

Воронежский государственный технический университет  
Международный институт компьютерных технологий

А.К. Муконин, А.И. Шиянов

Частотные приводы с токовым управлением

Воронеж 2006

УДК 62-83:621.313.3

Муконин А.К., Шиянов А.И. Частотные приводы с токовым управлением. – Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2006. – 144с.

Излагаются вопросы построения частотно-регулируемых электроприводов с управлением координатами вектора тока статора двигателя. Исследуются возможности совершенствования характеристик приводов за счет несинусоидальности фазных токов при сохранении равномерности вращения магнитного поля. Рассмотрены различные варианты реализации преобразователей частоты.

Адресуется инженерным и научным работникам, занимающимся исследованием и проектированием электропривода, а также аспирантам и студентам электротехнических специальностей.

Табл. 3. Ил. 73. Библиогр.: 49 назв.

Научный редактор

Рецензенты

© Муконин А.К., Шиянов А.И., 2006

© Оформление. Воронежский государственный технический университет

© Оформление. Международный институт компьютерных технологий

## Предисловие

Как известно, дифференциальные уравнения двигателя переменного тока, записанные в так называемой фазовой системе координат, то есть выраженные через фазные напряжения и токи, содержат переменные коэффициенты, что затрудняет решение уравнений. Для избавления от переменных коэффициентов используют линейные преобразования уравнений, переходя к вращающейся, в общем случае, системе координат и вводя понятие векторов состояния электрической машины – векторов напряжений, токов, потокосцеплений и т.д. Полученные таким образом математические модели двигателя применяют для синтеза современных частотно-регулируемых электроприводов с векторно-матричными САП, в которых осуществляется управление теми или иными векторами состояния двигателя.

Выбор варианта математической модели двигателя и управляемых координат, а соответственно и получаемой затем структуры определяется множеством факторов, в частности типом двигателя, требованиями к электроприводу, наличием отработанных методик проектирования, опытом и пристрастиями проектировщиков. Несмотря на большое количество версий реализации частотных приводов можно уверенно выделить получившие весьма широкое распространение системы, в которых производится управление координатами вектора тока статора двигателя. Выбор вектора тока в качестве управляемой величины обусловлен прежде всего тем, что через координаты данного вектора относительно просто выражаются электромагнитный момент, магнитный поток, потери, и, соответственно, сравнительно простыми средствами реализуется система управления привода, осуществляющая регулирование момента и магнитного потока с минимизацией потерь. Кроме того, управляя вектором тока статора двигателя, весьма удобно ограничивать величину его фазных токов, обеспечивая защиту и двигателя, и преобразователя частоты.

К приводам с управляемыми координатами вектора тока статора можно отнести целый ряд известных систем, такие, например, как "TRANSVEKTOR", частотно-токовые приводы, множество других. Класс приводов с управляемыми координатами вектора тока можно обобщить названием "частотные приводы с токовым управлением".

К настоящему времени накоплен весомый опыт проектирования частотных приводов, определены типовые рациональные схемы систем управления и преобразователей частоты. Вместе с тем использование в процессе разработки лишь наиболее известных, ставших традиционными структур зачастую сужает возможности оптимального проектирования приводов.

В традиционных схемах современного частотного привода в двигателе с помощью преобразователя частоты формируются фазные токи, близкие к синусоидальным. В этом случае в двигателе образуется круговое равномерно вращающееся магнитное поле, что обеспечивает равномерность вращения привода. В то же время круговое поле в машине с числом фаз большим двух может быть создано и при несинусоидальных токах, например, при однополярных токах кусочно-синусоидальной формы [11]. Преобразовательная часть привода с однополярными токами реализуется более простой и надежной, чем в приводе с синусоидальными токами.

Одна из особенностей данной работы состоит в исследовании возможностей совершенствования характеристик частотных приводов за счет несинусоидальности фазных токов.

Обычно при выборе математической модели двигателя предпочтение отдается вариантам, удобным для анализа электромеханических переходных процессов и имеющим минимальное число регулируемых переменных и перекрестных связей, в связи с чем трехфазную машину сводят при моделировании к двухфазной. Данный прием, однако, возможен лишь для случая, когда фазные токи синусоидальны. В соответствии с этим в работе потребовалось определение математических моделей  $m$ -фазной машины, учитывающих возможную несинусоидальность фазных токов.

В работе определены рациональные формы токов, обеспечивающие уменьшение амплитуды токов, минимизацию потерь в элементах электропривода, рассмотрены вопросы построения схем приводов с токовым управлением, реализации преобразователей частоты.

Монография написана на основании исследований, выполненных в Воронежском государственном техническом университете. В работе п.1.3, 3.2 написаны А.И. Шияновым, п.1.1,1.2 – совместно А.И. Шияновым и А.К.Мукониным, остальное – А.К. Мукониным.

# 1. МАШИНА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА КАК ОБЪЕКТ УПРАВЛЕНИЯ

## 1.1. Общие положения

В частотном электроприводе применяются как синхронные, так и асинхронные двигатели различных модификаций. В данной работе рассматриваются приводы с двигателями, питаемыми преобразователем частоты со стороны статора. К таким машинам отнесены асинхронные двигатели (АД) с короткозамкнутым (КЗ) ротором и синхронные двигатели (СД) с возбуждением от постоянных магнитов или с электромагнитным возбуждением. Вместе с тем многие из полученных результатов могут быть распространены и на частотные приводы с машинами других типов, например, с двигателями двойного питания или СД обращенной конструкции.

Одним из этапов как анализа так и синтеза частотного привода является выбор целесообразной математической модели двигателя переменного тока. Вариант модели зависит от множества факторов и, в частности, от вида выбираемых входных и выходных величин.

В теории электропривода используется весьма удобный прием умозрительного разделения двигателя на электромеханический преобразователь (ЭМП) – идеализированный двигатель, не имеющий момента инерции и механических потерь, и ротор двигателя (РД) как реальное механическое звено - рис. 1.1.

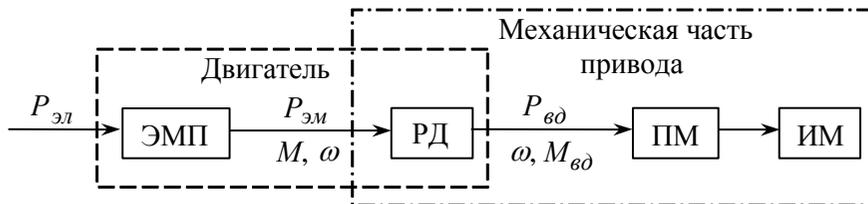


Рис. 1.1. Обобщенная структура двигателя и механической части привода

На вход ЭМП поступает электрическая мощность  $P_{эл}$ , а с выхода снимается механическая мощность  $P_{эм}$ , характеризующаяся электромагнитным моментом  $M$  и скоростью  $\omega$ . Мощность на выходном валу двигателя  $P_{вд}$  определяется скоростью  $\omega$  и моментом на

валу  $M_{\text{ед}}$ . Ротор двигателя, передаточный ПМ и исполнительный ИМ механизмы образуют механическую часть привода.

Во многих случаях управляемой величиной является скорость, которая определяется не только параметрами двигателя, но и механической частью. Механическая часть привода может быть весьма сложной и описываться сложными уравнениями. В простейшем случае при однокоординатном механизме и жестких связях механическую часть привода можно свести к одномассовой системе с приведенным к валу двигателя моментом инерции  $J$ . Если  $J$  не зависит от угла поворота или времени, уравнение движения привода записывается как

$$M - M_c = J \, d\omega/dt, \quad (1.1)$$

где  $M_c$  – момент нагрузки.

Уравнению (1.1) соответствует структурная схема, изображенная на рис. 1.2, где  $p = \frac{d}{dt}$  – оператор дифференцирования. На вход схемы поступает электромагнитный момент с выхода электромеханического преобразователя.

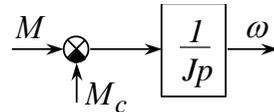


Рис. 1.2. Простейшая структурная схема механической части привода

В связи с тем, что механическая часть привода может быть разной, целесообразно в качестве основы математической модели двигателя рассматривать модель электромеханического преобразователя ЭМП, выходной величиной которого является электромагнитный момент, – рис. 1.3, а.

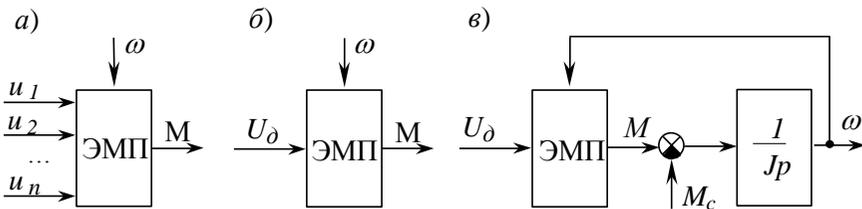


Рис. 1.3. К определению входных и выходных координат ЭМП и механической части привода

Так как реально обмотки двигателя питаются не от источников тока, а от источников напряжений, в качестве входных координат ЭМП выбраны напряжения  $u_1 - u_n$  его  $n$  обмоток. Для компактности изображения входные напряжения могут быть представлены в виде вектора напряжений  $\vec{U}_\partial$  – рис. 1.3, б. Электромагнитный момент зависит не только от напряжений, но и от скорости, что отражено на рис. 1.3, а, б наличием входной величины  $\omega$ .

При построении структурных схем привода нередко к выходу модели ЭМП присоединяют схему механической части – рис. 1.3, в.

В процессе разработки математической модели любого объекта он подвергается определенной идеализации за счет неучета в его уравнениях второстепенных зависимостей. В теории электрических машин и электропривода широко используется понятие идеализированной машины, которая характеризуется следующими основными допущениями: магнитодвижущие силы (МДС) обмоток распределены в пространстве по синусоидальному закону; отсутствуют насыщение магнитной цепи, гистерезис, потери в стали и эффект вытеснения тока в меди обмоток; фазные обмотки симметричны; индуктивные сопротивления рассеяния не зависят от углового положения ротора.

Ниже в работе рассматриваются уравнения идеализированной машины.

Допущение синусоидальности распределения МДС позволяет использовать такие понятия как «ось обмотки» или «ось фазы», «вектор фазной МДС обмотки», «вектор результирующей МДС».

Уравнения, связывающие входные и выходные координаты ЭМП, могут быть записаны в различной форме. Один из возможных вариантов – выражения (1.2) – (1.5).

Уравнение электромагнитного момента

$$M = \partial W_m / \partial \varphi, \quad (1.2)$$

где  $W_m$  – энергия магнитного поля;  $\varphi$  – угловое перемещение.

Для машин с  $n$  обмотками статора и ротора и отсутствии постоянных магнитов

$$W_m = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \psi_i \cdot i_i, \quad (1.3)$$

где  $\psi_i$ ,  $i_i$  – потокосцепление и ток  $i$ -й обмотки.

Потокосцепления  $\psi_i$  могут быть выражены через токи и коэффициенты само- и взаимной индукции

$$\psi_i = \sum_{j=1}^n l_{ij} \cdot i_j . \quad (1.4)$$

Уравнение равновесия напряжений

$$u_i = r_i \cdot i_i + d\psi_i / dt . \quad (1.5)$$

Коэффициенты  $l_{ij}$  в общем случае зависят от углового положения  $\varphi$ . Их уравнения определяются конкретным типом машины.

В теории электропривода широко используется математическая модель идеализированной двухфазной обобщенной машины /18/, схему которой можно представить в виде рис. 1.4.

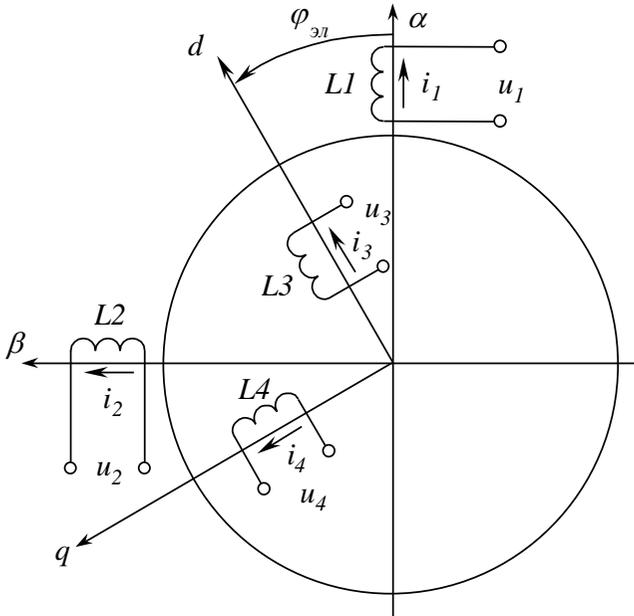


Рис. 1.4. Схема обобщенной двухфазной машины

Машина имеет двухфазные статорную  $L1, L2$  и роторную  $L3, L4$  обмотки. Оси обмоток статора  $\alpha, \beta$  и ротора  $d, q$  сдвинуты в пространстве на 90 электрических градусов. Соответственно в электрических градусах измеряется и угол  $\varphi_{эл}$  между осями обмоток  $L1, L3$ .

Угол поворота ротора  $\varphi$  связан с  $\varphi_{эл}$  числом пар полюсов  $z_p$

$$\varphi_{эл} = \varphi \cdot z_p. \quad (1.6)$$

Термин «*обобщенная машина*» используется, прежде всего, потому, что такой моделью представляются машины разного типа – как синхронные, так и асинхронные. Кроме того, во многих случаях статорные и роторные обмотки с большим двух числом фаз могут быть сведены к двухфазным обмоткам.

Так, к примеру, сведение короткозамкнутой обмотки роторов АД и СД к эквивалентной двухфазной является классическим приемом /19/. Трехфазные статорные и роторные обмотки при отсутствии так называемых нулевых составляющих тока (синусоидальности фазных токов) также сводятся к двухфазным /18, 19, 42/.

Следует также отметить, что в электроприводе находят применение и собственно двухфазные машины. К примеру в частотных приводах российского производства серии ЭТА1 используется двухфазный АД с КЗ ротором. В приводах малой мощности нередко применяются синхронные двигатели с двухфазной статорной обмоткой, например серии ДБМ.

Рассматриваемая модель может быть использована и для синхронной машины с возбуждением от постоянных магнитов. В этом случае считают, что магнитный поток возбуждения создается роторной обмоткой, питаемой от источника тока.

Двухфазные модели СД и АД с короткозамкнутым ротором являются частными случаями обобщенной двухфазной машины. Модель АД при этом имеет двухфазную статорную обмотку  $L1, L2$ , питаемую напряжениями  $u_1, u_2$ , и замкнутые накоротко обмотки ротора  $L3, L4$  – рис. 1.5.

Для замкнутых систем частотных приводов используются СД без короткозамкнутой обмотки на роторе, поэтому модель СД с электромагнитным возбуждением имеет двухфазную статорную обмотку  $L1, L2$  и одну обмотку возбуждения  $L3$  с напряжением возбуждения  $u_6 = u_3$  – рис. 1.6. В модели СД с возбуждением от постоянных магнитов обмотка  $L3$  питается постоянным током  $i_6 = i_3 = const$ .

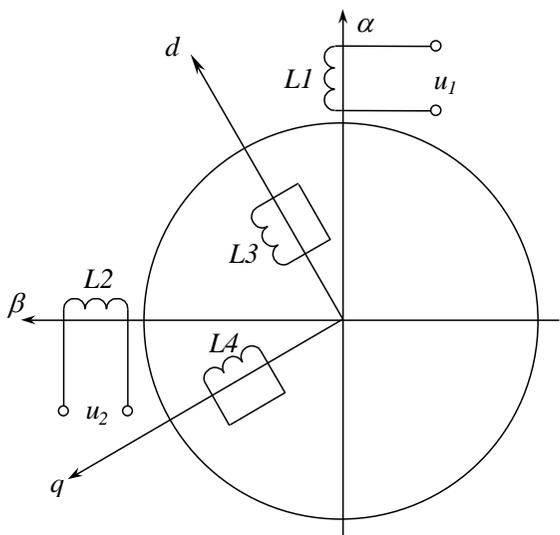


Рис. 1.5. Двухфазная модель АД с КЗ ротором

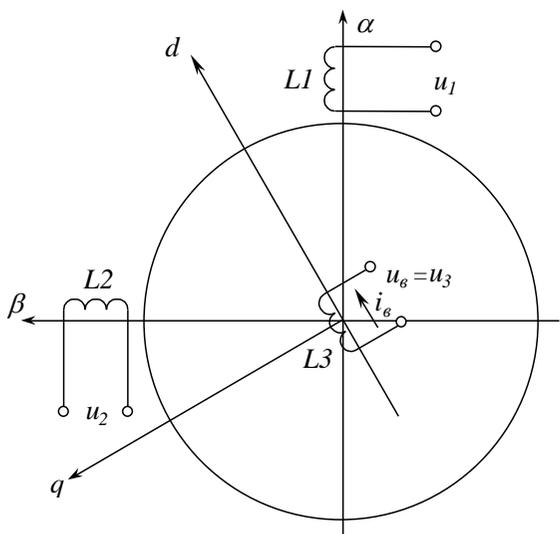


Рис. 1.6. Двухфазная модель СД

Обобщая рис. 1.5, 1.6, можно определить входные и выходные координаты двухфазного электромеханического преобразователя (ДЭМП) – рис. 1.7, а.

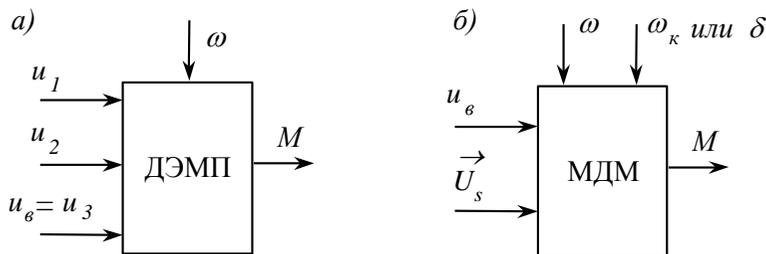


Рис. 1.7. Входные и выходные координаты двухфазного ЭМП

Уравнения для коэффициентов само- и взаимной индукции  $l_{ij}$  обобщенной двухфазной машины (рис. 1.4) с явновыраженными полюсами статора получены, например, в /18/. Ввиду относительной громоздкости упомянутые уравнения здесь не приводятся.

Уравнения для коэффициентов обобщенной двухфазной неявнополюсной машины, представленные в /18/, можно записать в виде (1.7) – (1.9).

Коэффициенты самоиндукции неявнополюсной машины не зависят от положения ротора

$$\begin{aligned} l_{11} = l_{22} = l_1 = const; \\ l_{33} = l_{44} = l_3 = const. \end{aligned} \quad (1.7)$$

Так как угол между осями обмоток статора и ротора равен  $90^\circ$ , взаимной индуктивности

$$l_{12} = l_{21} = l_{34} = l_{43} = 0. \quad (1.8)$$

Коэффициенты взаимной индукции между статорными и роторной обмотками зависят от угла поворота ротора

$$\begin{aligned} l_{13} = l_{31} = l_2 \cdot \cos\varphi_{эл}; \\ l_{14} = l_{41} = -l_2 \cdot \sin\varphi_{эл}; \\ l_{24} = l_{42} = l_2 \cdot \cos\varphi_{эл}; \\ l_{23} = l_{32} = l_2 \cdot \sin\varphi_{эл}, \end{aligned} \quad (1.9)$$

где  $l_2 = const$ .

В машине с явновыраженными полюсами ротора от угла  $\varphi$  зависят также и коэффициенты самоиндукции обмоток статора.

Из приведенного следует, что уравнения машин переменного тока в фазовой системе координат содержат переменные коэффициенты. Для избавления от переменных коэффициентов применяют линейные преобразования уравнений, переходя к вращающейся, в общем случае, системе координат. При использовании линейных преобразований вводятся понятия векторов состояния электрической машины – векторов напряжений, токов, потокосцеплений.

В результате линейных преобразований уравнений двухфазного электромеханического преобразователя можно получить модель двухфазной машины (МДМ), состав входных величин которой отражен на рис. 1.7, б. В отличие от рис. 1.7, а на входы МДМ поступают не фазные напряжения статора  $u_1$  и  $u_2$ , а координаты вектора напряжения статора  $\vec{U}_s$ . В общем случае входной величиной МДМ является также информация о скорости вращения системы координат  $\omega_k$  или положении системы координат  $\delta$ .

Модель двухфазной машины широко используется при синтезе частотных электроприводов. Применяются различные модификации МДМ, отличающиеся ориентацией системы координат и типом координат – полярных или ортогональных. Ряд вариантов МДМ приводится, например, в /42/.

Многофазная машина может быть сведена к МДМ лишь при условии синусоидальности фазных токов. Структура модели  $m$ -фазной машины, учитывающей возможную несинусоидальность фазных токов, приведена на рис. 1.8.

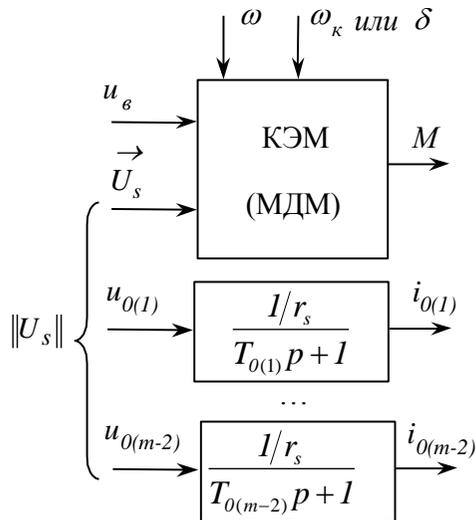


Рис. 1.8. Структура  $m$ -фазного ЭМП

Схема содержит контур электромагнитного момента **КЭМ** и  $(m-2)$  одномерных контура нулевых составляющих тока  $i_{0(1)} - i_{0(m-2)}$ . Контур электромагнитного момента можно также назвать моделью двухфазной машины (**МДМ**).

Вектор напряжений статора  $\vec{U}_s$  и нулевые составляющие  $i_{0(1)} - i_{0(m-2)}$  образуют *полный вектор напряжений статора*  $\|U_s\|$ . Каналы формирования нулевых составляющих тока, представляющие собой аperiodические звенья, не связаны с контуром электромагнитного момента.

Доказательство возможности представления  $m$ -фазной машины в виде структуры, показанной на рис. 1.8, приводится ниже.

## 1.2. Общие сведения о преобразованиях координат

Линейные преобразования уравнений машины переменного тока заключаются в замене фазовых переменных новыми, линейно связанными с исходными. Так, к примеру, вместо  $n$  фазных токов двигателя  $i_j - i_n$  можно ввести  $n$  токов  $I_j - I_n$ , связанных с исходными токами уравнениями прямого преобразования координат:

$$I_i = \sum_{j=1}^n q_{ij} \cdot i_j, \quad (1.10)$$

где  $q_{ij}$  – коэффициенты линейного преобразования.

Выбирая определенным образом коэффициенты  $q_{ij}$ , можно существенно упростить уравнения.

Уравнения двигателя и уравнения преобразований координат часто представляют в матричной форме, причем обычно отдельно записывают уравнения для статорной и роторной цепей. К примеру выражение (1.10) может быть записано как:

$$\|I_s\| = \|M_{ns}\| \cdot \|i_s\|, \quad (1.11)$$

$$\|I_r\| = \|M_{nr}\| \cdot \|i_r\|, \quad (1.12)$$

где  $\|I_s\|$ ,  $\|I_r\|$  – матрицы вводимых токов;  $\|i_s\|$  и  $\|i_r\|$  – матрицы фазных токов, соответственно, статора и ротора;  $\|M_{\Pi s}\|$  и  $\|M_{\Pi r}\|$  – матрицы прямого преобразования координат для статорных и роторных величин.

Для машины, имеющей  $m$  обмоток статора,

$$\|I_s\| = \begin{Bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \dots \\ I_m \end{Bmatrix}, \quad (1.13) \quad \|i_s\| = \begin{Bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \dots \\ i_m \end{Bmatrix}, \quad (1.14)$$

$$\|I_r\| = \begin{Bmatrix} I_{m+1} \\ I_{m+2} \\ \dots \\ I_n \end{Bmatrix}, \quad (1.15) \quad \|i_r\| = \begin{Bmatrix} i_{m+1} \\ i_{m+2} \\ \dots \\ i_n \end{Bmatrix}, \quad (1.16)$$

где  $n$  – общее число обмоток машины.

Для перехода от введенных координат к исходным используют уравнения обратного преобразования координат. Упомянутые уравнения для токов в матричной форме можно записать как

$$\|i_s\| = \|M_{os}\| \cdot \|I_s\|, \quad (1.17)$$

$$\|i_r\| = \|M_{or}\| \cdot \|I_r\|, \quad (1.18)$$

где  $\|M_{os}\|$ ,  $\|M_{or}\|$  – матрицы обратного преобразования координат.

Матрицы  $\|M_{os}\|$  и  $\|M_{or}\|$  – транспонированные матрицы относительно  $\|M_{\Pi s}\|$  и  $\|M_{\Pi r}\|$ .

