

$$R_{rha} = \frac{1}{n \cdot \sqrt{\alpha \cdot U \cdot \lambda \cdot A} \cdot \left[\frac{1}{1 + \exp(-2\kappa h)} - \frac{1}{1 + \exp(2\kappa h)} \right]}$$

with $\kappa = \sqrt{\frac{\alpha \cdot U}{\lambda \cdot A}}$

(α : коэффициент передачи тепла, U : длина окружности ребер, λ : коэффициент теплопроводности радиатора, A : сечение ребер, h : высота ребер)

Часто нужно охладить несколько радиаторов одним вентилятором, для которого они расположены параллельно (радиаторы расположены рядом) или последовательно (радиаторы под прямым потоком воздуха).

Что касается температурного наложения, которое предпочтительней, например, в трехфазном инверторе со стандартной схемой SKiiPACK (полумостовые модули), особое внимание нужно уделить тому, что воздух предварительно нагревается для 2-х из 3-х SKiiPACK, что нужно брать во внимание при температурной компоновке.

При потоке воздуха 300 м³/ч, предполагается разность температур около 10 К между источником и выходным воздухом как стандартное значение на 10 кВт рассеиваемой мощности. Температурные особенности даны в п.3.3.6.1.

3.3.5 Водяное охлаждение

Водяное охлаждение силовых модулей можно использовать для специальных высокоомощных инверторов (МВт – диапазон) а также для маленьких силовых устройств, где уже есть водяная цепь по их принципу работы (например, управление автомобилями, гальваническая станция, индуктивный нагрев).

Часто входная температура охладителя превышает значения 50...70 °С, когда его тепло рассеивается в атмосфере; на промышленных фабриках с активными теплообменниками температура охладителя около 15...25 °С.

Разность температур между поверхностью радиатора и охладителем, которая меньше, чем при воздушном охлаждении, можно использовать в двух случаях:

- возросший обмен энергией при высокой динамической ΔT_j температуре кристалла за цикл (ограничение срока службы модулей, см.п.3.2.3) или
- низкая температура кристалла, большой срок службы.

Благодаря способности долго удерживать тепло (температурная емкость $c_p = 4.187$ кДж/кг · К) вода принципиально предпочтительней масла или гликоля для рассеяния тепла.

На рис.3.21 показана стандартная сборка SEMIKRON с тремя SKiiPACK на основной пластине с водяным охлаждением.

Из-за коррозии в воде и требования устойчивости к морозам, открытый или закрытый канал с чистой водой почти не используется.

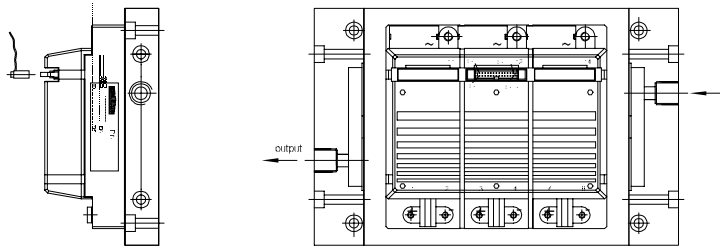


Рис.3.21

С добавлением гликоля, например, способность удерживать тепло охладителя будет уменьшена (например, 3.4 кДж/(кг·К) при добавлении 50 % гликоля и температуре охладителя 40 °С). При возрастании вязкости и специфической массы охладителя, температурное сопротивление от теплоотвода к охладителю R_{thhw} будет значительно возрастать вместе с долей гликоля. По сравнению с чистой водой, при 50 % гликоля R_{thhw} возрастет примерно на 50...60 % и до 60...70 % если доля гликоля возрастет до 90 %.

Для гарантированной защиты от коррозии, алюминиевые водяные радиаторы SEMIKRON содержат минимальную долю гликоля 10 %. Твердость охлаждающей воды не должна превышать 6. И, наконец, для температур охладителей больше 60 °С мы рекомендуем использовать закрытый канал охлаждения.

Пакеты радиаторов с силовыми модулями или SKiiPPACK также выполнены в корреляции с водяным охлаждением. Разность около 1.7 К на кВт рассеиваемой мощности между входной и выходной температурой охладителя можно взять за стандартное значение для нагрева на теплоотвод (SEMIKRON водяные радиаторы для SKiiPPACK) при 50/50 % водно-гликолиевой смеси и потоке охладителя 10 л/мин.

Более детальное рассмотрение информации о SKiiPPACK – водяных радиаторах см.п.3.3.6.2.

