

# Анализ и сопоставление по установленной мощности инверторов разного класса низкочастотного диапазона от 50 до 300 Гц

---

## 1. Введение

Цель настоящей работы состоит в том, чтобы предложить методику оценки установленной мощности (веса, объема и стоимости) новых проектируемых инверторов. Методика должна распространяться на инверторы, которые могут отличаться по области применения и назначению, а также по принципам схемного построения, т.е. могут являться инверторами различных классификационных групп, или будем говорить – разного класса. Такая методика позволит сравнить между собой по установленной мощности, например, инвертор напряжения и инвертор тока применительно к индукционному нагреву.

Сравнение может принести пользу только в том случае, если будут учитываться конструкторская идеология, конструктивы и наработанный опыт ведущих производителей силовой электроники. Опыт построения конструкций должен перениматься с наиболее совершенных изделий, где выдерживается точный тепловой расчет без закладывания избыточных запасов.

На данный момент к наиболее развитым устройствам силовой электроники относится классификационная группа: 3-фазный инвертор IGBT для электропривода. Высокий уровень развития этих изделий связан с массовой востребованностью частотно регулируемого привода (ЧРП), доля которого составляет более 50% мирового оборота регулируемых приводов. Крупные мировые компании, такие как ABB, SIEMENS, SEMIKRON, WESTCODE, MITSUBISHI и ряд других, конкурируя между собой, добиваются совершенства инверторов IGBT. Например, компания SEMIKRON, объединила 9 научных центров, расположенных в Южной Корее, Австралии, Южной Африке, США, Франции, Англии, Бразилии, Индии и Словении, в глобальную международную дизайнерскую сеть (Solution Centers Network). На протяжении многих десятилетий «шлифуется» конструкция устройства и все силовые и вспомогательные компоненты инверторов IGBT. В секторе мировой экономики в части изделий с воздушным охлаждением на базе полупроводниковых модулей с изолированным основанием компания SEMIKRON занимает по объему поставок первое место. Инверторы, разработанные этой компанией, используются в 57% ветрогенераторов, работающих в энергосистемах по всему миру.

Серийная линейка производства компании SEMIKRON инверторов на платформе SEMIKUBE претендует на мировое лидерство по установленной мощности инверторов с воздушным охлаждением. Т.е. на данный момент SEMIKUBE лидирует в части высокого качества конструкций и максимальной объемной концентрации силовой электроники с большой выходной мощностью. Минимизация основана на использовании предельно высоких температур без запаса на базе точных тепловых расчетов с использованием соответствующего объема надежных экспериментальных данных.

Можно ли превзойти рекордсмена SEMIKUBE? Какой класс устройств силовой электроники с воздушным охлаждением способен установить рекорд минимизации объема, массы, потерь, стоимости при одинаковой выходной мощности инвертора? «Эталоном» для сравнения здесь должен выступить именно лидер SEMIKUBE. Сравнительная оценка, предлагаемая в данной работе, может быть перепроверена любым исследователем, т.к. по инверторам SEMIKUBE опубликована и доступна обширная информация, касающаяся всех аспектов данного изделия и подтвержденная на практике серийного производства. Сравнение «эталона» с другими классами устройств осуществляется на одних конструктивах по единой методике в удельных единицах измерения (евро/кВт, кг/кВт, дм<sup>3</sup>/кВт, модуль IGBT/кВт и т.п.). При сравнении должен максимально использоваться принцип подобия, чтобы выдержать точность тепловых расчетов, опирающихся на экспериментальные данные.

Любой серийный представитель (или все вместе) линейки 3-фазных инверторов IGBT (Рис. 1) на платформе SEMIKUBE можно взять в качестве «эталона», поскольку все представители линейки имеют высокий уровень конструкторской проработки. На Рис. 2, Рис. 3, Рис. 4 представлен один из возможных «эталонов» – преобразователь IGDD6-4-426-D3816-E1F12-BL-FA, где в составе имеется инвертор и выпрямитель. Преобразователь имеет выходную активную мощность 400кВт, вес 72кг (без двух основных вентиляторов). Конструкция состоит из двух "кубиков" горизонтальной (2Н) ориентации.

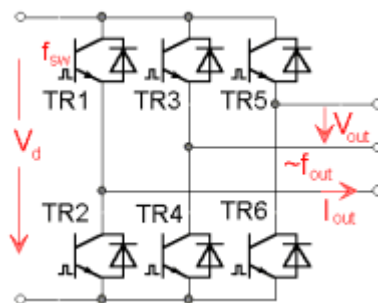
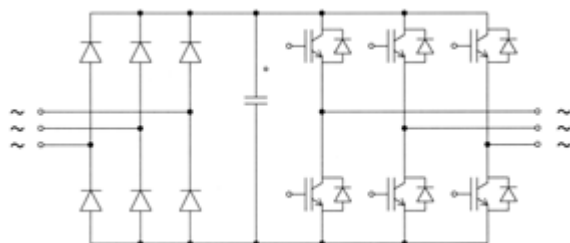


Рис. 1. Схема 3-фазного инвертора IGBT



а)



2H

б)

Рис. 2. а) Схема выпрямителя и инвертора; б) план расположения модулей на радиаторах с горизонтальной (2H) конструкцией 2-х «кубиков»

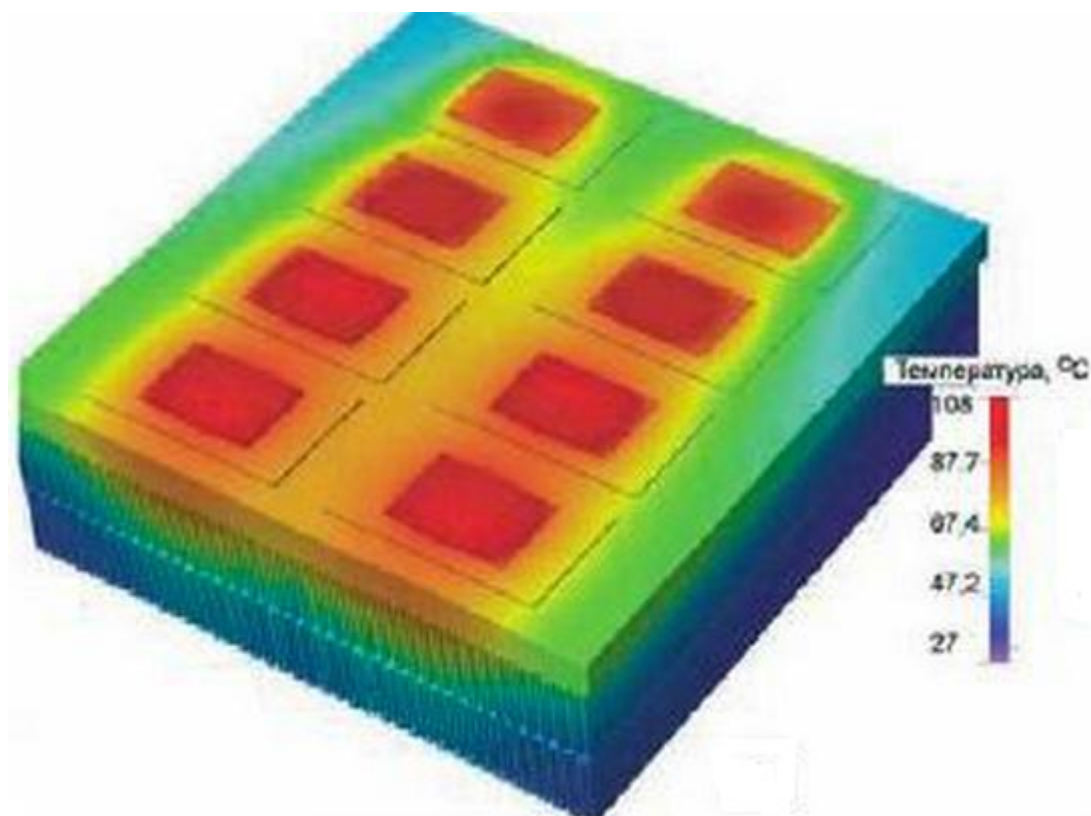


Рис. 3. Моделирование распределения тепла по поверхности радиатора Rх308



**Рис. 4. Внешний вид сборки IGDD6-4-426-D3816-E1F12-BL-FA (без вентиляторов), 400кВт, 72кг**

На Рис. 4 видны только маломощные вентиляторы для охлаждения конденсаторных банок, а мощные вентиляторы (2шт в горизонтальной конструкции 2Н) не показаны. Движение воздуха осуществляется в вертикальном направлении. Модуль IGBT включает в себя два ключа, диодный модуль – два диода. В первом "кубике" используются 3 модуля выпрямительных (фазы А, В, С) и 4 параллельных модуля инверторных для фазы А. Во втором "кубике" используются 8 модулей инверторных (фазы В и С). Следовательно, на инвертор приходится 12 модулей IGBT, группируемых 3 х 4.

