

Министерство образования и науки РФ  
**Нижекамский химико-технологический институт (филиал)**  
Федерального государственного бюджетного образовательного учреждения  
Высшего профессионального образования  
«Казанский национальный исследовательский технологический университет»

**Е.В. Тумаева**

# **ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ**

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

Нижекамск,

2015

**УДК 621.314.26**

Печатаются по решению редакционно-издательского совета Нижнекамского химико-технологического института (филиала) ФГБОУ ВПО «КНИТУ».

**Рецензенты:**

**Горбачевский Н.И.**, кандидат технических наук, заведующий кафедрой электротехники и энергообеспечения предприятий НХТИ;

**Попов А.В.**, первый заместитель главного энергетика ПАО «Нижнекамскнефтехим».

**Тумаева, Е.В.**

Преобразователи частоты: методические указания/ Е.В.Тумаева. - Нижнекамск: Нижнекамский химико-технологический институт (филиал) ФГБОУ ВПО «КНИТУ», 2015. – 28 с.

Рассмотрены основные типы преобразователей частоты, их области применения, принцип работы. Приведена методика расчета и выбора элементов преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока.

Предназначены для самостоятельной работы студентов очной и заочной формы обучения, изучающих дисциплины «Силовая электроника», «Преобразовательная техника нефтехимических производств». Могут быть использованы при проектировании частотно-регулируемых электроприводов.

Подготовлены на кафедре электротехники и энергообеспечения предприятий НХТИ.

**УДК 621.314.26**

© Тумаева Е.В., 2015

© Нижнекамский химико-технологический институт (филиал) ФГБОУ ВПО «КНИТУ», 2015

## СОДЕРЖАНИЕ

	Предисловие.....	4
1	Типы преобразователей частоты.....	4
1.1	Статические преобразователи частоты.....	5
1.2	Особенности применения в электроприводе статических преобразователей частоты различных типов.....	13
2	Пример реализации частотно-регулируемого электропривода с использованием преобразователя частоты с автономным инвертором напряжения .....	14
2.1	Методика и пример расчета параметров силовой части преобразователя частоты с автономным инвертором с широтно-импульсной модуляцией и выбор охладителей.....	17
2.1.1	Расчет инвертора.....	17
2.1.2	Расчет выпрямителя.....	19
2.1.3	Расчет параметров охладителя.....	21
2.1.4	Расчет фильтра.....	24
2.1.5	Расчет снаббера.....	26
	ЛИТЕРАТУРА .....	28

## Предисловие

В настоящее время благодаря развитию силовой преобразовательной техники созданы и серийно выпускаются различные виды полупроводниковых преобразователей частоты, что определило опережающее развитие и широкое применение частотно-регулируемого асинхронного электропривода.

Основными достоинствами этой системы регулируемого электропривода являются плавность регулирования, высокая жесткость механических характеристик, а также экономичность регулирования. Недостатками частотного регулирования являются сложность и высокая стоимость преобразователей частоты, а также сложность реализации в большинстве схем режима рекуперативного торможения. Принципы и схемы полупроводниковых преобразователей частоты рассмотрены ниже.

Автор выражает благодарность студентке кафедры ЭТЭОП НХТИ Д.В. Горбуновой за помощь в оформлении и редактировании методических указаний «Преобразователи частоты».

## 1 ТИПЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

Преобразователь частоты (ПЧ) в электроприводе (ЭП) является силовым регулятором, вход которого подключен к питающей сети с нерегулируемыми значениями напряжения  $U_1$  и частоты  $f_1$ , а на выходе обеспечиваются регулируемые значения напряжения  $U_2$  (или тока  $I_2$ ) и частоты  $f_2$  в зависимости от задания и управляющих сигналов  $U_y$  (рис. 1).

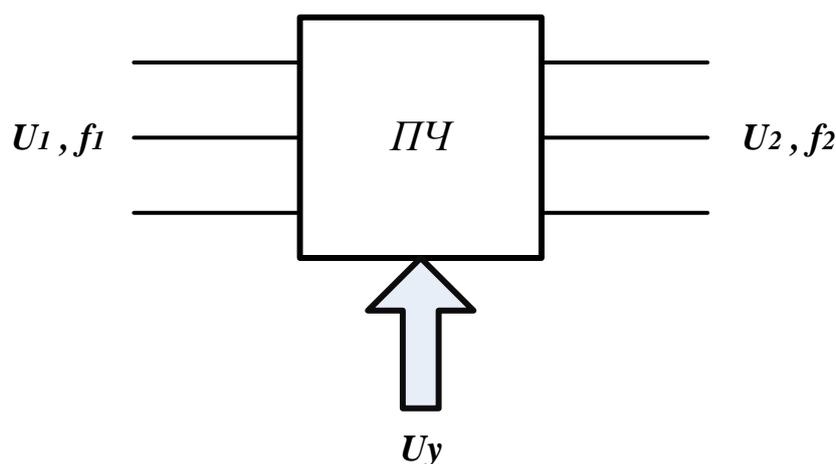


Рис. 1. Преобразователь частоты в ЭП

Применение ПЧ в ЭП обеспечивает наиболее экономичные способы регулирования скорости и момента электродвигателей переменного тока.

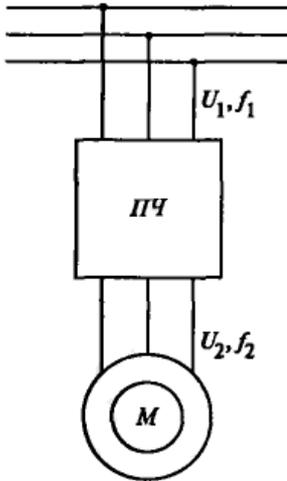


Рис. 2. Включение ПЧ в статорную обмотку двигателя

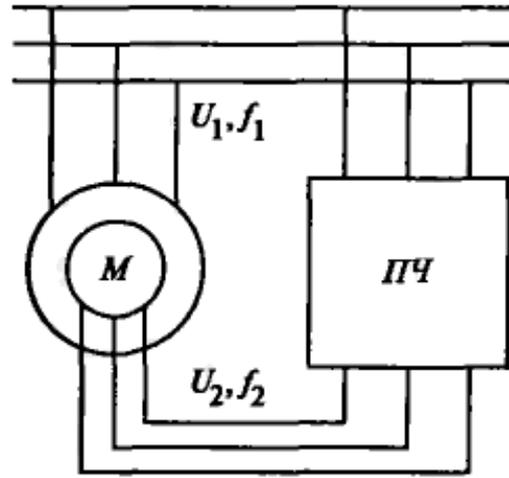


Рис. 3. Включение ПЧ в роторную обмотку двигателя

В зависимости от типа электропривода ПЧ может быть включен между питающей сетью и статорной обмоткой двигателя:

- частотно-управляемый ЭП, как это показано на рис. 2;
- между роторной обмоткой и питающей сетью, например, в ЭП с машиной двойного питания, показанной на рис. 3.

Такое включение обычно позволяет уменьшить установленную мощность ПЧ, но требует применения электродвигателя с фазным ротором.

### 1.1 Статические преобразователи частоты

Статические ПЧ выполняют на ключевых электронных элементах: тиристорах, запираемых тиристорах и силовых транзисторах (биполярных, биполярных с изолированным затвором и полевых). Использование ключевого режима приводит к тому, что выходное напряжение  $U_2$  у всех без исключения видов статических ПЧ несинусоидально и кроме основной (первой) гармоники содержит обычно целый спектр высших гармонических составляющих. Ток, потребляемый из сети статическими ПЧ, также не синусоидален и может вызывать искажения напряжения питающей сети. Эти обстоятельства приходится обычно учитывать при выборе типа статического ПЧ.

Принципы построения статических ПЧ для регулируемого ЭП известны достаточно давно. Различают три типа статических ПЧ:

- непосредственный ПЧ;
- двухзвенный ПЧ с автономным инвертором напряжения;
- двухзвенный ПЧ с автономным инвертором тока.

*Непосредственный преобразователь частоты (НПЧ)* в минимальной конфигурации содержит  $m_2$  (по числу фаз двигателя) отдельных реверсивных

преобразователей постоянного тока, управление которыми осуществляется переменным модулирующим напряжением. Форма, частота и амплитуда модулирующего напряжения определяют форму основной гармоники, частоту  $f_2$  и амплитуду напряжения  $U_2$  на выходе НПЧ. Регулирование выходного напряжения характеризуют коэффициентом модуляции  $\mu$ , который изменяется в пределах от 0 до 1 и является относительной амплитудой модулирующего напряжения. Напряжения управления отдельными фазами НПЧ имеют одинаковую амплитуду и частоту, но сдвинуты одно относительно другого на угол  $2\pi/m_2$ . На рис. 4 показана схема бестрансформаторного трехфазного НПЧ, в котором использованы мостовые реверсивные преобразователи постоянного тока, а фазы двигателя  $U_{2A}$ ,  $U_{2B}$ ,  $U_{2C}$  разъединены, чтобы избежать межфазных коротких замыканий.