3.3.6 Данные на стандартные радиаторы для SKiiPPACK

3.3.6.1 Принудительное воздушное охлаждение

Следующая таблица содержит характеристики R_v и τ_v для температурного расчета в соответствии с моделью 4-временных константы для SKiiPPACK на стандартном радиаторе P16 с вентилятором SKF 16B (GD 133-2k-40105).

$R_{thsa\ tot}$: постоянное температурное сопротивление, полученное при вычитании температуры датчика (T_s) и воздушного потока (T_a), по отношению к общей рассеиваемой мощности P_{tot} сборки.

$$R_{thsa\ tot} = \sum_{v=1}^4 R_v$$

$Z_{thsa\ tot}$: переходной температурный импеданс, полученное при вычитании температуры датчика (T_s) и воздушного потока (T_a), по отношению к общей рассеиваемой мощности P_{tot} сборки.

$$Z_{thsa\ tot} = \sum_{v=1}^4 R_v \cdot [1 - \exp(-t/\tau_v)]$$

thermal characteristics (4-constants-model)									
R_1	R_2	R_3	R_4	ΣR	τ_1	τ_2	τ_3	τ_4	
K/W	K/W	K/W	K/W	K/W	s	s	s	s	
2-fold SKiiPPACK ($V_{air}/t = 310\ m^3/h$)									
$1.383 \cdot 10^{-2}$	$1.886 \cdot 10^{-2}$	$6.663 \cdot 10^{-3}$	$3.640 \cdot 10^{-3}$	$4.299 \cdot 10^{-2}$	$2.579 \cdot 10^2$	$6.350 \cdot 10^1$	5.831	$1.543 \cdot 10^2$	
3-fold SKiiPPACK ($V_{air}/t = 305\ m^3/h$)									
$1.157 \cdot 10^{-2}$	$1.669 \cdot 10^{-2}$	$3.512 \cdot 10^{-3}$	$3.097 \cdot 10^{-3}$	$3.487 \cdot 10^{-2}$	$2.638 \cdot 10^2$	$6.625 \cdot 10^1$	6.049	$2.000 \cdot 10^{-2}$	
4-fold SKiiPPACK ($V_{air}/t = 300\ m^3/h$)									
$1.398 \cdot 10^{-3}$	$2.048 \cdot 10^{-2}$	$7.012 \cdot 10^{-3}$	$2.448 \cdot 10^{-3}$	$3.134 \cdot 10^{-2}$	$5.398 \cdot 10^2$	$1.724 \cdot 10^2$	2.008	$2.876 \cdot 10^{-2}$	

При температурном пакетировании радиаторов SKiiPPACK, в расчетах нужно учитывать уменьшение потока воздуха из-за возросшего падения давления и подогрева «задних» SKiiPPACK при прохождении охлаждающего воздуха через первый SKiiPPACK.

Рис.3.22 показывает принцип температурного пакетирования.

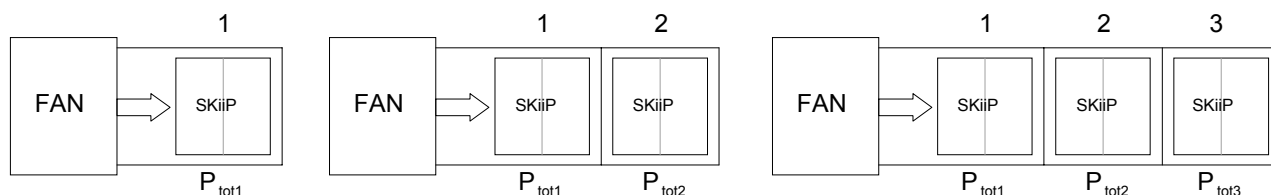


Рис.3.22

Подогрев определяется общей рассеиваемой мощностью SKiiPPACK P_{totn} , постоянным температурным сопротивлением $R_{thha\ tot}$ и переходным температурным импедансом $Z_{thha\ tot}$ (сопротивление R_{thha} /временная константа τ_{aa}) между двумя соседними радиаторами, см.рис.3.22. Следующие формулы справедливы для определения переходного температурного импеданса $Z_{thsa\ totn}$ для каждого SKiiPPACK:

SKiiPPACK 1

$$Z_{thsa\ tot1} = \sum_{v=1}^4 R_v \cdot [1 - \exp(-t/\tau_v)]$$

SKiiPPACK 2

$$Z_{thsa\ tot2} = \sum_{v=1}^4 R_v \cdot [1 - \exp(-t/\tau_v)] + (P_{tot}/P_{tot2}) \cdot R_{thaa1-2} [1 - \exp(-t/\tau_{aa1-2})]$$