В работе сравниваются с «эталоном» инверторы различного схемного построения и назначения, оставляя неизменной установленную мощность инвертора. При сравнении оставляется неизменное количество инверторных модулей (в примере на рисунках – 12шт) того же веса, габарита и теплоотводящей способности как у «эталона», но схемная группировка модулей, их тип и стоимость может изменяться в зависимости от электрической схемы и ее функции.

Принцип сравнения по установленной мощности состоит в том, что постоянство количества модулей и постоянство их потерь является неизменным базисом для сравнения. При постоянстве установленной мощности инвертора может отличаться выходная мощность инвертора, а также установленная мощность выпрямителя, конденсаторных банок и других сопутствующих компонентов. Определив выходную мощность, вес, объем и стоимость изделия со всеми сопутствующими компонентами, мы можем выразить полную установленную мощность в относительных единицах – кг/кВт,  $\text{дм}^3/\text{кВт}$ , евро/кВт, что позволяет проводить сравнения различных инверторов.

Таким образом, определение потерь модулей в различных схемах инвертора дает ключ к сравнению этих схем. Конечная цель сравнения состоит в том, чтобы определить различие инверторов разного класса в способности выдавать выходную мощность по отношению к установленной мощности. Т.е. можно найти лидирующий класс изделий по стоимости евро/кВт, или по массе кг/кВт, или по объему  $\text{дм}^3/\text{кВт}$ , или по всем показателям сразу.

Под изделием понимается полупроводниковая сборка – законченный компонент поставки потребителю (стойка, силовой шкаф, силовой блок). В силовую сборку не входят располагаемые отдельно компоненты: контроллер управления и компоненты силового согласования (не полупроводниковые), такие как сетевой трансформатор, выходной трансформатор, мощный дроссель, мощные компенсирующие конденсаторы, силовой автоматический выключатель и т.п.

Предлагаемая методика должна позволить оценить, по крайней мере, в первом приближении, вес, объем и стоимость новых проектируемых изделий на основе единой идеологии построения конструкций и на тех же конструктивах, как у наиболее проработанного конструкторского изделия на данный момент. Такая оценка выявляет рыночные перспективы и конкурентную способность нового изделия.

Рассмотрение разных классов инверторов начинаем, естественно, с «эталона» – 3-фазного инвертора IGBT. В представленном материале рассматривается только группа низкочастотных инверторов с выходной частотой от 50 до 300 Гц.

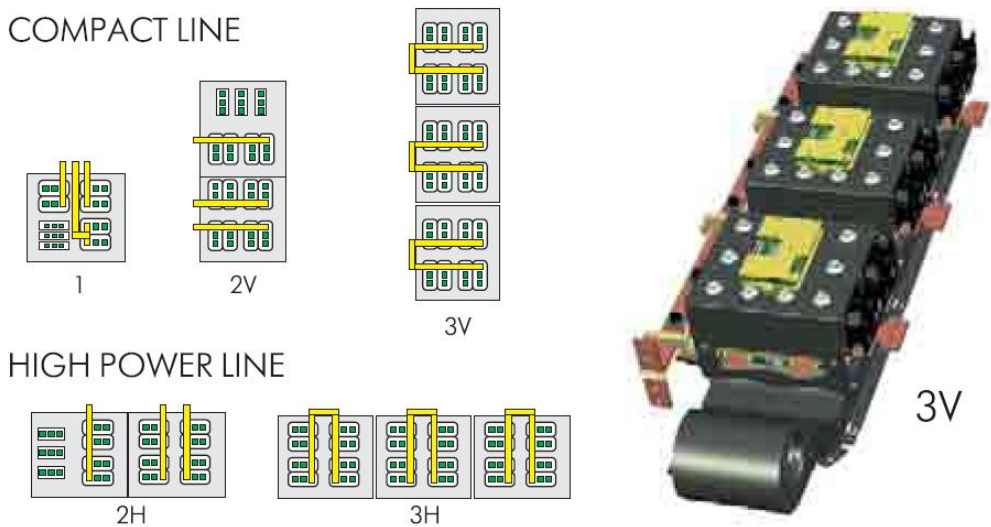
## 2. Трехфазный инвертор IGBT

### 2.1. Установленная мощность серийных сборок

Чтобы рассчитывать установленную мощность проектируемых изделий, сначала надо определить фактическую установленную мощность серийных сборок и рассмотреть требования к ним, затем определить основные принципы методики для последующих расчетов.

Сборка SEMIKUBE состоит из т.н. единичных модулей, или блоков, имеющих размер примерно 40 х 40 см, откуда и произошло название «кубики». Всего в сборке от 1 до 3-х блоков, которые могут сочленяться вертикально (2V, 3V) или горизонтально (2H, 3H), см. Рис. 5.

В классификационном обозначении сборки SEMIKUBE присутствует вся информация о ее компонентах. Например, смотрите в Табл. 1 расшифровку сборки IGDD6-4-428-D3816-E1F12-BL-FA.



**Рис. 5. Варианты соединения единичных модулей SEMIKUBE:**  
High Power Line - горизонтальное, Compact Line - вертикальное, внешний вид блока типоразмера 3V

**Табл. 1. Расшифровка обозначений сборок SEMIKUBE на примере изделия IGDD6-4-428-D3816-E1F12-BL-FA**

№	Пример	Варианты обозначения, пояснение
1	I	Наличие сертификации UL (I — не сертифицировано)
2	GD	Топология: GB — полумост, GH — однофазный инвертор, GD — 3 фазный инвертор
3	D6	Конфигурация выпрямителя: Dn — n диодов, Tn — n тиристоров, Hn — n/2 тиристорно диодных модулей
4	4	Количество параллельно соединенных модулей IGBT
5	428	Характеристики IGBT: 1 я цифра — ток коллектора IC/100; 2 я цифра — класс напряжения (2 — 1200 В, 7 — 1700 В); 3 я цифра — технология IGBT (6 — Trench, 8 — SPT)
6	D3816	Тип выпрямительных модулей
7	E1	Тип и номинал конденсаторов DC шины: E1 — электролитические, 4700мкФ—400В; E2 — электролитические, 3300мкФ—450В; E3 — электролитические, другие варианты; P1 — полипропиленовые, 420мкФ—1100В
8	F	Тип охлаждения банка конденсаторов: F — принудительное воздушное; N — естественная конвекция
9	12	Количество конденсаторов (6, 8, 9, 10, 12), приходящихся на один блок конструкции
10	B	Тип драйвера: D — GD11, B — GB11
11	L	Пороговое напряжение драйвера: L — низкое, H — высокое
12	F	Тип радиатора: F — Pх308, W — NWK, R — P21
13	A	Ориентация АС терминала модуля: A — по направлению потока воздуха, X — перпендикулярно потоку воздуха

По числу блоков определено 3 размера сборки с обозначением ориентации, горизонтальной и вертикальной: Size 1, Size 2V, Size 3V, Size 2H, Size 3H. Для каждого блока используется стандартный радиатор Pх308/308 размером 308 х 308 х 100 мм с наиболее эффективными «комбинированными» ребрами. Для малых изделий используется половинчатый размер сборки Size ½ с размером радиатора 308 х 154 х 100 мм.