Аналогично записываются уравнения преобразований координат для напряжений, потокосцеплений, МДС. К примеру, уравнения прямого преобразования координат

$$\|U_s\| = \|M_{\Pi s}\| \cdot \|u_s\|, \quad (1.19)$$

$$\|\Psi_s\| = \|M_{\Pi s}\| \cdot \|\psi_s\|, \quad (1.20)$$

$$\|F_s\| = \|M_{\Pi s}\| \cdot \|f_s\|, \quad (1.21)$$

$$\|U_r\| = \|M_{\text{пр}}\| \cdot \|u_r\|, \quad (1.22)$$

$$\|\Psi_r\| = \|M_{\text{пр}}\| \cdot \|\psi_r\|, \quad (1.23)$$

$$\|F_r\| = \|M_{\text{пр}}\| \cdot \|f_r\|. \quad (1.24)$$

Уравнения в виде (1.10) зачастую более наглядны, а в матричной форме – более компактны. Ниже будут использованы оба варианта записи.

Для получения уравнений преобразований координат и для анализа процессов в приводе удобно использовать геометрические представления. Рассмотрим вначале преобразования координат для обобщенной двухфазной машины (см. рис. 1.4).

Геометрическую интерпретацию преобразований координат целесообразно начать с МДС, так как фазные МДС в общей теории электрических машин рассматриваются как векторы  $\vec{f}_i$ , направленные по оси  $i$ -й обмотки, причем модули  $f_i$  данных векторов пропорциональны фазным токам  $i_i$ .

Вектор результирующей МДС статора  $\vec{F}_s$  равен сумме векторов фазных МДС  $\vec{f}_1$  и  $\vec{f}_2$ , создаваемых токами  $i_1$ ,  $i_2$  и направленных по осям  $\alpha$ ,  $\beta$  статора, а вектор МДС ротора  $\vec{F}_r$  равен сумме векторов фазных МДС  $\vec{f}_3$  и  $\vec{f}_4$ , направленных по осям  $d$ ,  $q$  ротора – рис. 1.9.

Модули  $f_1$ ,  $f_2$  векторов  $\vec{f}_1$ ,  $\vec{f}_2$  можно считать ортогональными координатами вектора  $\vec{F}_s$  в системе неподвижных осей  $\alpha$ ,  $\beta$ , соответственно  $f_3$ ,  $f_4$  – ортогональные координаты вектора  $\vec{F}_r$  в системе вращающихся осей  $d$ ,  $q$ .

Аналогично вводятся понятия других векторов состояния электрической машины, например векторов

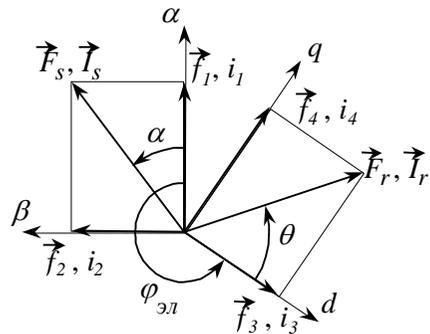


Рис. 1.9. К понятию о векторах МДС и токах

тока статора  $\vec{I}_s$ , и ротора  $\vec{I}_r$ , ортогональными координатами которых в осях соответственно  $\alpha, \beta$ , и  $d, q$  являются фазные токи  $i_1, i_2$  и  $i_3, i_4$  – рис. 1.9. Рассматриваются также векторы напряжений  $\vec{U}_r$ ,  $\vec{U}_s$  и потокосцеплений  $\vec{\Psi}_r, \vec{\Psi}_s$ .

Так как фазные МДС пропорциональны фазным токам, направления соответствующих векторов МДС и векторов токов совпадают – рис.1.9.

Векторы состояния можно характеризовать и полярными координатами. Например, для вектора  $\vec{F}_s$  полярными координатами являются модуль  $F_s$  и аргумент  $\alpha$ , связанные с ортогональными координатами выражениями:

$$\left. \begin{aligned} F_s &= \sqrt{f_1^2 + f_2^2}; \\ \alpha &= \arctg \frac{f_2}{f_1} = \arctg \frac{i_2}{i_1}. \end{aligned} \right\} \quad (1.25)$$

Из вышеприведенного следует, что в фазовых координатах статорные переменные определяются в неподвижной системе координат, а роторные – во вращающейся. Для избавления от переменных коэффициентов в уравнениях двигателя необходимо перейти к одной системе координат, в общем случае вращающейся со скоростью  $\omega_k$ .

Для преобразования уравнений обобщенной двухфазной машины к произвольно ориентированной системе координат  $u, v$  рассмотрим рис. 1.10.

Ось  $u$  смещена относительно оси  $\alpha$  на угол  $\delta$ , в общем случае изменяющийся во времени. Ортогональные координаты  $I_u, I_v$  вектора  $\vec{I}_s$  в системе осей  $u, v$  можно получить как сумму проекций величин  $i_1, i_2$  на оси  $u, v$  (рис. 1.10, а):

$$\left. \begin{aligned} I_u &= I_1 = i_1 \cdot \cos\delta + i_2 \cdot \sin\delta; \\ I_v &= I_2 = -i_1 \cdot \sin\delta + i_2 \cdot \cos\delta. \end{aligned} \right\} \quad (1.26)$$

Для сохранения удобной цифровой индексации полученные координаты  $I_u, I_v$  обозначены также как  $I_1, I_2$ .

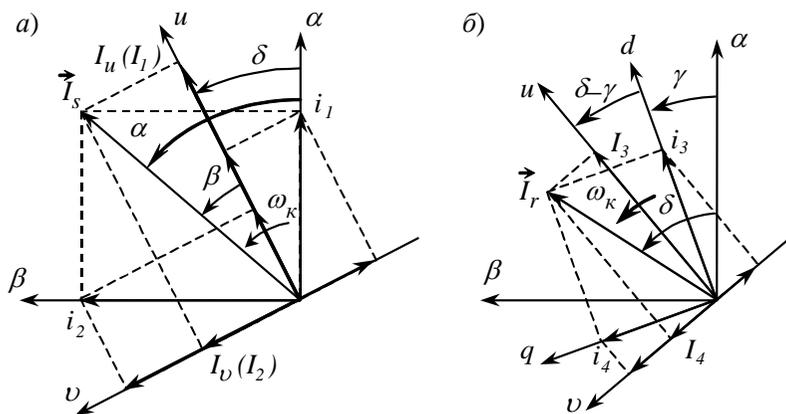


Рис. 1.10. К получению уравнений преобразований координат для токов статора (а) и ротора (б)

Формулы (1.26) являются уравнениями прямого преобразования координат для токов статора. При этом матрица прямого преобразования координат

$$\|M_{пс}\| = \begin{vmatrix} \cos\delta & \sin\delta \\ -\sin\delta & \cos\delta \end{vmatrix}. \quad (1.27)$$

В матричной форме уравнение (1.26) может быть записано как (1.11), где  $\|M_{пс}\|$  определяется по (1.27).

Аналогичным образом выражаются уравнения прямого преобразования координат для напряжений (1.19) и потокосцеплений (1.20).

Ортогональные координаты  $I_3$ ,  $I_4$  вектора тока ротора  $\vec{I}_r$  определяются как сумма проекций величин  $i_3$ ,  $i_4$  на оси  $u$ ,  $v$  (рис. 1.10, б):

$$\left. \begin{aligned} I_3 &= i_3 \cdot \cos(\delta - \gamma) + i_4 \cdot \sin(\delta - \gamma); \\ I_4 &= -i_3 \cdot \sin(\delta - \gamma) + i_4 \cdot \cos(\delta - \gamma). \end{aligned} \right\} \quad (1.28)$$

Соответственно матрица

$$\|M_{пр}\| = \begin{vmatrix} \cos(\delta - \gamma) & \sin(\delta - \gamma) \\ -\sin(\delta - \gamma) & \cos(\delta - \gamma) \end{vmatrix}. \quad (1.29)$$

Уравнения обратного преобразования координат для токов можно получить, выразив  $i_1$ ,  $i_2$  и  $i_3$ ,  $i_4$  через проекции координат  $I_u$ ,  $I_v$  и  $I_3$ ,  $I_4$  на оси, соответственно,  $\alpha$ ,  $\beta$  и  $d$ ,  $q$ :

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= I_u \cdot \cos\delta - I_v \cdot \sin\delta; \\ i_2 &= I_u \cdot \sin\delta + I_v \cdot \cos\delta; \end{aligned} \right\} \quad (1.30)$$

$$\left. \begin{aligned} i_3 &= I_3 \cdot \cos(\delta - \gamma) + I_4 \cdot \sin(\delta - \gamma); \\ i_4 &= I_3 \cdot \sin(\delta - \gamma) - I_4 \cdot \cos(\delta - \gamma). \end{aligned} \right\} \quad (1.31)$$

Для перехода от ортогональных координат вектора тока к полярным можно воспользоваться уравнениями, аналогичными (1.25).

Уравнения перехода от полярных координат, например, вектора тока статора, к фазным токам (формулу обратного преобразования координат) можно получить также с помощью рис. 1.10,а:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= I_s \cdot \cos\alpha = I_s \cdot \cos(\delta + \beta); \\ i_2 &= I_s \cdot \sin\alpha = I_s \cdot \sin(\delta + \beta). \end{aligned} \right\} \quad (1.32)$$

где  $\alpha$  – угловое положение вектора тока статора относительно неподвижной оси  $\alpha$ ;  $\beta$  – угловое положение вектора  $\vec{I}_s$  относительно оси  $u$ .

Осуществив преобразования координат над выражением (1.5) для обобщенной двухфазной машины и выразив (1.2) – (1.4) через преобразованные величины, можно получить уравнения упомянутой машины в системе координат  $u$ ,  $v$ . Данные уравнения, представленные, например, в [18], могут быть записаны в виде :

$$\left. \begin{aligned} U_u &= U_1 = I_u \cdot r_s + d\Psi_u/dt - \omega_k \cdot \Psi_v; \\ U_v &= U_2 = I_v \cdot r_s + d\Psi_v/dt + \omega_k \cdot \Psi_u; \end{aligned} \right\} \quad (1.33)$$

$$\left. \begin{aligned} U_3 &= I_3 \cdot r_r + d\Psi_3/dt - (\omega_k - \omega_{эл}) \cdot \Psi_4; \\ U_4 &= I_4 \cdot r_r + d\Psi_4/dt + (\omega_k - \omega_{эл}) \cdot \Psi_3; \end{aligned} \right\} \quad (1.34)$$

$$M = Z_p \cdot (\Psi_u \cdot I_v - \Psi_v \cdot I_u). \quad (1.35)$$

где  $r_s$ ,  $r_r$  – активные сопротивления соответственно фазы статора и ротора,  $\omega_k$  – скорость системы координат.

Осуществив операцию прямого преобразования координат над (1.4), можно получить формулы для  $\Psi_u$ ,  $\Psi_v$ , выразив их через  $I_u$ ,  $I_v$  и некие новые индуктивности. Ввиду относительной громоздко-

сти данных уравнений для обобщенной машины более целесообразно получать их для каждого конкретного двигателя – асинхронного или синхронного.

Применительно к задачам данной работы в соответствии с рис. 1.7 и (1.33)–(1.35) структурную схему электромеханического преобразователя, обобщающего АД с КЗ ротором и СД, можно представить в виде рис. 1.11.

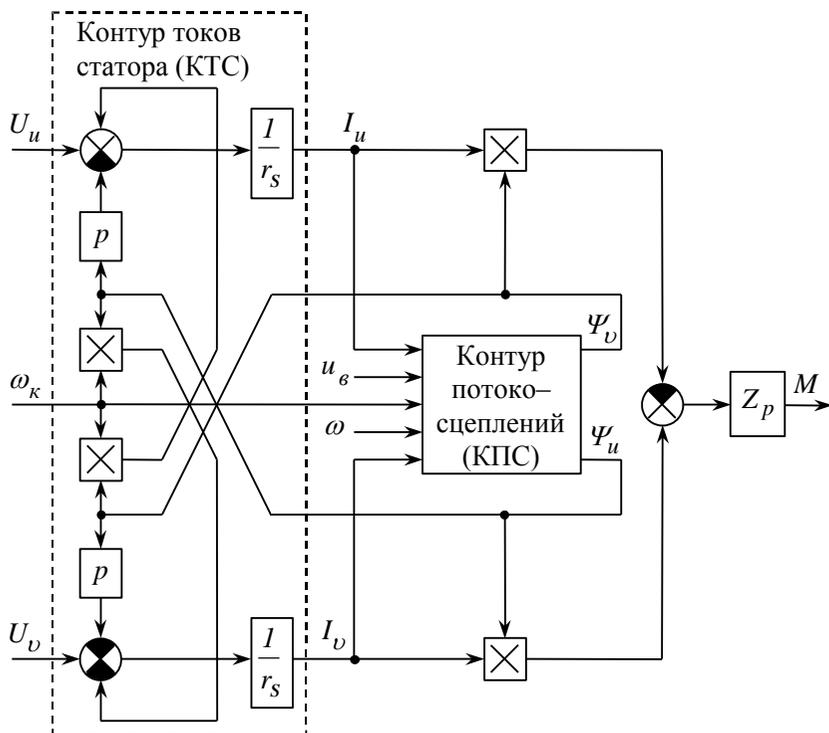


Рис. 1.11. Структурная схема обобщенного двухфазного ЭМП

В схеме выделены контур токов статора **КТС** и контур потоко-сцеплений **КПС**, на входы которого поступают скорости вращения системы координат  $\omega_k$  и ротора двигателя  $\omega$ , а также напряжение возбуждения  $u_e$ . Структура контура потоко-сцеплений зависит от типа двигателя и от выбранной ориентации системы координат. Для

синхронных двигателей применяют систему осей  $d, q$ , жестко связанных с ротором. Это обусловлено в первую очередь тем, что в уравнениях синхронной машины с явновыраженными полюсами ротора удастся избавиться от переменных коэффициентов лишь при использовании координат  $d, q$ .

Кроме того, удобством использования осей  $d, q$  является то, что вводимое напряжение  $U_3$  равно напряжению возбуждения  $u_6$ . Цепь возбуждения СД питают постоянным напряжением. В случае применения осей координат, вращающихся не синхронно с ротором, напряжение  $U_3$  будет переменным.

В качестве наиболее простого примера рассмотрим структуру контура потокосцеплений неявнополюсного СД с одной обмоткой возбуждения (см. рис. 1.6). В осях  $d, q$  потокосцепления СД с учетом (1.7), (1.9):

$$\begin{aligned}\Psi_1 &= \Psi_d = \Psi_u = L_d \cdot I_d + L_2 \cdot I_6; \\ \Psi_2 &= \Psi_q = \Psi_v = L_d \cdot I_q; \\ \Psi_3 &= L_6 \cdot I_6 + L_2 \cdot I_d,\end{aligned}\tag{1.36}$$

где  $L_d = l_1$ ;  $L_2 = l_2$ ;  $L_6 = l_3$ ;  $i_6 = i_3 = I_3$  – ток возбуждения;  $I_d = I_1 = I_u$ ;  $I_q = I_2 = I_v$ .

В связи с тем, что в осях  $d, q$   $\omega_k = \omega_{эл}$ , и с учетом (1.34), (1.36) структуру контура потокосцеплений неявнополюсного СД можно представить в виде рис. 1.12, а, где  $\Psi_6$  – потокосцепление, создаваемое потоком возбуждения,  $r_6$  – сопротивление обмотки возбуждения.

Контур потокосцеплений СД с возбуждением от постоянных магнитов изображен на рис. 1.12, б.

Несложно показать, что электромагнитный момент неявнополюсного СД не зависит от продольной составляющей тока статора  $I_d$  и может быть выражен как:

$$M = I_q \cdot \Psi_6 \cdot Z_p.\tag{1.37}$$

Структурная схема СД с явновыраженными полюсами ротора приведена, например, в /42/.

Переменные коэффициенты в уравнениях АД устраняются при любой ориентации системы координат. Весьма удобной является система осей  $x, y$ , вращающихся с синхронной скоростью.

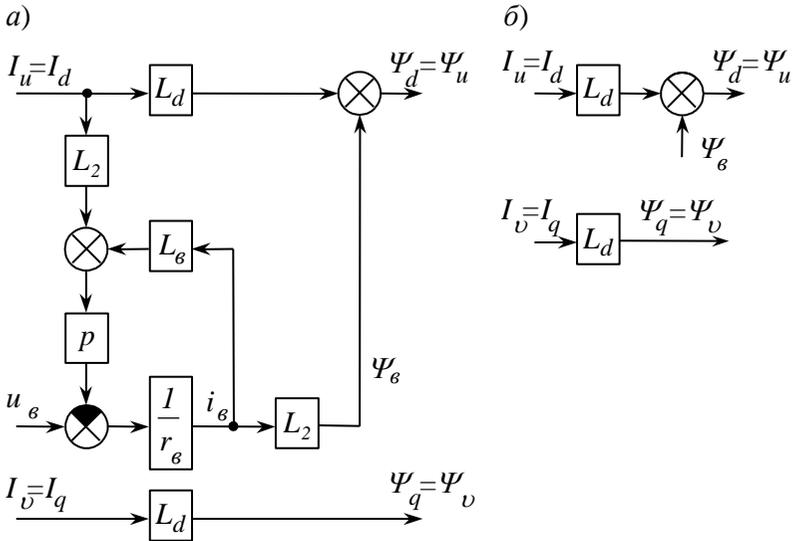


Рис. 1.12. Структурные схемы контура потокоцеплений неявнополюсного СД

В установившемся режиме работы координаты векторов состояния АД в осях  $x, y$  постоянны, что является неоспоримым преимуществом.

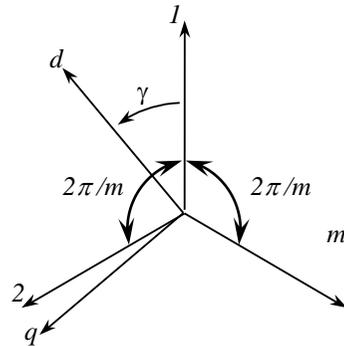
Оси  $x, y$  могут быть привязаны к какому-либо вектору состояния машины. К примеру, в [42] приведены шесть вариантов структурных схем АД, полученных при ориентации координат по векторам напряжений статора и ротора  $\vec{U}_s, \vec{U}_r$ , токов статора и ротора  $\vec{I}_s, \vec{I}_r$ , потокоцеплений  $\vec{\Psi}_s, \vec{\Psi}_r$ .

При условии синусоидальности фазных токов схемой на рис. 1.11 могут быть представлены машины с любым числом фаз. Особенности математических моделей  $m$ -фазных машин ( $m$  – число фаз статора), учитывающих возможную несинусоидальность фазных токов рассматриваются ниже.

### 1.3. Преобразования координат для многофазной машины

Линейные преобразования уравнений трехфазной машины приводятся в большом количестве работ, например в /18, 19, 42/. Вариант преобразований координат  $m$ -фазной машины представлен в /47/.

Рассмотрим обобщенную идеализированную машину, имеющую  $m$  обмоток на статоре ( $m \geq 3$ ), а также обмотку возбуждения и две эквивалентные короткозамкнутые обмотки на явнополюсном роторе. Расположение осей машины выберем в соответствии с рис. 1.13, где:  $1, 2, \dots, m$  – оси фазных обмоток статора;  $d, q$  – продольная и поперечная оси ротора;  $\gamma$  – угол между осью первой обмотки статора и осью  $d$  ротора. Угол между соседними



осями обмоток равен  $2\pi/m$ , ось обмотки возбуждения совпадает с осью  $d$ , оси эквивалентных короткозамкнутых обмоток ротора совпадают с осями  $d, q$ .

Рис. 1.13. Расположение осей многофазной машины

Для  $m$ -фазной машины также справедливы уравнения (1.1)–(1.6), (1.10)–(1.24).

В уравнении (1.5) можно выделить отдельно уравнения равновесия напряжений статорной и роторной цепей, записав их в матричной форме:

$$\|u_s\| = r_s \cdot \|i_s\| + d\|\psi_s\|/dt; \quad (1.38)$$

$$\|u_r\| = \|r_r\| \cdot \|i_r\| + d\|\psi_r\|/dt, \quad (1.39)$$

где  $r_s$  – активное сопротивление фазы статора;  $\|u_s\|$ ,  $\|u_r\|$ ,  $\|i_s\|$ ,  $\|i_r\|$ ,  $\|\psi_s\|$ ,  $\|\psi_r\|$  – матрицы мгновенных значений напряжений, токов и потокосцеплений статора и ротора;  $\|r_r\|$  – матрица активных сопротивлений ротора.

Коэффициентами матриц  $\|u_s\|$ ,  $\|i_s\|$ ,  $\|\psi_s\|$  являются мгновенные значения фазных напряжений, токов и потокосцеплений статора. Например, для  $\|i_s\|$  справедливо выражение (1.14).

Матрицы переменных роторной цепи:

$$\left. \begin{aligned} \|u_r\| &= \begin{vmatrix} u_\epsilon \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}, \|i_r\| = \begin{vmatrix} i_\epsilon \\ i_{\epsilon d} \\ i_{\epsilon q} \end{vmatrix}, \|\psi_r\| = \begin{vmatrix} \psi_\epsilon \\ \psi_{\epsilon d} \\ \psi_{\epsilon q} \end{vmatrix}, \\ \|r_r\| &= \begin{vmatrix} r_\epsilon & 0 & 0 \\ 0 & r_{\epsilon d} & 0 \\ 0 & 0 & r_{\epsilon q} \end{vmatrix}, \end{aligned} \right\} \quad (1.40)$$

где  $u_\epsilon$ ,  $i_\epsilon$ ,  $\psi_\epsilon$ ,  $r_\epsilon$  – напряжение, ток, потокосцепление и сопротивление обмотки возбуждения;  $i_{\epsilon d}$ ,  $i_{\epsilon q}$ ,  $\psi_{\epsilon d}$ ,  $\psi_{\epsilon q}$ ,  $r_{\epsilon d}$ ,  $r_{\epsilon q}$  – токи, потокосцепления и сопротивления эквивалентных короткозамкнутых обмоток ротора.

Для потокосцепления  $\psi_i$   $i$ -й фазы статора справедливо выражение:

$$\psi_i = \sum_{j=1}^m l_{ij} \cdot i_j + l_{i\epsilon} \cdot i_\epsilon + l_{i\epsilon d} \cdot i_{\epsilon d} + l_{i\epsilon q} \cdot i_{\epsilon q}, \quad (1.41)$$

где  $l_{ij}$  – коэффициенты самоиндукции и взаимной индукции обмоток статора;  $l_{i\epsilon}$  – коэффициенты взаимной индукции  $i$ -й фазы статора и обмотки возбуждения ротора;  $l_{i\epsilon d}$  и  $l_{i\epsilon q}$  – коэффициенты взаимной индукции  $i$ -й фазы статора и эквивалентных короткозамкнутых обмоток ротора.

Уравнения потокосцеплений ротора:

$$\left. \begin{aligned} \psi_\epsilon &= l_\epsilon \cdot i_\epsilon + l_{\epsilon\epsilon d} \cdot i_{\epsilon d} + \sum_{i=1}^m l_{\epsilon i} \cdot i_i; \\ \psi_{\epsilon d} &= l_{\epsilon d} \cdot i_{\epsilon d} + l_{\epsilon\epsilon d} \cdot i_\epsilon + \sum_{i=1}^m l_{i\epsilon d} \cdot i_i; \\ \psi_{\epsilon q} &= l_{\epsilon q} \cdot i_{\epsilon q} + \sum_{i=1}^m l_{i\epsilon q} \cdot i_i, \end{aligned} \right\} \quad (1.42)$$

где  $l_e, l_{\varepsilon d}, l_{\varepsilon q}$  – коэффициенты самоиндукции обмоток ротора;  $l_{ei}, l_{i\varepsilon d}, l_{i\varepsilon q}$  – коэффициенты взаимной индукции в соответствии с их индексацией.

В (1.41), (1.42) коэффициенты  $l_e, l_{\varepsilon d}, l_{\varepsilon \varepsilon d}, l_{\varepsilon q}$  постоянны, а ряд коэффициентов зависит от углового положения ротора. Коэффициенты взаимной индукции статорных обмоток с роторными являются гармоническими функциями угла  $\gamma$ :

$$\left. \begin{aligned} l_{ie} &= l_{ei} = L_{ie} \cos(\gamma - (i-1)2\pi/m); \\ l_{i\varepsilon d} &= l_{\varepsilon di} = L_{i\varepsilon d} \cos(\gamma - (i-1)2\pi/m); \\ l_{i\varepsilon q} &= l_{\varepsilon qi} = L_{i\varepsilon q} \sin(\gamma - (i-1)2\pi/m); \end{aligned} \right\} \quad (1.43)$$

где  $L_{ie}, L_{i\varepsilon d}, L_{i\varepsilon q}$  – константы.

Если машина имеет явнополюсный ротор, то коэффициенты  $l_{ij}$  равны в общем случае сумме постоянной составляющей и гармонической функции угла  $2\gamma$ :

$$l_{ij} = L_{ij=} + L_{ij\approx} \cos 2(\gamma - (j-1)2\pi/m), \quad (1.44)$$

где  $L_{ij=}, L_{ij\approx}$  – константы.

У неявнополюсной машины  $L_{ij\approx}$  равны нулю.

В качестве примера можно привести значения коэффициентов  $L_{ij=}$  и  $L_{ij\approx}$  для трехфазной неявнополюсной машины /19/:

$$\left. \begin{aligned} L_{11} &= L_{22} = L_{33} = l_0 = const; \\ L_{12} &= L_{21} = L_{13} = L_{31} = L_{23} = L_{32} = m_0 = const; \\ L_{11\approx} &= L_{22\approx} = L_{33\approx} = L_{12\approx} = L_{21\approx} = \\ &= L_{13\approx} = L_{31\approx} = L_{23\approx} = L_{32\approx} = l_2 = const. \end{aligned} \right\} \quad (1.45)$$

Для  $m$ -фазной машины справедлива запись уравнений преобразований координат в виде (1.10) – (1.24).