Управление группами тиристоров, как и в реверсивных преобразователях постоянного тока, может быть совместным или отдельным. В первом случае для ограничения уравнивающих токов используются реакторы  $L$ , как это показано на рис. 4. При отдельном управлении эти реакторы не ставятся, но используются датчики нуля тока (датчики состояния тиристоров).

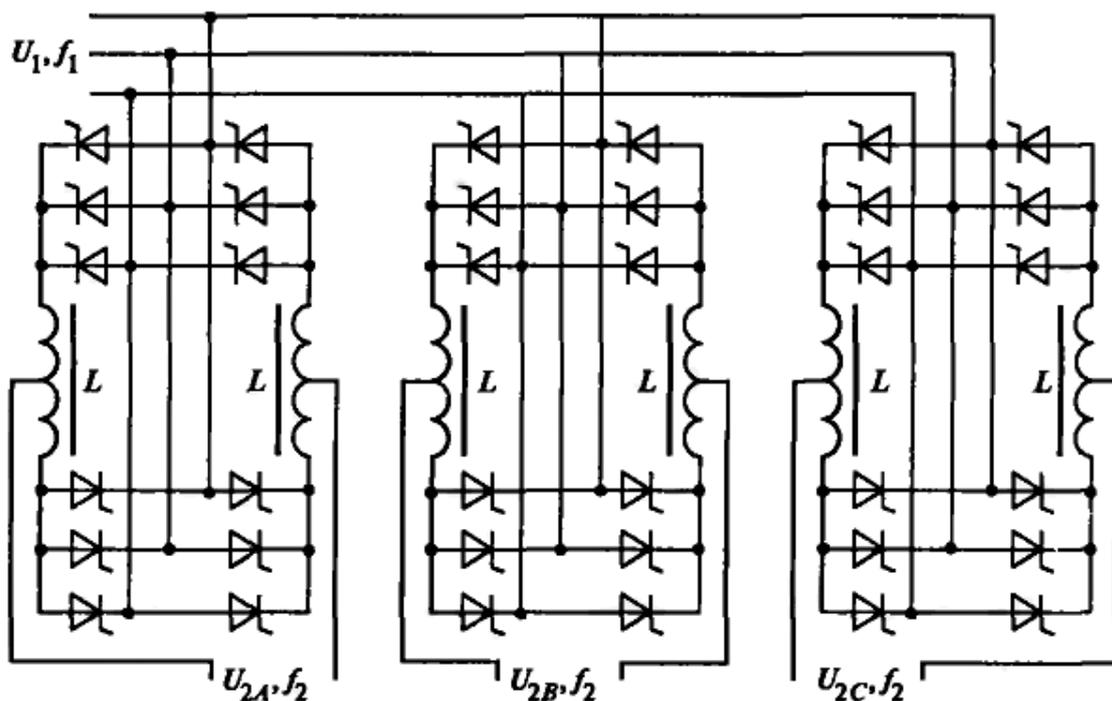


Рис. 4. Трехфазный мостовой НПЧ

В тиристорных НПЧ, как правило, используется естественная коммутация. При этом выходное напряжение  $U_2$  имеет периодический характер при частоте  $f_2$  только для дискретных ее значений:

$$f_2 = \frac{m_1 f_1}{m_1 + k} \quad (1.1)$$

где  $k$  — целые числа ( $1 < k < \infty$ ),  $m_1$  — число фаз питания НПЧ.

В табл. 1 приведены значения этих частот для  $m_1 = 3, 6, 12$ ,  $f_1 = 50$  Гц и  $k = 1-10$ .

**Таблица 1**

**Значения частот выходного напряжения НПЧ  $f_2$ , Гц**

$m_1$	$k$									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
3	37,5	30	25	21,4	18,75	16,7	15	13,6	12,5	11,5
6	42,8	37,5	33,3	30	27,3	25	23	21,4	20	18,75
12	46,2	42,8	40	37,5	35,3	33,3	31,6	30	28,6	27,3

При промежуточных значениях выходной частоты  $f_2$ , при которых  $k$  не является целым числом, в напряжении  $U_2$  появляются низкочастотные субгармоники, влияние которых тем больше, чем ближе значения частот  $f_2$  и  $f_1$ . Появление низкочастотных субгармоник в напряжении питания электродвигателя приводит к колебаниям электромагнитного момента. Поэтому выходные частоты НПЧ в диапазоне, соответствующем  $k < 3$ , обычно не являются рабочими. Так, для НПЧ, выполненного по схеме, показанной на рис.4, максимальная выходная частота  $f_{2\max} \approx 25$  Гц.

Увеличение числа фаз питающего напряжения до  $m_1 = 6$  существенно сдвигает спектр высших гармоник в сторону увеличения частот и одновременно уменьшает их амплитуды. Увеличение числа фаз до  $m_1 = 12$  уменьшает амплитуды высших гармоник напряжения настолько, что их влияние на работу электродвигателя можно не учитывать.

Увеличение числа фаз питания всегда улучшает гармонический состав выходного напряжения НПЧ, уменьшая содержание в нем и высокочастотных гармоник, и низкочастотных субгармоник. Но это достигается путем увеличения числа тиристорных групп, которые питаются от дополнительных обмоток трансформатора или от нескольких отдельных трансформаторов, что приводит к еще большему усложнению силовой схемы НПЧ.

Энергетические характеристики и влияние на питающую сеть НПЧ с естественной коммутацией фактически определены свойствами реверсивных ТП постоянного тока.

Основные достоинства НПЧ с естественной коммутацией:

- полная реверсивность;
- свободный обмен реактивной энергией между сетью и двигателем;
- однократное преобразование энергии (минимальное число вентилей, одновременно включенных между сетью и двигателем);

Недостатки НПЧ с естественной коммутацией:

- ограничение выходной частоты по верхнему пределу;
- низкий коэффициент мощности;
- сложность силовой схемы, особенно при  $m_1 > 3$ .

Двухзвенный ПЧ с автономным инвертором напряжения состоит из трех основных элементов: выпрямителя (В), автономного инвертора напряжения (АИН) и промежуточного контура постоянного тока, включающего конденсатор  $C$  (рис. 5).

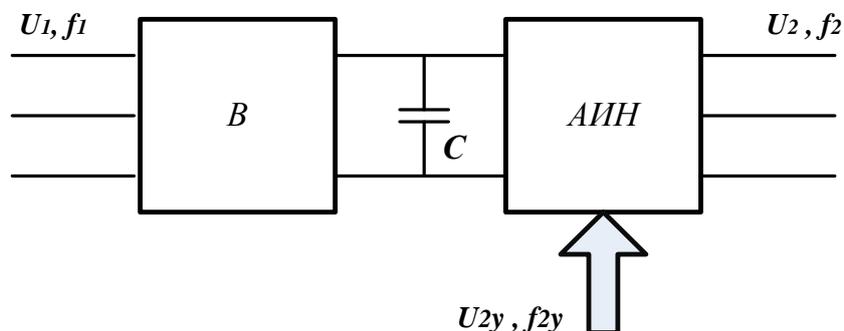


Рис. 5. Двухзвенный преобразователь частоты с автономным инвертором напряжения

В ПЧ этого типа происходит двукратное преобразование электрической энергии. Сначала переменное напряжение с частотой  $f_1$  выпрямляется, а затем постоянное напряжение  $U_d$  преобразуется (инвертируется) АИН в переменное с заданной амплитудой первой гармоники  $U_{21m}$  и частотой  $f_2$ . В качестве ключевых элементов в АИН в настоящее время практически всегда используются транзисторы.

На рис. 6 показана схема ПЧ, в котором АИН выполнен на биполярных транзисторах с изолированным затвором. Здесь показаны только основные силовые элементы ПЧ, необходимые для процесса преобразования.

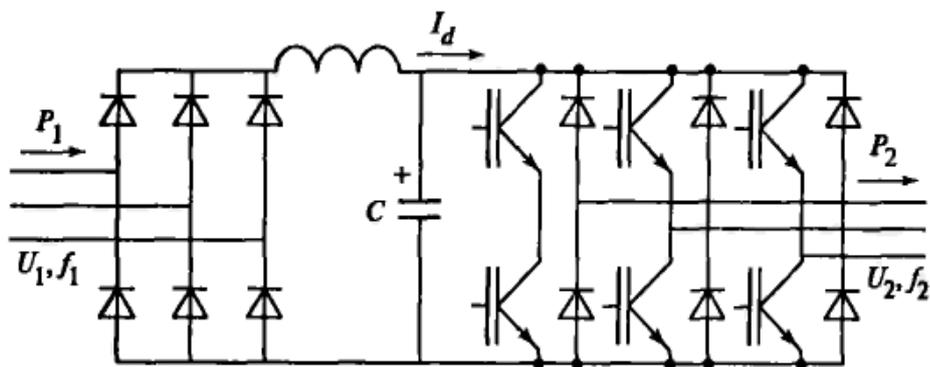


Рис. 6. Транзисторный АИН

Принципы инвертирования напряжения АИН хорошо известны. В каждой фазе АИН всегда открыт один из двух ключевых элементов, и потенциал фазы на выходе АИН всегда равен потенциалу положительной или отрицательной шины на входе АИН.