В сборках SEMIKUBE используются 4 типа параллельных соединений IGBT. Тип параллельности IGBT имеет обозначение: SEMIKUBE ½, SEMIKUBE 1, SEMIKUBE 2, SEMIKUBE 3, где в параллель соединены 1, 2, 4, 8 модулей IGBT, соответственно. Тип соединений и размер сборки связаны друг с другом. Например, термин «типоразмер SEMIKUBE 2» означает одновременно тип соединений, где 2 модуля IGBT соединены в параллель, и размер сборки Size 2V и Size 2H.

Наиболее дорогой частью оборудования являются IGBT модули. В параллель устанавливают модули, например, типа SKM400GB12V или аналогичные. Каждая пара параллельных модулей, представляет собой единичный узел, где предусматривается драйвер управления, соединительная шина, датчик тока на основе эффекта Холла, датчик температуры, контролируется разбаланс деления токов и превышение допустимого тока.

Тип выпрямительных модулей и максимальный ток выпрямителя Idmax представлены в Табл. 2.

**Табл. 2. Варианты комплектации выпрямителя SEMIKUBE (рабочие режимы: температура Ta/Tj — 40/120 °С, напряжение питания 400 VAC/650 VDC)**

Неуправляемый выпрямитель								
Тип IGBT	SKKD162	SKKD162	SKKD260	SKKD 380	SKKD701			
Типоразмер SEMIKUBE	1/2	1	2	2	3			
Idmax, A	250	390	600	850	1450			
Код 6*, 400В	D1616	D1616	D2616	D3816	D7016			
Код 6*, 690В	D1622	D1622		D3822	D7022			
Управляемый выпрямитель								
Тип IGBT	SKKT162H4	SKKT172	SKKT162H4	SKKT 172	SKKT250	SKKT280	SKKT330	SKKT570
Типоразмер SEMIKUBE	1/2	0,5	1	1	2	2	2	3
Idmax, A	210	250	220	330	580	550	640	1170
Код 6*, 400В		T1716		T1716	T2516		T3316	T5716
Код 6*, 690В	T1622		T1622			T1622		

Примечание\*: Код 6 см. в Табл. 1

Опубликованные производителем табличные данные некоторых сборок, доступные в Интернете, представлены в Табл. 3. В последних 3-х столбцах даны удельные показатели. В изделиях с типоразмером 1/2, 1, 2 удельные показатели по массе и объему близки между собой, но хуже по сравнению с типоразмером 3. Это объясняется тем, что только в типоразмере 3 использована максимальная концентрация полупроводников, т.к. на каждый радиатор приходится 8 штук IGBT, а в остальных типоразмерах меньше 8.

**Табл. 3. Основные табличные данные сборок, на которые в Интернете представлены datasheet (Tamb=40°C, Fsw=3kHz, Uout=400V, Uin=460V-20%/+15%, Ttr=100°C, масса и размеры без вентилятора)**

Обозначение сборки	Size	Iout A	Pout кВт	Ptot Вт	Cdc мФ	Bec кг	W x D x H мм	кг/ кВт	дм³/ кВт	€/кВт
cosφ=1, нет перегрузки, Ud=750V, LTE=100kHrs										
IGD-1-424-P1N4-DL-FA	1/2	200	140	1915	1.68	20.5	397x287x350	0.15	0.28	12.8
IGD-2-424-P1N6-DH-FA	1	350	240	3530	2.52	32.5	434x419x409	0.14	0.31	12.2
IGD-4-424-P1F7-BL-FA	2H	750	520	4900	5.88	76	747x516x419	0.15	0.31	13.7
IGD-8-424-P1F9-BH-FA	3H	1470	1000	4830*	11.34	131	1122x516x419	0.13	0.24	
cosφ=0.85, нет перегрузки, Ud=650V, LTE=60kHrs										
IGDD6-1-426-D1616-E1N6-DL-FA	1/2	180	106	1710	7.05	20	397x280x350	0.19	0.37	22.3
IGDD6-2-426-D1616-E1F12-DH-FA	1	330	194	3120	14.1	36	372x480x407	0.19	0.37	
IGDD6-4-426-D3816-E1F12-BL-FA	2H	680	400	6530	28.2	72	747x516x419	0.18	0.40	
IGD-8-426-E1F12-BH-FA	3H	1490	877	11720	42.3	110	1122x513x407	0.13	0.27	

Примечание\*: не подтвержденные данные

В изделиях, где кроме инвертора присутствует также выпрямитель (IGDD6-...), удельные показатели по массе и объему ниже примерно на 28%, что объясняется снижением выходной мощности вследствие двойного преобразования энергии. Показатель по стоимости еще ниже – примерно на 73%, что

дополнительно можно объяснить несколько завышенной ценой вследствие меньших объемов продаж. (Такой вывод сделан на том основании, что цена сборок IGDD6- сильнее зависит от объема закупочной партии, чем цена сборок IGD-).

Удельные показатели в Табл. 3 получены по фактическим данным серийных изделий. Необходимо выработать методику, по которой можно получить удельные показатели расчетным путем для вновь проектируемых изделий.

Чтобы подсчитать установленную мощность, силовая сборка разбивается на три части, установленная мощность которых определяется тремя типами сборочных единиц:

- IGBT-модули со вспомогательными компонентами (шины, драйверы, датчики тока, температурные сенсоры);
- выпрямительные модули со вспомогательными компонентами (шины, температурные сенсоры);
- конденсаторные банки со вспомогательными компонентами (объединяющая шина с низкой индуктивностью – ламинированная, отдельные вентиляторы).

Сборочные единицы первых двух групп располагаются на общем радиаторе и используют мощный вентилятор. Эти компоненты относятся к общим вспомогательным компонентам и должны учитываться путем определения соответствующих долей. Каждая сборочная единица имеет свои индивидуальные характеристики – масса, объем, стоимость. Следовательно, можно посчитать потребность во всех сборочных единицах и определить суммарную установленную мощность изделия.

Потребность в IGBT модулях определяется выходным током фазы инвертора  $I_{out}$  и расчетом потерь в IGBT одной фазы. Если считать, что стандартный IGBT модуль расположен на стандартном радиаторе (Px308/308) и занимает стандартную часть его площади (1/8), то один такой модуль способен отвести точно известные по опыту потери P1. Определив зависимость суммарных потерь IGBT от выходного тока  $I_{out}$ , можно при заданном числе параллельных IGBT модулей  $n$  задать суммарные потери  $3 \cdot n \cdot P1$  и определить ток  $I_{out}$ . Или наоборот, зная ток  $I_{out}$ , можно рассчитать число параллельных IGBT модулей. Следовательно, единственное, что нужно определить – это зависимость потерь в IGBT модулях от выходного тока инвертора, что рассматривается в других разделах данной работы.

Аналогично потребность в выпрямительных модулях определяется выходным током выпрямителя и расчетом потерь в выпрямительных модулях.

Чтобы определить потребность в конденсаторных банках, рассмотрим по факту, из каких типов банок набирается емкость DC-шины, какие требования предъявляет разработчик SEMIKRON к емкости DC-шины и проверим эти требования по справочным данным.

В стандартных версиях SEMIKUBE при напряжении DC-шины менее 750В используются электролитические конденсаторы по два последовательно 4700мкФ-400В, справочное значение максимального тока пульсаций  $I_{ripple}=31.7A_{rms}@40^{\circ}C/120Hz$ ,  $I_{ripple}=11.7A_{rms}@85^{\circ}C/120Hz$ , ESR=27мОм, габариты D64 x 130mm. Для сетей стандарта 690VAC применяются полипропиленовые конденсаторы номиналом 420мкФ-1100В, справочное значение  $I_{max}=75A$ , ESR=1.05мОм, габариты D85 x 155mm, масса 1кг.