Матрицы токов статора трехфазной машины  $\|i_s\|$  и  $\|I_s\|$  имеют по три составляющих. Опыт использования линейных преобразований для исследования трехфазных машин показывает, что рациональной является такая замена переменных, при которой только две

составляющие матрицы  $\|I_s\|$  участвуют в создании результирующей МДС статора. В этом случае третья составляющая матрицы  $\|I_s\|$ , называемая нулевой составляющей тока  $i_0$ , не влияет на электромагнитный момент машины. При этом сокращается число переменных, входящих в уравнение электромагнитного момента, что упрощает процессы анализа и синтеза электропривода. Для исследования  $m$ -фазной машины также могут быть предложены преобразования координат, при которых только две составляющие  $I_u, I_v$  матрицы  $\|I_s\|$  будут участвовать в создании результирующей МДС статора. Коэффициенты матрицы преобразованных таким образом токов можно представить в виде:

$$\|I_s\| = \|M_{\Pi}\| \cdot \|i_s\| = \begin{pmatrix} I_u \\ I_v \\ i_{0(1)} \\ i_{0(2)} \\ \dots \\ i_{0(m-2)} \end{pmatrix}. \quad (1.46)$$

где  $I_u, I_v$  – ортогональные координаты вектора тока статора, участвующие в создании результирующей МДС статора и влияющие на электромагнитный момент;  $i_{0(1)} - i_{0(m-2)}$  – составляющие, не влияющие на электромагнитный момент.

По аналогии с трехфазной машиной составляющие  $i_{0(1)} - i_{0(m-2)}$  могут быть названы нулевыми составляющими тока статора.

Для удобства изложения можно ввести понятия *вектора тока статора*  $\vec{I}_s$ , ортогональными координатами которого являются величины  $I_u, I_v$  и *полного вектора тока статора*  $\|I_s\|$ , который представляет собой матрицу токов (1.46) и наряду с координатами вектора тока содержит  $(m-2)$  нулевых составляющих тока.

Вектор тока  $\vec{I}_s$  может быть определен не только ортогональными  $I_u, I_v$ , но и полярными  $I_s, \alpha$  координатами, соответственно

и полный вектор тока  $\|I_s\|$  может в качестве координат содержать величины  $I_s$ ,  $\alpha$ , а также нулевые составляющие тока.

Соответственно могут быть введены понятия полных векторов напряжения  $\|U_s\|$  и потокосцепления  $\|\Psi_s\|$ :

$$\|U_s\| = \|M_{\Pi}\| \cdot \|u_s\| = \begin{pmatrix} U_u \\ U_v \\ u_{0(1)} \\ u_{0(2)} \\ \dots \\ u_{0(m-2)} \end{pmatrix}, \quad (1.47)$$

$$\|\Psi_s\| = \|M_{\Pi}\| \cdot \|\psi_s\| = \begin{pmatrix} \Psi_u \\ \Psi_v \\ \psi_{0(1)} \\ \psi_{0(2)} \\ \dots \\ \psi_{0(m-2)} \end{pmatrix}, \quad (1.48)$$

где  $U_u$ ,  $U_v$  и  $\Psi_u$ ,  $\Psi_v$  – ортогональные координаты векторов напряжения и потокосцепления статора;  $u_{0(1)} - u_{0(m-2)}$  и  $\psi_{0(1)} - \psi_{0(m-2)}$  – нулевые составляющие напряжения и потокосцепления статора.

В соответствии с формой записи (1.10) уравнения прямого преобразования координат для токов статора  $m$  - фазной машины можно записать как

$$(1.49, a) \quad \left\{ \begin{array}{l} I_u = \frac{2}{m} \sum_{i=1}^m i_i \cos\left(\delta - (i-1)\frac{2\pi}{m}\right); \\ I_v = -\frac{2}{m} \sum_{i=1}^m i_i \sin\left(\delta - (i-1)\frac{2\pi}{m}\right); \end{array} \right. \quad (1.49)$$

$$(1.49, б) \quad \left. \begin{array}{l} i_{0(k)} = \sum_{i=1}^m q_{ki} \cdot i_i; \end{array} \right\}$$

где  $k = 1, 2, \dots, m-2$ .

Для трехфазной машины имеем один вариант уравнения (1.49, б)

$$i_{0(l)} = i_0 = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 i_n. \quad (1.50)$$

Для четырехфазной машины удобным вариантом является

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{0(l)} = \frac{1}{2}(i_1 + i_3); \\ i_{0(2)} = \frac{1}{2}(i_2 + i_4). \end{array} \right. \quad (1.51)$$

В /47/ представлен вариант уравнения (1.49, б) для  $m$ -фазной машины

$$i_{0(k)} = i_k - \frac{2}{m} \sum_{i=1}^m i_i \cos\left((k-i)\frac{2\pi}{m}\right). \quad (1.52)$$

Уравнения обратного преобразования координат для токов могут быть записаны как

$$\left. \begin{array}{l} (1.53, a) \quad i_i = I_u \cos\left(\delta - (i-1)\frac{2\pi}{m}\right) - I_v \sin\left(\delta - (i-1)\frac{2\pi}{m}\right) + i'_{0i}; \\ (1.53, б) \quad i'_{0i} = \sum_{k=1}^{m-2} v_{ik} \cdot i_0(k). \end{array} \right\} \quad (1.53)$$

где  $v_{ik}$  - коэффициенты линейного преобразования.

Для трехфазной машины

$$i'_{01} = i'_{02} = i'_{03} = i_0. \quad (1.54)$$

Для четырехфазной машины, исходя из (1.51),

$$i'_{01} = i'_{03} = i_{0(1)}; \quad i'_{02} = i'_{04} = i_{0(2)} \quad (1.55)$$

Докажем, что только составляющие  $I_u$ ,  $I_v$  уравнения (1.49) влияют на результирующую МДС  $m$ -фазной машины, для чего обратимся к векторным диаграммам на рис. 1.14.

Вектор результирующей МДС статора  $\vec{F}_s$  есть сумма  $m$  векторов фазных МДС  $\vec{f}_i$ :

$$\vec{F}_s = \sum_{i=1}^m \vec{f}_i = k_f \sum_{i=1}^m \vec{i}_i = k_f \sum_{i=1}^m i_i e^{j(i-1)2\pi/m}, \quad (1.56)$$

где  $k_f$  – константа;  $\vec{i}_i$  – вектор фазного тока, модуль которого равен мгновенному значению фазного тока, а направление совпадает с осью фазы.

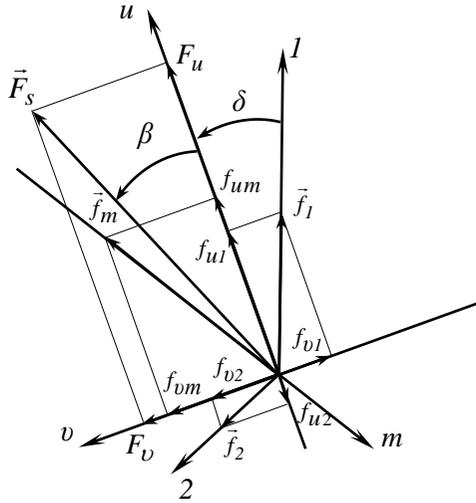


Рис.1.14. Векторная диаграмма МДС статора  $m$ -фазной машины

В системе осей  $u, v$  вектор  $\vec{F}_s$  определяется проекциями  $F_u, F_v$  данного вектора на оси  $u, v$ . Исходя из (1.56), проекции векторов  $\vec{f}_i$  на оси  $u$  и  $v$ :

$$\left. \begin{aligned} f_{ui} &= k_f i_i \cos\left(\delta - (i-1)\frac{2\pi}{m}\right); \\ f_{vi} &= -k_f i_i \sin\left(\delta - (i-1)\frac{2\pi}{m}\right). \end{aligned} \right\} \quad (1.57)$$

Проекции  $F_u$  и  $F_v$  вектора  $\vec{F}_s$  равны сумме проекций на оси  $u, v$  векторов фазных МДС, т.е.:

$$\left. \begin{aligned} F_u &= \sum_{i=1}^m f_{ui} = k_f \sum_{i=1}^m i_i \cos\left(\delta - (i-1)\frac{2\pi}{m}\right); \\ F_v &= \sum_{i=1}^m f_{vi} = -k_f \sum_{i=1}^m i_i \sin\left(\delta - (i-1)\frac{2\pi}{m}\right). \end{aligned} \right\} \quad (1.58)$$

Из сопоставления (1.49), (1.58) следует, что координаты вектора результирующей МДС статора пропорциональны составляющим  $I_u, I_v$ :

$$F_u = \frac{m \cdot k_f}{2} I_u; F_v = \frac{m \cdot k_f}{2} I_v. \quad (1.59)$$

Таким образом, вектор результирующей МДС статора  $\vec{F}_s$  полностью определяется составляющими  $I_u, I_v$  матрицы  $\|I_s\|$ , то есть вектором тока  $\vec{I}_s$ .

Вектор тока  $\vec{I}_s$  может быть также определен полярными координатами  $I_s, \beta$ , связанными со значениями  $I_u, I_v$  соотношениями:

$$I_s = \sqrt{I_u^2 + I_v^2}; \beta = \arctg\left(\frac{I_v}{I_u}\right). \quad (1.60)$$

Уравнение перехода от полярных координат  $I_s, \beta$  к фазным токам (уравнение обратного преобразования координат) записывается в виде:

$$i_i = I_s \cos\left(\delta + \beta - (i-1)\frac{2\pi}{m}\right) + i'_{oi} = I_s \cos\left(\alpha - (i-1)\frac{2\pi}{m}\right) + i'_{oi}, \quad (1.61)$$

где  $i'_{oi}$  определяется по (1.53, б)

Отсутствие влияния нулевых составляющих токов на результирующую МДС можно также наглядно продемонстрировать с помощью векторных диаграмм МДС, создаваемых нулевыми составляющими тока. К примеру, в трехфазной машине нулевая составляющая тока  $i_0$  протекает по всем трем фазам статора, образуя три одинаковых по величине вектора МДС, сдвинутых в пространстве на  $120^\circ$ . Сумма таких векторов равна нулю.

Осуществив преобразования уравнений  $m$ -фазной машины к осям  $u, v$ , применяя при этом для переменных статора преобразования, аналогичные (1.49), получим, в частности, уравнения напряжений статора:

$$\left. \begin{aligned} (1.62, a) \quad & \begin{cases} U_u = r_s I_u - \omega_k \Psi_v + d\Psi_u/dt; \\ U_v = r_s I_v + \omega_k \Psi_u + d\Psi_v/dt; \end{cases} \\ (1.62, б) \quad & u_0(k) = r_s i_0(k) + d\psi_0(k)/dt. \end{aligned} \right\} \quad (1.62)$$

Уравнения потокоцеплений  $\Psi_u$ ,  $\Psi_v$  аналогичны известным уравнениям двухфазной обобщенной машины. Потокоцепление  $\psi_{0(k)}$  является произведением величины  $i_{0(k)}$  на некоторую постоянную индуктивность

$$\psi_{0(k)} = L_{0(k)} \cdot i_{0(k)}, \quad (1.63)$$

где  $L_{0(k)}$  – константы, зависящие от коэффициентов  $l_{ij}$  выражения (1.41).

Исходя из (1.63), уравнение (1.62, б) можно записать как

$$u_{0(k)} = r_s \cdot i_{0(k)} + L_{0(k)} \cdot di_{0(k)} / dt. \quad (1.64)$$

Величины индуктивностей  $L_{0(k)}$  определяются полями рассеяния, создаваемыми токами  $i_{0(k)}$ , и обычно невелики. В трехфазной машине в соответствии с обозначениями (1.45):

$$L_{0(1)} = L_0 = l_0 + 2m_0.$$

Абсолютные значения коэффициентов  $l_0$  и  $2m_0$  отличается незначительно, а знаки данных коэффициентов противоположны /19/. Величина  $L_0$  изменяется в пределах /19/

$$0 < L_0 < L_a,$$

где  $L_a$  – индуктивность рассеяния фазы статорной обмотки.

В идеализированной трехфазной машине величина  $L_0$  равна индуктивности нулевой последовательности, известной из метода симметричных составляющих.

Для электромагнитного момента справедливо уравнение

$$M = m z_p (\Psi_u I_v - \Psi_v I_u) / 2. \quad (1.65)$$

Уравнениям (1.62), (1.64), (1.65) можно поставить в соответствие структурную схему на рис. 1.15.

Постоянные времени  $T_{0(k)}$  в данной схеме

$$T_{0(i)} = L_{0(k)} / r_s. \quad (1.66)$$

Приведенная схема позволяет учесть влияние, вносимое возможной несинусоидальностью фазных токов. Отличительной особенностью схемы является наличие  $(m-2)$ -х одномерных контуров формирования нулевых составляющих тока, не связанных с контуром формирования электромагнитного момента.

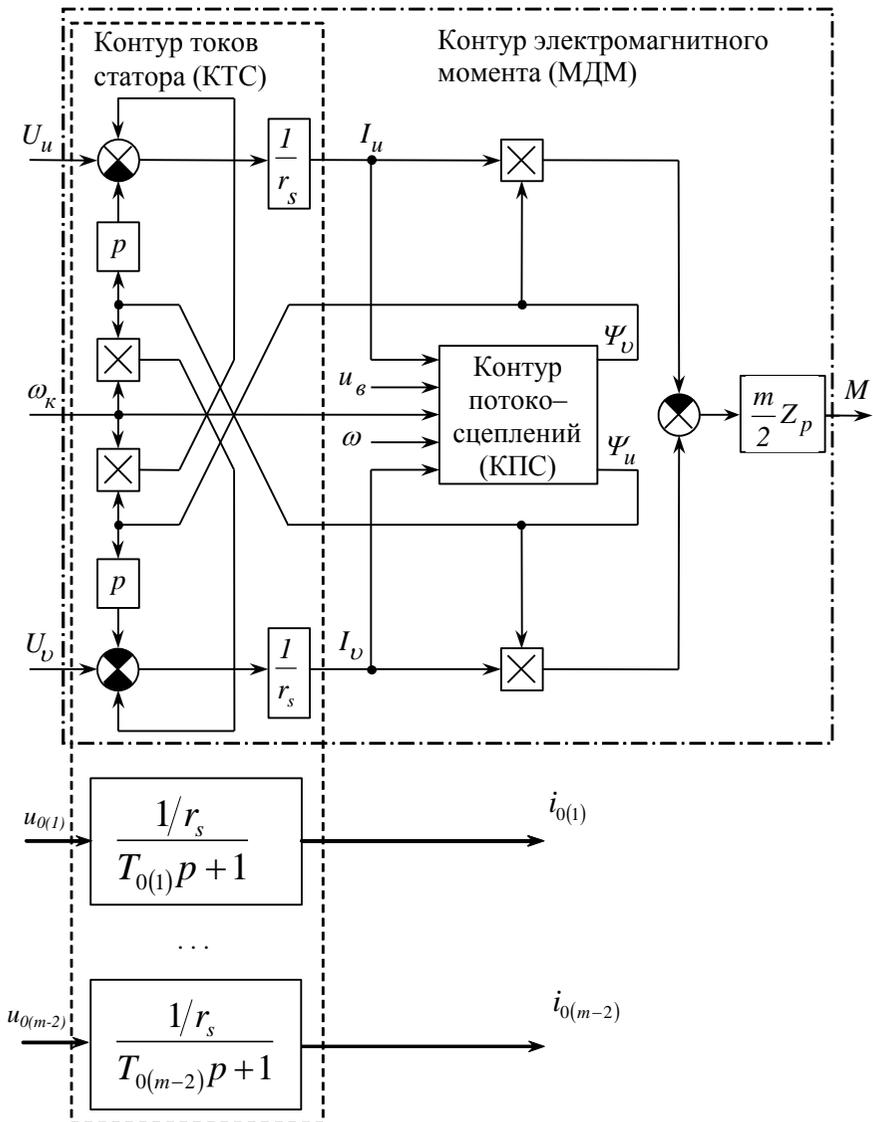


Рис. 1.15. Структурная схема  $m$ -фазного ЭМП

Структура контура электромагнитного момента не отличается от приведенной на рис. 1.11 модели обобщенной двухфазной машины. Структура контура потокосцеплений определяется конкретным типом двигателя и скоростью вращения системы координат  $\omega_k$ .

Полученную структурную схему можно использовать для исследования частотных приводов с различной формой фазных токов.

Известными средствами структуру контура электромагнитного момента, полученную в осях  $u, v$ , можно преобразовать к другим схемам, например к схеме с полярными координатами вектора напряжения на входе.

Структурную схему контура электромагнитного момента можно назвать моделью двухфазной машины (**МДМ**). Варианты **МДМ** представлены в различных источниках, в частности в [18, 42].

Из приведенного следует, что структуру  $m$ -фазного **ЭМП** можно представить в виде схемы на рис. 1.8, содержащей модель двухфазной машины и контуры формирования нулевых составляющих тока, не связанные с контуром электромагнитного момента **КЭМ**.

## 2. ПОИСК ОПТИМАЛЬНЫХ ФОРМ ФАЗНЫХ ТОКОВ В ЧАСТОТНОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

### 2.1. Общие положения

Модель  $m$  – фазной машины (рис. 1.15) отличается от модели двухфазной машины (рис. 1.11) наличием  $(m - 2)$ -х каналов нулевых составляющих тока. Исходя из (1.53), (1.61), при отсутствии нулевых составляющих фазные токи в установившемся режиме работы привода имеют синусоидальную форму.

При синусоидальной форме фазных токов статора создаваемое ими магнитное поле является круговым равномерно вращающимся, то есть

$$F_s = const ; \omega_1 = da/dt = const , \quad (2.1)$$

где  $F_s$ ,  $\omega_1$  – модуль и скорость вращения вектора МДС статора.

Для двухфазной машины (см. рис. 1.4) условие (2.1) обеспечивается, если

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= I_s \cos \alpha = I_s \cos(\omega_1 t), \\ i_2 &= I_s \sin \alpha = I_s \sin(\omega_1 t), \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

где  $I_s = const ; \omega_1 = const$ .

В двухфазной машине круговое поле может быть создано только при синусоидальности фазных токов. В машине с числом фаз, большим двух, количество возможных форм фазных токов, обеспечивающих круговое поле, равно бесконечности. Упомянутое бесконечное множество форм токов может быть представлено уравнениями обратного преобразования координат (1.53), (1.61) как совокупность синусоидальных составляющих и нулевых составляющих  $i'_{0j}$ .

Наличие нулевых составляющих тока приводит к несинусоидальности формы фазных токов, не влияя на равномерность вращения магнитного поля.

В традиционных частотных приводах с круговым равномерно вращающимся магнитным полем используется синусоидальная форма фазных токов.

Разработка электропривода является типичной многокритериальной задачей, при решении которой необходимо обеспечить наилучшие или приемлемые значения многих показателей, таких например, как качество управления, надежность, КПД, масса, габариты и т.д. Анализ влияния варьируемых атрибутов электропривода на его характеристики свидетельствует о том, что выходные показатели частотного электропривода зависят от формы фазных токов, то есть от значений нулевых составляющих тока.

К примеру, из уравнений обратного преобразования координат (1.53), (1.61) следует, что при определенных значениях составляющих  $i'_{0i}$  фазные токи однополярны. Для создания однополярных токов необходимо значительно более простое преобразовательное устройство, чем в приводе с синусоидальными токами. Таким образом, от формы фазных токов зависит схема преобразовательного устройства и, следовательно, выходные показатели электропривода.

Многие из оптимизационных критериев, используемых в процессе разработки электропривода, являются противоречивыми – при определенных значениях атрибутов привода обеспечивается наилучшая величина одного показателя и далеко не лучшие значения других параметров. К примеру, применение однополярных токов приводит к упрощению преобразовательного устройства, однако энергетические характеристики такого привода хуже, чем привода с синусоидальными токами.

Зависимость выходных показателей частотного электропривода от формы фазных токов и противоречивость оптимизационных критериев ставят задачу определения рациональных форм фазных токов. Такая задача может быть также сформулирована как задача определения оптимальных или рациональных закономерностей изменения нулевых составляющих тока.

Любая техническая система прежде всего должна обеспечивать цель функционирования. В оптимальных системах достигаются экстремальные значения тех или иных показателей при безусловном выполнении цели функционирования. Для электропривода целью функционирования является обеспечение требуемых значений момента и скорости. В частотных приводах с токовым управлением регулирование момента и скорости осуществляется за счет изменения координат вектора тока статора электродвигателя. В соответ-

ствии с этим определение целесообразных и оптимальных законов управления нулевыми составляющими тока должно исходить из условия обеспечения заданных координат вектора тока статора.

Из приведенных ранее математических моделей  $m$ -фазной машины следует, что нулевые составляющие тока не участвуют в создании электромагнитного момента и, соответственно, не влияют на выполнение цели функционирования. Вместе с тем, введение в электропривод каналов управления нулевыми составляющими тока расширяет возможности по оптимизации и совершенствованию характеристик привода.

Задача определения законов изменения нулевых составляющих тока (форм фазных токов), оптимизирующих те или иные показатели, может быть решена, если имеются аналитические зависимости этих показателей от величины фазных токов. Решение названной задачи может оказаться весьма сложным, особенно для случаев, когда оптимизируемые показатели являются функциями не только токов, но и других величин.

Для поиска рациональных форм фазных токов возможно использование различных оптимизационных критериев. К важнейшим задачам следует отнести минимизацию потерь в электроприводе. В ряде случаев мощности потерь в элементах привода можно представить однозначными функциями фазных токов и, соответственно, могут быть получены, как показано ниже, законы изменения нулевых составляющих тока, обеспечивающие минимизацию потерь.

## 2.2. Минимизация потерь в элементах электропривода

Задача определения форм фазных токов, при которых минимизируются потери в каких-либо элементах привода, может быть решена, если мощности потерь  $P_i$  в этих элементах являются однозначно определенными функциями фазных токов  $P_i(i_i)$ . В этом случае условие минимума суммарных потерь в рассматриваемых элементах запишется как:

$$P_{\Sigma} = \sum_{i=1}^m P_i(i_i) = \min . \quad (2.3)$$

При наличии условия (2.3) форму токов, обеспечивающих минимум потерь  $P_{\Sigma}$ , можно определить, решив относительно фазных токов или величин  $i'_{oi}$  уравнение обратного преобразования координат для токов  $m$ -фазной машины совместно с (2.3) при заданных координатах вектора тока статора.

Во многих случаях с достаточной для практики степенью точности однозначными функциями фазных токов можно считать мощности потерь в активных сопротивлениях  $r_s$  фаз статора двигателя

$$P_i = r_s \cdot i_i'^2. \quad (2.4)$$

Исходя из (1.61), (2.4), для суммарной мощности потерь в активных сопротивлениях статора  $m$ -фазной машины запишем

$$P_{\Sigma} = r_s \sum_{i=1}^m i_i'^2 = r_s \sum_{i=1}^m \left( I_s \cos(\alpha - 2\pi(i-1)/m) + i'_{oi} \right)^2. \quad (2.5)$$

Преобразовав (2.5), получим

$$P_{\Sigma} = r_s \cdot \left( \frac{m}{2} I_s^2 + \sum_{i=1}^m i'_{oi}{}^2 \right). \quad (2.6)$$

Из (2.6) следует, что при заданном модуле вектора тока  $I_s$  потери минимальны, если нулевые составляющие тока равны нулю. При отсутствии нулевых составляющих фазные токи синусоидальны:

$$i_i = I_s \cos(\alpha - 2\pi(i-1)/m). \quad (2.7)$$

Таким образом, синусоидальная форма токов является для электродвигателя оптимальной по минимуму потерь. Можно также сказать, что в установившихся режимах при синусоидальных токах минимальны действующие значения фазных токов.

Действующие и средние полупериодные значения синусоидальных токов определяются известными выражениями:

$$I_{dc} = \sqrt{2} \cdot I_s / 2 \approx 0,707 \cdot I_s; \quad (2.8)$$

$$I_{ср} = 2 \cdot I_s / \pi \approx 0,637 \cdot I_s. \quad (2.9)$$

Канал преобразования электрической энергии в частотном электроприводе кроме двигателя содержит преобразовательное устройство (преобразователь частоты). Потери в элементах преобразовательных устройств зависят от фазных токов, соответственно

может быть поставлена задача поиска законов изменения нулевых составляющих тока, минимизирующих потери в преобразовательном устройстве.

Решение названной задачи во многих случаях оказывается весьма сложным, так как преобразовательное устройство часто содержит совокупность различных элементов (транзисторов, диодов, тиристоров), потери в которых зависят не только от токов, но и других величин, например, от частоты и алгоритмов коммутации транзисторов, температуры полупроводниковой структуры вентиля, ЭДС нагрузки. Вместе с тем, в некоторых случаях для расчета потерь в статических преобразователях используют достаточно простые уравнения. В качестве примера можно привести инженерный метод определения потерь в тиристорных преобразователях частоты с непосредственной связью (ТПЧНС).