Таким образом, амплитуда линейного напряжения на выходе АИН всегда равна входному напряжению  $U_{2m} = U_d$ . Частота выходного напряжения

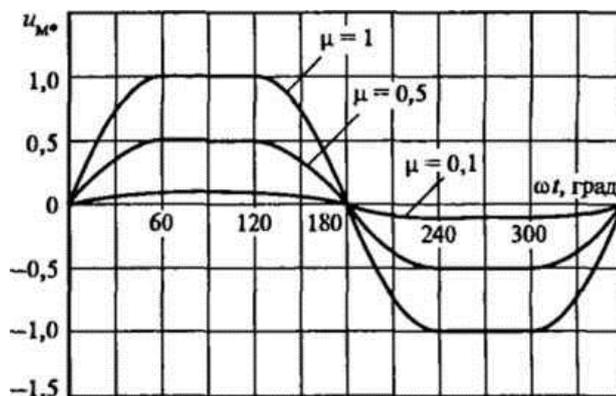
однозначно определена частотой переключения транзисторов и для ЭП не имеет ограничения сверху, так как у мощных современных транзисторов частота переключения достигает значения  $f_{\max} = 20 - 40$  кГц. Поэтому в ПЧ с АИН для формирования выходного напряжения с заданными частотой  $f_2$  и амплитудой первой гармоники  $U_{21m}$  исключительное применение находит способ широтно-импульсной модуляции (ШИМ) напряжения с постоянной частотой коммутации или с переменной частотой коммутации в системах прямого цифрового управления моментом (рис. 7, 8).

Частота, форма и амплитуда модулирующего напряжения при ШИМ определяют форму гладкой составляющей напряжения на выходе АИН, амплитуду первой гармоники  $U_{21m}$  и ее частоту  $f_2$ . Для получения синусоидальной гладкой составляющей выходного напряжения форма модулирующего напряжения может быть также синусоидальной. Но линейное напряжение на выходе АИН с ШИМ в бестрансформаторной схеме при этом равно (первая гармоника):

$$U_{21} = \frac{\sqrt{3}U_1\mu}{2} \quad (1.2)$$

т.е. даже при  $\mu = 1$   $U_{21} \approx 0,87U_1$ , и двигатель ЭП не может быть использован в номинальном режиме. Поэтому модулирующее напряжение  $u_m$  обычно имеет форму, соответствующую уравнению:

$$u_1 = \frac{\mu(\sin\omega_2 t + 0,13\sin 3\omega_2 t)}{0,87} \quad (1.3)$$



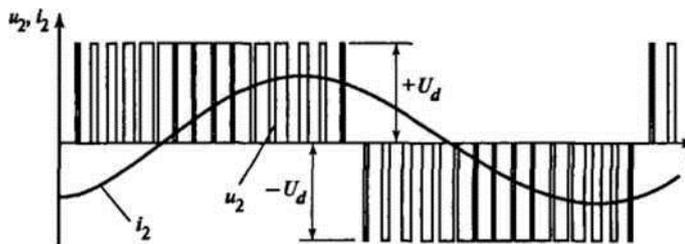
**Рис. 7. Зависимость модулирующего напряжения от значений коэффициента модуляции**

На рис. 7 модулирующее напряжение показано для трех значений коэффициента модуляции  $\mu = 0,1; 0,5; 1,0$ . Линейное напряжение (первая гармоника) на выходе ПЧ в этом случае при  $\mu = 1$  равно сетевому напряжению на входе  $U_{21} = U_1$ . А благодаря трехпроводной системе подключения двигателя к ПЧ третья гармоника отсутствует и в линейном, и в фазном напряжении.

Формы линейного напряжения и линейного тока при работе ПЧ с АИН на нагрузку с отстающим коэффициентом мощности приведены на рис. 8. При регулировании частоты  $f_2$  и напряжения  $u_2$  изменяется скважность импульсов,

частота которых равна частоте переключения  $f_k$  (коммутации) транзисторов в АИН, а их амплитуда остается постоянной и равной  $U_d$ .

Частота коммутации транзисторов  $f_k$  выбирается обычно равной 3—6 кГц, так как с ее увеличением растут потери в АИН, а с уменьшением — в двигателе.

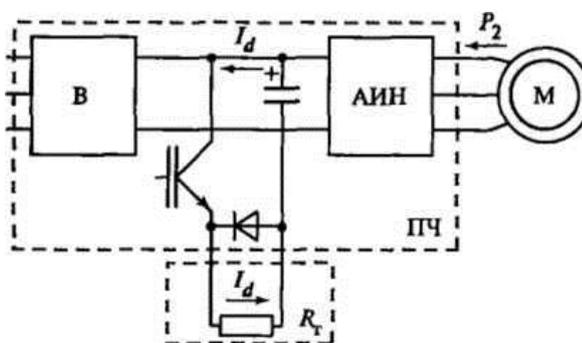


**Рис. 8.** Линейные напряжение и ток на выходе ПЧ с АИН

Гармонические составляющие напряжения столь высоких частот из-за фильтрации индуктивностями рассеяния обмоток двигателя не создают больших гармонических составляющих в выходном токе АИН, и его форма близка к синусоидальной даже при отсутствии фильтров на выходе ПЧ (рис. 8). Однако такие фильтры используются для уменьшения скорости изменения напряжения на обмотке двигателя в момент переключения транзисторов (чаще при мощности двигателя 50 кВт и более) и для уменьшения перенапряжений на выходе ПЧ при работе на длинный соединительный кабель (30 м и более).

В ПЧ с АИН невозможен обмен реактивной энергией двигателя с питающей сетью, и реактивная составляющая тока двигателя циркулирует в контуре электродвигатель — АИН — входной конденсатор  $C$ , наличие которого вместе с диодами, шунтирующими в обратном направлении транзисторы АИН, является обязательным для схемы инвертора напряжения.

Схема ПЧ с АИН, показанная на рис. 6, нереверсивная из-за нереверсивности выпрямителя. При возникновении режима генераторного торможения избыточная энергия идет на заряд конденсатора  $C$ , напряжение на котором нарастает лавинообразно, и для предотвращения аварии используется защита, контролирующая это напряжение.



**Рис. 9.** Включение тормозного резистора в ПЧ с АИН

Возможны схемные решения с использованием диодно-тиристорного или тиристорного реверсивного выпрямителя. Но в промышленных установках такие схемы применяются очень редко. Если же в системе ЭП может возникать необходимость экстренного торможения, то используется схема ПЧ с дополнительным транзистором и тормозным резистором, который устанавливается вне корпуса ПЧ (рис. 9).

Коэффициент мощности ПЧ с АИН благодаря нерегулируемому выпрямителю на входе близок к единице  $k_M = 0,92—0,96$ . Во время работы из сети потребляется в основном активная мощность нагрузки ЭП и мощность потерь в ПЧ и в электродвигателе.

Основные достоинства ПЧ с АИН:

- широкий диапазон выходных частот (от 0 до 1000 Гц и более);
- возможность формирования необходимой кривой тока (обычно синусоидальной);
- простота силовой схемы ПЧ.

Недостатки ПЧ с АИН:

- нереверсивность при выполнении по основной схеме;
- большая скорость изменения напряжения на обмотке двигателя.

Двухзвенный ПЧ с автономным инвертором тока состоит из управляемого выпрямителя (УВ), автономного инвертора тока (АИТ), сглаживающего реактора  $L$  и конденсаторов  $C$ , являющихся источником реактивной энергии для двигателя (рис. 10).

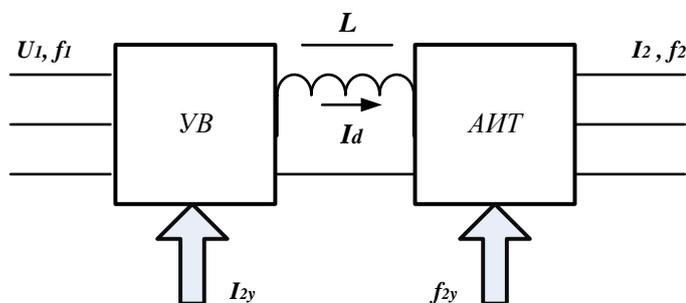


Рис. 10. Двухзвенный преобразователь частоты с автономным инвертором тока

В качестве силовых ключей в АИТ используются тиристоры: однооперационные или запираемые. В первом случае конденсаторы одновременно являются коммутирующими элементами (рис. 11). Здесь тиристорная группа  $T_1 - T_6$  - рабочая, тиристорная группа  $T_7 - T_{12}$  - коммутирующая. В АИТ, выполненном на запираемых тиристорах, конденсаторы включены на его выходе (рис. 12).

В АИТ используется междуфазовая коммутация, при которой одновременно открыты два тиристора: один в анодной группе и один в катодной.

Время открытого состояния каждого тиристора равно  $\frac{T_2}{3} = \frac{1}{3f_2}$ .