**Табл. 4. Число банок и справочный максимальный ток пульсаций на все банки**

№	Тип SEMIKUBE	1/2	1	2	3
1	Общее количество IGBT модулей в инверторе	3	6	12	24
<b>Электролитические банки 4700мкФ-400В, в паре две последовательно</b>					
2	Число пар банок на единичный блок	3	6	6	6
3	Число пар банок на всю сборку	3	6	12	18
4	Результирующая емкость на единичный блок, мФ	7.05	14.1	14.1	14.1
5	Число пар банок на один IGBT модуль	1	1	1	3/4
6	Результирующая емкость на всю сборку, мФ	7.05	14.1	28.2	36.3
7	Справочный максимальный ток пульсаций на все банки при 85°C/120Hz, А	35	70	140	210
8	Справочный максимальный ток пульсаций на все банки при 40°C/120Hz, А	95	190	380	570
<b>Полипропиленовые банки 420мкФ-1100В</b>					
9	Число банок на единичный блок	4	6	7	9
10	Число банок на всю сборку	4	6	14	27
11	Результирующая емкость на единичный блок, мФ	1.68	2.52	2.94	3.78
12	Число банок на один модуль IGBT	4/3	1	7/6	9/8
13	Результирующая емкость на всю сборку, мФ	1.68	2.52	5.88	11.34
14	Справочный макс. ток пульсаций на все банки, А	300	450	1050	2025

Значение справочного максимального тока пульсаций, суммированное по всем банкам, представлено в Табл. 4, строки 7,8,11. Для электролитических конденсаторов ток пульсаций весьма критичен. В Табл. 4

показано два значения суммарного справочного максимального тока пульсаций при температурах 40°C и 85°C при частоте 120Гц, строки 7,8. Изготовитель SEMIKRON нормирует допустимый ток пульсаций на частоте 100Гц и на некоторой промежуточной температуре между 40°C и 85°C, смотрите Табл. 5, строка 3. Этот вывод логически следует из того, что значение  $I_{100Hz}$  по Табл. 5 оказывается между двумя справочными значениями, указанными в Табл. 4 для 40°C и 85°C, строки 7 и 8.

Приведенный ток к частоте 100Гц вычисляется путем учета фактических гармонических составляющих тока пульсаций:

$$I_{100Hz} = \sqrt{\sum \frac{I_f^2}{fact_f}},$$

где значения корректирующего фактора даны в Табл. 6.

**Табл. 5. Максимальный допустимый постоянный ток DC-шины и номинальный допустимый переменный ток конденсаторов DC-шины, приведенный к 100Гц, для различного типоразмера SEMIKUBE**

№	Типоразмер SEMIKUBE	1/2	1	2V	2H	3V	3H
1	$I_{out}$ , A	200	350*	655	750*	1040	1470*
2	Макс. ток $I_d$ , A	240	360	720	нет данных	1080	нет данных
3	$I_{100Hz}$ , A	56,5	113	226	226	339	339
4	$I_{100Hz} / I_{out}$	0.28	0.32	0.35	0.30	0.33	0.23
5	$I_{100Hz} / (\text{число пар эл.банок})$	18.8	18.8	18.8	18.8	18.8	18.8

Примечание\*: три значения взяты из Datasheet, все остальные данные взяты из публикации [1]

**Табл. 6. Значения корректирующего фактора для приведения к частоте 100Гц**

f, Hz	20	40	65	100	200	500	1000	2000	3000	10000
$fact_f$	0.60	0.79	0.90	1.00	1.12	1.23	1.27	1.29	1.30	1.31

В Табл. 5 видим, что с увеличением типоразмера от ½ к 1, затем от 1 к 2, допускаемый ток  $I_{100Hz}$  удваивается пропорционально типоразмеру (строка 3), поскольку суммарная емкость тоже удваивается (смотрите Табл. 4, строка 6). Для типоразмера 3 допускаемый ток  $I_{100Hz}$  увеличился лишь в 1.5 раза (339A/226A), также как число банок, хотя выходной ток инвертора  $I_{out}$  увеличился примерно в 2 раза (1470A/750A) по отношению к типоразмеру 2.

Следовательно, типоразмер 3 наиболее критичен с точки зрения перегрева электролитических банок, т.к. число IGBT модулей на блок достигло максимума (8 шт.), а число банок на блок всегда одинаковое (6 пар). Также видно в Табл. 4, строка 5, что число банок на IGBT модуль имеет минимум (3/2) для типоразмера 3.

Отношение  $I_{100Hz} / I_{out}$ , показанное в Табл. 5, строка 4, для первых 5-ти типоразмеров (кроме 3H) примерно одинаковое, колеблется около среднего значения 0.32. И только для 6-го типоразмера 3H значение отношения  $I_{100Hz} / I_{out}$  в полтора раза меньше (0.23). Это означает, что при прочих равных условиях электролитические банки в типоразмере 3H будут нагреты больше и срок их службы меньше. Правильной нормой нужно считать норму  $I_{100Hz} / I_{out} = 0.32$ , поскольку эта норма дает необходимый запас, принятый для всех сборок, кроме одной 3H, где видимо температура электролитических банок будет на пределе без запаса. Поэтому принять следует норму:

$$NORMA_{IC} = \frac{I_{100Hz}}{I_{out}} = 0.32$$

Эта норма действительно только для 3-фазного IGBT инвертора. Для других типов инверторов тот же ток пульсаций  $I_{100Hz}$  может получиться при другом значении  $I_{out}$ . Поэтому универсальной нормой, заимствованной из проверенного опыта линейки SEMIKUBE, должен являться ток  $I_{100Hz}$  в Табл. 5, строка 3, поделенный на число пар электролитических банок в Табл. 4, строка 3:

$$I_{100Hz} = 18.8 A$$

Чтобы найти требуемое число пар электролитических банок, нужно определить ток пульсаций (трудная задача!), привести его к 100Гц и разделить на величину  $I_{100Hz}$ .

Кроме максимально допустимого тока пульсаций также существуют требования к величине суммарной емкости DC-шины. Допустимое значение минимальной емкости DC-шины выбирается из следующих соображений:

- пульсации напряжения питания инвертора ( $U_{max}/U_{min}$ ) не должны влиять на управляемость системы и качество регулирования выходного сигнала;

- минимальная величина  $U_{\min}$  при пропадании напряжения питания на заданное время (как правило, половина периода или период 6-кратной сетевой частоты, т.е. от  $30^\circ$  до  $60^\circ$ ) не должна быть ниже принятого уровня  $U_{\text{defect}}$ ;

Если емкость  $C_{dc}$  выбирать по пульсациям выпрямителя 300Гц, то соответствующая емкость, удовлетворяющая обоим требованиям, может быть найдена с помощью следующего выражения:

$$C_{dc} \geq \frac{2 * P_{out} * t}{U_{max}^2 - U_{min}^2}$$

На основе этой формулы нетрудно доказать, что установленная мощность банок, измеряемая энергией  $C * U^2 / 2$ , прямо пропорциональна мощности выпрямителя и никак не зависит от схемы инвертора. Возьмем, например, сборку IGD-8-424-P1F9-BH-FA в Табл. 3, где  $P_{out}=1000\text{kW}$ ,  $U_{max}=U_{in} * \sqrt{2}=460 * \sqrt{2}=650\text{V}$ ,  $U_{min} = U_{\text{defect}} = 0.5 * U_{max}$ ,  $t=1.67\text{ms}$  ( $30^\circ$ ), откуда можно рассчитать значение  $C_{dc}=11\text{mF}$ , которое совпадает со значением в Табл. 3, и в Табл. 4, строка 13 – полипропиленовые конденсаторы. Для этих конденсаторов справочный допустимый ток пульсаций (Табл. 4, строка 14) с большим запасом перекрывает номинальную норму  $I_{100\text{Hz}}$  в Табл. 5, строка 3.

В части расчета числа банок делаем следующий вывод. В случае применения электролитических конденсаторов, число банок определяется током пульсаций, а результирующая емкость получается с запасом. В случае применения полипропиленовых конденсаторов наоборот, число банок определяется минимально допустимой емкостью DC-шины, которая прямо пропорциональна выходной мощности выпрямителя, а допустимый ток пульсаций получается с запасом.