Потери в тиристорах разделяют на основные и добавочные. Если частота питающей сети не превышает 400 Гц, добавочными потерями пренебрегают. Мгновенную мощность основных потерь в тиристоре рассчитывают по формуле:

$$P = U_0 \cdot i + R_d \cdot i^2, \quad (2.10)$$

где  $U_0$ ,  $R_d$  – пороговое напряжение и динамическое сопротивление тиристора;  $i$  – ток тиристора.

Преобразователь частоты с непосредственной связью для питания  $m$ -фазной машины можно представить в виде совокупности  $m$  реверсивных тиристорных выпрямителей. Мгновенную мощность потерь в  $i$ -ом выпрямителе можно вычислить в соответствии с выражением:

$$P_i = k \cdot (U_0 \cdot |i| + R_d \cdot i_i^2) = k \cdot (P_i' + P_i''), \quad (2.11)$$

где  $k$  – число последовательно соединенных тиристоров;  $i_i$  – ток  $i$ -ой фазы;  $P_i'$  – мощность потерь, пропорциональных абсолютному значению тока;  $P_i''$  – мощность потерь, пропорциональных квадрату тока.

При периодических токах мощность потерь рассчитывают как:

$$P_i = k \cdot (U_0 \cdot I_{ср\ i} + R_d \cdot I_{д\ i}^2), \quad (2.12)$$

где  $I_{ср\ i}$ ,  $I_{д\ i}$  – среднее полупериодное и действующее значения  $i$ -го тока.

Приведенные выражения рекомендуются в монографиях и справочниках для расчета потерь в тиристорах.

Параметры тиристорных таковы, что в области допустимых токов мощность потерь, пропорциональных абсолютному значению тока, существенно превышает мощность потерь, пропорциональных квадрату тока. В связи с этим определенным интерес представляет получение форм фазных токов, минимизирующие потери, пропорциональные абсолютным значениям тока.

При использовании формулы (2.11) под величиной  $i_i$  ниже будем понимать так называемую «гладкую» составляющую тока. Выходные фазные токи реальных ТПЧ НС могут иметь значительную пульсирующую составляющую.

Условие минимума суммы потерь, пропорциональных абсолютным значениям фазных токов, запишется как:

$$P'_\Sigma = k \cdot U_0 \sum_{i=1}^m |i_i| = \min. \quad (2.13)$$

Для установившихся режимов работы привода условие (2.13) является условием минимума средних полупериодных значений фазных токов.

Сформулированная выше задача при  $m=3$  решена в [30]. Приведем данное решение.

Уравнение (1.61) для трехфазной машины может быть записано в виде системы

$$\left. \begin{aligned} (2.14, a) \quad i_i &= i'_i + i_0; \\ (2.14, б) \quad i'_i &= I_s \cdot \cos(\alpha - 2\pi(i-1)/3), \end{aligned} \right\} \quad (2.14)$$

где  $i'_i$  – синусоидальные составляющие токов;  $i_0$  – нулевая составляющая тока.

Исходя из (2.13), (2.14), для суммарной мощности потерь  $P'_\Sigma$  запишем:

$$\left. \begin{aligned} (2.15, a) \quad P'_\Sigma &= P'_1 + P'_2 + P'_3; \\ (2.15, б) \quad P'_1 &= k \cdot U_0 |I_s \cdot \cos(\alpha) + i_0|; \\ (2.15, в) \quad P'_2 &= k \cdot U_0 |I_s \cdot \cos(\alpha - 2\pi/3) + i_0|; \\ (2.15, г) \quad P'_3 &= k \cdot U_0 |I_s \cdot \cos(\alpha - 4\pi/3) + i_0|. \end{aligned} \right\} \quad (2.15)$$

Наличие знака модуля в системе (2.15) обуславливает нелинейность уравнений, поэтому поиск зависимостей  $i_0$ , минимизирующих  $P'_\Sigma$ , может быть выполнен при разбиении периода изменения токов на ряд интервалов.

На рис. 2.1, а в соответствии с (2.14) изображена трехфазная система синусоид  $i'_1 - i'_3$ . Графики  $P'_\Sigma$ ,  $P'_1$ ,  $P'_2$ ,  $P'_3$ , показанные на рис. 2.2, иллюстрируют (2.15) для случая, когда угол  $\alpha$  лежит в диапазоне  $\pi/3 - \pi/2$  и величина  $I_s \cdot \cos(\alpha)$  больше нуля, но меньше значения  $I_s \cdot \cos(\alpha - 2\pi/3)$ .

Как следует из (2.15) и рис. 2.2, минимум  $P'_\Sigma$  в рассматриваемом интервале  $\alpha$  имеет место, если

$$i_0 = -I_s \cdot \cos(\alpha) = I_s \cdot \sin(\alpha - \pi/2). \quad (2.16)$$

Анализируя аналогичным образом (2.14), (2.15) для всех интервалов угла  $\alpha$ , получим зависимость  $i_0$ , при которой минимальны суммарные потери  $P'_\Sigma$ ,

$$\left. \begin{aligned} i_0 &= I_s \cdot \sin(\alpha - 5\pi/6), & \alpha &\in (0, \pi/3), (\pi, 4\pi/3); \\ i_0 &= I_s \cdot \sin(\alpha - \pi/2), & \alpha &\in (\pi/3, 2\pi/3), (4\pi/3, 5\pi/3); \\ i_0 &= I_s \cdot \sin(\alpha + \pi/6), & \alpha &\in (2\pi/3, \pi), (5\pi/3, 2\pi). \end{aligned} \right\} \quad (2.17)$$

График  $i_0$ , построенный по (2.17), изображен на рис. 2.1, б. Фазные токи  $i_1 - i_3$  при этом имеют вид последовательности четырех частей синусоид и двух пауз – рис. 2.1, в.

Уравнения и графики токов в виде четырех частей синусоид могут быть получены сложением синусоидальных составляющих  $i'_1 - i'_3$  и нулевой составляющей тока  $i_0$ . Для одного из отрезков тока  $i_1$  можно, к примеру, записать

$$i_1 = \sqrt{3} \cdot I_s \cdot \sin(\alpha + 2\pi/3), \quad \alpha \in (0, \pi/3). \quad (2.18)$$

Отрезки синусоид, из которых состоит полученный график  $i_0$ , практически линейны и форма нулевой составляющей может быть названа треугольной. Соответственно токи в виде четырех частей синусоид могут быть также названы токами с треугольной нулевой составляющей.

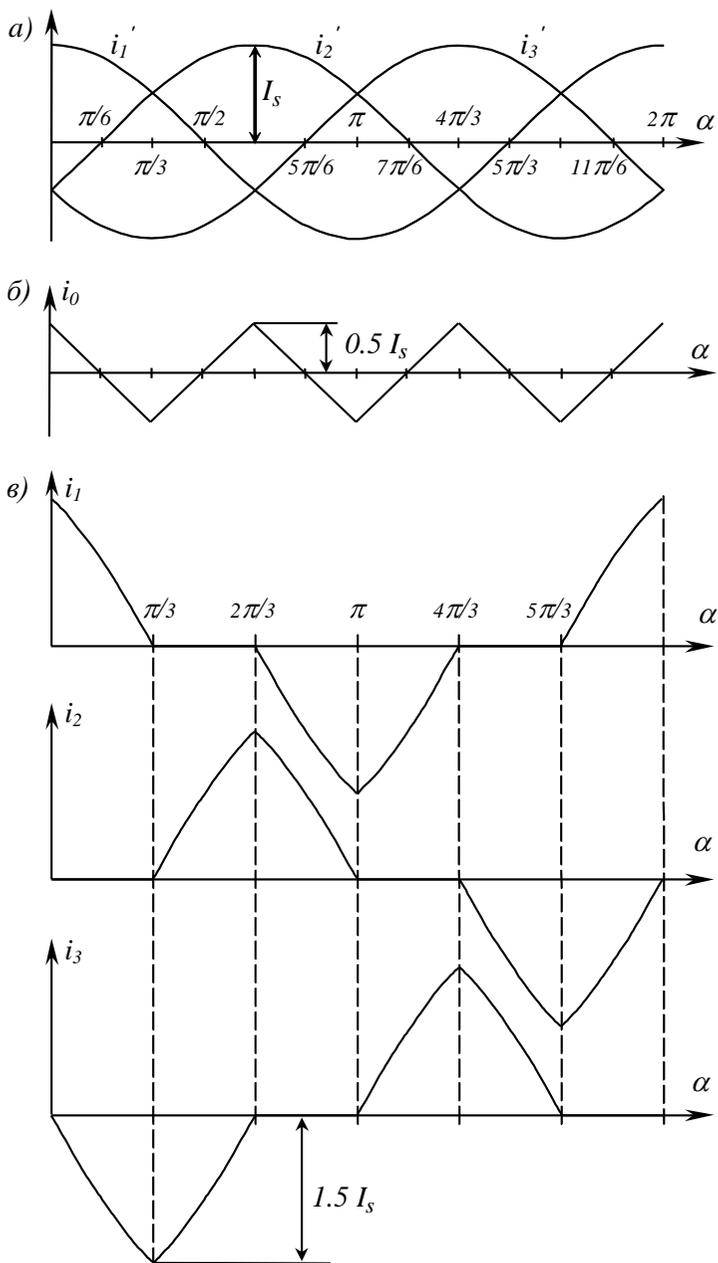


Рис. 2.1. К определению токов в виде четырех частей синусоид

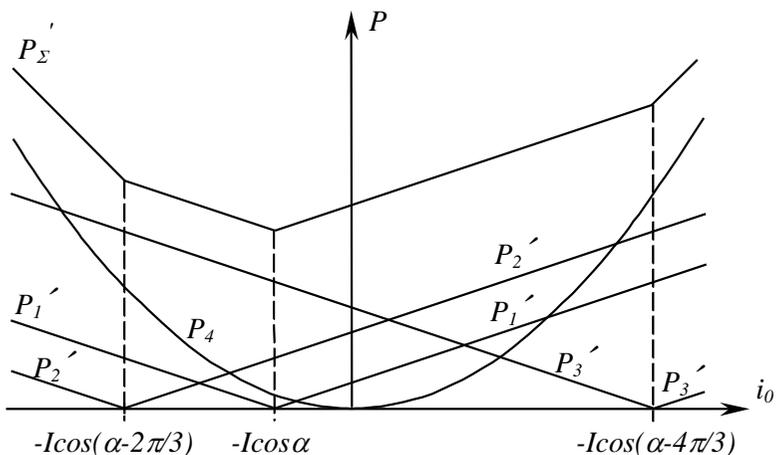


Рис. 2.2. Зависимости мощностей потерь от  $i_0$

Токи в виде четырех частей синусоид обеспечивают минимизацию потерь, пропорциональных абсолютным значениям фазных токов, и, соответственно, минимум средних полупериодных значений токов.

Средние  $I_{ср4}$  и действующие  $I_{д4}$  значения токов в виде четырех частей синусоид:

$$I_{ср4} = \sqrt{3} I_s / \pi \approx 0,55 I_s ; \quad (2.19)$$

$$I_{д4} = I_s \sqrt{1 - 3\sqrt{3}/4\pi} \approx 0,766 I_s . \quad (2.20)$$

Исходя из (2.8), (2.9) и (2.19), (2.20),

$$I_{ср4} / I_{срс} \approx 0,866 ; \quad (2.21)$$

$$I_{дс} / I_{д4} \approx 0,923 , \quad (2.22)$$

то есть средние значения полученных токов меньше, чем синусоидальных, а действующие – больше.

Из данных, приведенных в /30/, следует, что использование токов полученной формы вместо синусоидальных позволяет на (5 – 10) % снизить расчетные потери в ТПЧ НС. Впервые возможность снижения потерь в преобразовательном устройстве за счет формирования токов с треугольной нулевой составляющей обоснована в /2/.

Определим теперь для  $m=3$  зависимость нулевой составляющей тока, обеспечивающей минимум суммарных потерь в случае, когда мощность потерь в  $i$ -й фазе соответствует выражению (2.11).

Исходя из (2.11), (2.14), (2.15), после преобразований для суммарных потерь в тиристорах трехфазного **ТПЧ НС** запишем:

$$\left. \begin{aligned} (2.23, a) \quad P_{\Sigma} &= P_{\Sigma}' + P_4 + 1,5 \cdot R_{\text{д}} \cdot I_s^2; \\ (2.23, б) \quad P_4 &= 3k \cdot R_{\text{д}} \cdot i_0^2. \end{aligned} \right\} \quad (2.23)$$

Для решения задачи определения значений  $i_0$ , при которых минимальна мощность  $P_{\Sigma}$ , рассмотрим рис. 2.1 и 2.2. Графики на рис. 2.2 иллюстрируют выражения (2.15), (2.23, б) для интервала изменения угла  $\alpha$  от  $\pi/3$  до  $\pi/2$ .

Производная  $dP_{\Sigma}'/di_0$  в точке  $(-I_s \cos\alpha)$  справа

$$dP_{\Sigma}'/di_0 = k \cdot U_0. \quad (2.24)$$

Модуль производной  $dP_4/di_0$  в этой же точке

$$|dP_4/di_0| = |6k \cdot R_{\text{д}} \cdot i_0| = 6k \cdot R_{\text{д}} \cdot I_s \cos\alpha. \quad (2.25)$$

Из рис. 2.2 и (2.23) – (2.25) следует, что величина  $P_{\Sigma}$  минимальна в точке  $(-I_s \cos\alpha)$ , если в этой точке  $dP_{\Sigma}'/di_0 \geq |dP_4/di_0|$ , то есть при условии

$$U_0/6 R_{\text{д}} \geq I_s \cos\alpha. \quad (2.26)$$

Соответственно, если  $U_0/6 R_{\text{д}} \leq I_s \cos\alpha$ , значение  $i_0$ , обеспечивающее минимум  $P_{\Sigma}$ , принадлежит одной из точек интервала  $(-I_s \cos\alpha, 0)$ . Исходя из (2.23), производная  $dP_{\Sigma}/di_0$  на этом интервале:

$$dP_{\Sigma}/di_0 = k(U_0 + 6R_{\text{д}} \cdot i_0). \quad (2.27)$$

Приравняв (2.27) к нулю, получим

$$i_0 = -U_0/6 R_{\text{д}}. \quad (2.28)$$

Таким образом, в интервале изменения  $\alpha$  от  $\pi/3$  до  $\pi/2$  минимум суммарных потерь обеспечивает следующая зависимость изменения  $i_0$ :

$$\left. \begin{aligned} i_0 &= I_s \sin(\alpha - \pi/2), & \text{если } I_{0\Gamma} \geq I_s \cos\alpha, \\ i_0 &= -I_{0\Gamma}, & \text{если } I_{0\Gamma} \leq I_s \cos\alpha, \end{aligned} \right\} \quad (2.29)$$

где  $I_{0\Gamma} = U_0/6 R_{\text{д}}$ .

Выполнив аналогичный анализ для всех интервалов угла  $\alpha$ , получим приведенный на рис. 2.3, б график изменения нулевой составляющей тока, обеспечивающий минимум расчетных потерь в тиристорах **ТПЧ НС**. Форма графика может быть названа трапецеидальной.

Приведенный график  $i_0$  получается из графика  $i_0$  треугольной формы (рис. 2.1, б, 2.3, а) отсечением вершин треугольников двумя параллельными прямыми, удаленными от оси абсцисс на величину  $I_{0г}$ . Для интервала изменения  $\alpha$  от  $\pi/3$  до  $\pi/2$  график  $i_0$  описывается выражением (2.29).

Графики фазных токов, получаемых сложением синусоидальных составляющих с нулевой составляющей трапецеидальной формы, приведены на рис. 2.3, в. Данные токи могут быть названы токами с трапецеидальной нулевой составляющей.

Длина вершин трапеций уменьшается с уменьшением модуля тока  $I_s$ . При  $I_s \leq 3U_0/R_d$  нулевая составляющая тока имеет треугольную форму (рис. 2.1, б, 2.3, а), а графики фазных токов – вид четырех частей синусоид – рис. 2.1, в.

Параметры тиристоров обычно таковы, что практически во всей области допустимых для **ТПЧ НС** токов величина  $I_s < 3U_0/R_d$  и форма токов в виде четырех частей синусоид обеспечивает минимум расчетных потерь в тиристорах /30/.

Использование токов в виде четырех частей синусоид вместо синусоидальных негативно влияет на двигатель, так как при заданной величине  $I_s$  на 8,3 % увеличиваются действующие значения фазных токов, в 1,5 раза увеличивается амплитуда фазных токов, суммарная мгновенная мощность потерь в активных сопротивлениях статора является функцией углового положения вектора тока.

Для приводов с **ТПЧ НС** может быть поставлена задача минимизации суммарных потерь в двигателе и преобразовательном устройстве. Для этого в выражении (2.23) вместо величины  $R_d$  необходимо поставить сумму  $R_d$  и активного сопротивления статора  $r_s$ .

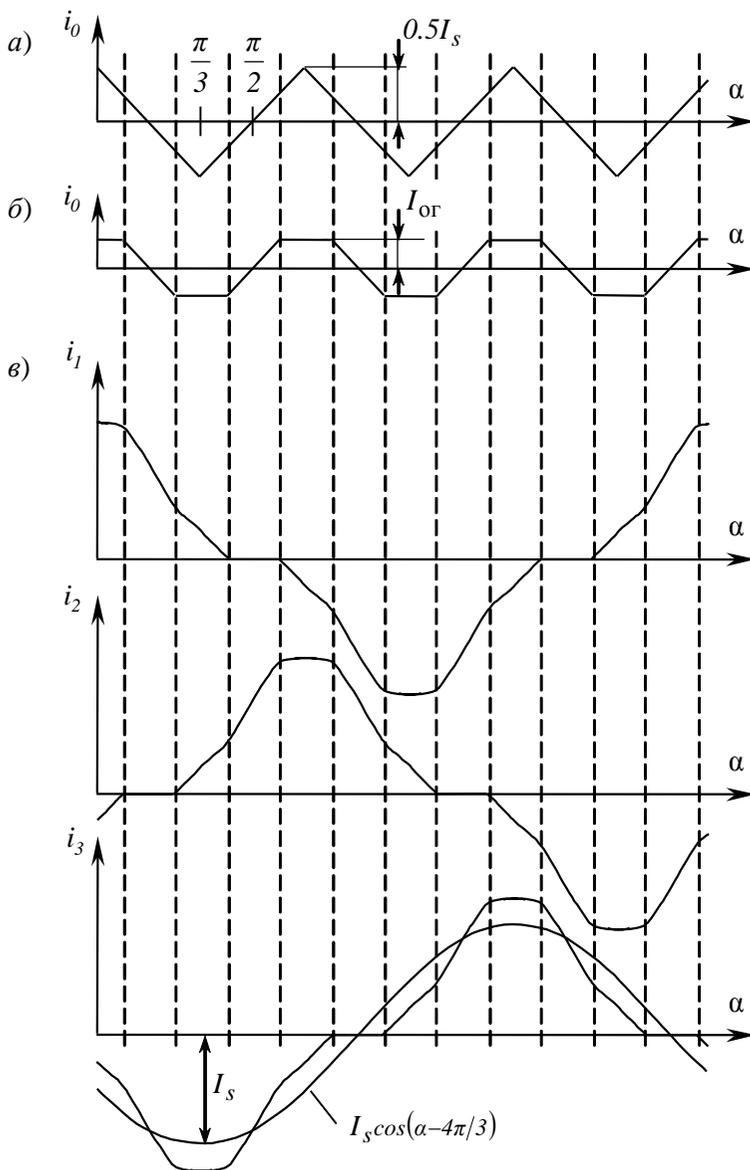


Рис. 2.3. К определению токов, имеющих квазитрапецеидальную нулевую составляющую

Соответственно токи, минимизирующие расчетные суммарные потери трехфазного двигателя и ТПЧ НС, будут иметь форму, приведенную на рис. 2.3, в, где величина  $I_{0Г} = 6U_0 / (R_d + r_s)$ .

Величина  $r_s$  обычно существенно больше  $R_d$  и фазные токи будут достаточно близки к синусоиде.

Условие (2.13) приводит к однозначному решению для формы токов трехфазной машины. При  $m > 3$  имеется бесконечное множество решений, удовлетворяющих условию (2.13). Рассмотрим вариант, когда  $m = 4$ .

Исходя из (1.5.), (1.55), (1.61), уравнение обратного преобразования координат для токов четырехфазной машины:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= I_s \cos \alpha + i_{01}; \\ i_2 &= I_s \sin \alpha + i_{02}; \\ i_3 &= -I_s \cos \alpha + i_{01}; \\ i_4 &= -I_s \sin \alpha + i_{02}. \end{aligned} \right\} \quad (2.30)$$

При отсутствии нулевых составляющих  $i_{01}, i_{02}$  фазные токи образуют четырехфазную симметричную систему синусоид – рис. 2.4.

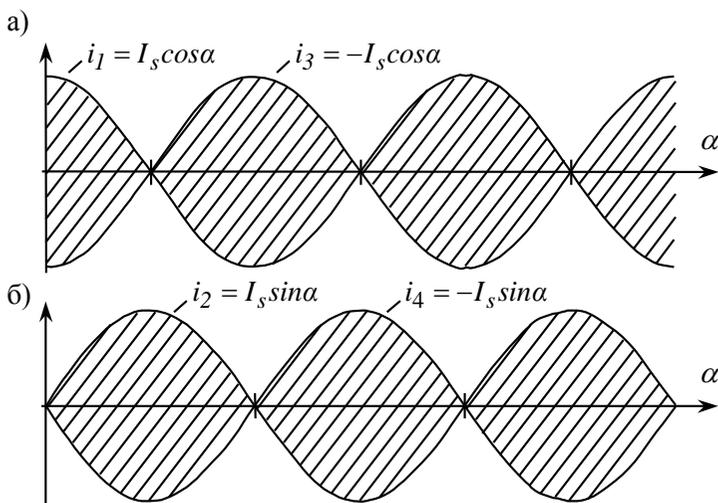


Рис. 2.4. К определению рациональных форм токов в приводе с четырехфазной машиной

Из анализа (2.30) и рис. 2.4, *a* следует, что в пределах заштрихованных областей любое значение  $i_{01}$ , увеличивая один из фазных токов  $i_1$  или  $i_3$ , на такую же величину уменьшает другой ток, а сумма модулей данных токов не меняется. Соответственно не меняется и сумма потерь, пропорциональных абсолютным значениям токов  $i_1, i_3$ . Выход значений  $i_{01}$  за пределы заштрихованных областей увеличивает сумму модулей токов  $i_1, i_3$ .

На основании рис. 2.3, *б* аналогичный анализ может быть приведен и для величин  $i_2, i_4, i_{02}$ .

Исходя из этого, для уравнений нулевых составляющих, обеспечивающих условие (2.13) при  $m=4$ , запишем:

$$\begin{aligned} |i_{01}| &\leq |I_s \cos \alpha|; \\ |i_{02}| &\leq |I_s \sin \alpha|. \end{aligned} \tag{2.31}$$

Уравнению (2.31) удовлетворяют нулевые значения  $i_{01}, i_{02}$ . Таким образом, симметричная четырехфазная система синусоидальных токов обеспечивает минимум потерь, пропорциональных как квадратам, так и абсолютным значениям фазных токов, и может быть рекомендована для управления четырехфазным двигателем.

Как следует из (2.30), при отсутствии нулевых составляющих токов  $i_1$  и  $i_3$ , а также  $i_2$  и  $i_4$  отличаются лишь знаком. Соответственно при синусоидальном питании четырехфазной машины первая и третья, а также вторая и четвертая фазы могут быть соединены последовательно или параллельно, фактически превращая четырехфазный двигатель в двухфазный.

### 2.3. Минимизация амплитуды токов трехфазной машины

Важным фактором повышения надежности полупроводниковых преобразовательных устройств является ограничение амплитуды токов их нагрузки. В трехфазной машине синусоидальная форма токов не обеспечивает минимума амплитуды фазных токов при заданном модуле вектора тока  $I_s$ . Уменьшить амплитуду токов мож-

но за счет формирования определенных значений нулевой составляющей тока  $i_0$ .

Обратимся к выражению (2.14) и рис. 2.1, *а*, где изображена трехфазная система синусоид  $i_1', i_2', i_3'$ . Рассмотрим, например, интервал  $\pi/2 < \alpha < 5\pi/6$ .

Нулевая составляющая тока протекает по всем трем фазам двигателя. В рассматриваемом интервале небольшие отрицательные значения  $i_0$  приведут к уменьшению величины тока  $i_2$ . Отсюда вытекает возможность уменьшения амплитуды фазных токов за счет наличия составляющей  $i_0$ . Соответственно может быть поставлена задача минимизации амплитуды токов трехфазного двигателя.

Вновь обратимся к (2.14) и рис. 2.1, *а*. В точке  $\alpha = \pi/2$  ток  $i_1'$  равен нулю, а модули токов  $i_2', i_3'$  равны  $\sqrt{3}I_s/2$ . В данной точке любое значение  $i_0$ , уменьшая один из токов  $i_2$  или  $i_3$ , увеличивает другой ток. Таким образом, амплитуда фазных токов не может быть меньше  $\sqrt{3}I_s/2$ . Соответственно условие минимизации амплитуды фазных токов можно записать в виде

$$|i_i| \leq \sqrt{3}I_s/2. \quad (2.32)$$

При условии (2.32) имеется бесконечное множество решений для форм фазных токов. Целесообразно ввести дополнительное условие минимума суммарных потерь в активных сопротивлениях фазных цепей. Из (2.6) следует, что минимум потерь обеспечивается при условии

$$|i_0| = \min. \quad (2.33)$$

Условиям (2.32) и (2.33) удовлетворяет форма токов, которая может быть названа «квазитрапецеидальной» – рис. 2.5, *б*. Мгновенное значение каждого из фазных токов в соответствующих интервалах длительностью  $\pi/6$  неизменно и равно  $\sqrt{3}I_s/2$  или  $-\sqrt{3}I_s/2$ . Постоянство одного из токов однозначно определяет два других тока и нулевую составляющую  $i_0$ .