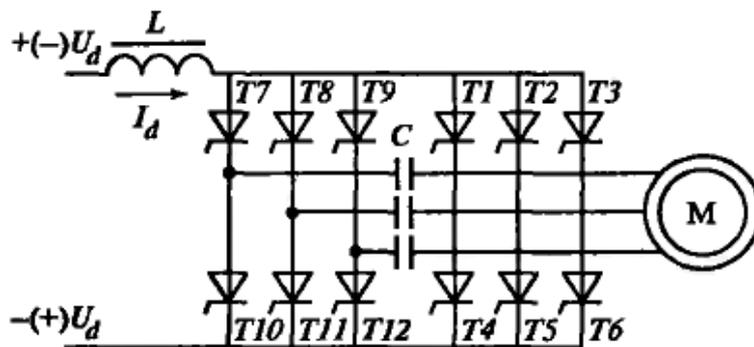


Рис. 11. Автономный инвертор тока, выполненный на тиристорах

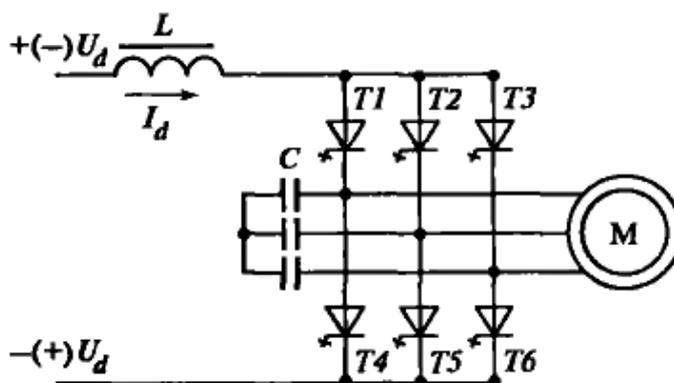


Рис. 12. Автономный инвертор тока, выполненный на запираемых тиристорах

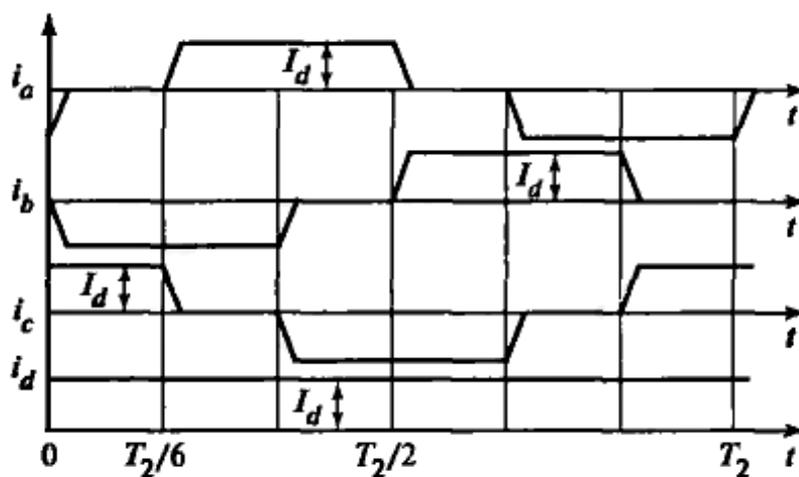


Рис. 13. Токи на выходе и входе АИТ

При такой коммутации токи в АИТ соответствуют токам, показанным на рис. 13. Входной ток при постоянном задании — постоянный ( $I_d = \text{const}$ ), выходной ток представляет собой импульсы практически прямоугольной формы, амплитуда которых всегда равна входному току  $I_{2m} = I_d$ .

Гармонический состав тока улучшается при увеличении длительности коммутационных интервалов, что достигается путем увеличения емкости коммутирующих конденсаторов или конденсаторов на выходе АИТ. Одновременно это уменьшает амплитуду коммутационных импульсов напряжения на обмотке двигателя и на элементах АИТ, но приводит к ограничению выходной частоты по верхнему пределу (обычно  $f_{2\text{max}} < 100$  Гц) и к ухудшению массогабаритных и стоимостных показателей ПЧ.

Аппаратная симметричность ПЧ с АИТ по отношению к промежуточному контуру постоянного тока (реактору  $L$ ) обеспечивает его полную реверсивность. Реактор  $L$  обеспечивает режим непрерывного тока, поэтому в ПЧ с АИТ  $I_1 \approx I_2$ , т.е. входной ток зависит только от выходного тока.

Коэффициент мощности ПЧ с АИТ определяется в основном углом регулирования УВ и меняется в широких пределах.

Преобразователь частоты с АИТ является практически идеальным источником переменного тока с регулируемой амплитудой и частотой, что делает невозможной работу его в разомкнутой системе ЭП, но обеспечивает возможность прямого управления током двигателя и упрощает синтез частотно-токовых систем управления.

Так как момент коммутации тока определен системой управления, т.е. АИТ задает не только частоту, но и фазу выходного тока, ПЧ с АИТ удобны для синтеза векторных систем управления.

Основные достоинства ПЧ с АИТ:

- полная реверсивность;
- достаточно близкая к синусоидальной форма выходного напряжения;
- устойчивость к аварийным режимам двигателя.

Недостатки ПЧ с АИТ:

- ограниченность диапазона регулирования частоты;
- невозможность работы в режиме холостого хода преобразователя;
- значительные масса, габаритные размеры и стоимость пассивных элементов (реактора и конденсаторов).

## **1.2 Особенности применения в электроприводе статических преобразователей частоты различных типов**

Все рассмотренные типы статических ПЧ находят применение в современных системах управляемого ЭП переменного тока. В табл. 2 приведено примерное распределение применения статических ПЧ в зависимости от технологических требований к параметрам ЭП. Указанный в табл. 2 диапазон регулирования  $D$  подразумевает рабочий диапазон угловых

скоростей, в котором обеспечивается выполнение технологических требований по жесткости механических характеристик, перегрузке и т.п.

Таблица 2

Условия применения статических преобразователей частоты

Параметры электропривода	НПЧ	ПЧ с АИН	ПЧ с АИТ
Мощность двигателя:			
• 100 кВт и менее	-	+	-
• 0,1—1 МВт	+	+	+
• 1,0 МВт и более	+	-	+
Частота на выходе ПЧ:			
• $f_2 < 50$ Гц	+	+	+
• $f_2 = 50—100$ Гц	-	+	+
• $f_2 > 100$ Гц		+	
Диапазон регулирования:			
• $D < 10:1$	+	+	+
• $D = 10:1—100:1$	+	+	-
• $D > 100:1$	-	+	-
Режим генераторного торможения	+	-	+
Многодвигательный электропривод	-	+	-

## 2. ПРИМЕР РЕАЛИЗАЦИИ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С АВТОНОМНЫМ ИНВЕРТОРОМ НАПРЯЖЕНИЯ

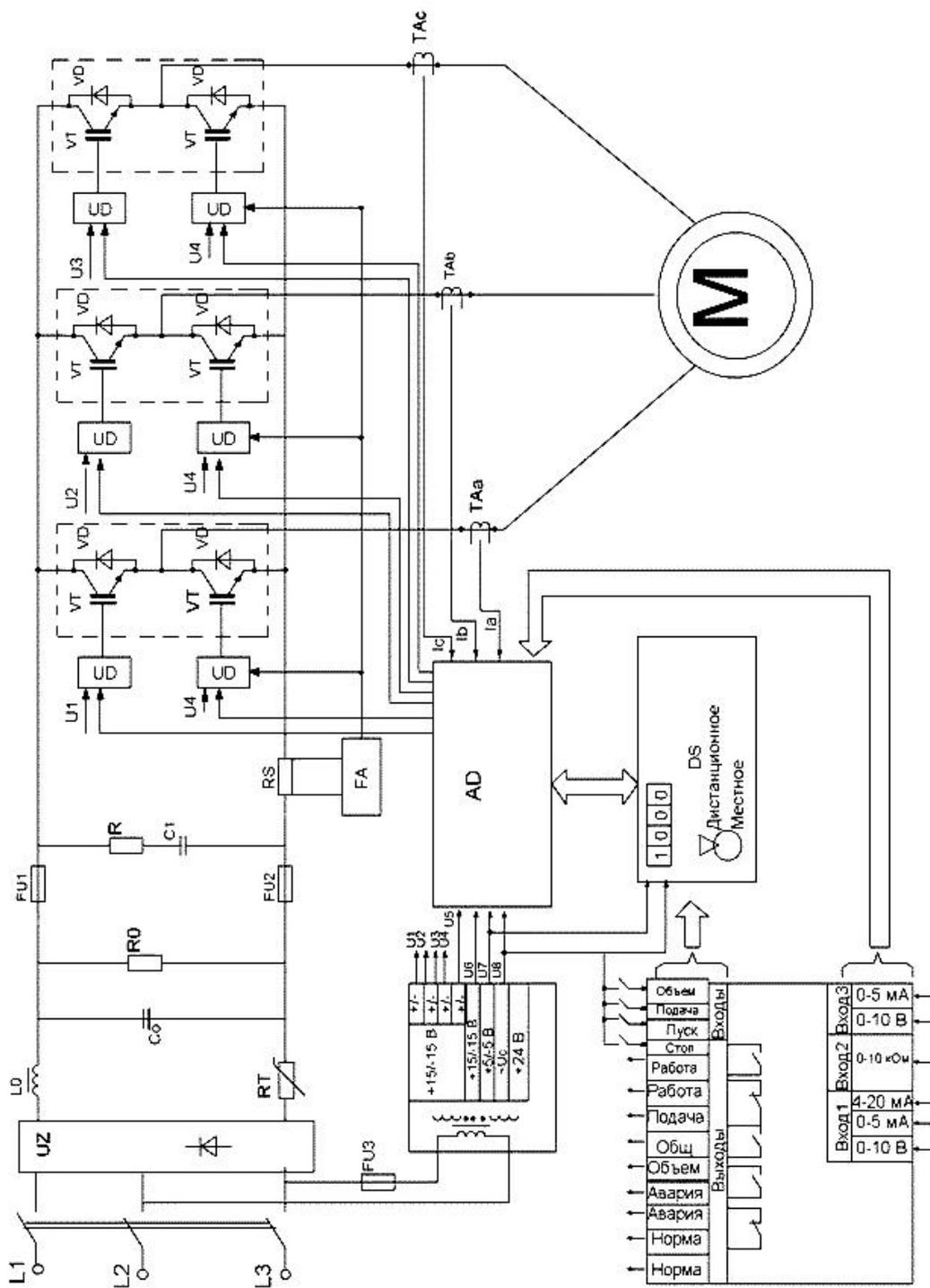
Электрическая функциональная схема ЭП с серийным ПЧ приведена на рис. 14.