Таким образом, задача определения числа банок возникает только для электролитических конденсаторов и заключается в расчете тока пульсаций в DC-шине. Решение этой задачи рассматривается, например, в работе [2], где получено хорошее совпадение с выведенной выше нормой  $NORMA_{IC}=0.32$  для трехфазного IGBT инвертора.

В нашем случае мы будем ориентироваться на применение новейших комплектующих – полипропиленовых конденсаторов вследствие их известных преимуществ: 1) универсальность по рабочему напряжению, не требуется последовательных соединений; 2) большой запас по току пульсаций; 3) не требуются вентиляторы для принудительного воздушного охлаждения; 4) более длительный срок эксплуатации (не менее 100 тысяч часов).

Правда, сниженные потери оборачиваются также некоторым недостатком, который надо рассмотреть. Дело в том, что в электролитических конденсаторах (ЭК) эквивалентное последовательное сопротивление ESR по сравнению с полипропиленовыми конденсаторами примерно в 50 раз больше (данные смотрите выше). Поэтому применение ЭК облегчает затухание мощного силового переходного процесса в момент выключения транзистора IGBT. Поясним затухание на примере.

В момент выключения транзистор превращается в емкость порядка 25нФ (здесь и далее данные берутся для SKM400GB12E4). Емкость транзистора образует последовательный колебательный контур, куда включена собственная индуктивность модуля порядка  $L_{CE}=15\text{нГн}$  и индуктивность DC-шины, приходящаяся на один модуль, например, 10нГн. Волновое сопротивление контура порядка  $\rho = 1 \text{ Ом}$ , частота собственных колебаний 7МГц. В контур входит последовательное сопротивление ESR, приходящееся на один модуль, равное примерно 50 МОм из расчета для ЭК. В результате добротность контура порядка  $Q=\rho/ESR=20$ .

Энергия  $L * i^2$ , запасенная в индуктивности контура (в момент превращения транзистора в емкость) поглощается в сопротивлении ESR в результате затухающего колебательного процесса. При добротности  $Q=20$  примерно через 20 периодов колебания в контуре затухнут до 4.3%, что составляет время 2.8мкс.

Силовые сверхвысокочастотные колебания в контуре вызывают мощную электромагнитную помеху, действующую на слаботочную электронику весьма негативно. Поэтому в драйвере должна быть предусмотрена соответствующая помехозащищенность.

В случае применения полипропиленовых конденсаторов, где ESR в 50 раз меньше, порядка 1мОм на один модуль, процесс затухания гораздо хуже – более чем на порядок длительнее. Поэтому приходится применять высокую скорость выключения тока в транзисторе порядка 6000А/мкс. Однако в этом случае к DC-шине предъявляются весьма серьезные требования по минимизации индуктивности. Например, достаточно 50нГ, чтобы вызвать падение напряжения на индуктивности 300В, которое складывается с постоянным напряжением (максимальное рабочее 900В) и может превысить пробивное напряжение транзистора (1200В).

Для понижения индуктивности применяют многослойные ламинированные шины и специальные патентованные клипсы с чередованием полюсов в прилегающих друг к другу соседних изолированных листах. Такие шины имеют предельно низкую индуктивность порядка 20 нГн.

В то же время преимущества от применения DC-шин со сверхнизкой индуктивностью проявляются также в других отношениях, например – для равномерного деления токов в параллельных IGBT модулях. В момент включения исходное распределение токов неравномерное вследствие разброса динамических параметров



– собственной скорости включения каждого транзистора. Выравнивание токов происходит при общем напряжении около 1.5В. Напряжение транзистора  $V_{CE0}$  около 0.8В, следовательно, напряжение, которое собственно выравнивает токи, равно  $1.5-0.8=0.7В$ . Т.е. напряжение меньше 1В должно выравнивать токи, исчисляемые сотнями ампер. В этом случае собственная индуктивность модуля  $L_{CE}$  замедляет выравнивание токов. Типичное динамическое сопротивление транзистора порядка  $r_{CE}=2.5мОм$  и собственная индуктивность порядка  $L_{CE}=15нГн$ . Следовательно, постоянная времени для выравнивания  $\tau = L_{CE} / r_{CE} = 6мкс$ . Выравнивания тока можно ожидать через  $3*\tau$ , т.е. порядка 20мкс – это из расчета, когда индуктивность DC-шины нулевая. В противном случае выравнивание токов затягивается, что приводит к дополнительным потерям и ограничивает частоту переключения ключа  $f_{sw}$ .

Фактические успехи внедрения ламинированных DC-шин со сверхнизкой индуктивностью делают возможным применение полипропиленовых конденсаторов, для которых расчет установленной мощности очень простой: установленная мощность  $C*U^2/2$  и число банок прямо пропорциональны выходной мощности выпрямителя.

## 2.2. Исходные принципы расчета установленной мощности инвертора

Чтобы рассчитать полную установленную мощность изделия, следует определить потребность в трех типах рассмотренных выше сборочных единиц, для чего требуется рассчитать:

- потери в выпрямительных модулях;
- число конденсаторных банок в DC-шине;
- потери в инверторных модулях.

Потери в выпрямительных модулях в любых схемах инвертора рассчитываются одинаково, т.е. не зависят от типа инвертора. Поэтому расчет установленной мощности выпрямителя не представляет интереса при сравнении различных схем инвертора.

Точно также число конденсаторных банок не зависит от типа инвертора, т.к. зависит только от выходной мощности выпрямителя (для нашего случая, смотрите выше, когда мы применяем только полипропиленовые конденсаторы и ламинированные DC-шины со сверхнизкой индуктивностью).

Остается только одно требование – рассчитать потери в инверторных модулях. Только эти потери и определяют сравнение различных схем инвертора. Точнее говоря, при одинаковых потерях сравнивается выходная мощность инвертора. Неизменность потерь означает неизменность распределения температур во всей тепловой цепи и неизменность всей системы охлаждения инвертора. Если в разных инверторных схемах используются инверторные модули разного типа, то в сравнение могут вводиться весовые коэффициенты для учета различия стоимости модулей при оценке установленной мощности.

Исходя из вышесказанного, ключ к сравнению схем – расчет потерь в инверторных модулях.

## 2.3. Основные электрические величины 3-х фазного IGBT инвертора

Для достижения максимальной мощности типичное отношение напряжение выпрямителя к напряжению инвертора равно:

$$\frac{U_d}{U_{out}} = 1.5 \quad (\text{например, } U_d=600V, U_{out}=400V, \text{ или } U_d=750V, U_{out}=500V)$$

Выходная мощность:

$$P = \sqrt{3} * U_{out} * I_{out}$$

Выпрямитель должен выдерживать ток:

$$I_d = \frac{P}{U_d}$$

Баланс мощностей:

$$I_d * U_d = \sqrt{3} * U_{out} * I_{out},$$

откуда

$$I_d * 1.5 * U_{out} = \sqrt{3} * U_{out} * I_{out}$$

$$I_d = \frac{2}{\sqrt{3}} * I_{out} = 1.155 * I_{out}$$

$$I_{out} = \frac{\sqrt{3}}{2} * I_d = 0.866 * I_d$$

## 2.4. Потери прямой проводимости транзистора и диода IGBT

Синусоидальная огибающая фазного тока  $I_{out}$  разбита на интервалы с периодом ключа  $T_{sw}$ . Часть интервала  $T_{sw}$  ток несет транзистор, а другую часть интервала  $T_{sw}$  ток несет диод. Током модуля  $I_l$  можно считать объединенный ток двух полупроводников, диода и транзистора, когда в любой момент времени всегда активен только один из них. Ток фазы  $I_{out}$  складывается от  $n$  параллельно соединенных модулей:

$$I_{out} = n * I_l$$

Число модулей в трехфазном инверторе равно  $3 * n$ . Если считать падение напряжения на диоде и транзисторе одинаковым  $du$ , то в первом приближении потери проводимости можно вычислить на основе среднего значения выпрямленной синусоидальной огибающей тока:

$$P_{cond} = 3 * du * I_{out} * a, \quad a = \sqrt{2} * \frac{2}{\pi} = 0.9003$$

$$P_{cond} = 2.701 * du * I_{out},$$

подставляя  $I_{out}=0.866 * I_d$ , получим:

$$P_{cond} = 2.339 * du * I_d$$

Здесь не учитывается различие падения напряжения на транзисторе и диоде, также пока не учтены потери переключения. Кроме того, падение напряжение  $du$  считается константой. Хотя на самом деле огибающая  $du$  в некоторой степени пропорциональна синусоидальной огибающей фазного тока, поскольку  $du$  складывается из двух составляющих:

$$du = u_0 + r * i_l,$$

где  $r$  - динамическое сопротивление полупроводника,  $u_0$  - остаточное напряжение. Для уточнения расчета  $du$  введем поправочный коэффициент:

$$du = k_{du} * du_1,$$

где  $du_1$  - это среднее значение падения напряжения полупроводника,  $k_{du}$  - поправка для учета формы огибающей тока модуля. Среднее значение  $du_1$  легко вычислить по формуле:

$$du_1 = u_0 + r * I_{lmean}$$

где  $I_{lmean}$  равно среднему значению тока одного модуля:

$$I_{lmean} = \frac{I_{out} * a}{n}, \quad a = \sqrt{2} * \frac{2}{\pi} = 0.9003$$