График нулевой составляющей тока  $i_0$  при квазитрапецеидальных токах приведен на рис. 2.5, *а*.

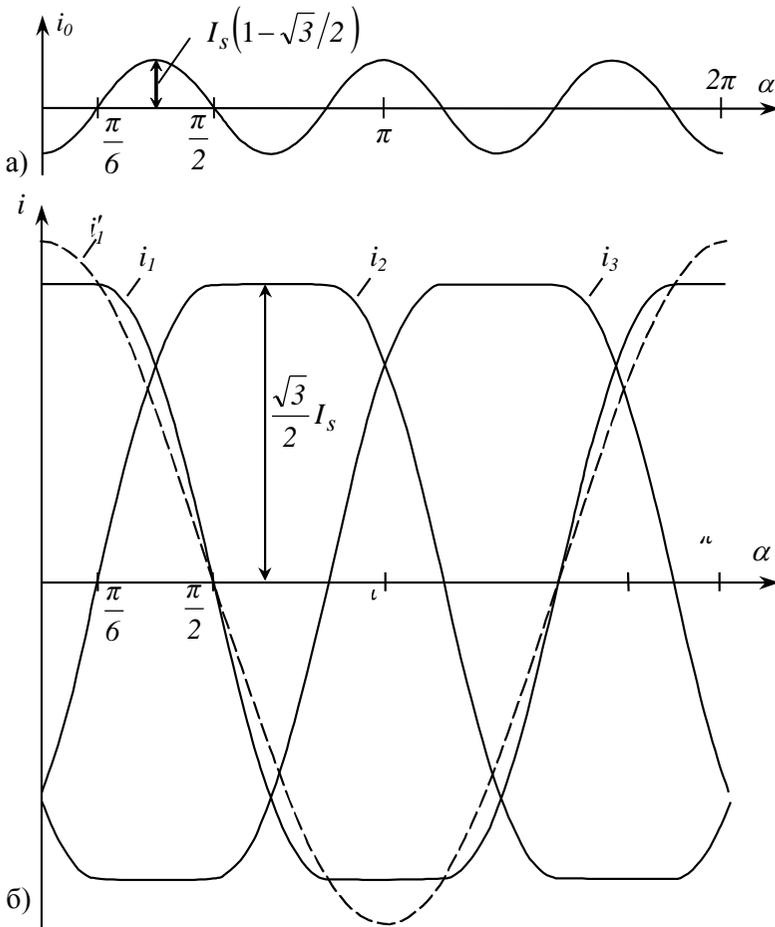


Рис. 2.5. К определению токов с минимальными амплитудами

К примеру, для интервала  $\alpha$  от 0 до  $\pi/2$  :

$$\left. \begin{aligned} i_0 &= I_s(-\cos\alpha + \sqrt{3}/2) & \alpha \in [0, \pi/6]; \\ i_0 &= I_s(-\cos(\alpha - 4\pi/3) - \sqrt{3}/2) & \alpha \in [\pi/6, \pi/2]. \end{aligned} \right\} \quad (2.34)$$

Для тока  $i_1$  в том же интервале:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \sqrt{3}I_s/2 & \alpha \in [0, \pi/6]; \\ i_1 &= I_s(\sqrt{3}\cos(\alpha - \pi/6) - \sqrt{3}/2) & \alpha \in [\pi/6, \pi/2]. \end{aligned} \right\} \quad (2.35)$$

На рис. 2.5, б для сравнения пунктирной линией изображен график синусоидального тока.

Квазитрапецеидальная форма токов предложена автором в [37].

Амплитуда токов синусоидальной формы на 15,4 % больше амплитуды квазитрапецеидальных токов. Действующие значения  $I_{дт}$  квазитрапецеидальных токов:

$$I_{дт} = I_s \sqrt{(7\pi - 9\sqrt{3})/4\pi} \approx 0,7138I_s, \quad (2.36)$$

что всего на 0,9 % больше действующих значений синусоидальных токов.

Использование токов квазитрапецеидальной формы может оказаться весьма благоприятным для преобразовательных устройств за счет снижения амплитудных значений токов и мощностей потерь, уменьшения температуры полупроводниковых структур вентиляей.

К примеру, мощность потерь в открытом МДП-транзисторе рассчитывают по формуле [45]:

$$P_c = i^2 R_{d0} (1 + \alpha(T_j - 25^\circ C)), \quad (2.37)$$

где  $i$  – ток транзистора;  $R_{d0}$  – сопротивление канала при температуре  $25^\circ C$ ;  $\alpha$  – температурный коэффициент сопротивления;  $T_j$  – температура канала.

Даже при постоянстве температуры канала амплитуда мощности потерь при синусоидальных токах на 33,3 % больше амплитуды мощности потерь при квазитрапецеидальных токах. Реально неравенство мощностей может быть еще большим, так как температура канала при увеличении мощности потерь повышается, а коэффициент  $\alpha$  положителен.

#### **2.4. Оптимальные формы токов при однополярном питании двигателя**

В двигателе с большим двух числом фаз круговое магнитное поле может быть создано не только при двухполярных, но и однополярных фазных токах. Однополярное питание позволяет упростить преобразовательное устройство и повысить его надежность.

Условие однополярности фазных токов можно записать как:

$$i_i \geq 0. \quad (2.38)$$

При  $m \geq 3$  условие (2.38) не дает однозначного решения для нулевых составляющих токов, что ставит задачу поиска оптимальных форм однополярных токов.

Рассмотрим вначале трехфазную машину. На рис. 2.6, а приведена трехфазная система синусоидальных токов  $i'_1, i'_2, i'_3$ . Пунктирной линией изображена огибающая  $i_{ог}$  данной системы синусоид. На рис. 2.6, б изображен график нулевой составляющей  $i'_0$ , являющейся симметричным отражением относительно оси абсцисс графика  $i_{ог}$ , то есть  $i'_0 = -i_{ог}$ .

$$\left. \begin{aligned} i'_0 &= -I_s \cos(\alpha - 4\pi/3), & \alpha \in [0, 2\pi/3]; \\ i'_0 &= -I_s \cos \alpha, & \alpha \in [2\pi/3, 4\pi/3]; \\ i'_0 &= -I_s \cos(\alpha - 2\pi/3), & \alpha \in [4\pi/3, 2\pi]. \end{aligned} \right\} \quad (2.39)$$

Как можно заключить из анализа рис. 2.6, а, б, условие (2.38) для трехфазной машины можно записать в виде:

$$i_0 \geq i'_0, \quad (2.40)$$

где  $i'_0$  описывается уравнением (2.39).

Сложив каждую из синусоидальных составляющих  $i'_1 - i'_3$  с нулевой составляющей  $i'_0$ , получим фазные токи в виде последовательности двух частей синусоид и паузы – рис. 2.6, в. Ток, например,  $i_1$  описывается уравнением:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \sqrt{3}I_s \cos(\alpha - \pi/6), & \alpha \in [0, 2\pi/3]; \\ i_1 &= 0, & \alpha \in [2\pi/3, 4\pi/3]; \\ i_1 &= \sqrt{3}I_s \cos(\alpha + \pi/6), & \alpha \in [4\pi/3, 2\pi]. \end{aligned} \right\} \quad (2.41)$$

Из анализа рис. 2.6 следует, что любое увеличение  $i_0$  относительно  $i'_0$  увеличивает каждый фазный ток по сравнению с токами в виде двух частей синусоид и паузы.

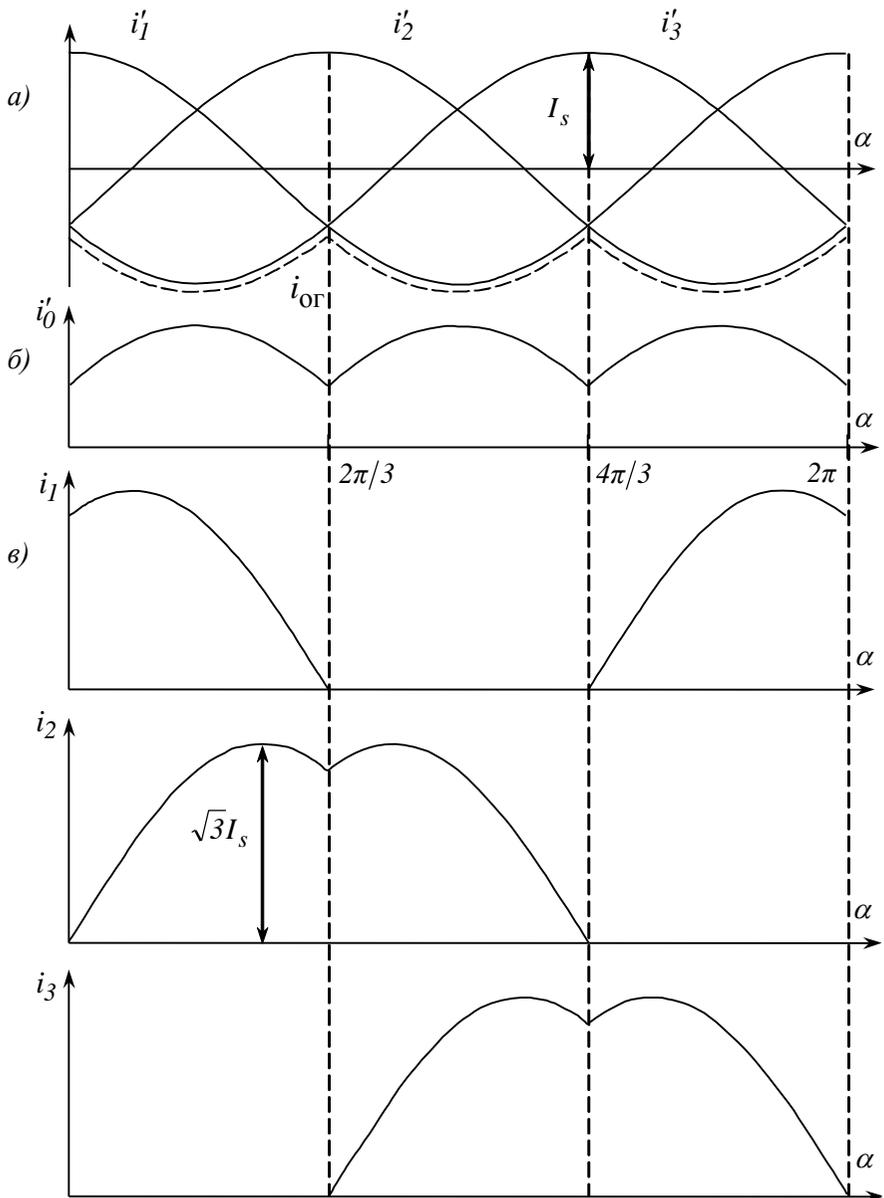


Рис. 2.6. К определению оптимальных однополярных токов

Таким образом, форма токов в виде двух частей синусоид при условии (2.38) обеспечивает минимальное значение фазных токов, и, соответственно, минимум потерь в двигателе.

Форма однополярных токов в виде двух частей синусоид предложена автором в /11/.

Действующие значения токов в виде двух частей синусоид:

$$I_{\text{дд}} = I_s \sqrt{1 + 3\sqrt{3}/8\pi} \approx 1,1 \cdot I_s, \quad (2.42)$$

что в 1,55 раза больше действующих значений синусоидальных токов.

Средние значения токов рассматриваемой формы:

$$I_{\text{срд}} = 3\sqrt{3}I_s/2\pi \approx 0,827 \cdot I_s, \quad (2.43)$$

что в 1,3 раза больше средних полупериодных значений синусоидальных токов.

Для четырехфазной машины условие (2.38) можно выразить через нулевые составляющие тока:

$$\left. \begin{aligned} i_{01} &\geq i'_{01} = |I_s \cos \alpha|; \\ i_{02} &\geq i'_{02} = |I_s \sin \alpha|. \end{aligned} \right\} \quad (2.44)$$

Если  $i_{01} = i'_{01}$ , а  $i_{02} = i'_{02}$ , то фазные токи имеют минимально возможные значения, а их графики выглядят в виде полусинусоид, чередующихся с паузами – рис. 2.7, а. Для тока, например,  $i_1$  в этом случае справедливо выражение:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= 2I_s \cdot \cos(\alpha), & \alpha &\in [0, \pi/2] \cup [3\pi/2, 2\pi]; \\ i_1 &= 0, & \alpha &\in [\pi/2, 3\pi/2]. \end{aligned} \right\} \quad (2.45)$$

Для шестифазного двигателя при однополярном питании оптимальной также является форма токов в виде полусинусоид – рис. 2.7, б.

Действующие значения однополярных токов в виде полусинусоид:

$$I_{\text{дп}} = I_s, \quad (2.46)$$

что в  $\sqrt{2}$  раз больше действующих значений синусоидальных токов.

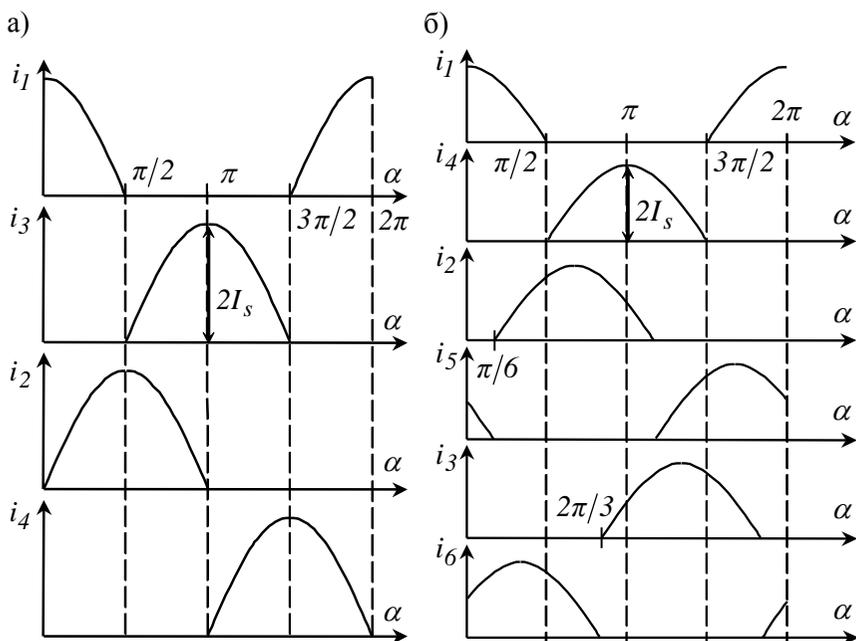


Рис. 2.7. Графики однополярных токов в виде полусинусоид

Средние значения токов в виде полусинусоид равны средним полупериодным значениям синусоидальных токов.

Как следует из формул для действующих значений токов, однополярное питание по сравнению с двухполярным приводит к увеличению потерь в двигателе. К примеру, расчеты приведенные в /30/, свидетельствуют о том, что применение однополярных токов в виде двух частей синусоид вместо синусоидальных приводит к необходимости примерно вдвое завышать мощность трехфазного асинхронного двигателя.

Ввиду ухудшения энергетических характеристик однополярное питание может быть рекомендовано для приводов малой мощности. При этом следует отметить, что для ряда микромашин, например, шаговых двигателей, однополярное питание является номинальным режимом.

### 3. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ И СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ПРИВОДОВ С ТОКОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

#### 3.1. Обобщенные функциональные схемы приводов

В соответствии со стандартным определением электропривод кроме электродвигателя содержит, в общем случае, преобразовательное и управляющее устройства. Исходя из этого, обобщенную структуру электропривода (без учета механической передачи) можно представить в виде рис. 3.1, где приведены следующие обозначения: **УУ** – управляющее устройство; **ПУ** – преобразовательное устройство; **ЭД** – электродвигатель.

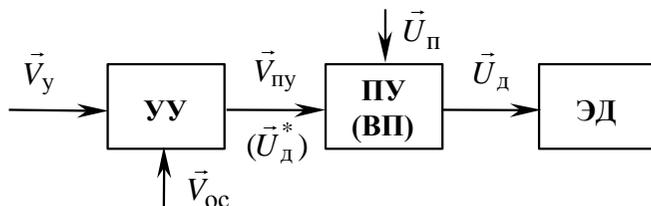


Рис. 3.1. Обобщенная схема электропривода

Управляющим воздействием для электродвигателя является вектор напряжений двигателя  $\vec{U}_д$ , снимаемый с выхода **ПУ**. На энергетический вход **ПУ** поступает вектор напряжений питания  $\vec{U}_п$ , на управляющий – вектор сигналов управления преобразовательным устройством  $\vec{V}_пу$ . Входными сигналами **УУ** являются векторы управления приводом  $\vec{V}_у$  и обратных связей  $\vec{V}_oc$ .

Преобразовательное устройство преобразует параметры электрической энергии, поступающей от источника питания к электродвигателю. Современные преобразовательные устройства реализуются на основе силовых полупроводниковых вентилей и могут быть названы вентильными преобразователями (**ВП**), что отражено соответствующим обозначением на рис. 3.1. В частотном электроприводе при питании от сети переменного напряжения преобразовательное устройство, питающее статор двигателя, называют преобразователем частоты (**ПЧ**).

Управляющее устройство и вентильный преобразователь образуют электронную часть электропривода. В стандарте в принципе не оговаривается, какие конкретные элементы электронной части следует отнести к управляющему устройству, а какие – к преобразовательному. В соответствии с этим состав компонентов вектора  $\vec{V}_{пу}$  может быть представлен по-разному.

В частотном электроприводе с  $m$ -фазной обобщенной машиной переменного тока вектор напряжений  $\vec{U}_д$  определяется как совокупность вектора напряжений статора  $\vec{U}_с$  и напряжения возбуждения  $u_в$ . Для управления двигателем необходимо изменять параметры вектора  $\vec{U}_д$ . Соответственно преобразовательное устройство можно представить в виде набора регулируемых источников напряжения (**РИН**) – рис. 3.2.

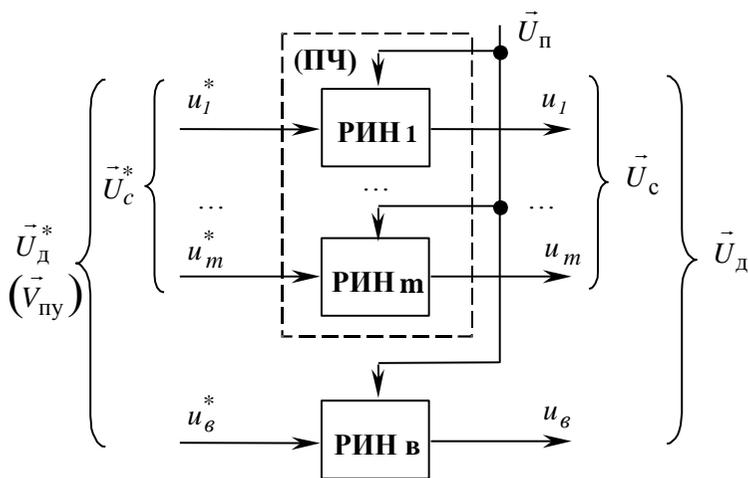


Рис. 3.2. Вариант структурного представления преобразовательного устройства

Схема на рис. 3.2 содержит  $m$  регулируемых источников напряжения **РИН 1** – **РИН m**, питающих  $m$ -фазную статорную обмотку двигателя напряжениями  $u_1$  –  $u_m$ , и источник **РИН в** для питания обмотки возбуждения (для СД с электромагнитным возбуждением). На входы преобразовательного устройства поступает век-

тор сигналов задания напряжений  $\vec{U}_d^*$ , представленный сигналом задания напряжений возбуждения  $u_e^*$  и вектором сигналов задания напряжений статора  $\vec{U}_c^*$ .

Таким образом, в качестве вектора  $\vec{V}_{пу}$  (см. рис. 3.1.) может выступать вектор сигналов задания напряжений электродвигателя  $\vec{U}_d^*$ .

При питании от сети переменного напряжения совокупность блоков **РИН 1 – РИН m**, питающих статор двигателя, образует преобразователь частоты **ПЧ**.

Схемы управляющих устройств отличаются весьма широким разнообразием, что обусловлено, в частности, большим количеством возможных структурных представлений **АД** и **СД**. Вопросы синтеза замкнутых **САР** частотных приводов отражены во множестве работ, например, в [15, 41, 42, 48, 49]. Такие **САР** синтезируются в классе многомерных систем. При проектировании широко используется принцип подчиненного регулирования.

В [42] выделяется для общего случая пять основных этапов синтеза **САР** частотных приводов:

- 1) выбор системы координат;
- 2) выбор регулируемых переменных и законов их взаимного управления;
- 3) компенсация основных внутренних перекрестных связей между каналами объекта регулирования введением в **САР** компенсирующих обратных связей;
- 4) компенсация статических нелинейностей объекта регулирования включением в **САР** соответствующих нелинейностей;
- 5) определение передаточных функций регуляторов (корректирующих устройств).

Задачами первых двух этапов является поиск рациональных структурных схем, которые характеризуются простыми уравнениями электромагнитного момента, минимальным числом внутренних связей, удобством измерения и вычисления переменных, подлежащих регулированию. Во многих случаях в качестве регулируемых переменных выбирают координаты вектора тока статора.

Структуры с управлением координатами вектора тока статора могут быть названы «частотными приводами с токовым управлением».

Попутно отметим, что системы с управляемыми координатами вектора напряжения удобно было бы назвать «частотными приводами с потенциальным управлением» (от синонимов напряжение – разность потенциалов).

Обобщенную функциональную схему привода с токовым управлением можно представить в виде рис. 3.3, а.

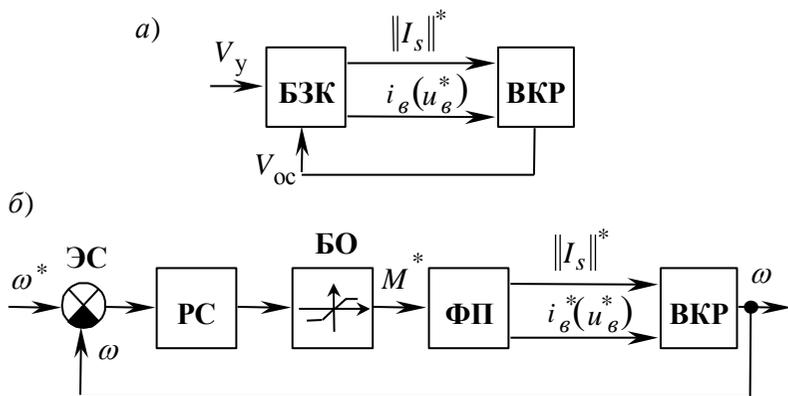


Рис. 3.3. Обобщенные схемы приводов с токовым управлением

На входы блока задания координат вектора состояния двигателя **БЗК** поступают в общем случае координаты вектора управления  $\vec{V}_y$  и вектора сигналов обратной связи  $\vec{V}_{oc}$ . С выхода **БЗК** на входы внутреннего контура регулирования **ВКР** подаются сигналы задания координат полного вектора тока статора  $\|I_s\|^*$  и тока (напряжения) возбуждения  $i_с^*(u_с^*)$ .

Наиболее распространенной разновидностью рассмотренной схемы является система регулирования скорости, структура которой приведена на рис. 3.3, б. В схеме приняты следующие обозначения: ЭС – элемент сравнения; БО – блок ограничения; РС – регулятор скорости; ФП – функциональный преобразователь;  $\omega^*$  – сигнал за-

дания скорости;  $\omega$  – сигнал обратной связи по скорости;  $M^*$  – сигнал задания электромагнитного момента.

В данной схеме внешнему контуру регулирования скорости подчинен контур регулирования момента. Так как получение сигнала обратной связи по моменту затруднительно, управление электромагнитным моментом обычно осуществляют за счет регулирования токов двигателя. В двигателе постоянного тока независимого возбуждения электромагнитный момент пропорционален току якоря, поэтому в приводе постоянного тока выходной сигнал регулятора скорости задает, как правило, ток якоря, определяя тем самым электромагнитный момент. В приводе переменного тока электромагнитным моментом обычно управляют за счет регулирования координат вектора тока статора электродвигателя.

Выбор координат вектора тока статора в качестве управляемых величин внутреннего контура регулирования обусловлен целым рядом факторов, одним из которых является то, что электромагнитный момент связан относительно простыми зависимостями с координатами вектора тока статора. К примеру, из структурной схемы на рис. 1.11 видно, что зависимость электромагнитного момента от координат вектора напряжений значительно сложнее, чем от координат вектора тока.

Еще одним удобством управления координатами вектора тока статора является то, что через данные координаты относительно просто выражаются магнитный поток и потери в двигателе, а соответственно несложными средствами реализуется система управления, обеспечивающая кроме управления моментом поддержание на заданном уровне магнитного потока и минимизацию потерь.

Кроме того, ограничение величины сигналов задания координат вектора тока статора ограничивает и величину фазных токов, что является важным средством защиты электродвигателя и преобразователя частоты.

Перечисленные причины приводят к широкому применению частотных приводов, в которых осуществляется управление координатами вектора тока статора.