В ПЧ применена наиболее распространенная для управления короткозамкнутым АД схема ПЧ с АИН и ШИМ напряжения на выходе, неуправляемым выпрямителем на входе силовой части схемы и микропроцессорным управлением.

При питании от сети 380 В наиболее рациональным является применение в инверторе полупроводниковых приборов нового поколения — биполярных транзисторов с изолированным затвором *IGBT*.

Основные элементы, входящие в эту схему (рис. 14):

*UZ* — неуправляемый выпрямитель; *L<sub>0</sub>*, *C<sub>0</sub>* — фильтр; *RT* — термистор, ограничивающий ток заряда конденсатора *C<sub>0</sub>*; *R<sub>0</sub>* — разрядное сопротивление для конденсатора *C<sub>0</sub>*; *FU1*, *FU2*, *FU3* — предохранители; *R*, *C* — цепь защиты (снаббер) от перенапряжений на транзисторах *IGBT*; *RS* — датчик тока для организации защиты (*FA*) от сквозных и недопустимых токов перегрузки через *IGBT*; *VT—VD* — трехфазный инвертор на *IGBT* с обратным диодным мостом.



**Рис. 14. Функциональная электрическая схема асинхронного электропривода с преобразователем частоты**

Основные блоки в системе управления:

- блок питания  $БП$ , состоящий из восьми гальванически развязанных источников постоянного напряжения;
- микроконтроллер  $AD$ ;
- плата индикации  $DS$  с переключателем способа управления: местное или дистанционное;
- блок сопряжения  $TB$  для работы с внешними сигналами или командами;
- согласующие усилители  $UD$  — драйверы  $IGBT$ .

Электропривод работает следующим образом. При подаче напряжения 380 В на силовой вход ПЧ в звене постоянного тока происходит процесс заряда конденсатора фильтра  $C_0$ , который определяется значениями  $RT$ ,  $C_0$ . Одновременно с этим в информационную часть схемы подается питание (напряжения  $U_1—U_8$ ). В процессе выдержки времени на установление напряжений стабилизированных источников питания  $U_1—U_4$  аппаратная защита  $FA$  блокирует открывание ключей инвертора и происходит запуск программы управления процессором по аппаратно формируемой команде «Рестарт».

Выполняется инициализация. Производится запись начальных условий в ячейки ОЗУ процессора и определяется способ управления — местное или дистанционное. Если с датчиков тока фаз двигателя  $TA_A$ ,  $TA_B$ ,  $TA_C$ , аппаратной защиты  $FA$ , напряжения сети  $U_c$ , а также от всех каналов вторичного источника питания поступает информация о нормальных параметрах, то ЭП готов к работе и на цифровой индикатор выводятся нули, светится светоизлучающий диод «Подача». В противном случае загорается светоизлучающий диод «Авария» и на цифровом индикаторе появляется код срабатывания той или иной защиты.

Для управления двигателем процессор формирует систему трехфазных синусоидальных напряжений, изменяемых по частоте и амплитуде, и передает их в модулятор, в котором синусоидальные сигналы управления фазами — «стойками» инвертора, состоящими из последовательно включенных ключей  $IGBT$ , преобразуются в дискретные команды включения и отключения транзисторов классическим методом центрированной синусоидальной ШИМ. Несущая частота ШИМ составляет от 5 до 15 кГц. Одновременное замыкание двух ключей в «стойке» инвертора блокируется, для учета реального времени запираания транзисторов в процесс переключения вводится «мертвое» время, составляющее единицы микросекунд, в течение которого оба ключа разомкнуты.

Структура системы автоматического управления технологическим объектом, в которую включен данный ПЧ, может быть самой разнообразной — от разомкнутой системы до замкнутой обратными связями по нескольким сигналам. Алгоритм управления также зависит от требований технологического объекта. Структура и алгоритм могут быть перепрограммированы.

Силовая часть ПЧ неизменна и пригодна для других способов управления координатами электродвигателя с применением более совершенных микропроцессорных средств.

## 2.1 Методика и пример расчета параметров силовой части преобразователя частоты с автономным инвертором с широтно-импульсной модуляцией и выбор охладителей

Инвертор преобразователя формирует синусоидальные по основной гармонике напряжения на выходе, сдвинутые по фазе на 120 эл. градусов. Применен классический метод центрированной синусоидальной широтно-импульсной модуляции ключей *IGBT* инвертора [2].

### 2.1.1 Расчет инвертора

Максимальный ток через ключи инвертора определяется из выражения:

$$I_{c.max} = \frac{P_1 k_1 \sqrt{2} k_2}{\eta_i \sqrt{3} \cos\varphi U_{\dot{e}}} \quad (2.1)$$

$P_1$  - номинальная мощность двигателя, Вт;

$k_1$  - коэффициент допустимой кратковременной перегрузки по току (1,2 - 1,5), необходимой для обеспечения динамики электропривода;

$k_2$  - коэффициент допустимой мгновенной пульсации тока (1,1 - 1,2);

$\eta_i$  - номинальный КПД двигателя;

$U_{\dot{e}}$  - номинальное напряжение двигателя, В.

Транзисторы *IGBT* выбираются с постоянным (номинальным) током коллектора  $I_c \geq I_{c.max}$ .

Расчет потерь в инверторе при ШИМ-формировании синусоидального тока на выходе заключается в определении составляющих потерь *IGBT* в проводящем состоянии и при коммутации, а также потерь обратного диода.

Потери в *IGBT* в проводящем состоянии  $P_{ss}$ , Вт:

$$P_{ss} = I_{cp} U_{ce(sat)} \left( \frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi} \cos\theta \right), \quad (2.2)$$

где  $I_{cp} = \frac{I_{c.max}}{k_1}$  - максимальная величина амплитуды тока на входе инвертора;

$D = \frac{t_p}{T}$  - максимальная скважность импульса ( $\approx 0,95$ );

$\cos\theta$  - коэффициент мощности ( $\approx \cos\varphi$ );

$U_{ce(sat)}$  - прямое падение напряжения на *IGBT* в насыщенном состоянии при  $I_{cp}$  и  $T_j=125^{\circ}\text{C}$  (типичное значение 2,1 - 2,2 В).

Потери в *IGBT* при коммутации  $P_{sw}$ , Вт:

$$P_{sw} = \frac{1}{\sqrt{2}\pi} \cdot \frac{I_{cp} U_{cc} (t_{c(on)} + t_{c(off)}) f_{sw}}{2}, \quad (2.3)$$

где  $t_{c(on)}$  и  $t_{c(off)}$  - продолжительность переходных процессов по цепи коллектора *IGBT* на открывание  $t_{c(on)}$  и закрывание  $t_{c(off)}$  транзистора, с. Типовое значение  $t_{c(on)} = 0,3 - 0,4$  мкс,  $t_{c(off)} = 0,6 - 0,7$  мкс;

$U_{cc}$  - напряжение на коллекторе *IGBT* (коммутируемое напряжение, равное напряжению звена постоянного тока), В;

$f_{sw}$  - частота коммутации ключей (частота ШИМ), обычно от 4 до 16 кГц.