Справочные параметры  $u_0$ ,  $r$  надо брать для транзистора, т.к. транзистор задействован примерно в 2.3 раза дольше, чем диод. Учет различия проводимости транзистора и диода косвенно обеспечивается в поправочном коэффициенте  $k_{du}$  на основе строгих расчетов и опытных данных.

Для определения поправки  $k_{du}$  рассмотрим сначала два крайних случая:

$$1) \quad r = 0, \quad du = du_1, \quad k_{du} = 1$$

$$2) \quad u_0 = 0, \quad du = 1.234 * du_1, \quad k_{du} = 1.234, \quad 1.234 = \frac{1}{a^2}, \quad a = \sqrt{2} * \frac{2}{\pi} = 0.9003$$

Во втором случае предельное значение коэффициента  $k_{du}=1.234$  получено путем несложных математических преобразований, которые здесь опущены для экономии места.

В строгом расчете типового модуля SEMIKRON (SKM400GB12V), где среди прочего учитывается также различие проводимости диода и транзистора, и где транзистор насыщен в момент амплитуды огибающей, получено значение  $k_{du}=1.09$ . Однако, как показывает анализ инверторов производства SEMIKRON, в наиболее мощных инверторах в номинальном режиме используется типичное значение  $k_{du}=1.07$ . Насыщение транзистора ( $k_{du}=1.09$ ) не используется по той причине, что выделение потерь и их отвод находятся в неоптимальном сочетании.

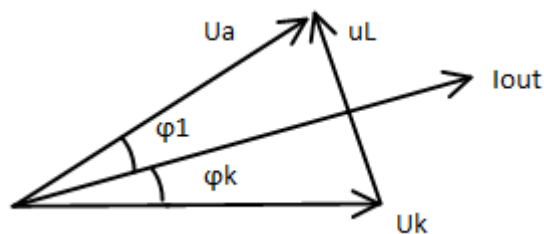
Поэтому принимается типичное значение  $k_{du}=1.07$  для последующих расчетов потерь:

$$P_{cond} = 2.339 * 1.07 * du_1 * I_d = 2.503 * du_1 * I_d$$

## 2.5. Потери переключения IGBT

Потери переключения будем учитывать исходя из 3-х исходных положений, перечисленных ниже.

**Положение 1. Частота переключений  $f_{sw}=3\text{кГц}$ .** В инверторах SEMIKRON принята типовая частота переключения  $f_{sw}=3\text{кГц}$  при выходной частоте  $50\text{Гц}$ . Соотношение частот равно  $3000/50=60$ , соотношение  $U_d/U_{out}=1.5$ . Если нагрузка активная, то косинус нагрузочной цепи принимается  $\cos(\varphi_1)=0.85$ . Падение напряжения  $U_k$  на активной нагрузке составляет долю 85% фазного напряжения  $U_k=U_a * \cos(\varphi_1)$ , где  $U_a=U_{out}/\sqrt{3}$ . Падение напряжения  $u_L$  на индуктивности составит от фазного напряжения  $U_a$  долю  $u_L=U_a * \sqrt{(1-0.85^2)}=0.53 * U_a$ . При 53%-ной доле  $u_L$  амплитуда высокочастотных пульсаций (peak to peak) составляет долю  $prf=18.3\%$  от амплитуды синусоидальной огибающей тока  $I_{out}$  при частоте переключений  $f_{sw}=3\text{кГц}$ . Такая частота считается оптимальной.



**Рис. 6. Векторная диаграмма фазного тока  $I_{out}$ , фазного напряжения инвертора  $U_a$ , фазного напряжения нагрузки  $U_k$ , напряжение на выходной фазной индуктивности инвертора  $u_L$**

Если скомпенсировать нагрузку при помощи параллельной емкости так, чтобы установился косинус инвертора равным  $\cos(\varphi_1)=1$ , то косинус нагрузки станет опережающий и равен  $\cos(\varphi_k)=0.85$ , что требует установки добавочной компенсирующей емкости, которая при низкой частоте весьма существенна по габаритам, массе и потерям. Напряжение нагрузки станет выше напряжения инвертора  $U_k=U_a/\cos(\varphi_k)$ . Пропорционально вырастет напряжение  $u_L$ , т.к. та же доля 53% отсчитывается теперь от напряжения  $U_k$ . Соответственно уменьшится доля пульсаций  $ppf=0.85*18.3\%=15.5\%$ .

Поскольку компенсирующая емкость включается в треугольник, то целесообразнее считать долю пульсаций по отношению к линейному току:  $PPF=ppf/\sqrt{3}=9.0\%$ . Параметр  $PPF=9\%$  позволяет оценивать токовую загрузку конденсаторов высшими гармониками. По-прежнему оптимальная частота будет 3кГц, что можно прокомментировать следующим образом.

Очевидно, при снижении частоты  $f_{sw}$  растет доля пульсаций  $PPF$ . Если хотим снизить долю  $PPF$  за счет увеличения выходной индуктивности (увеличение доли  $u_L$ ), то падает  $\cos(\varphi_1)$  или(и)  $\cos(\varphi_k)$ . Если хотим снизить долю  $PPF$  за счет повышения частоты  $f_{sw}$ , то вырастут потери переключения и снизится выходная мощность. Т.е. улучшение одного параметра происходит всегда за счет ухудшения другого.

Частота  $f_{sw}=3\text{кГц}$  считается оптимальным компромиссом и стала стандартом в табличных характеристиках изделий SEMIKRON. Именно при этой частоте декларируется и гарантируется максимальная выходная мощность.

В связи с вышесказанным будем считать потери переключения при частоте, равной  $f_{sw}=3\text{кГц}$ , соотношению частот равно 60 для выходной частоты 50Гц. Считаем, что нагрузка скомпенсирована с опережающим косинусом равным  $\cos(\varphi_k)=0.85$ , косинус инвертора равен  $\cos(\varphi_1)=1$ .

**Примечание 1.** Если выходная частота равна 100Гц (что более актуально для однофазных инверторов), то по-прежнему берется  $f_{sw}=3\text{кГц}$ , соотношение частот равно 30, по-прежнему  $\cos(\varphi_k)=0.85$ , доля высокочастотных пульсаций вырастет в 2 раза,  $PPF=18\%$ . Пульсация напряжения в нагрузке должна быть сглажена компенсирующей параллельной емкостью. Минус в том, что компенсирующая емкость нагружается весьма значительным высокочастотным током ( $PPF=18\%$ ), что вызывает дополнительный нагрев и сокращает срок службы конденсаторов. Следовательно, установленную мощность компенсирующих конденсаторов надо закладывать с учетом высокочастотной токовой загрузки.