Функциональный преобразователь **ФП** (см. рис. 3.3, б) для привода с управлением нулевыми составляющими тока можно представить в виде совокупности двух блоков – функционального преоб-

разователя **ФП1** и задатчика нулевых составляющих тока **ЗНС** – рис. 3.4.

В традиционных приводах с синусоидальной формой токов блок **ЗНС** отсутствует, а блок **ФП1**, реализуя определенную связь между входным и выходными сигналами, обеспечивает целесообразные алгоритмы управления двигателем. Данные алгоритмы обычно выбираются, исходя из статических характеристик двигателя.

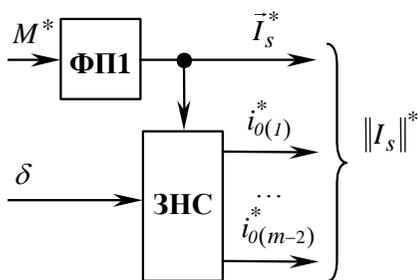


Рис. 3.4. Обобщенная структура функционального преобразователя

Как правило, функциональным преобразователем **ФП1**, кроме обеспечения пропорциональности между электромагнитным моментом и сигналом его задания решаются и другие задачи, например поддержания постоянства магнитного потока, минимизации тока статора и т.д. К примеру, для управления моментом неявнополюсного СД с возбуждением от постоянных магнитов необходима пропорциональность сигналов задания момента  $M^*$  и продольной составляющей тока  $I_q^*$ , а для минимизации тока статора нужно дополнительно задавать  $I_d^* = 0$ .

Для СД большой мощности с электромагнитным возбуждением целесообразно обеспечивать поддержание постоянства потокосцепления статора и  $\cos\varphi = 1$ . В этом случае функциональный преобразователь реализуется в виде трех нелинейных элементов, выходными сигналами которых являются  $I_d^*$ ,  $I_q^*$ ,  $i_e^* / 15, 42/$ .

Синусоидальная форма токов является оптимальной для электродвигателя. Для оптимизации ряда характеристик преобразовательных устройств необходимо формирование нулевых составляющих тока, которые определенным образом связаны с координатами вектора тока статора  $\vec{I}_s$  и угловым положением  $\delta$  системы координат. Соответственно на входы **ЗНС** поступают сигналы задания координат вектора тока статора  $\vec{I}_s^*$  и информация об угле  $\delta$ . С выхода

блока **ЗНС** снимаются сигналы задания нулевых составляющих тока  $i_{0(1)}^* - i_{0(m-2)}^*$ .

Во внутреннем контуре регулирования **ВКР** в общем случае можно выделить контур регулирования токов статора (**КРТС**), входными сигналами которого служат сигналы задания полного вектора тока статора  $\|I_s\|^*$ . В приводах с АД и СД с возбуждением от постоянных магнитов **ВКР** собственно и является контуром регулирования токов статора. При использовании СД с электромагнитным возбуждением **ВКР** образован совокупностью **КРТС** и канала регулирования возбуждения.

В соответствии с принципом управления по отклонению регулирование координат вектора тока статора может быть организовано за счет обратных связей по данным координатам. Исходя из этого, структуру **КРТС** можно представить в виде рис. 3.5.

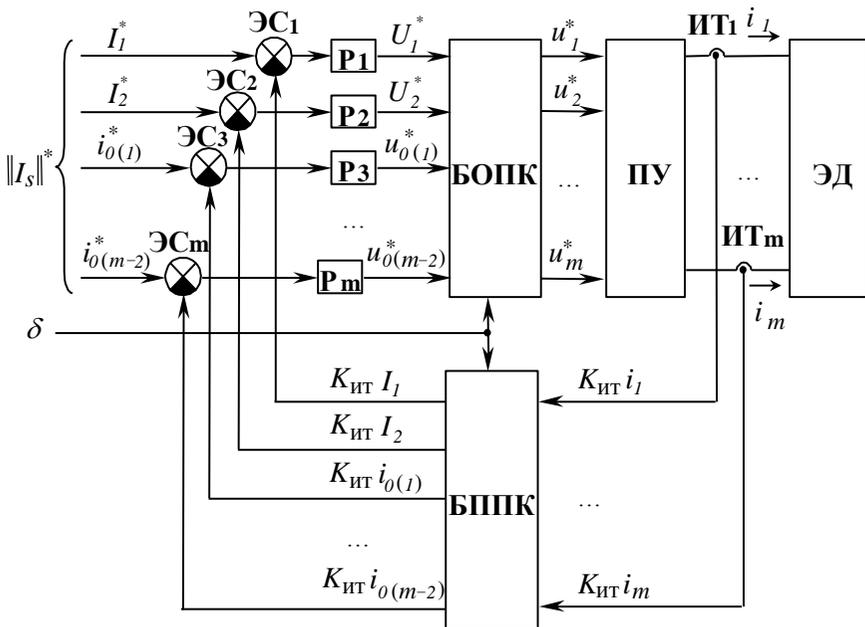


Рис. 3.5. Базовая схема **КРТС** привода с векторно-токовым управлением

Схема содержит  $m$  элементов сравнения ЭС1 – ЭС $m$ ,  $m$  регуляторов Р1 – Р $m$  (последовательных корректирующих устройств), блоки прямого и обратного преобразований координат БППК и БОПК, преобразовательное устройство ПУ,  $m$  измерителей тока ИТ1 – ИТ $m$  и электродвигатель ЭД.

С выхода БППК, осуществляющего операцию прямого преобразования координат, снимаются сигналы обратных связей по координатам полного вектора тока статора. Входными сигналами БППК является информация об угле  $\delta$  и о мгновенных значениях токов двигателя  $i_l - i_m$  (коэффициент передачи измерителей тока обозначен в схеме как  $K_{ИТ}$ ).

На входы БОПК поступают сигналы задания координат полного вектора напряжения статора, а с выходов снимаются сигналы задания мгновенных напряжений двигателя  $u_l^* - u_m^*$ .

В зависимости от вида используемых преобразований координат величины  $I_1^*$ ,  $I_2^*$  – сигналы задания либо ортогональных, либо полярных координат вектора тока статора, однако обычно используется управление ортогональными координатами.

Приведенная схема отличается от традиционных наличием  $(m-2)$ -х каналов управления нулевыми составляющими тока.

При достаточно больших коэффициентах передачи прямых каналов формирования токов практически можно принять, что

$$\|I_s\| = \|I_s\|^* / K_{ИТ} = K_I \cdot \|I_s\|^*, \quad (3.1)$$

т.е. координаты вектора тока пропорциональны сигналам задания этих координат.

К одной из разновидностей приводов с токовым управлением следует отнести так называемые «частотно-токовые приводы» или «приводы с частотно-токовым управлением». В частотно-токовых приводах управление координатами вектора тока осуществляется за счет использования обратных связей по мгновенным значениям токов двигателя. Обобщенная схема контура регулирования токов статора частотно-токовых приводов приведена на рис. 3.6.

На входы БОПК подаются сигналы задания координат полного вектора тока статора  $\|I_s\|^*$ , а с выхода снимаются сигналы  $i_l^* - i_m^*$ , задающие мгновенные значения токов  $i_l - i_m$  электродвига-

теля ЭД. Формирование токов  $i_l - i_m$  осуществляется за счет отрицательных обратных связей по данным токам. Сигналы задания  $u_l^* - u_m^*$  мгновенных значений напряжений поступают на вход преобразовательного устройства ПУ с выходов регуляторов тока РТ1 – РТm.

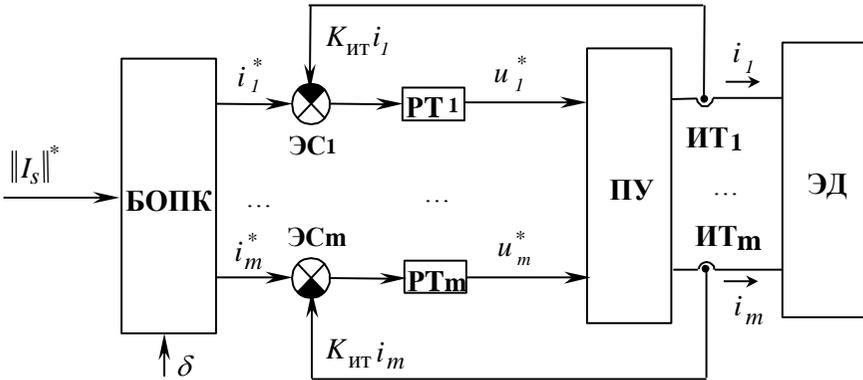


Рис. 3.6. Базовая схема КРТС частотно-токовых приводов

При достаточно больших коэффициентах передачи прямых каналов формирования токов можно принять, что

$$i_i^* = i_i^* / K_{ИТ} = K_I \cdot i_i^* \quad (3.2)$$

Исходя из (3.2), можно считать, что статор двигателя питается от  $m$  регулируемых источников тока.

Если на входы **БОПК** поступают сигналы управления ортогональными координатами вектора тока, исходя из (3.2), после преобразований можно получить выражение (3.1).

При управлении полярными координатами входные и выходные сигналы **БОПК** связаны уравнением, аналогичным (1.61),

$$i_i^* = I_s^* \cos(\delta + k_2 \beta^* - 2\pi(i-1)/m) + i'_{0i}, \quad (3.3)$$

где  $k_2$  – константа.

Исходя из (3.2), (3.3), также получим, что координаты полного вектора тока статора пропорциональны сигналам их задания. Коэффициенты передачи каналов формирования модуля вектора тока статора и нулевых составляющих тока, так же как и в (3.1), определяются величиной  $k_{ИТ}$ , а коэффициент передачи канала управления углом  $\beta$  равен величине  $k_2$  выражения (3.3).

Таким образом, в схемах на рис. 3.5 и 3.6 осуществляется управление координатами полного вектора тока статора.

Термин *«приводы с частотно-токовым управлением»* (приводы с **ЧТУ**) достаточно прочно укоренился в отечественной литературе применительно к структурам, в которых управление координатами вектора тока осуществляется за счет обратных связей по мгновенным значениям токов двигателя. Для классификации структуры с использованием обратных связей по координатам вектора тока можно назвать частотными приводами с *«векторно-токовым управлением»* – приводами с **ВТУ**.

Схемы на рис. 3.5, 3.6 названы базовыми, исходя из того, что контуры регулирования токов статора конкретных приводов могут содержать дополнительные обратные связи. К примеру, в /42/ приведены схемы приводов с **ВТУ**, содержащие связи, компенсирующие влияние координат вектора ЭДС двигателя (в соответствии с принципом управления по возмущению). Также в /42/ приводятся и схемы приводов с **ЧТУ**, имеющие компенсирующие обратные связи по мгновенным значениям фазных напряжений.

Как уже отмечалось, в традиционных приводах используется синусоидальная форма токов двигателя. В этом случае возникает вопрос о необходимости наличия каналов управления нулевыми составляющими тока в приводах с формированием синусоидальных токов.

Многие схемы преобразовательных устройств обеспечивают питание трехфазной обмотки, соединенной в звезду без нулевого провода или в треугольник. В этом случае протекание нулевой составляющей тока невозможно и соответственно необходимость в канале управления нулевой составляющей тока отсутствует.

Протекание нулевых составляющих тока возможно при раздельном питании фазных обмоток двигателя. При таком питании в приводах с **ВТУ** отсутствие каналов управления нулевыми составляющими тока приведет из-за наличия несимметрии, например, в каналах преобразовательного устройства, к неконтролируемому протеканию нулевых составляющих тока. В связи с этим синусоидальность фазных токов может быть достигнута за счет наличия каналов управления нулевыми составляющими тока при нулевых значениях сигнала задания на их входах. Такой прием использован в приводе с трехфазной машиной, структура которого приведена в /48/.

Синусоидальность фазных токов в приводе с **ВТУ** может быть также обеспечена и при отсутствии каналов управления нулевыми составляющими тока за счет дополнительных контуров регулирования фазных токов на выходах **БОПК**. При этом выходные сигналы **БОПК** имеют синусоидальную форму, соответственно формируются синусоидальные фазные токи. Пример такой структуры приведен в /42/.

В приводах с **ЧТУ** с отдельным питанием фаз статора при отсутствии каналов управления нулевыми составляющими тока сигналы на выходе **БОПК** имеют синусоидальную форму, соответственно формируются синусоидальные фазные токи.

Для формирования несинусоидальных токов в структуре электропривода необходим датчик нулевых составляющих тока **ЗНС**. В схеме на рис.3.4 входными сигналами **ЗНС** являются величины  $\bar{I}_s^*$  и  $\delta$ . В частотно-токовых приводах возможно иное включение блока **ЗНС**.

В разделе 2 получены несколько фиксированных форм фазных токов, целесообразных для управления трехфазным двигателем. При фиксированной форме токов структура устройства их задания (датчика фазных токов) может быть представлена в виде рис.3.7.

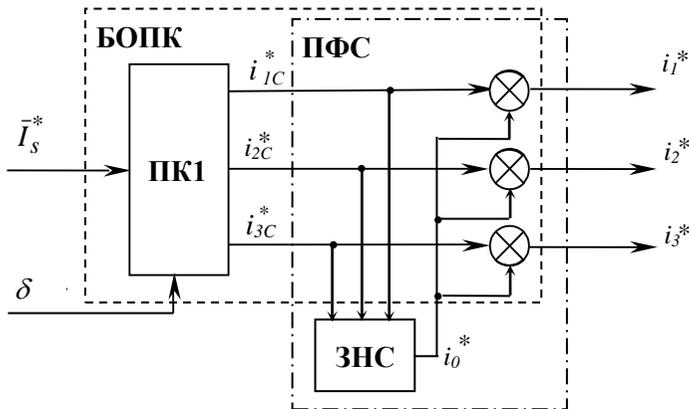


Рис.3.7. Вариант структуры датчика фазных токов (**ЗФТ**) трехфазного двигателя в приводе с **ЧТУ**

Исходя из уравнений обратного преобразования координат, фазные токи трехфазного двигателя являются суммой синусоидальных составляющих и нулевой составляющей тока  $i_0$ . В соответствии с этим блок обратного преобразования координат **БОПК** представлен в схеме на рис.3.7 в виде совокупности преобразователя координат **ПК1** и трех сумматоров. Сигналы задания фазных токов  $i_1^* - i_3^*$  являются суммой синусоидальных составляющих  $i_{1C}^* - i_{3C}^*$  и сигнала задания нулевой составляющей тока  $i_0^*$ . Преобразователь координат **ПК1** осуществляет те же операции, что и **БОПК** в традиционных приводах с синусоидальной формой токов.

Совокупность **ЗНС** и трех сумматоров на рис.3.7 может быть названа преобразователем формы сигналов **ПФС**.

Величина  $\delta$ , поступающая на входы преобразователей координат в схемах на рис.3.5-3.7, определяется типом двигателя и используемой ориентацией системы координат. В синхронных приводах

$$\delta = \gamma = z_p \gamma', \quad (3.4)$$

где  $z_p$  - число пар полюсов;  $\gamma'$  - угловое положение ротора.

В асинхронных приводах обычно

$$\delta = \omega_{ск} t + \gamma = z_p (\omega'_{ск} t + \gamma'), \quad (3.5)$$

где  $\omega'_{ск}$  - абсолютное скольжение.

### 3.2. Обобщенные структурные схемы электроприводов

Под структурными схемами ниже понимаются модели электропривода и его элементов, получаемые с использованием классических методов теории автоматического управления.

Математические модели могут быть составлены на основе функциональных схем привода. Обобщенные функциональные схемы приводов с токовым управлением и их элементов приведены на рис. 3.3 – 3.6.

Как уже отмечалось, при весьма больших коэффициентах передачи каналов формирования токов справедливо выражение (3.1). Исходя из (3.1) и с учетом рис. 1.15 и рис. 3.3-3.6, получим обобщенную схему контура регулирования момента (**КРМ**) и контуров регулирования нулевых составляющих тока приводов с **ВТУ** и **ЧТУ**

при управлении ортогональными координатами вектора тока статора – рис.3.8.

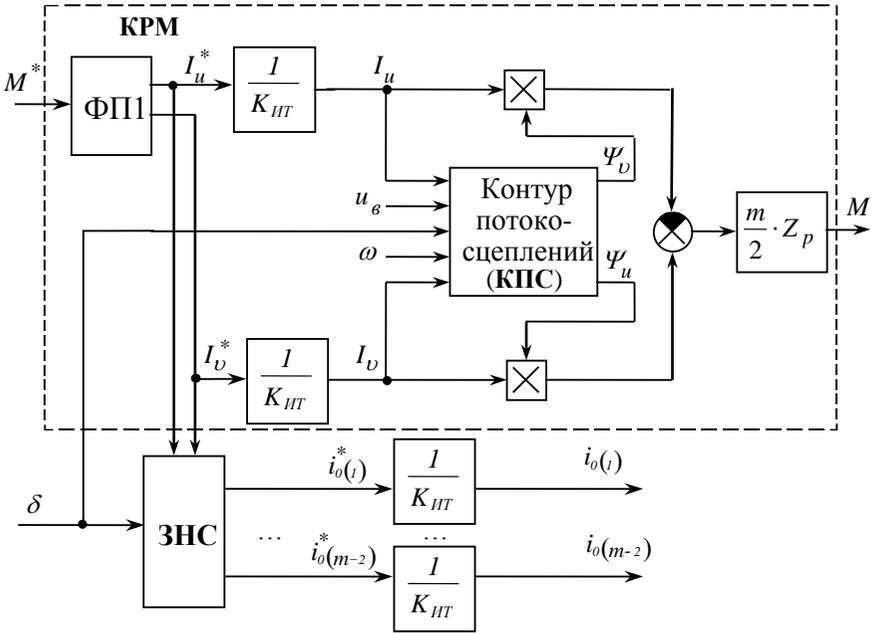


Рис. 3.8. Упрощенная структурная схема контуров регулирования момента и нулевых составляющих тока

Структура контура потокосцеплений **КПС**, блоков **ФП1** и **ЗНС** определяется конкретным вариантом привода.

Из рис. 3.8. следует, что наличие каналов управлением нулевыми составляющими тока не влияет на электромагнитный момент двигателя.

Схема на рис. 3.8 получена, исходя из условий (3.1) или (3.2), которые справедливы лишь при бесконечно больших коэффициентах передачи каналов формирования токов. Реально величины коэффициентов передачи ограничены сверху условиями устойчивости или динамическими показателями качества управления. Уточненные математические модели должны учитывать конкретные параметры привода. В соответствии с рис. 3.2 преобразовательное

устройство, питающее статор двигателя, состоит из регулируемых источников напряжения **РИН 1 – РИН m**. Если эти источники являются линейными звеньями с передаточными функциями  $W_n(p)$ , структурную схему контуров регулирования момента и нулевых составляющих тока привода с **ВТУ** (см. рис. 3.5) можно представить в виде рис. 3.9.

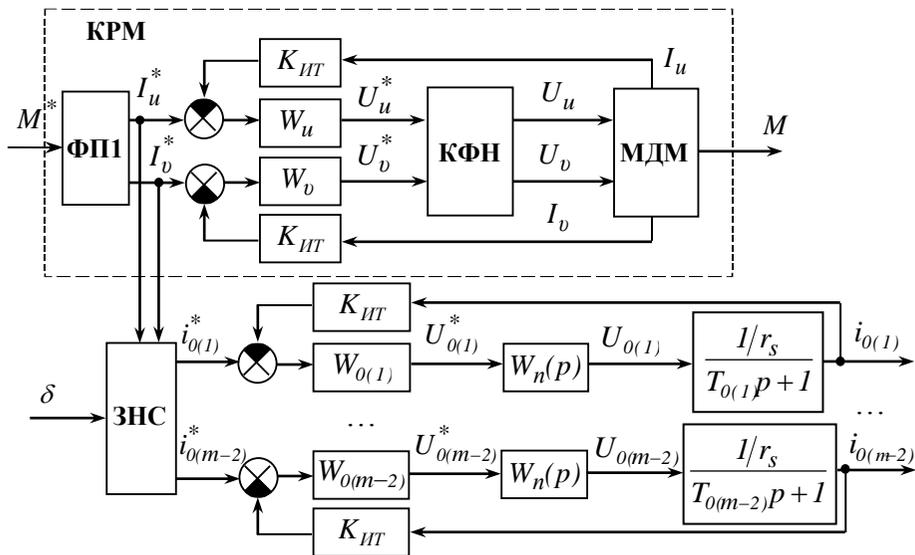


Рис. 3.9. Структура контуров регулирования момента и нулевых составляющих тока привода с **ВТУ**

Передаточные функции регуляторов **P1, P2** обозначены как  $W_u, W_v$ , а регуляторов **P3-Pm** – как  $W_{o(1)} - W_{o(m-2)}$ .

На входы контура формирования напряжений **КФН** поступают сигналы  $U_u^*, U_v^*$  задания напряжений  $U_u, U_v$ . Структура **КФН** зависит от передаточных функций  $W_n(p)$ . Схему **КФН** можно получить, осуществив операцию прямого преобразования координат над уравнениями регулируемых источников напряжения.

Во многих случаях передаточную функцию регулируемого источника напряжения можно считать аperiодическим звеном

$$W_n(p) = \frac{K_n}{T_n p + 1}. \quad (3.5)$$

Схема **КФН** при этом выглядит в виде рис. 3.10.

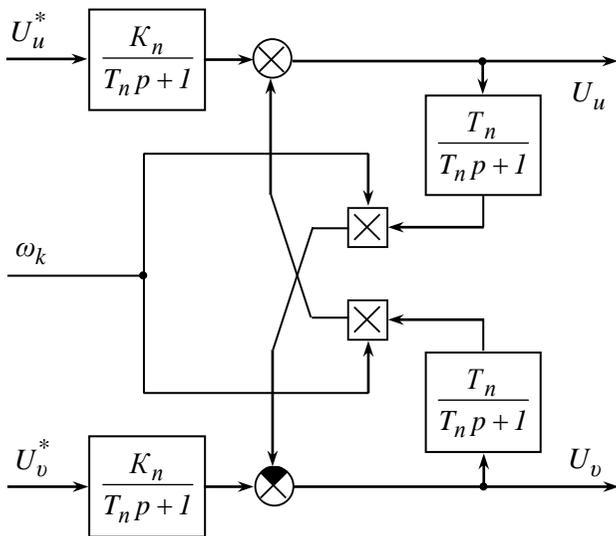


Рис. 3.10. Вариант структуры **КФН**

Напряжения  $U_u$ ,  $U_v$  поступают на вход модели двухфазной машины **МДМ**.

Исходя из схемы на рис. 3.9, наличие каналов формирования нулевых составляющих тока не влияет на электромагнитный момент. Структура **КРМ** такая же, что и в традиционных приводах с синусоидальной формой токов. Соответственно в приводе с несинусоидальными токами синтез регуляторов  $W_u$ ,  $W_v$ , а также регулятора скорости может осуществляться теми же методами, что и в традиционных приводах с **ВТУ**.

Синтез привода с **ЧТУ** осуществляется на основе упрощенной модели **КРМ** (рис. 3.8), получаемой в предположении о питании двигателя от регулируемых источников тока.

Так как при проектировании приводов с **ЧТУ** используются упрощенные модели, показатели качества управления приводов с **ВТУ** обычно лучше, чем у частотно-токовых приводов.

Синтез функционального преобразователя **ФП1** в приводах как с **ВТУ**, так и с **ЧТУ** обычно осуществляется на основе статических характеристик.

### 3.3. Варианты приводов с токовым управлением

Известно весьма большое количество разнообразных модификаций приводов с токовым управлением, описание которых приводится во множестве источников, в том числе и в [14, 15, 41, 42, 48, 49]. В связи с этим ограничимся лишь несколькими примерами приводов.

Варианты приводов с токовым управлением можно разделить по различным классификационным признакам, в частности, по типу двигателя, виду преобразовательного устройства, типу и ориентации системы координат, используемым датчикам обратных связей, а также законам управления координатами вектора тока, реализуемым с помощью функционального преобразователя.

В синхронных приводах применяется система координат, жестко связанных с ротором. Соответственно в таких приводах необходимо использовать датчики информации о положении ротора СД.

Распространенный вариант схемы привода на основе синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов (СД ПМ) приведен на рис. 3.11.

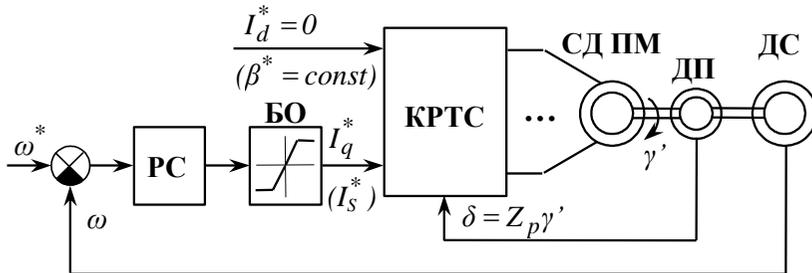


Рис. 3.11. Функциональная схема привода с СД ПМ

Схема содержит датчики положения ДП и скорости ДС. Контур регулирования токов статора КРТС реализуется на основе схем рис. 3.5 или рис. 3.6. В приводах с ВТУ на входы КРТС обычно поступают сигналы задания ортогональных координат вектора тока статора  $I_d^*$ ,  $I_q^*$ . В приводах с ЧТУ используется управление как ортогональными, так и полярными координатами вектора  $\vec{I}_s$ .