Суммарные потери *IGBT*  $P_Q$ , Вт:

$$P_Q = P_{ss} + P_{sw} \quad (2.4)$$

Потери диода в проводящем состоянии  $P_{ds}$ , Вт:

$$P_{ds} = I_{ep} U_{ec} \left( \frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi} \cos\theta \right), \quad (2.5)$$

$I_{ep} \approx I_{cp}$  - максимум амплитуды тока через обратный диод, А;

$U_{ec}$  - падение напряжения на диоде в проводящем состоянии при  $I_{ep}$ , В.

Потери восстановления запирающих свойств диода  $P_{dr}$ , Вт:

$$P_{dr} = I_{rr} U_{cc} t_{rr} f_{sw}, \quad (2.6)$$

$I_{rr}$  - амплитуда обратного тока через диод ( $\approx I_{cp}$ ), А;

$t_{rr}$  - продолжительность импульса обратного тока (типичное значение 0,2 мкс).

Суммарные потери диода  $P_D$ , Вт:

$$P_D = P_{ds} + P_{dr}. \quad (2.7)$$

Результирующие потери в *IGBT* с обратным диодом определяются по формуле  $P_T$ , Вт:

$$P_T = P_Q + P_D. \quad (2.8)$$

Найденные результирующие потери являются основой для теплового расчета инвертора, в ходе которого определяются тип и геометрические размеры необходимого охладителя, а также проверяется тепловой режим работы кристаллов *IGBT* и обратного диода.

Максимально допустимое переходное сопротивление *охладитель - окружающая среда* в расчете на пару *IGBT/FWD* (транзистор/обратный диод)  $R_{th(f-a)}$ , °C/Вт:

$$R_{th(f-a)} \leq \frac{T_c - T_a}{P_T} - R_{th(c-f)}, \quad (2.9)$$

где  $T_a$  - температура охлаждающего воздуха (45-50 °C);

$T_c$  - температура теплопроводящей пластины (90-110 °C);

$R_{th(c-f)}$  - термическое переходное сопротивление *корпус-поверхность теплопроводящей пластины* модуля в расчете на одну пару *IGBT/FWD*, °C/Вт.

Температура кристалла *IGBT*  $T_{ja}$ , °C:

$$T_{ja} = T_c + P_Q R_{th(j-c),a}, \quad (2.10)$$

где  $R_{th(j-c),a}$  - термическое переходное сопротивление *кристалл-корпус* для *IGBT*-части модуля. При этом должно выполняться неравенство  $T_{ja} < 125^\circ\text{C}$ .

Температура кристалла обратного диода *FWD*  $T_{jd}$ , °C:

$$T_{jd} = T_c + P_Q R_{th(j-c),d}, \quad (2.11)$$

где  $R_{th(j-c),d}$  - термическое переходное сопротивление *кристалл-корпус* для *FWD*-части модуля. Должно выполняться неравенство  $T_{jd} < 125^\circ\text{C}$ .

Если  $T_j \geq 125^\circ\text{C}$  или опасно приближается к этой максимально допустимой температуре кристалла, то нужно улучшить теплоотвод за счет использования охладителя с меньшей величиной  $R_{th(f-a)}$ , т.е. задавшись меньшей температурой корпуса  $T_c$ .

### 2.1.2 Расчет выпрямителя

Среднее значение выпрямленного напряжения  $U_d$ , В:

$$U_d = k_{cx} U_{\pi}, \quad (2.12)$$

где  $k_{cx} = 1,35$  - для мостовой трехфазной схемы,

$k_{cx} = 0,9$  для мостовой однофазной схемы.

Максимальное значение среднего выпрямленного тока  $I_{dm}$ , А:

$$I_{dm} = \frac{\sqrt{3} \frac{I_{c,max}}{\sqrt{2}} U_{\pi} \cos\varphi + n P_T}{U_d}, \quad (2.13)$$

где  $n$  - количество пар *IGBT/FWD* в инверторе.

Максимальный рабочий ток диода  $I_{vm}$ , А:

$$I_{vm} = k_{cc} I_{dm}, \quad (2.14)$$

где при оптимальных параметрах Г-образного LC-фильтра, установленного на выходе выпрямителя  $k_{cc} = 1,045$  для мостовой 3-фазной схемы;  
 $k_{cc} = 1,57$  для мостовой 1-фазной схемы.

Максимальное обратное напряжение вентиля (для мостовых схем)  $U_{vm}$ , В:

$$U_{vm} = \sqrt{2} k_{3\text{н}} k_{\text{сх}} k_c U_{\text{л}} + \Delta U_n, \quad (2.15)$$

$k_c$  - коэффициент допустимого повышения напряжения сети ( $\geq 1,1$ );

$k_{3\text{н}}$  - коэффициент запаса по напряжению ( $> 1,15$ );

$\Delta U_n$  - запас на коммутационные выбросы напряжения в звене постоянного тока ( $\approx 100-150$  В).

Вентили выбираются по постоянному рабочему току ( $\geq I_{vm}$ ) и по классу напряжения  $\left( \geq \frac{U_{vm}}{100} \right)$ .

Расчет потерь в выпрямителе для установившегося режима работы электропривода  $P_{DV}$ , Вт:

$$P_{DV} = m_v k_{cs} \left( U_j + R_{on} \frac{I_{dm}}{k_1} \right) \frac{I_{dm}}{k_1}, \quad (2.16)$$

$k_{cs} = 0,577$  для мостовой 3-фазной схемы;

$k_{cs} = 0,785$  для мостовой 1-фазной схемы;

$R_{on}$  - динамическое сопротивление в проводящем состоянии вентиля;

$U_j$  - прямое падение напряжения на вентиле;

$\left( U_j + R_{on} \frac{I_{dm}}{k_1} \right)$  составляет около 1В для диода или 1,3 В для тиристора;

$m_v$  - число вентиля в схеме.

Тепловой расчет параметров охладителя выпрямителя следует проводить аналогично приведенному выше расчету для инвертора.

Максимально допустимое переходное сопротивление *охладитель - окружающая среда* в расчете на выпрямитель  $R_{th(f-a)}$ , °С/Вт:

$$R_{th(f-a)} \leq \frac{T_c - T_a}{P_{DV}} - R_{th(c-f)}, \quad (2.17)$$

где  $R_{th(c-f)}$  - термическое переходное сопротивление *корпус-поверхность теплопроводящей пластины* модуля выпрямителя.

Если не все вентили моста размещены в одном модуле, то необходимо привести  $P_{DV}$  к числу вентиля, расположенных в одном корпусе.

Температура кристалла вентиля модуля  $T_{jDV}$ , °С:

$$T_{jDV} = T_c \frac{P_{DV}}{n_D} R_{th(j-c),DV}, \quad (2.18)$$

где  $R_{th(j-c),DV}$  - термическое переходное сопротивление *кристалл-корпус* для одного вентиля модуля;

$n_D$  – количество вентиля в модуле.

Необходимо, чтобы выполнялось неравенство  $T_{jDV} < 140$  °С.

### 2.1.3 Расчет параметров охладителя

Увеличение теплового рассеяния силовых полупроводниковых модулей при одновременном уменьшении их габаритных размеров приводит к тому, что тепловой расчет изделия становится все более и более важным элементом конструирования.

Два свойства — надежность и ожидаемый ресурс работы электронного оборудования обратно пропорциональны температуре компонентов, входящих в систему. Зависимость между надежностью и рабочей температурой обычного кремниевого полупроводникового прибора показывает, что уменьшение температуры соответствует экспоненциальному увеличению его надежности и ресурса работы. Таким образом, длительное время работы и высокая надежность компонента может быть достигнута за счет эффективного сохранения его рабочей температуры в пределах, установленных разработчиками конструкции изделия.

Охладитель — это устройство, которое улучшает теплоотдачу от горячей поверхности (обычно это корпус силового модуля) к более холодной окружающей среде — воздуху. В дальнейшем, воздух — это окружающая (охлаждающая) среда. В большинстве случаев тепло передается через контакт между твердой поверхностью компонента и охлаждающим воздухом, что является большой проблемой для отвода тепла. Применение теплоотвода значительно уменьшает барьер для передачи тепла путем увеличения площади поверхности, имеющей прямой контакт с охлаждающей средой. Основная цель применения охладителя — поддерживать температуру компонента ниже максимально допустимого предела, предусмотренного производителем.

Предварительно определяется требуемое суммарное переходное тепловое сопротивление *охладитель - окружающая среда* в расчете на суммарную выделяемую мощность всеми устанавливаемыми на данный охладитель силовыми полупроводниковыми приборами (модулями) [3].

При установке модулей (выпрямитель, инвертор) на общий охладитель требуемое сопротивление определяется аналогично суммарному сопротивлению при параллельном включении резисторов:

$$R_{th(f-a)} = \frac{R_{th(f-a)1} \cdot R_{th(f-a)2}}{R_{th(f-a)1} + R_{th(f-a)2}}. \quad (2.19)$$

Как правило, на один охладитель удается установить все приборы при мощностях инвертора до 55 кВт. Критерием перехода на применение двух и более охладителей служит длина требуемого профиля охладителя, которая для эффективного использования поверхности профиля не должна превышать одного метра.