SKiiPPACK 3

$$Z_{thsa\ tot3} = \sum_{v=1}^4 R_v \cdot [1 - \exp(-t/\tau_v)] + [(P_{tot1} + P_{tot2})/P_{tot3}] \cdot R_{thaa2-3} [1 - \exp(-t/\tau_{aa2-3})]$$

3.3.6.2 Охлаждение жидкостями

Следующая таблица содержит характеристики R_v и τ_v для температурного расчета в соответствии с моделью 4-временных константы для SKiiPPACK на стандартном водяном радиаторе S1021450 с общим входом/выходом, при 50/50 % водно-гликолиевой смеси и температуре охладителя 50 °С. Поскольку температура T_s внутреннего датчика SkiiP также является здесь номинальной точкой для температуры радиатора T_h , справедливы следующие определения:

$R_{thsw\ tot}$: постоянное температурное сопротивление, полученное при вычитании температуры датчика (T_s) и охладителя (T_w), по отношению к общей рассеиваемой мощности P_{tot} сборки.

$$R_{thsw\ tot} = \sum_{v=1}^4 R_v$$

$Z_{thsw\ tot}$: переходной температурный импеданс, полученное при вычитании температуры датчика (T_s) и охладителя (T_w), по отношению к общей рассеиваемой мощности P_{tot} сборки.

$$Z_{thsw\ tot} = \sum_{v=1}^4 R_v \cdot [1 - \exp(-t/\tau_v)]$$

Coolant by-pass l/min	thermal characteristics (4-constants-model)									
	R_1 K/W	R_2 K/W	R_3 K/W	R_4 K/W	ΣR K/W	τ_1 s	τ_2 s	τ_3 s	τ_4 s	
2-fold SKiiPPACK										
6	1.942· 10 ⁻³	6.262· 10 ⁻³	3.785· 10 ⁻³	6.608· 10 ⁻³	1.860· 10 ⁻²	1.225· 10 ⁻¹	2.911	1.189· 10 ¹	5.196· 10 ¹	
10	1.942· 10 ⁻³	6.262· 10 ⁻³	4.402· 10 ⁻³	2.993· 10 ⁻³	1.560· 10 ⁻²	1.225· 10 ⁻¹	2.911	1.782· 10 ¹	1.131· 10 ²	
14	1.942· 10 ⁻³	6.262· 10 ⁻³	4.628· 10 ⁻³	1.667· 10 ⁻³	1.450· 10 ⁻²	1.225· 10 ⁻¹	2.911	2.000· 10 ¹	1.355· 10 ²	
3-fold SKiiPPACK										
6	2.143· 10 ⁻³	3.818· 10 ⁻³	9.405· 10 ⁻³	2.535· 10 ⁻³	1.790· 10 ⁻²	2.204· 10 ⁻¹	3.343	2.800· 10 ¹	1.123· 10 ²	
10	2.143· 10 ⁻³	3.818· 10 ⁻³	6.683· 10 ⁻³	2.057· 10 ⁻³	1.470· 10 ⁻²	2.204· 10 ⁻¹	3.343	2.367· 10 ¹	1.094· 10 ²	
14	2.143· 10 ⁻³	3.818· 10 ⁻³	5.662· 10 ⁻³	1.878· 10 ⁻³	1.350· 10 ⁻²	2.204· 10 ⁻¹	3.343	2.205· 10 ¹	1.083· 10 ²	
4-fold SKiiPPACK										
6	8.714· 10 ⁻⁴	2.893· 10 ⁻³	7.573· 10 ⁻³	1.970· 10 ⁻³	1.331· 10 ⁻²	9.939· 10 ⁻²	2.038	2.700· 10 ¹	1.462· 10 ²	
10	8.714· 10 ⁻⁴	2.893· 10 ⁻³	4.785· 10 ⁻³	2.052· 10 ⁻³	1.060· 10 ⁻²	9.939· 10 ⁻²	2.038	1.868· 10 ¹	9.085· 10 ¹	
14	8.714· 10 ⁻⁴	2.893· 10 ⁻³	3.649· 10 ⁻³	2.086· 10 ⁻³	9.499· 10 ⁻³	9.939· 10 ⁻²	2.038	1.529· 10 ¹	6.830· 10 ¹	

Расчеты для температурного пакетирования в основном делаются так же, как и при воздушном охлаждении.

3.4 Конструкция силовой части

MOSFET, IGBT или Skiip силовые схемы сконструированы по печатной технологии, с помощью проводников или массивных медных или алюминиевых шин, в зависимости от коммутирующих токов или напряжений.