В синхронных двигателях с неявновыраженными полюсами ротора электромагнитный момент пропорционален лишь поперечной составляющей тока  $I_q$ . Исходя из допущений (3.1) или (3.2), рис. 1.12, б и рис. 3.8, для электромагнитного момента при управлении ортогональными координатами вектора тока статора можно записать:

$$M = K_I \cdot m \cdot Z_p \cdot \frac{I_q^* \cdot \Psi_\epsilon}{2}, \quad (3.6)$$

где  $\Psi_\epsilon$  - потокосцепление возбуждения.

Таким образом, электромагнитный момент пропорционален выходному сигналу **БО**.

При допущении (3.2) и с учетом (3.3) электромагнитный момент частотно-токового привода с управлением полярными координатами:

$$M = K_I \cdot m \cdot Z_p \cdot I_s^* \cdot \Psi_\epsilon \cdot \sin K_2 \beta^* / 2. \quad (3.7)$$

При  $\beta^* = \text{const}$  электромагнитный момент также пропорционален выходному сигналу **БО**.

Когда  $I_d = 0$ , продольная составляющая тока  $I_q$  равна модулю вектора тока  $I_s$ . Для обеспечения минимума токов статора неявнополюсного **СД ПМ** необходимо задавать  $I_d = 0$  или  $\beta = 90^\circ$ .

Частотно-токовые приводы с  $I_d^* = 0$  и  $K_2 \beta^* = 90^\circ$  идентичны. При этом **БОПК** может иметь лишь один вход задания координаты вектора тока статора.

Для улучшения некоторых характеристик привода с **СД ПМ** можно осуществлять регулирование  $I_d$  или  $\beta$ .

Условия  $I_d = 0$  или  $\beta = 90^\circ$  обеспечивают минимум потерь в активных сопротивлениях статора неявнополюсного **СД ПМ**. Вместе с тем суммарные потери в **СД ПМ** определяются также и потерями в стали статора, которые зависят от магнитного потока и частоты перемагничивания - скорости ротора.

При  $I_d = 0$  поток статора увеличивается с увеличением  $I_q$ , соответственно увеличиваются и потери в стали. Регулируя  $I_d$  или  $\beta$ , можно минимизировать суммарные потери в **СД ПМ**. Закон изменения величины  $I_d$ , обеспечивающий названную минимизацию, приведен в /15/.

У синхронных двигателей ЭДС статора пропорциональна магнитному потоку и скорости ротора. При ограниченной величине выходного напряжения ПЧ для увеличения верхнего значения возможной скорости привода необходимо уменьшение магнитного потока, что может быть достигнуто за счет изменения  $I_d$  или  $\beta$ .

При всем этом необходимо отметить, что регулирование  $I_d$  или  $\beta$  в приводах с СД ПМ не приводит к значительному эффекту. Это обусловлено тем, что в СД ПМ изменения результирующего магнитного потока за счет изменения токов статора невелики.

На основе СД с электромагнитным возбуждением выполняются приводы большой мощности. Здесь регулирование  $I_d$  или  $\beta$ , а также тока возбуждения является необходимым для обеспечения рациональных характеристик привода. Вопросы построения таких приводов весьма подробно изложены в [15, 42].

В приводах с ВТУ применяются блоки прямого и обратного преобразований координат, при этом обычно используется управление ортогональными координатами вектора тока статора за счет обратных связей по данным координатам. Известен, однако, вариант электропривода с СД ПМ, структуру контура регулирования токов статора (КРТС) которого можно представить в виде рис. 3.12. В данной схеме сигналом  $I_s^*$  задается модуль вектора тока статора, который регулируется за счет использования сигнала обратной связи  $K_{ИТ} I_s$  по модулю вектора тока.

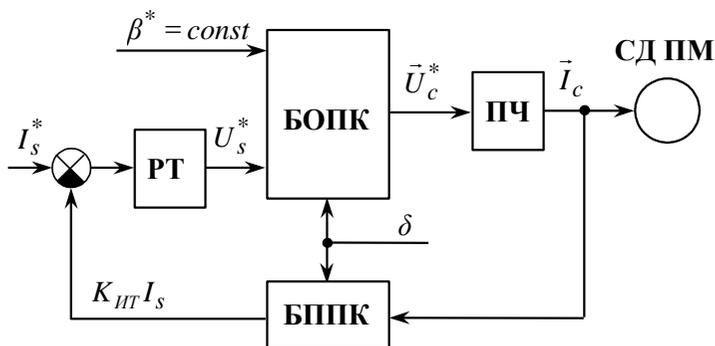


Рис. 3.12. Структура КРТС синхронного привода с обратной связью по модулю вектора тока статора

На входы **БОПК** с выхода регулятора тока **РТ** поступают сигналы задания полярных координат вектора напряжения статора.

В данной схеме при  $\beta^* = const$  поддерживается постоянство угла между продольной осью ротора  $d$  и вектором *напряжения* статора. Угол между осью  $d$  и вектором тока статора зависит от нагрузки и скорости. Соответственно электромагнитный момент привода не является линейной зависимостью от величины  $I_s^*$ .

В схеме на рис. 3.11 показаны датчики положения и скорости. Во многих случаях целесообразно применение одного датчика для получения информации о величине  $\delta$  и  $\omega$ . В качестве такого датчика удобно использовать бесконтактный вращающийся трансформатор (**ВТ**). Некоторыми фирмами налажен выпуск специализированных микросхем для питания **ВТ** и преобразования его выходного напряжения в сигналы  $\delta$  и  $\omega$ . Производятся также микросхемы для построения преобразователей координат и регуляторов.

Как уже отмечалось, для **АД** наиболее удобной является система осей  $x, y$ , вращающихся с синхронной скоростью  $\omega_c$ . Это обусловлено тем, что в данной системе осей координаты векторов состояния двигателя в установившемся режиме постоянны и, соответственно, могут быть использованы удобные методы оптимизации переходных процессов данных координат. В /42/ приводится шесть вариантов структурных схем обобщенного **АД** с фазным ротором с возможностью питания со стороны как статора, так и ротора. Схемы отличаются привязкой осей  $x, y$  к какому-либо вектору состояния **АД**.

В различных источниках, в том числе и в /42/, для **АД** с короткозамкнутым ротором рекомендуется система отсчета, привязанная к потокосцеплению ротора  $\vec{\Psi}_r$ . Структурная схема **АД** в системе координат, ориентированных по вектору  $\vec{\Psi}_r$ , характеризуется небольшим числом перекрестных связей, простыми выражениями для момента и скорости системы координат, отсутствием нелинейностей в прямых каналах. Структура обобщенного **АД** в упомянутой системе отсчета приведена в /42/. Применительно к трехфазному **АД** с короткозамкнутым ротором названная структура может быть представлена в виде схемы на рис. 3.13.

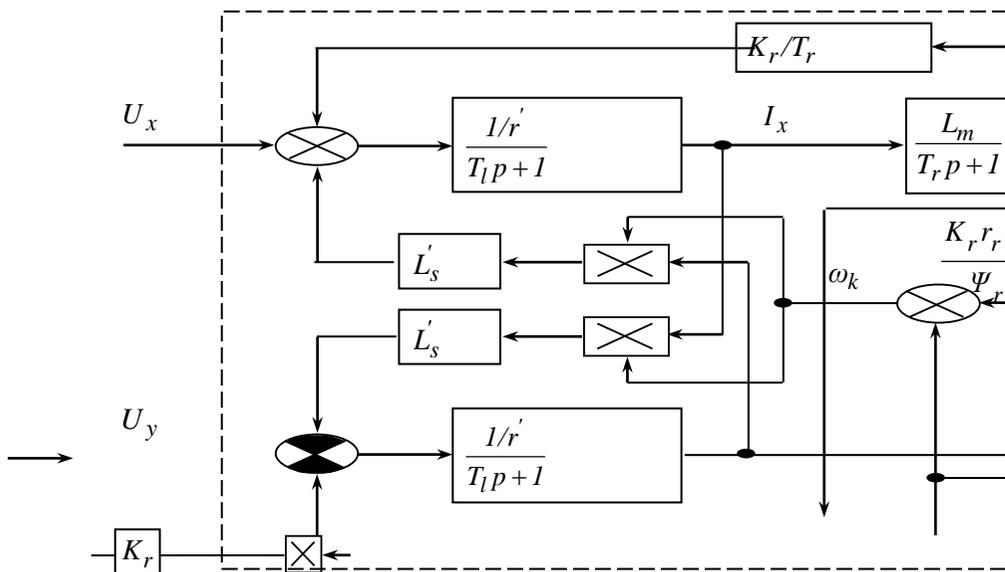


Рис. 3.13. Структурная схема АД в системе отсчета, ориентированной по вектору  $\vec{\Psi}_r$ .

Связь параметров схемы с индуктивностями и сопротивлениями АД может быть найдена в /42/.

Скорость вращения системы координат в данной модели:

$$\omega_k = Z_p \omega + K_r r_r I_y / \Psi_r, \quad (3.8)$$

где  $\Psi_r$  – модуль потокосцепления ротора.

Из рис.3.13. следует, что при постоянстве  $\Psi_r$  момент пропорционален  $I_y$ , а потокосцепление  $\Psi_r$  в установившемся режиме пропорционально  $I_x$ . Исходя из этого, функциональные схемы асинхронных электроприводов часто имеют вид рис. 3.14.

В соответствии с такой структурой строятся приводы как с ВТУ, так и с ЧТУ, то есть КРТС может быть выполнен на основе схем рис.3.5 или рис. 3.6.

Величина  $I_x^*$  задает потокосцепление  $\Psi_r$ , а  $I_y^*$  – электромагнитный момент. Коэффициент передачи  $K_c$  выбирается в соответствии с (3.8). Выходной сигнал  $\omega_{ck}$  блока  $K_c$  определяет абсолютное скольжение АД. Выходной сигнал  $\delta$  блока интегрирования БИ определяет ориентацию системы координат.

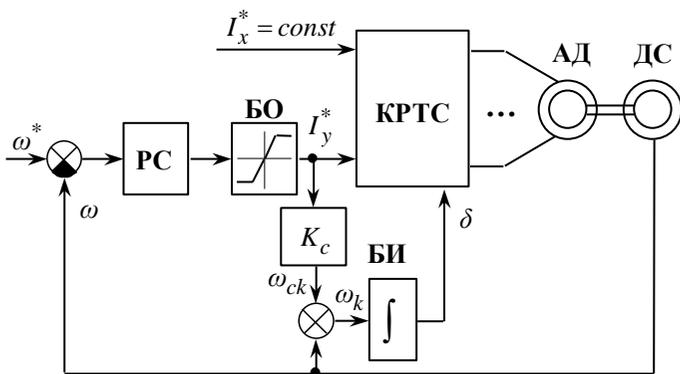


Рис. 3.14. Вариант схемы асинхронного электропривода

По данной схеме выполнены многие варианты известных приводов, например российские приводы с ЧТУ типа «Размер», различные варианты приводов с ВТУ, выпускаемых фирмой SIEMENS и другими зарубежными производителями.

В качестве датчика скорости могут использоваться импульсные индуктивные или фотоэлектрические датчики, классические тахогенераторы. Удобным вариантом датчика, как и в синхронных приводах, является бесконтактный вращающийся трансформатор. К примеру, в станочном приводе «Размер» выходной сигнал ВТ используется для реализации БОПК, получения сигнала обратной связи по скорости, а также для получения кода положения, поступающего в устройство числового программного управления.

Рядом фирм выпускаются приводы с ВТУ, структура которых в основном соответствует рис. 3.14, но датчик скорости отсутствует. Информация о скорости привода и ориентации системы координат вычисляется в имитационной модели двигателя, на вход которой поступает информация о напряжениях и токах АД.

Известно множество других модификаций асинхронных приводов с управлением как ортогональными, так и полярными координатами вектора  $\vec{I}_s$ . Имеются варианты приводов с обратной связью по модулю вектора тока статора. К системам с ВТУ могут быть отнесены и известные приводы с ориентацией по полю.

Как уже отмечалось, схемы КРТС на рис. 3.5, 3.6 являются базовыми, а конкретные приводы могут содержать дополнительные

контуры регулирования. Вопросы построения асинхронных электроприводов отражены в /41, 42, 48, 49/.

Обычно в приводах с **ВТУ** и **ЧТУ** используется синусоидальная форма токов, при этом каналы управления нулевыми составляющими тока отсутствуют. Ниже рассмотрим структуры приводов с трехфазным двигателем с наличием канала формирования нулевой составляющей тока  $i_0$ .

Соединение трехфазной обмотки в звезду без нулевого провода или в треугольник исключает протекание  $i_0$ . Наличие  $i_0$  в трехфазном двигателе возможно лишь в случае раздельного питания фаз от преобразователя частоты. Как уже отмечалось, в приводах с **ВТУ** с раздельным питанием фаз во избежание неконтролируемого протекания  $i_0$  используется канал управления нулевой составляющей тока, на вход которого подается нулевой сигнал задания /48/. В двигателе при этом формируются синусоидальные токи.

Традиционные частотно-токовые приводы не имеют канала управления величиной  $i_0$ . Отсутствие данного канала не приводит к несинусоидальности токов даже при раздельном питании фаз двигателя.

Во многих случаях рациональные структурные представления электропривода позволяют упростить его исследование и аппаратное исполнение. Поясним сказанное несколькими примерами.

В /10, 11/ с целью улучшения характеристик преобразователя частоты было предложено создавать в трехфазном двигателе круговое равномерно вращающееся магнитное поле путем формирования токов в виде, соответственно, четырех частей синусоид (рис. 2.1) и двух частей синусоид - рис. 2.6. На первых этапах такие формы токов не рассматривались в виде суммы синусоид и величины  $i_0$ . Простые схемы задатчиков фазных токов (**ЗФТ**) для данных приводов отсутствовали.

В /2/ предложено представлять электропривод с круговым полем и несинусоидальной формой токов в виде частотно-токового привода с управляемой нулевой составляющей тока. Такая структура позволила найти достаточно простые средства реализации **ЗФТ**, применять при исследовании и проектировании приводов удобный математический аппарат.

Представление фазных токов в виде суммы синусоид и величины  $i_0$  привело к выводу о целесообразности выполнения **ЗФТ** в виде совокупности традиционного преобразователя координат **ПК1**, трех сумматоров (см. рис. 3.7.) и задатчика нулевой составляющей тока **ЗНС**. В [2] вход **ЗНС** соединен не с выходом **ПК1**, как на рис. 3.7, а с его входом. Сигнал задания  $i_0$  имеет треугольную (квазитреугольную) форму, соответственно в двигателе создаются токи в виде четырех частей синусоид.

Тем не менее, реализация **ЗНС** при упомянутом соединении его входа оставалась относительно сложной, так как требовалась синхронизация сигнала задания  $i_0$  с синусоидальными составляющими. Дальнейшее упрощение **ЗФТ** обеспечивается включением **ЗНС** в соответствии с рис. 3.7 /5, 6, 30/. Предложенные в [30] схемы **ЗФТ** для приводов с формами токов в виде двух частей синусоид и четырех частей синусоид приведены, соответственно, на рис. 3.15,а и рис. 3.15,б.

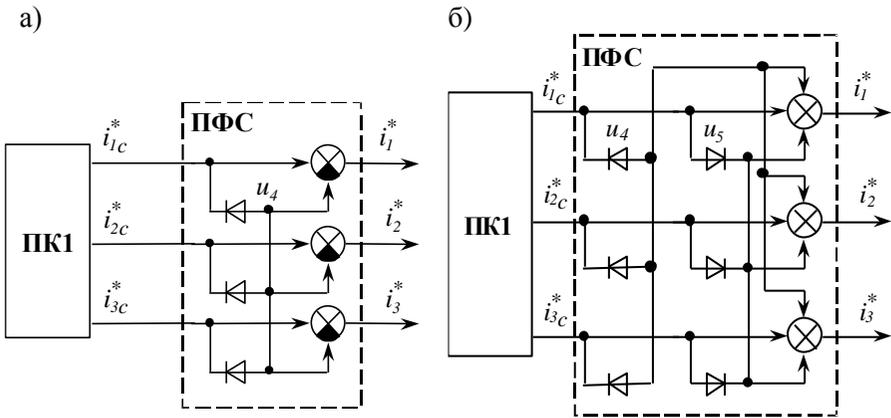


Рис. 3.15. Схемы задатчиков фазных токов

С выходов **ПК1** снимаются синусоидальные составляющие  $i_{1c}^* - i_{3c}^*$ , физически представленные напряжениями. Эти напряжения выпрямляются соответственно одним и двумя трехфазными нулевыми выпрямителями. Выпрямленные напряжения  $u_4, u_5$  поступают на входы сумматоров.

Схема **ЗФТ** для привода с токами, имеющими квазитрапецеидальную нулевую составляющую (рис. 2.3), предложена в /6/ – рис. 3.16.

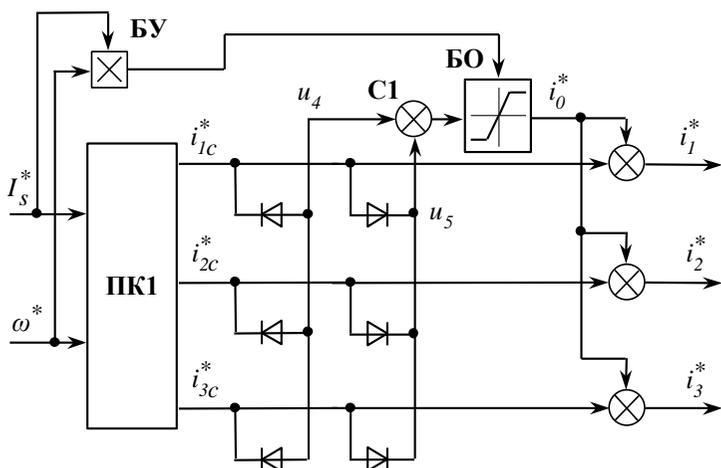


Рис. 3.16. Схема задатчика фазных токов, имеющих квазитрапецеидальную нулевую составляющую

По сравнению со схемой на рис. 3.15,б **ЗФТ** дополнительно содержит блок умножения **БУ**, блок ограничения **БО** и сумматор **С1**. На входы **ПК1** поступают сигналы задания модуля вектора тока  $I_s^*$  и частоты питания двигателя  $\omega^*$ . С выхода **С1** снимается квазитреугольное напряжение, а с выхода **БО** – квазитрапецеидальное. Величину ограничения можно регулировать в функциях  $I_s^*$  или  $\omega^*$ , а также в функции произведения  $I_s^* \cdot \omega^*$ .

На рис. 3.17 приведена функциональная схема частотно-токового электропривода, разработанного для перегрузочных манипуляторов (**ПМ**) атомных электростанций /30, 31, 47/. В приводе использован способ создания кругового поля в трехфазной машине путем формирования однополярных токов в виде двух частей синусоид.

Трехфазный **АД** с тремя парами полюсов питается от трех регулируемых источников однополярного тока **РИТ1-РИТ3**. На валу **АД** установлен бесконтактный сельсин **БС** с одной парой полюсов, работающий в режиме фазовращателя. Выходное напряжение **БС**

используется для реализации преобразователя координат **ПК1** и для получения сигнала обратной связи по скорости  $\omega$ , определяемого с помощью вычислителя скорости **ВС**. Преобразователь формы сигналов **ПФС** выполнен в соответствии со схемой на рис. 3.15,а.

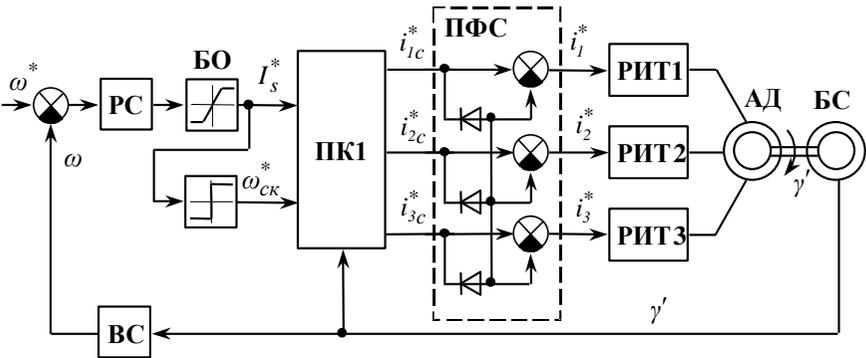


Рис. 3.17. Функциональная схема электропривода перегрузочного манипулятора

На входы **ПК1** поступают сигналы задания модуля вектора тока  $I_s^*$  и абсолютного скольжения  $\omega_{ск}^*$ . Величина  $\omega_{ск}^*$  равна константе, а знак определяется знаком сигнала  $I_s^*$ . Выходные напряжения **ПК1**:

$$i_{ic}^* = I_s^* \cos(3\gamma' + K_I \omega_{ск}^* t \cdot \text{sign} I_s^* - (i-1)2\pi/3). \quad (3.9)$$

Приводы перегрузочного манипулятора не критичны к массогабаритным и энергетическим показателям двигателя. Выбор однополярного питания двигателя обеспечил существенное упрощение и повышение надежности преобразовательного устройства. Каждый из регулируемых источников тока выполнен в виде нереверсивного тиристорного выпрямителя, охваченного отрицательной обратной связью по току.

Упрощение реализации преобразователя координат обеспеченно за счет решений, приведенных в /1, 3, 13/.

## 4. ВЕНТИЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ В ЧАСТОТНОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

### 4.1. Общие положения

Вентильные преобразователи (**ВП**) можно классифицировать по различным признакам и, в частности, по виду потенциального разделения выходных выводов, а, соответственно, и способу соединения фаз нагрузки. По данному классификационному признаку выделим три основных группы преобразователей:

- 1) с потенциальным разделением фаз нагрузки;
- 2) с общим выводом;
- 3) с трехфазным выходом и отсутствием общего вывода.

Структуру преобразователя с потенциальным разделением фаз нагрузки можно представить в виде совокупности  $n$  регулируемых источников напряжения **РИН1-РИНn**, каждый из которых имеет два выходных вывода с подключенной к ним фазой нагрузки  $Z_i$  – рис. 4.1, а. Общее число выходных выводов преобразователя для  $n$  формируемых напряжений  $n_g = 2n$ .

Преобразователи с общим выводом представляются в виде совокупности  $n$  **РИН**, имеющих общий вывод **ОВ** – рис. 4.1, б, г, е. Блоки **РИН** формируют  $n$  напряжений  $u_i$ , измеряемых относительно общего вывода. Общее число выводов преобразователя  $n_g = n + 1$ .

Преобразователи с трехфазным выходом и отсутствием общего вывода питают трехфазную обмотку двигателя **М1** (рис. 4.1, в), соединенную в звезду без нулевого провода или треугольник. Выводы преобразователя обозначены как а, в, с. В идеале преобразователь формирует трехфазную систему линейных напряжений:

$$\left. \begin{aligned} u_{ac} &= U_m \sin(\omega t); \\ u_{cb} &= U_m \sin(\omega t - 2\pi/3); \\ u_{ba} &= U_m \sin(\omega t - 4\pi/3). \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

В данном преобразователе в явном виде не выделяются регулируемые источники напряжения с однофазным выходом. К рассматриваемой группе преобразователей относится, например, автономный инвертор напряжения, выполненный по трехфазной мостовой схеме.

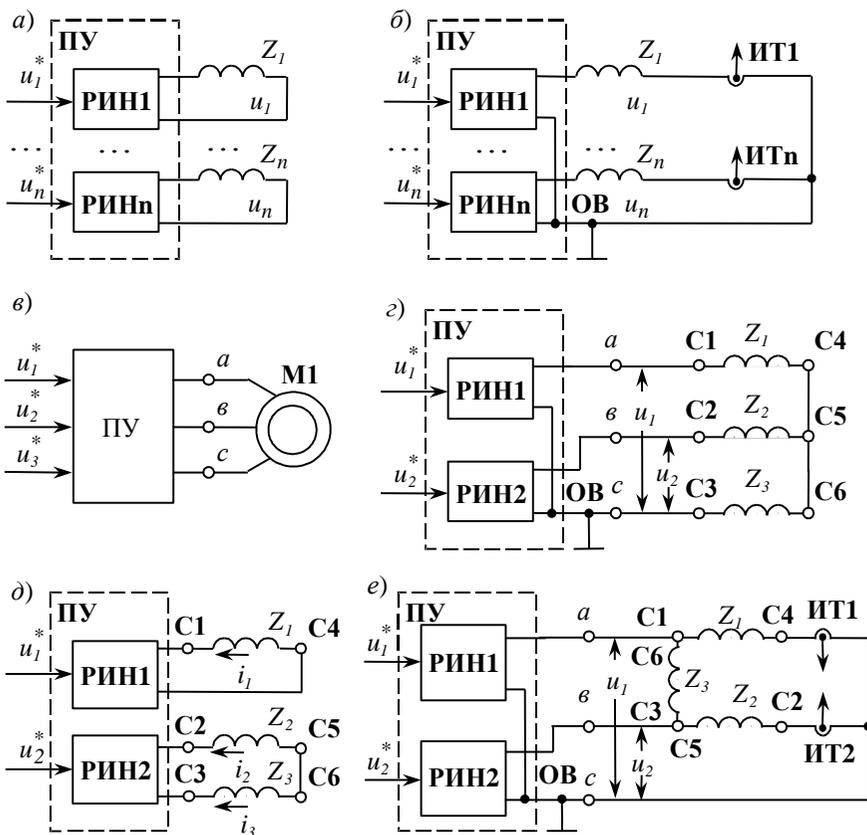


Рис.4.1. К вопросу классификации преобразователей по схемам подключения нагрузки

В свою очередь преобразователи с общим выводом можно разделить по схемам соединения нагрузки. Обычно в таких **ВП**  $n$ -фазная нагрузка соединяется в  $n$ -фазную звезду с нулевым (общим) выводом, присоединенным к общему выводу преобразователя – рис. 4.1, б. В схеме показан вариант места включения измерителей тока **ИТ**. При таком включении возможно использование измерителей тока без гальванической развязки входов и выходов.