Площадь охладителя (ребенки), участвующая в излучении тепла при следующей геометрии, определяется по формуле:

$$A_{rad} = 2d(b + h), \quad (2.20)$$

где  $d, b$  и  $h$  – габаритные размеры профиля (рис. 15).

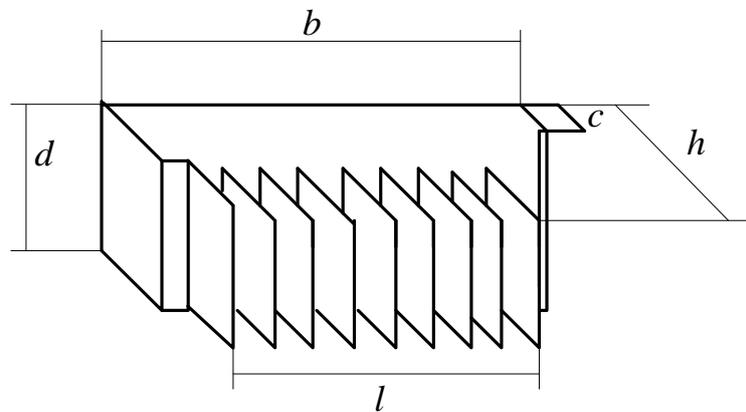


Рис. 15. Охладитель (ребенка)

Площадь охладителя (ребенки), участвующая в конвекции:

$$A_{conv} = 2d[b + m(h - c)], \quad (2.21)$$

где  $m$  - число ребер.

Переходное сопротивление излучению тепла:

$$R_{Q,rad} = \frac{\Delta T}{5,1E \cdot A_{rad} \left[ \left( \frac{T_c}{100} \right)^4 - \left( \frac{T_a}{100} \right)^4 \right]}, \quad (2.22)$$

$T_c$  - температура поверхности охладителя в градусах  $K$ ;

$T_a$  – температура окружающего воздуха в градусах  $K$ ;

$\Delta T = T_c - T_a$ ;

$E$  - коэффициент излучения поверхности (0,8 - для алюминия).

Переходное температурное сопротивление теплопередачи конвекцией (при  $d < 1$  м):

$$R_{Q,conv} = \frac{1}{1,34 A_{conv} F_{red}} \left( \frac{d}{\Delta T} \right)^4, \quad (2.23)$$

где  $F_{red}$  - коэффициент ухудшения теплоотдачи (конвекции) при расстоянии между ребрами охладителя менее 20 мм (рис. 16).

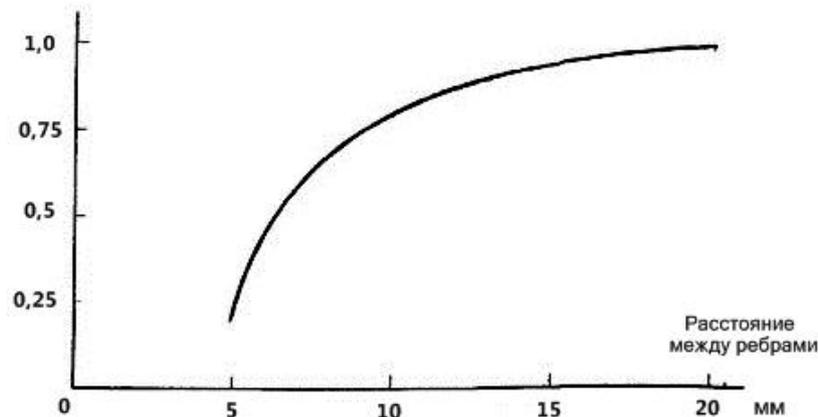


Рис. 16. График зависимости  $F_{red}$  от расстояния между ребрами

Переходное температурное сопротивление охладитель - окружающая среда при естественном охлаждении:

$$R_{th(f-a)} = \frac{R_{Q,rad} \cdot R_{Q,conv}}{R_{Q,rad} + R_{Q,conv}}. \quad (2.24)$$

Следовательно, для данного типа охладителя имеем следующую зависимость:

$$R_{th(f-a)} = \frac{B \cdot C \cdot d^{0,25}}{A \cdot d (C + B \cdot d^{0,25})} = f(d), \quad (2.25)$$

где  $A$ ,  $B$ ,  $C$  - коэффициенты, получаемые при подстановке (2.22) и (2.23) в (2.24).

Температурное сопротивление является при прочих неизменных условиях нелинейной функцией длины охладителя  $d$  при расположении ребер вертикально. Для конкретного типа охладителя требуется рассчитать зависимость  $R_{th(f-a)} = f(d)$  и выбрать  $d$  такой величины, чтобы температурное сопротивление было не больше расчетного значения (2.19) для всех приборов, установленных на охладителе.

Например, для преобразователя частоты на мощность двигателя 55 кВт  $R_{th(f-a)} \approx 0,03$  °С/Вт, а на мощность двигателя 2,2 кВт -  $R_{th(f-a)} \approx 0,8$  °С/Вт.

Ряд фирм-производителей профилей для охладителей дают на свою продукцию зависимости  $R_{th(f-a)} = f(d)$  или величины  $R_{th(f-a)}$  на единицу длины профилей, а также зависимости  $R_{th(f-a)}$  от скорости охлаждающего воздуха. При скорости охлаждающего воздуха 3 м/с тепловое переходное сопротивление уменьшается в среднем в 1,7 - 2 раза. Следовательно, по сравнению с расчетной длиной профиля для естественного охлаждения, длина охладителя при принудительном воздушном охлаждении со скоростью воздуха 3 м/с может быть уменьшена также в 1,7 - 2 раза.

### 2.1.4 Расчет фильтра

Коэффициент пульсаций на входе фильтра (отношение амплитуды напряжения к среднему значению):

$$q_{1ex} = \frac{2}{m^2 - 1}, \quad (2.26)$$

$m$  - пульсность схемы выпрямления ( $m = 6$  для 3-фазной мостовой схемы,  $m = 2$  для 1-фазной мостовой схемы).

Параметр сглаживания  $LC$  – фильтра, ГнФ:

$$L_0 C_{01} = \frac{S + 1}{(2\pi m f_s)^2}, \quad (2.27)$$

$S = \frac{q_{1ex}}{q_{1вых}}$  - коэффициент сглаживания по первой гармонике;

$f_s$  - частота сети, Гц.

Параметр сглаживания  $C$  – фильтра, ГнФ:

$$L_s C_{02} = \frac{S + 1}{(2\pi m f_s)^2}, \quad (2.28)$$

где  $L_s$  - индуктивность сети, приведенная к звену постоянного тока.

Значения коэффициента сглаживания  $S$  лежат в диапазоне от 3 до 12.

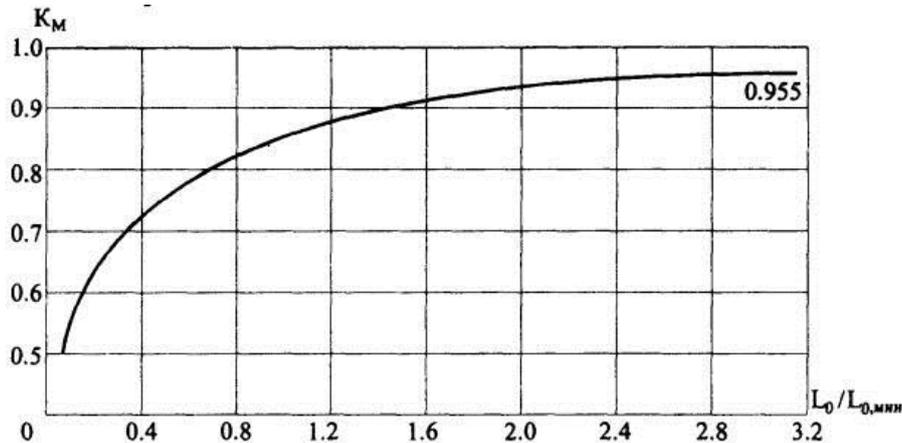
Индуктивность дросселя  $LC$  - фильтра для обеспечения коэффициента мощности на входе выпрямителя  $K_M = 0,95$  определяется из следующих условий, Гн:

$$L_0 \geq 3L_{0,мин}, \quad (2.29)$$

$$L_{0\text{мин}} \approx \frac{0,013U_{\text{л}}}{2\pi m f_s I_d}, \quad (2.30)$$

где  $I_d$  - номинальный средний ток звена постоянного тока, А.

В трехфазных инверторах с ШИМ по синусоидальному закону реактивная энергия полностью скомпенсирована по выходной частоте. Это означает, что  $K_M$  зависит преимущественно (без учета запаздывания открывания вентиля) от индуктивности фильтра  $L_0$  и индуктивности питающей сети  $L_S$ .



**Рис. 17. Зависимость  $K_M = f(L_0/L_{0\text{мин}})$  для трехфазного мостового выпрямителя**

Величина минимальной индуктивности  $L_{0\text{мин}}$  фильтра определяется из (2.30). Из рис. 17 видно, что для обеспечения  $K_M = 0,95$  необходимо иметь индуктивность дросселя фильтра  $L_0 \geq 3L_{0\text{мин}}$ .