Кроме ознакомления с основными спецификациями, например при требовании к утечке по поверхности, расстоянию для образования дуги или плотности тока, требование к короткому времени коммутации в нано- и микросекундном диапазоне усложняет силовую конструкцию, что также относится и к высокочастотным требованиям.

3.4.1 Паразитные индуктивности и емкости

Для анализа влияния паразитных индуктивностей и емкостей в преобразователе будет достаточно разобрать одну цепь коммутации. На рис.3.23 показана цепь коммутации IGBT инвертора с паразитными элементами, которая содержит источник постоянного напряжения v_d (соответствует напряжению коммутации v_k) и два IGBT ключа с драйвером и обратными диодами. Напряжение коммутации характеризуется емкостью источника C_d . В коммутационной цепи протекает ток i_L .

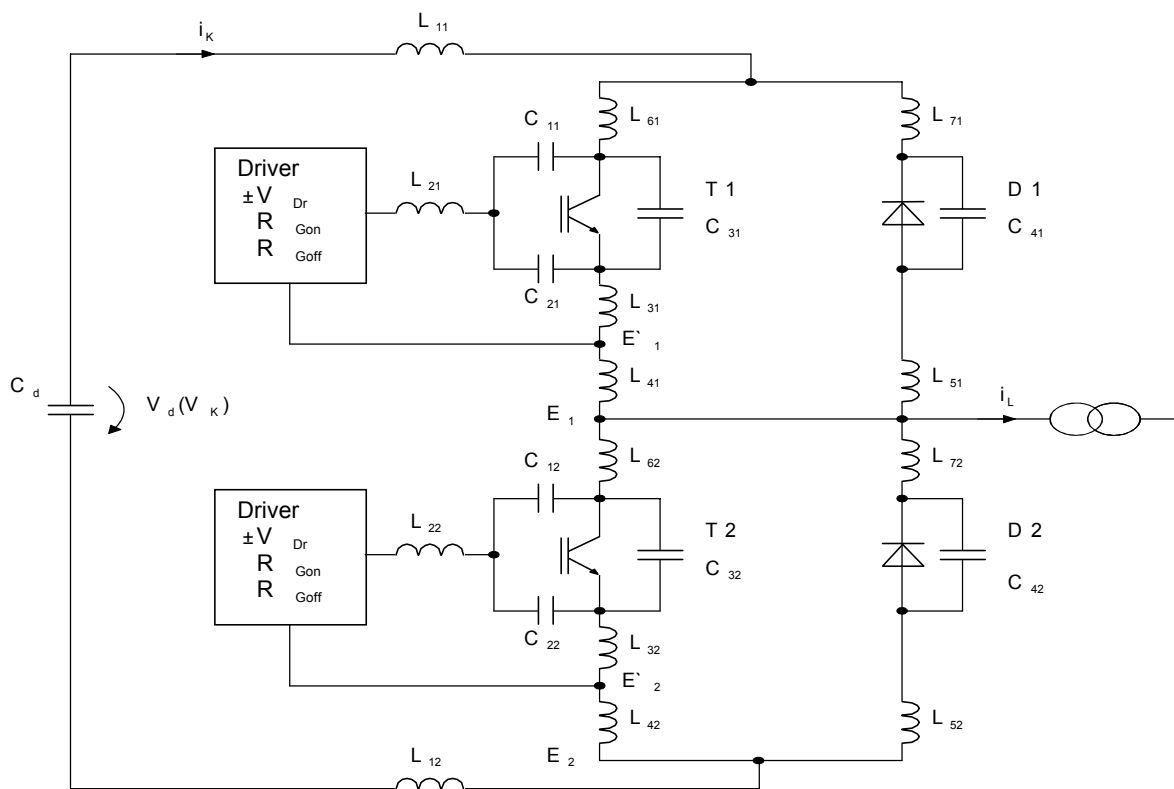


Рис.3.23 Цепь коммутации с паразитными элементами

Влияние паразитных элементов / компенсации

Общая коммутационная индуктивность

В цепи коммутации T1 и D2 общей коммутационной индуктивностью будет $L_{11}, L_{61}, L_{31}, L_{41}, L_{72}, L_{52}$ и L_{12} . По аналогии в цепи коммутации T2 и D1 общей коммутационной индуктивностью будет $L_{11}, L_{71}, L_{51}, L_{62}, L_{32}, L_{42}$ и L_{12} .

При активном включении T1 или T2, соответственно общая коммутационная индуктивность влияет на процесс включения, из-за чего уменьшится рассеиваемая мощность на T1 или T2 (см.п.3.8).

