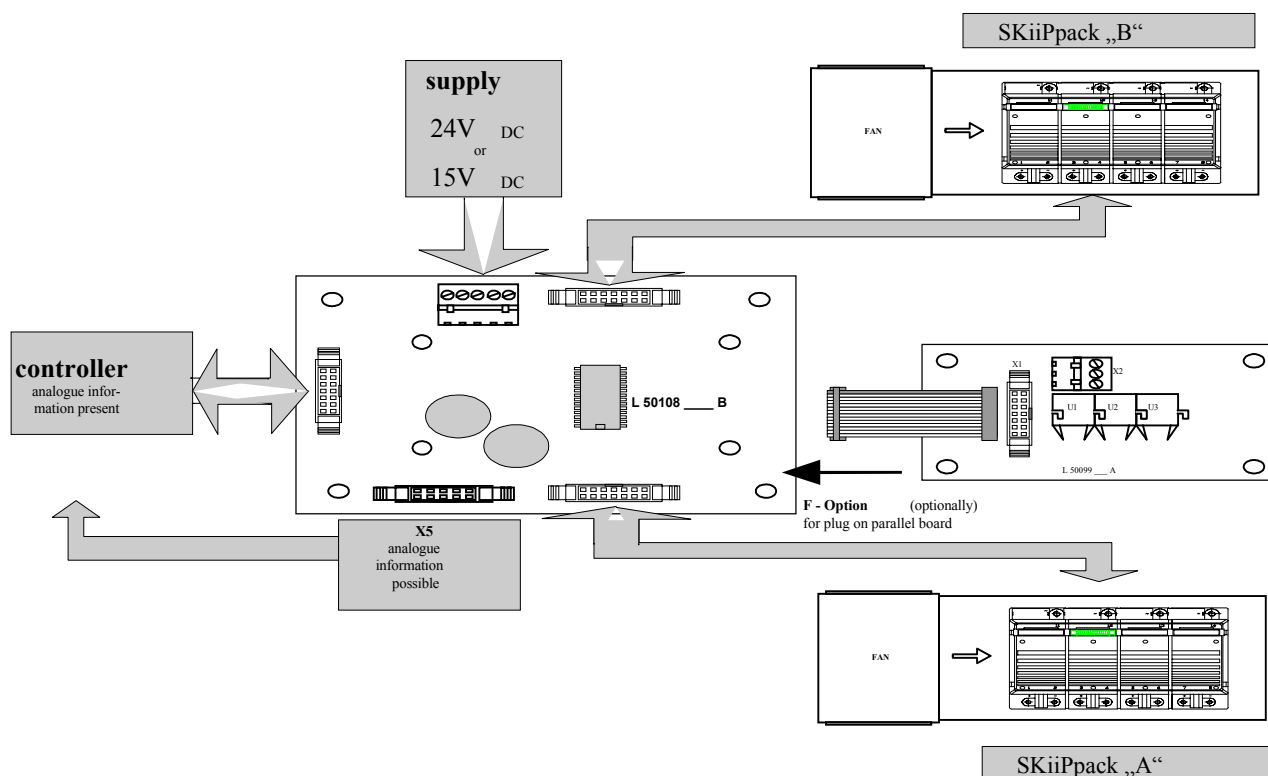


Рис.3.70