Емкость конденсаторов, необходимая для протекания реактивного тока нагрузки инвертора, находится из выражения, Ф:

$$C_{03} \approx \frac{\sqrt{3} I_{sm1} \sin^2 \left( \frac{\varphi_1}{2} - \frac{\pi}{12} \right)}{2U_d f_{sw} q_{1\text{блх}}}, \quad (2.31)$$

$I_{sm1}$  - амплитудное значение тока в фазе двигателя, А;

$\varphi_1$  - угол сдвига между 1-ой гармоникой фазного напряжения и фазного тока;

$q_{1\text{блх}}$  - коэффициент пульсаций;

$f_{sw}$  - частота ШИМ, Гц.

После выбора типа фильтра  $LC$  или  $C$  рассчитывается емкость конденсаторов  $C_{01}$  или  $C_{02}$  и сравнивается с емкостью  $C_{03}$ , рассчитанной по (2.31). Для практической реализации фильтра используют конденсаторы с наибольшим значением емкости  $C_{0i}$ , ( $i = 1, 2$  или  $3$ ).

Амплитуда тока через конденсаторы фильтра на частоте пульсаций выпрямленного тока (по 1-ой гармонике):

$$I_{C0m} = q_{1\text{â}} U_d 2\pi m f_s C_{0,i} \text{ (A)}. \quad (2.32)$$

Далее, в зависимости от величины  $C_{0,i}$  и амплитуды тока формируется батарея конденсаторов на емкость не менее  $C_{0,i}$  и допустимым по амплитуде током более  $I_{C0m}$  напряжением не менее 800 В для 3-фазной мостовой схемы или 400 В для 1-фазной мостовой схемы выпрямителя. Запас по току берется в зависимости от требуемого ресурса работы инвертора.

Например, для преобразователя частоты на мощность двигателя 55 кВт  $C_{0,i} = 5540$  мкФ (32 конденсатора по 680 мкФ/400 В, включенных парами последовательно для повышения рабочего напряжения - всего 16 пар), а на мощность 2,2 кВт -  $C_{0,i} = 235$  мкФ (2 конденсатора 470 мкФ/400 В, включенных последовательно). Однако по цене, удобству распределенного размещения электролитических конденсаторов в преобразователе для уменьшения индуктивности монтажа, ремонтпригодности, доступности приобретения «батарея» из «мелких» конденсаторов может оказаться более предпочтительной, чем применение «крупных» конденсаторов.

### 2.1.5 Расчет снаббера

Так как *IGBT* коммутруется с высокой скоростью, то напряжение  $U_{ce}$  быстро возрастает, особенно при запираии транзистора, и может достичь критического значения, способного вызвать пробой либо коллектора, либо затвора транзистора (последнее возможно, если индуктивность цепей управления *IGBT* велика). Чтобы минимизировать превышение напряжения (перенапряжение) и предотвратить аварию *IGBT* требуется установка снаббера (демпфирующей цепи). Типичные схемы снабберов и их особенности рассмотрены в табл. 3.

Конденсатор для указанных схем необходимо выбирать с хорошими высокочастотными характеристиками, высокими допустимыми импульсными токами и малым тангенсом угла потерь.

Сопротивление резистора зависит от емкости конденсатора  $C$  и частоты коммутации *IGBT*  $f_{sw}$ . Расчетные формулы для выбора мощности резисторов цепей снабберов, указанных в табл. 3. схем, имеют следующий вид  $P$ , Вт:

Схема 2,3 и 5:

$$P = 0,5Cf_{sw}\Delta U^2, \quad (2.33)$$

Схема 4:

$$P = 0,5Cf_{sw}(U + \Delta U)^2, \quad (2.34)$$

где  $U$  - напряжение коллектор-эмиттер в установившемся режиме, которое равно напряжению звена постоянного тока преобразователя системы АИН ШИМ (определяется в главе 2.1.2).

$\Delta U$  - перенапряжение (рис. 18).

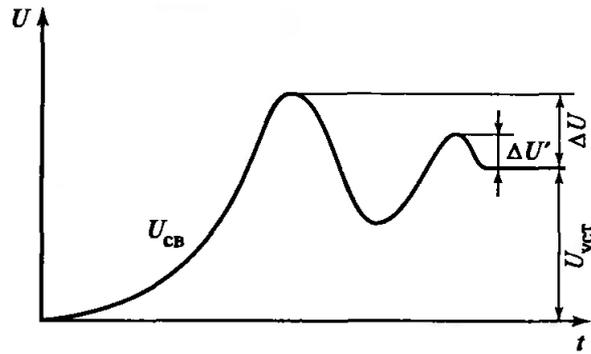


Рис. 18. Напряжение на коллекторе *IGBT* при его запирании

Отношение максимума тока через диод снаббера к среднему около  $(20 \div 50) : 1$ . Диод должен быть высокочастотным и со временем восстановления запирающих свойств  $t_{rr}$  не более 0,3 мкс.

Величина  $\Delta U$  зависит от многих факторов, но она не должна превышать 50-60 В. Так, для схем из табл. 3 можно отметить следующее:

- бросок напряжения  $\Delta U$  (рис. 18) при запирании модуля определяется как параметрами схемы, так и характеристиками *IGBT*, поэтому  $\Delta U$  не может быть выражен математически;

- $\Delta U$  зависит от индуктивности  $L_1$  проводов между электролитическим конденсатором и снаббером ( $L_1$  не должна быть более 50 нГн);

- $\Delta U$  существенно зависит от индуктивности  $L_2$  цепей снаббера ( $L_2$  не должна быть более 10 нГн);

- $\Delta U$  незначительно зависит от резистора  $R_g$  на входе затвора и от температуры;

- $\Delta U$  не определяется величиной емкости снаббера.

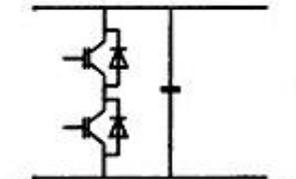
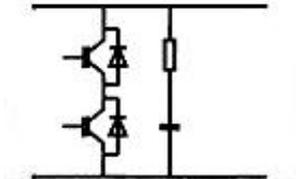
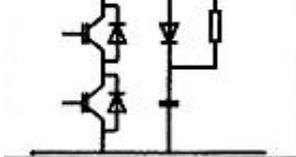
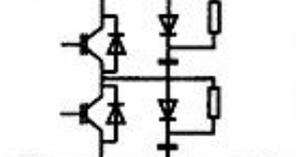
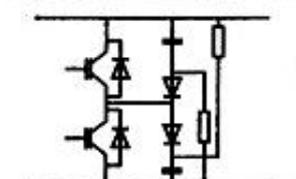
Следовательно, для ограничения  $\Delta U$  важно ограничить индуктивности  $L_1$  и  $L_2$  за счет ограничения длины проводов и их бифилярного монтажа.

Емкость конденсатора снаббера определяется величиной второго броска напряжения  $\Delta U'$  (рис. 18), который не должен превышать 20-25 В. Учитывая, что индуктивность проводов между электролитическим конденсатором и *IGBT* модулем  $L_1$ , отключаемый ток  $I_C$ , то выражение для расчета емкости представляется в виде  $C$ , Ф:

$$C \approx L_1 \left( \frac{I_C}{\Delta U'} \right)^2. \quad (2.35)$$

Хотя емкость конденсатора снаббера определяется величиной  $L_1$  и может быть рассчитана по (2.35), окончательно определить  $C$  можно, фактически установив модуль и определив перенапряжение. Типичное значение емкости снаббера составляет 1 мкФ на 100 А коммутируемого транзистором *IGBT* тока.

Таблица 3

	Схема	Особенности
1		<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Малое число элементов.</li> <li>2. Короткий провод снаббера.</li> <li>3. Большие пульсации тока через электролитический конденсатор.</li> </ol>
2		<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Малое число элементов.</li> <li>2. Более длинный провод снаббера, чем в схеме 1.</li> <li>3. Малые пульсации тока через электролитический конденсатор.</li> </ol>
3		<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Малое число элементов.</li> <li>2. Низкие потери мощности.</li> <li>3. Подходит для малой и средней емкости конденсатора.</li> </ol>
4		<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Большое число элементов.</li> <li>2. Большие потери мощности.</li> <li>3. Перенапряжения могут быть эффективно ограничены.</li> </ol>
5		<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Большое число элементов.</li> <li>2. Низкие потери мощности.</li> <li>3. Подходит для большой емкости конденсатора.</li> </ol>

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Проектирование электротехнических устройств. Учебное пособие / В.А. Анисимов, А.О. Горнов, В.В. Москаленко, В.Н. Остриров, А.А. Фролов. - М.: Изд-во МЭИ, 2001 – 128 с.
2. Электротехнический справочник: В 4 т. Т.4. Использование электрической энергии / Под общей редакцией профессоров МЭИ В.Г. Герасимова и др. – 8-е изд., испр. и доп. – М.: Изд-во МЭИ, 2002. – 696 с.