Однако, при активном выключении T1 или T2, а также при обратном восстановлении D1 и D2 на транзисторах и диодах возникают коммутационные перенапряжения из-за высокого di/dt , вызванного индуктивностями. И возрастет рассеиваемая мощность выключения и перепады напряжений на силовых полупроводниках.

Этот эффект особенно заметен при коротких замыканиях и перегрузках (см.п.3.6). Кроме того, вместе с паразитными емкостями могут возникнуть нежелательные высокочастотные колебания.

Поэтому, очень важно минимизировать индуктивности в цепи коммутации преобразователей с жесткой коммутацией. Кроме L_{11} и L_{12} , все индуктивности формируются в модулях, на которые пользователь не может влиять. Поэтому, производители силовых модулей продолжают работать над минимизацией внутренних индуктивностей и улучшением технологии сборки модулей (см.п.1.4).

В справочных данных SEMIKRON приводит внутренние индуктивности, которые эффективны на выводах модуля (например: SKM100GB: $L_{CE} = \max. 30$ нГн).

Если модуль с одним ключом (1 IGBT/MOSFET + 1 обратный диод), в фазе преобразователя необходимо выполнить соединение двух модулей с наименьшей индуктивностью.

Влияние остальных индуктивностей $L_{11} + L_{12}$ в силовых полупроводниках можно уменьшить при подключении C-, RC-, или RCD- цепочек прямо к выводам, на которые в модуль подается постоянное напряжение. В большинстве случаев подключается простая C-цепочка с пленочным конденсатором 0.1...2 мкФ.

Индуктивности эмиттера или истока

Элементы L_{31} и L_{32} – индуктивности эмиттера или истока эффективны в силовых схемах, а также в цепях драйвера транзисторов.

Из-за скорости тока транзистора di/dt , напряжения будут индуцироваться, что вызовет эффект обратной связи в цепи драйвера (ООС по эмиттеру или истоку). Это, однако, будет снижать процесс заряда емкости затвор-эмиттер при включении и разряд при выключении, в результате возрастет время коммутации и потери при коммутации.

Эффект обратной связи через эмиттер можно использовать для ограничения тока коллектора di/dt при коротких замыканиях возле модулей.

Для минимизации индуктивностей L_{31} и L_{32} силовые модули оснащаются отдельным выводом эмиттера для управления.

Если несколько состояний низкого уровня драйвера преобразователя питаются общим рабочим напряжением по отношению к отрицательному выводу источника питания, паразитная индуктивность между землей драйвера и отрицательным выводом источника питания может вызвать нежелательную генерацию в контуре общей шины. Эту проблему можно решить с помощью ВЧ-стабилизации рабочего напряжения драйвера возле выходного каскада, или отдельных потенциалов напряжения питания и верхних уровней драйвера в высокоомощных инверторах.

Индуктивности L_{21} и L_{22}

Индуктивности L_{21} или L_{22} , соответственно, обозначают индуктивность питающего провода между драйвером и транзистором. Кроме возрастания импеданса в цепи драйвера, они могут вызвать паразитные генерации вместе с входной емкостью транзистора.

Емкости

Емкости C_{xx} на рис.3.23 являются внутренними емкостями силовых полупроводников (зависят от напряжения, нелинейны) и пользователь их не может изменить. Они обозначают минимальную величину коммутационной емкости C_k и, принципиально, влияют на уменьшение рассеиваемой мощности при выключении (см. п.0 и 3.8).

Дополнительно рассеивается мощность при активном включении из-за перезарядки коммутационных емкостей; это нужно учитывать во многих высокочастотных цепях с MOSFET (...100 кГц...).

C_{11} и C_{11} вызывают отрицательную dv/dt обратную связь к затвору (эффект Миллера, см.рис.3.35). В комбинации с индуктивностями возле ключей, внутренние емкости могут вызвать нежелательные высокочастотные колебания.

3.4.2 Электромагнитные помехи / обратные связи по сети

3.4.2.1 Процессы в преобразователе

Процессы в преобразовательной системе будут всегда порождать нежелательные помехи при коммутации в силовых полупроводниках с одной стороны (рис.3.24) и нужное преобразование энергии в соответствии с обработкой сигнала с другой стороны.

Эти процессы можно разделить на высокоэнергетические, которые могут вызвать помехи в сети и нагрузке с частотами начиная от основной и примерно до 10 кГц, и низкоэнергетические, с частотами от 10 кГц и до 30 МГц, где начинает распространяться шум и, следовательно, непроводящий ток. В низкочастотном диапазоне эти эффекты