**Примечание 2.** Если выходная частота равна 300Гц (одна из типовых частот для однофазных инверторов), то нужен компромисс. Для увеличения доли  $u_L$  можно принять два фазовых сдвига, например,  $\cos(\varphi_1)=0.95$  и  $\cos(\varphi_k)=0.53$ , чтобы оставить  $PPF=18\%$ . Выходная мощность инвертора снизится на коэффициент  $\cos(\varphi_1)=0.95$ . Установленная мощность (кВАР) добавочной компенсирующей емкости равна  $P_a \cdot \tan(\varphi_k)=1.6 \cdot P_a$ , т.е. в 1.6 раза превысит активную мощность. Однако попытка удержать  $PPF$  за счет увеличения частоты с повышенным косинусом, привела бы к значительному снижению мощности инвертора из-за роста потерь переключения. По-прежнему можно считать частоту переключений  $f_{sw}=3\text{кГц}$  оптимальной.

**Примечание 3.** При выходной частоте 500Гц и более, характерной для однофазных инверторов, принцип формирования синусоиды фазного тока вряд ли целесообразен. В таком случае лучше подходит т.н. прямое инвертирование, когда частота переключения совпадает с выходной частотой. Этот случай рассматривается в отдельном исследовании. В данном случае охватывается диапазон выходных частот от 50 до 300 Гц, где частота переключения  $f_{sw}=3\text{кГц}$  считается оптимальной.

**Положение 2.** Потери переключения анализировались для приборов последних разработок компании SEMIKRON: типы SKM400GB12V и SKM400GB12T4. Эти приборы допускают параллельное соединения до 8шт в плече инвертора и имеют наилучшие параметры для сочетания экономии потерь и их отвода. Приборы рекомендованы для применения в новых разработках.

**Положение 3.** Потери анализировались при помощи программы SEMISEL, разработанной компанией SEMIKRON. Параметры приборов брались типовые (не максимальные), результаты расчета сравнивались с фактическими табличными данными серийных сборок IGD-1,2,4,8 и IGDD6-1,2,4.

В серийных изделиях принято номинальное выходное напряжение  $U_{out}=400V$  и номинальное входное  $460V$ , при котором имеем  $U_d=600V$ , соотношение  $U_d/U_{out}=1.5$ . Обычно номинальный режим ( $U_{out}=400V$ ) гарантируют при повышенном напряжении сети и повышенном значении  $U_d=750V$ . В этом случае отношение суммарных потерь, куда включены потери переключения  $P_{sw}$ , к потерям прямой проводимости  $P_{cond}$  составляет:

$$k_{sw} = \frac{P_{cond} + P_{sw}}{P_{cond}} = 1.60; 1.62 \quad (U_d=750V, U_{out}=400V, I_{out}=I_{nom})$$

Здесь и далее первое и второе значения  $k_{sw}$ , разделенные точкой с запятой, относятся к приборам SKM400GB12V и SKM400GB12T4, соответственно. Значения выше относятся к напряжению  $U_d=750V$ , однако по факту обычно используется номинальное питающее напряжение и  $U_d=600V$ , тогда

$$k_{sw} = 1.45; 1.47 \quad (U_d=600V, U_{out}=400V, I_{out}=I_{nom})$$

В нашем случае, когда нас интересуют возможности для повышения мощности, мы можем не ограничиваться номиналом напряжением  $U_{out}=400V$ . Берем максимальное напряжение, допустимое для данных приборов,  $U_{out}=500V$ ,  $U_d=750V$ , соотношение  $U_d/U_{out}=1.5$ , ток  $I_{out}$  оставляем без изменения, мощность поднимается на 25%:

$$k_{sw} = 1.60; 1.63 \quad (U_d=750V, U_{out}=500V, I_{out}=I_{nom})$$

Отдельно рассмотрен случай, когда напряжение  $U_{out}=500V$ , а мощность оставлена номинальной, ток  $I_{out}$  соответственно снижен:

$$k_{sw} = 1.65; 1.68 \quad (U_d=750V, U_{out}=500V, I_{out}=0.8 \cdot I_{nom})$$

Из вышесказанного делаем вывод, что для получения максимальной мощности характерные значения  $k_{sw}=1.60...1.63$ . Чтобы по минимуму зависеть от используемого типа приборов окончательно принимаем среднее значение:

$$k_{sw} = \frac{1.60 + 1.63}{2} = 1.615$$

В итоге окончательно находим суммарные потери инвертора по простой формуле:

$$P_{tot} = k_{sw} \cdot P_{cond} = 1.615 \cdot 2.503 \cdot du1 \cdot Id$$

$$P_{tot} = 4.04 \cdot du1 \cdot Id$$

$$Id = \frac{P_{out}}{U_d}$$

$$P_{tot} = 4.04 \cdot \frac{du1}{U_d} \cdot P_{out}$$

### 3. Однофазный инвертор IGBT

Чтобы сравнить однофазный и трехфазный инверторы между собой, сохраняем без изменения установленную мощность IGBT в части инвертора. В нашем примере на Рис. 2, Рис. 3, Рис. 4 должны быть сохранены 12 инверторных модулей. Если в трехфазном инверторе модули группировались 3 x 4, то в однофазном - группировка 6 x 2. Следовательно, фазный ток  $I_{out1}$  вырастает в 1.5 раза, а напряжение  $U_{out}$  остается без изменения:

$$I_{out1} = 1.5 \cdot I_{out}$$

$$U_d = 1.5 \cdot U_{out}$$

Из баланса мощностей:

$$Id1 \cdot U_d = U_{out} \cdot I_{out1}$$

откуда

$$Id1 \cdot 1.5 \cdot U_{out} = U_{out} \cdot I_{out1}$$

$$Id1 = \frac{I_{out1}}{1.5} = \frac{1.5 \cdot I_{out}}{1.5} = I_{out}$$

Отношение токов выпрямителей в трехфазной Id и однофазной Id1 схемах:

$$\frac{Id1}{Id} = \frac{I_{out}}{\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot I_{out}} = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0.866,$$

откуда

$$P_{tot} = 4.04 \cdot du1 \cdot Id = \frac{4.04}{0.866} \cdot du1 \cdot Id1, \quad \frac{1}{0.866} = 1.155$$

$$P_{tot} = 4.66 \cdot du1 \cdot Id1$$

$$Id1 = \frac{P_{out}}{U_d}$$

$$P_{tot} = 4.66 * \frac{du1}{U_d} * P_{out}, \quad \frac{4.66}{4.04} = 1.155$$

Выходная мощность однофазного инвертора составляет 0.866 от выходной мощности трехфазного инвертора при одинаковой установленной мощности (число модулей).

Поскольку нагрузка током каждого модуля одинакова и все напряжения тоже одинаковы, то суммарные потери инверторов будут одинаковые при одинаковом числе модулей.

Относительные суммарные потери в однофазном инверторе по отношению к выходной мощности на 15.5% больше, чем в 3-фазном инверторе.

#### 4. Параллельный инвертор тока с чоппером

Схема параллельного инвертора тока с чоппером (ИТЧ), в составе с выпрямителем, показана на Рис. 7. Сглаживающий реактор  $L_d$  рассчитан на постоянный ток, что имеет свои известные преимущества по сравнению с выходным ограничивающим дросселем IGBT инвертора, который рассчитывается на переменный ток. Установленные мощности сглаживающего реактора ИТЧ и выходного ограничительного дросселя IGBT инвертора сопоставимы. Например, при выходной мощности ИТЧ 250кВт индуктивность реактора составит  $L_d=1.6\text{мГ}$ , а индуктивность дросселя в IGBT инверторе составит 1.3мГ при ограничении высших гармоник  $\text{PPF}=9\%$ ,  $\cos\varphi=0.85$ ,  $f_{out}=50\text{Гц}$ ,  $f_{sw}=3\text{кГц}$ . При этом массогабаритные показатели и стоимость реактора будут меньше (при одинаковом рассеивании поля) вследствие характера постоянного тока. ИТЧ имеет помимо этого также массу других преимуществ, например, стойкость в аварийных режимах, однако рассмотрение этих вопросов не является целью данной работы.

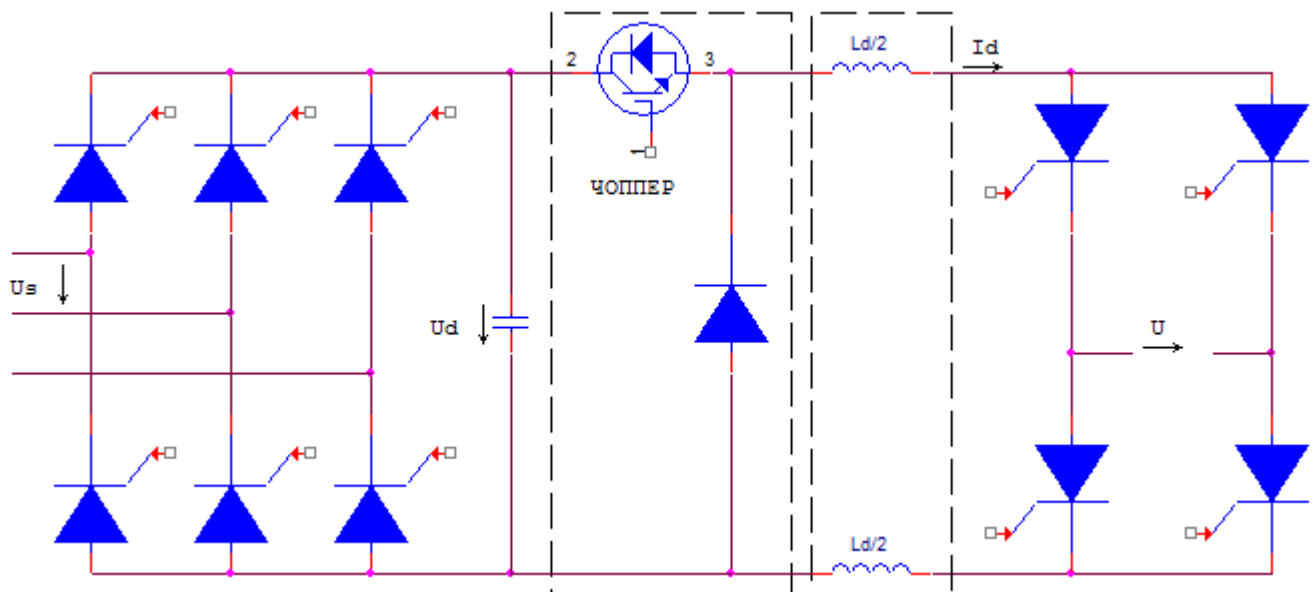


Рис. 7. Схема выпрямителя и параллельного инвертора тока с чоппером

Целью работы является сравнение по установленной мощности ИТЧ с однофазным IGBT инвертором. Для сравнения необходимо по-прежнему сохранить без изменения установленную мощность инверторных моделей – 12 штук, как на Рис. 2, Рис. 3, Рис. 4. В 3-фазном инверторе модули группировались 3 x 4, в однофазном 6 x 2, а здесь группировка должна быть 6+3\*2. То есть 6 параллельных IGBT модулей отводятся для чоппера и 6 тиристорных модулей (где в каждом 2 последовательных тиристора), отводятся для инвертора – по 3 параллельно. Такая группировка справедлива, если токовая нагрузка всех модулей одинакова. Проверим это утверждение.

В чоппере ток диода или ток транзистора, неважно, попадает в большую индуктивность сглаживающего реактора  $L_d$  с постоянным током  $I_d$ . Следовательно, 6 параллельных IGBT модулей чоппера имеют токовую нагрузку  $I_d$ , где у каждого IGBT модуля нагрузка равна  $I_d/6$  (можно не различать ток диода и ток транзистора). Ток  $I_d$  попадает попеременно в одну и другую диагональ инвертора. Ток нагрузка тиристора определяется средним током. Следовательно, токовая нагрузка одной диагонали равна  $I_d/2$  и



второй диагонали  $Id/2$ . Далее, поскольку 3 тиристора включены в параллель, то токовая нагрузка одного тиристора равна  $Id/6$  – также как и один IGBT модуль в чоппере. Утверждение проверено.

Потери прямой проводимости:

$$P_{cond} = Id * (du1 + 2 * du2),$$

где  $du1$  – падение напряжения на полупроводнике чоппера,  $du2$  – падение напряжения на одном тиристоре. В первом приближении будем считать

$$du2 = du1$$

$$P_{cond} = 3 * du1 * Id$$

Рассмотрим полные потери чоппера с учетом переключения. Индуктивность реактора  $Ld$  достаточно большая, поскольку выбирается для ограничения тока в аварийных режимах. Также и емкость DC-шины достаточно велика, т.к. выбирается по пульсациям выпрямителя 300Гц. Поэтому нет необходимости задавать высокую частоту переключения  $f_{sw}=3кГц$  как у IGBT инверторов. Вполне достаточно задать значение  $f_{sw}=1кГц$ . Если для частоты  $f_{sw}=3кГц$  коэффициент полных потерь  $k_{sw}=1.615$ , то для частоты 1кГц имеем:

$$k_{sw1} = 1 + \frac{0.615}{3} = 1.205$$

В тиристорных модулях потери переключения весьма незначительные в том диапазоне частот, которые мы рассматриваем  $f_{out}=50...300Гц$ . Для простоты эти потери не учитываются (в зависимости от типа тиристорных коммутационных потери могут составлять 1...2%). Следовательно:

$$P_{tot} = Id * (du1 * k_{sw1} + 2 * du1)$$

$$P_{tot} = 3.205 * du1 * Id$$

$$Id = \frac{P_{out}}{U_d}$$

$$P_{tot} = 3.205 * \frac{du1}{U_d} * P_{out}$$

Теперь можно провести сравнение с 3-фазным и однофазным инверторами. В 3-фазном инверторе:

$$P_{tot} = 4.04 * \frac{du1}{U_d} * P_{out}, \quad \frac{4.04}{3.205} = 1.261$$

В однофазном инверторе:

$$P_{tot} = 4.66 * \frac{du1}{U_d} * P_{out}, \quad \frac{4.66}{3.205} = 1.454$$

Существует также еще дополнительное увеличение относительных потерь в IGBT инверторах, которое связано с пониженным косинусом (порядка  $\cos\varphi=0.85$ ), поскольку на выходе нужна индуктивность для ограничения высокочастотных пульсаций. В схеме ИТЧ эта индуктивность незначительна, т.к. нужна только для ограничения  $di/dt$ . Поэтому в ИТЧ имеем косинус порядка  $\cos\varphi=0.95...0.97$  в рассматриваемом диапазоне частот 50...300Гц. Следовательно, добавка относительных потерь в IGBT инверторах составляет:

$$\frac{0.95}{0.85} = 1.118, \quad \frac{0.95}{0.85} * \frac{4.04}{3.205} = 1.41, \quad \frac{0.95}{0.85} * \frac{4.66}{3.205} = 1.63$$

Как видно из вычислений, в ИТЧ относительные потери по отношению к выходной мощности на 41% ниже, чем в 3-фазном IGBT инверторе, и на 63% ниже, чем в однофазном IGBT инверторе.

Если дополнительно учесть повышенную цену IGBT модуля с компонентами (драйвер, ламинированная шина) по отношению к тиристорному модулю примерно в 2 раза, то при сопоставлении числа модулей 3 x 4 (IGBT), с одной стороны, и 6 (IGBT) + 2 x 3 (тиристор), с другой стороны, получим завышение результирующей цены в 1.5 раза при одинаковой установленной мощности.

**Выводы.** Если взять область индукционного нагрева, где выходная частота задается нагрузкой, сравниваются между собой ИТЧ и однофазный IGBT инвертор, в диапазоне выходной частоты 50...300Гц, при одинаковой выходной мощности, то в ИТЧ потребуется установленная мощность сборочных компонентов по весу и объему примерно в 1.6 раза меньше, а по стоимости еще в 1.5 раза меньше, т.е. в 2.4 раза.

## Литература

1. [Инверторная платформа SEMIKUBE](#). Андрей Колпаков. Техносервиспривод.
2. [Расчет тока пульсаций в DC-шине в трехфазном IGBT инверторе](#). Сайт ALJUEL.