Преобразователи, выполненные по схемам рис. 4.1, а, б, позволяют формировать как синусоидальные, так и несинусоидальные фазные токи.

Схемы рис. 4.1, *з*, *е* /24, 29/ малоизвестны. Докажем возможность формирования с помощью данных схем трехфазной системы синусоидальных напряжений на нагрузке, соединенной в звезду (рис. 4.1, *з*) или треугольник – рис. 4.1, *е*. Начала и концы фаз двигателя традиционно промаркированы как **C1-C3** и **C4-C6**.

Выводы преобразователя обозначены как *a*, *b*, *c*. Вывод *c* является общим выводом **ОВ** регулируемых источников напряжения **РИН1**, **РИН2**. Блоки **РИН1**, **РИН2** формируют относительно точки *c* напряжения  $u_1$ ,  $u_2$ :

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= U_m \sin(\omega t); \\ u_2 &= U_m \sin(\omega t + \pi/3). \end{aligned} \right\} \quad (4.2)$$

В этом случае для линейных напряжений между точками *a*, *b*, *c* запишем:

$$\left. \begin{aligned} u_{ac} &= u_1 = U_m \sin(\omega t); \\ u_{cb} &= -u_{bc} = -u_2 = U_m \sin(\omega t - 2\pi/3); \\ u_{ba} &= u_2 - u_1 = U_m \sin(\omega t - 4\pi/3). \end{aligned} \right\} \quad (4.3)$$

Таким образом, с помощью двух **РИН** формируется трехфазная система синусоидальных напряжений. По сравнению с традиционной схемой (рис. 4.1, *б*) приведенный вариант питания позволяет на треть сократить количество **РИН**.

На рис. 4.1, *з* также показан вариант включения измерителей тока **ИТ1**, **ИТ2** /24/, при котором возможно исключение в последних гальванической развязки входов и выходов.

В преобразователях с отдельным питанием (рис. 4.1, *а*) нагрузкой **РИН** обычно является фаза двигателя, иногда соединенная последовательно со сглаживающим дросселем. При этом число **РИН** равно числу фаз двигателя, т.е.  $n = m$ . Питание трехфазной обмотки от двух **РИН** с отдельными выходами возможно, если фазы двигателя включить в соответствии со схемой на рис. 4.1, *д* /36/.

С помощью двух **РИН** формируются токи:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= 1,5 I_s \cos \alpha; \\ i_2 &= -i_3 = \frac{\sqrt{3}}{2} I_s \sin \alpha. \end{aligned} \right\} \quad (4.4)$$

При этом нулевая составляющая тока:

$$i_0 = 0,5I_s \cos \alpha . \quad (4.5)$$

В рассмотренном случае формируется круговое равномерно вращающееся магнитное поле, однако энергетические характеристики хуже, чем при симметричном питании. При заданной сумме потерь в активных сопротивлениях статора за период изменения тока модуль вектора тока  $I_s$  уменьшается на 11,6 % по сравнению с симметричным питанием.

Вентильные преобразователи также можно классифицировать по типу питающего напряжения – переменного или постоянного. При переменном напряжении на энергетическом входе преобразователи с переменными напряжениями регулируемой частоты на выходе обычно называют преобразователями частоты. Безусловно, что наибольшее распространение получили преобразователи с переменными напряжениями на входе.

Известно весьма большое количество различных схем статических преобразовательных устройств, которые возможно использовать в частотном электроприводе. При всем этом широкое применение нашли лишь некоторые группы преобразователей, в частности, тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью (**ТПЧ НС**), в которых осуществляется естественная коммутация вентилей. Упомянутые **ТПЧ НС** называют также непосредственными преобразователями частоты (**НПЧ**) или циклоконверторами.

К основным достоинствам **ТПЧ НС** можно отнести следующее:

- 1) возможность двустороннего обмена энергией между питающей сетью и нагрузкой, что обеспечивает как двигательный, так и генераторный (рекуперативное торможение) режимы работы привода;
- 2) использование в качестве вентилей тиристоров, которые имеют высокие значения допустимых напряжений и токов, что создает предпосылки для создания мощных и надежных преобразователей;
- 3) коммутация тиристоров осуществляется питающей сетью, что уменьшает остроту проблемы перенапряжений в преобразователях и повышает их надежность;
- 4) однократность преобразования электрической энергии.

Низкая частота коммутации вентиляей обуславливает следующие недостатки **ТПЧ НС**:

- 1) ограничение верхних значений выходных частот в окрестностях 25 Гц (при частоте сети 50 Гц);
- 2) невысокое быстродействие;
- 3) значительные пульсации выходных токов.

Кроме того, недостатком **ТПЧ НС** является негативное влияние на питающую сеть, в частности, низкий коэффициент мощности.

Непосредственные преобразователи частоты нашли достаточно широкое применение в приводах больших и средних мощностей. В настоящее время **ТПЧ НС** сохраняют свои перспективы преимущественно в области больших мощностей. Вытеснение таких преобразователей из диапазона средних мощностей обусловлено появлением на рынке надежных и мощных полностью управляемых вентиляей, на которых реализуются вентиляйные преобразователи с промежуточным звеном постоянного напряжения (**ВП ЗПН**).

Для современных приводов диапазона малых и средних мощностей перспективны преобразователи, имеющие на выходе **ЗПН** автономный инвертор напряжения (вентиайный коммутатор), который работает в режиме широтно-импульсной модуляции (**ШИМ**) или в режиме релейных систем формирования мгновенных значений токов. В таких **АИН** обеспечивается высокая частота коммутации вентиляей, что исключает основные недостатки, присущие преобразователям с непосредственной связью.

Ниже будут рассмотрены преимущественно вопросы построения выделенных преобразователей, то есть **ТПЧ НС** и **ВП ЗПН**, в которых **АИН** работает с высокой частотой коммутации вентиляей.

Современные статические преобразователи электрической энергии имеют относительно высокий КПД, который является мерой экономичности преобразования энергии. Наряду с КПД важное значение имеет экономичность потребления преобразователем энергии от сети переменного напряжения.

Рассмотрим вначале известные соотношения для однофазной цепи. Пусть однофазный потребитель энергии (однофазная нагрузка) питается от одной фазы автономной сети синусоидальных напряжений с внутренним сопротивлением фазы  $r_{\phi}$ . Под автономностью в данном случае понимается отсутствие у сети других потребителей.

Известно, что активная мощность  $P$ , отбираемая от источника синусоидального напряжения, определяется по формуле:

$$P = U \cdot I_1 \cdot \cos\varphi, \quad (4.6)$$

где  $U$  – действующее значение напряжения сети;

$I_1$  – действующее значение первой гармоники потребляемого тока;

$\varphi$  – сдвиг фаз между напряжением и первой гармоникой тока.

Известно также, что при заданной мощности нагрузки  $P$  мощность потерь в активном сопротивлении фазы сети  $\Delta P_\phi$  минимальна ( $\Delta P_\phi = \Delta P_{\phi \min}$ ), если  $\varphi = 0$ , а потребляемый ток синусоидален. В этом случае

$$\Delta P_{\phi \min} = r_\phi \cdot I_1^2 = r_\phi \frac{P^2}{U^2}. \quad (4.7)$$

Экономичность потребления энергии оценивают в общем случае коэффициентом мощности  $k_M$ , равным отношению активной мощности  $P$  к полной мощности  $S$ :

$$k_M = \frac{P}{S} = \frac{P}{UI}, \quad (4.8)$$

где  $I$  – действующее значение тока.

При синусоидальном токе, когда  $I = I_1$ ,

$$k_M = \cos\varphi. \quad (4.9)$$

Мощность потерь в сопротивлении  $r_\phi$  в общем случае:

$$\Delta P_\phi = r_\phi \cdot I^2 = r_\phi \frac{S^2}{U^2}. \quad (4.10)$$

При фиксированной мощности  $P$ , исходя из (4.7), (4.8), (4.10), получим

$$\frac{\Delta P_\phi}{\Delta P_{\phi \min}} = \frac{1}{k_M^2}. \quad (4.11)$$

Таким образом, величина  $1/k_M^2$  показывает, во сколько раз при заданной активной мощности потери в фазе автономной сети в случае произвольной нагрузки больше минимальных потерь, имеющих место, когда потребляемый ток синусоидален, а угол  $\varphi = 0$ . Со-

ответственно коэффициент мощности может служить мерой экономичности потребления электрической энергии.

Использование только лишь коэффициента мощности для оценки экономичности потребления электрической энергии может оказаться в некоторых случаях недостаточным и привести к неверным выводам. Потребители, имеющие одинаковый коэффициент мощности, могут иметь разную экономичность потребления энергии.

Рассмотрим нижеследующие доводы. При заданной активной мощности трехфазной нагрузки  $P$  суммарные потери в активных сопротивлениях автономной трехфазной сети  $\Delta P_{\Sigma}$  будут минимальными ( $\Delta P_{\Sigma} = \Delta P_{\Sigma \min}$ ), если нагрузка симметрична и питается синусоидальными токами с углом  $\varphi = 0$ . В этом случае:

$$\Delta P_{min} = 3r_{\phi} I_1^2 = r_{\phi} \frac{P^2}{3 \cdot U^2}. \quad (4.12)$$

Сравним два варианта нагрузок – трехфазную и однофазную, каждая из которых потребляет одинаковую мощность  $P$ , потребляемые токи синусоидальны, сдвиг фаз  $\varphi = 0$ . Коэффициент мощности таких нагрузок  $k_M = \cos \varphi = 1$ , однако потери в активных сопротивлениях автономной сети отличаются весьма существенно.

В первом случае потери в сети минимальны и определяются по формуле (4.12). В случае однофазной нагрузки потери в сети определяются по (4.7), то есть потери в автономной сети при однофазной нагрузке даже без учета потерь в нулевом проводе втрое превышают потери при трёхфазной нагрузке, хотя коэффициент мощности нагрузок одинаков.

Для оценки экономичности потребления энергии могут использоваться дополнительные критерии, например, предложенный в [21] коэффициент потерь  $k_n$ , равный отношению мощности суммарных потерь  $P_{\Sigma}$  в автономной сети при произвольной нагрузке к минимальной мощности потерь  $P_{\Sigma \min}$ :

$$k_n = \Delta P / \Delta P_{min}. \quad (4.13)$$

Мощность суммарных потерь в фазах трехфазной сети при произвольной в общем случае несимметричной нагрузке без учета потерь в нулевом проводе определяется как:

$$P_{\Sigma} = r_{\phi} \sum_{i=1}^3 I_i^2, \quad (4.14)$$

где  $I_i$  - действующее значение  $i$ -го фазного тока.

Для рассмотренной выше однофазной нагрузки  $k_n = 3$ , а для трехфазной нагрузки  $k_n = 1$ . Если трехфазная нагрузка симметрична, коэффициент потерь и коэффициент мощности связаны соотношением:

$$k_n = I/k_M^2. \quad (4.15)$$

Для однофазной нагрузки:

$$k_n = 3/k_M^2. \quad (4.16)$$

Сравнение с помощью рассмотренных коэффициентов влияния различных нагрузок на автономную сеть является достаточно наглядным. В этом случае могут быть получены конкретные численные значения влияния нагрузок на потери в сети.

При наличии множества нагрузок оценка их влияния на питающую сеть существенно усложняется. К примеру, подключение к нагруженной сети новой нагрузки, у которой ток опережает напряжение, может, как известно, уменьшить суммарные потери в сети. В связи с этим целесообразен поиск новых дополнительных критериев экономичности потребления энергии.

Предложенный коэффициент потерь целесообразно, в частности, использовать для сравнения различных схем статических преобразователей энергии.

В частотно-регулируемом электроприводе малой мощности широко используются преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного напряжения, которые могут питаться как от трехфазной, так и однофазной сети. Коэффициенты мощности в обоих случаях достаточно близки. Применение для оценки экономичности потребления энергии коэффициента потерь свидетельствует о существенных преимуществах трехфазного питания.

## **4.2. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью**

Вопросы теории ТПЧ НС достаточно подробно отражены, например, в [16]. В связи с этим ограничимся рассмотрением лишь некоторых характерных примеров построения силовой части ТПЧ НС с естественной коммутацией тиристоров.

Преобразователи частоты с непосредственной связью можно разделить, в частности, по следующим классификационным признакам:

- 1) число фаз питающей сети и число фаз на выходе преобразователя;
- 2) число пульсаций  $m_n$  в выходном напряжении за период напряжения питающей сети при неизменном угле управления (пульсность или число фаз выпрямления);
- 3) способ соединения вентилялей в группе;
- 4) совместное или раздельное управление вентиляльными группами;
- 5) наличие или отсутствие согласующего трансформатора между питающей сетью и вентиляльными группами;
- б) вид потенциального разделения (связи) выходных выводов и, соответственно, способов соединения фаз нагрузки.

По первому классификационному признаку отличают, например, однофазно-трехфазные, трехфазно-трехфазные преобразователи. Наиболее часто используется питание от трехфазной сети.

В соответствии со значением  $m_n$  различают двухпульсные, трехпульсные, шестипульсные, двенадцатипульсные схемы. Увеличение  $m_n$  повышает быстродействие и верхние значения выходных частот преобразователя.

По третьему классификационному признаку выделяют нулевые и мостовые вентиляльные группы.

Согласующий трансформатор может использоваться для решения нескольких задач: согласования уровней сетевого напряжения и входного напряжения вентиляльных групп; увеличения числа фаз напряжения на входе вентиляльных групп с целью повышения пульсности преобразователя; обеспечения потенциального разделения или наоборот, соединения цепей. Реализация двенадцатипульсных преобразователей возможна лишь за счет использования трансформаторов.

Наличие согласующих трансформаторов существенно увеличивает стоимость и габариты **ТПЧНС**.

Шестой классификационный признак отражен в п. 4.1, в частности, на рис. 4.1.

На рис. 4.2 приведены схемы силовой части трехфазно-однофазных преобразователей с мостовыми (а) и нулевыми (б) вентильными группами для питания нагрузки  $Z_i$  двуполярными токами. Фазы и нулевой провод трехфазной сети (вторичной обмотки трансформатора) обозначены как **А**, **В**, **С** и **0**. Уравнительные реакторы, используемые при совместном управлении вентильными группами, в схемах не показаны.

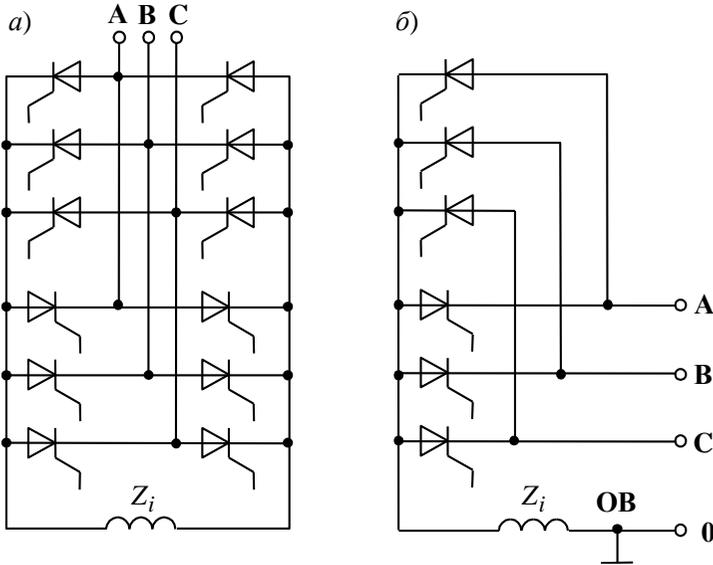


Рис. 4.2. Схемы шестипульсного (а) и трехпульсного (б) реверсивных тиристорных преобразователей с однофазным выходом

Приведенные схемы называют также реверсивными трехфазными, соответственно, мостовым и нулевым преобразователями (выпрямителями).

При определенной идеализации уравнение гладкой составляющей напряжения  $u_i$   $i$ -го преобразователя с однофазным выходом для режима непрерывных токов может быть записано в виде:

$$u_i = K_6 U_d \cos \alpha_i = U_{d0} \cos \alpha_i, \quad (4.17)$$

где  $K_g$  – константа, определяемая схемой преобразователя;  $U_n$  – действующее значение линейных напряжений на входе вентильных групп;  $\alpha_i$  – угол управления;  $U_{d0}$  – значение напряжения при  $\alpha_i = 0$ .

Изменяя  $\alpha_i$ , регулируют  $u_i$ .

Для трехфазной мостовой схемы (рис. 4.2, а)  $K_g = 1,35$ , а для трехфазной нулевой схемы (рис. 4.2, б)  $K_g = 0,675$ .

На основе мостовых схем (рис. 4.2, а) реализуются преобразователи с потенциальным разделением фаз нагрузки (рис. 4.1, а), а на основе нулевых (рис. 4.2, б) - преобразователи с общим выводом (рис. 4.1, б). Общим выводом является нулевой провод сети.

Для питания  $n$  фаз нагрузки необходимы  $n$  изображенных на рис. 4.2 трехфазно-однофазных преобразователей. На рис. 4.3 приведена схема трехфазно-трехфазного трехпульсного преобразователя, выполненного на основе схемы рис. 4.2, б.

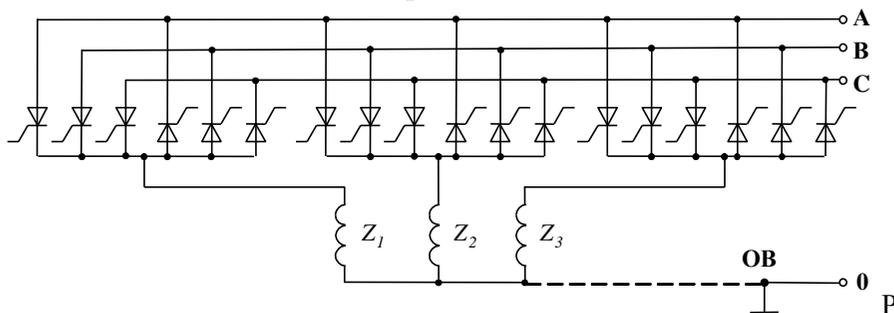


Рис. 4.3. Схема трехфазно-трехфазного трехпульсного преобразователя с нулевыми вентильными группами

При соединении общего вывода фаз нагрузки с нулевым проводом сети схема соответствует рис. 4.1, б, а при отсутствии такого соединения - рис. 4.1, в.

На основе двенадцатипульсных преобразователей в зависимости от схем вторичных обмоток согласующих трансформаторов могут быть построены схемы как с потенциальным разделением фаз нагрузки, так и с общим выводом.

В преобразователях, фазы нагрузки которых соединяются в соответствии с рис. 4.1, а, б, могут формироваться и несинусоидальные фазные токи. Целесообразность использования в ТПЧ НС токов с квазитрапецеидальной нулевой составляющей обоснована в разделе 2.

К недостаткам **ТПЧ НС** относят большое число тиристоров. Для уменьшения количества тиристоров и упрощения системы управления в приводах серии **ЭТА1** применяются не трехфазные, а двухфазные АД /44/. Преобразовательное устройство реализовано на основе двух шестипульсных трехфазных преобразователей (рис. 4.2, а).

Трехпульсный преобразователь на рис. 4.3 содержит восемнадцать тиристоров. Упрощение трехфазного преобразователя может быть обеспечено, если питать трехфазную обмотку в соответствии со схемами рис. 4.1, г, е, используя в качестве **РИН1**, **РИН2** трехфазные нулевые преобразователи с однофазным выходом (рис. 4.2, б) /24/. Способ соединения обмоток двигателя (звезда или треугольник) определяется требуемыми уровнями напряжений питания двигателя.

В схеме рис. 4.1, г для питания двигателя с номинальными фазными напряжениями 220 В (50 Гц) необходимая амплитуда выходного напряжения **РИН** при частоте, например, 25 Гц около 270 В. Таким образом, при соединении обмоток в звезду не обеспечивается требуемый уровень напряжения питания двигателя и, соответственно, целесообразно соединение обмоток статора в треугольник (рис. 4.1, е).

Кроме того, в некоторых случаях требуется определенная запас выходного напряжения **РИН**. Как уже отмечалось, выходные токи **ТПЧ НС** имеют значительную пульсирующую составляющую. Для уменьшения пульсаций тока иногда целесообразно применение сглаживающих дросселей. Уровень выходных напряжений **РИН** должен обеспечить требуемое падение напряжения на дросселе от гладкой составляющей тока.

К недостаткам преобразователей с двуполярными выходными токами относится большое число тиристоров, сложность системы управления, возможность протекания сквозных токов между группами вентилях. Исключение контуров протекания сквозных токов, упрощение силовой части и системы управления обеспечивается при однополярном питании обмоток двигателя. В этом случае необходимо использование нереверсивных преобразователей, примеры схем которых приведены на рис. 4.4.

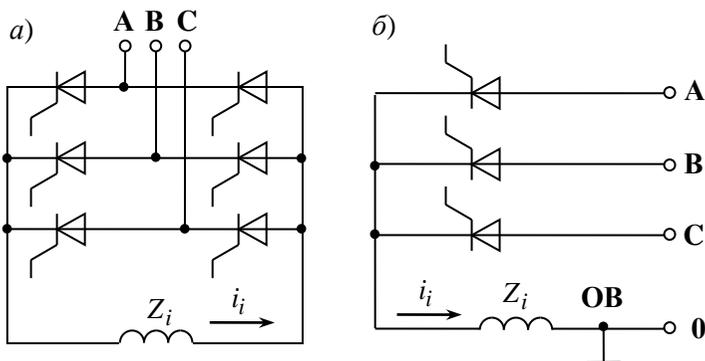


Рис. 4.4. Схемы неперевсивных трехфазного мостового (а) и трехфазного нулевого (б) преобразователей с однофазным выходом

На основе мостовой схемы реализуются преобразователи с раздельным питанием фаз нагрузки, а на основе нулевой схемы - преобразователи с общим выводом. Для питания  $n$  фаз нагрузки однополярными токами необходимы  $n$  неперевсивных преобразователей с однофазным выходом.

На рис.3.17 приведена структура частотно токового электропривода с однополярными фазными токами, разработанного для перегрузочных манипуляторов АЭС. Привод содержит три регулируемых источника однополярного тока (РИТ), каждый из которых реализован на основе схемы рис. 4.4, б. Схема одного РИТ приведена на рис.4.5.

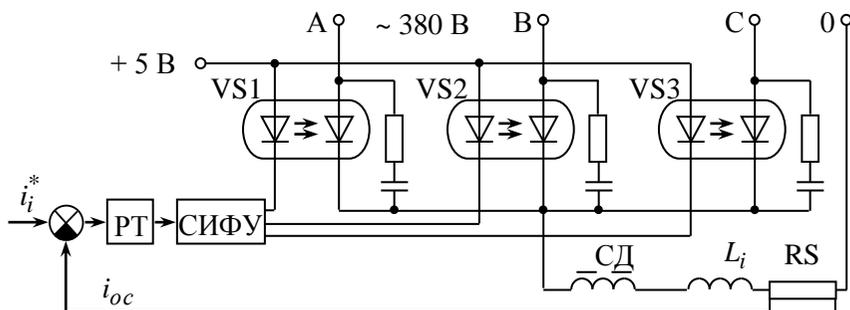


Рис.4.5. Схема контура регулирования фазного тока

Схема содержит регулятор тока РТ, систему импульсно-фазового управления СИФУ, три оптронных тиристора VS1-VS3, за-

щищенных **RC** цепями. Последовательно с фазой двигателя  $L_i$  включен сглаживающий дроссель СД. Сигнал обратной связи по току  $i_{oc}$  снимается с токоизмерительного резистора **RS**. Питание преобразователя осуществляется от трехфазной сети с нулевым проводом с линейными напряжениями 380 В.

В приводах перегрузочного манипулятора используются двигатели малой мощности. Испытания экспериментального образца привода осуществлялись с двигателями двух типов: **АО2-42-6** с короткозамкнутым ротором и **МТ-012-6** с фазным ротором. Номинальные параметры двигателя **АО2-42**: мощность – 4,0 кВт; частота вращения - 950 об/мин; фазное напряжение - 220 В; фазный ток – 9,3 А. Номинальные параметры двигателя **МТ - 012**: мощность – 2,2 кВт; частота вращения - 895 об/мин; фазное напряжение статора - 220 В; фазный ток статора – 7,5 А; фазный ток ротора - 11 А.

В приводах малой мощности при данной схеме преобразователя и отсутствии сглаживающего дросселя токи имеют весьма неблагоприятный характер. Сглаживающие дроссели позволяют существенно уменьшить пульсации тока. На рис. 4.6 приведены осциллограммы сигнала задания фазного тока  $i^*$ , фазного тока статора  $i$  и фазного тока ротора  $i_p$ , снятые при заторможенном роторе машины **МТ-012** и индуктивности сглаживающего дросселя 0,23 Гн. Гладкая составляющая тока ротора изменяется по синусоиде, что свидетельствует о создании кругового поля при однополярных фазных токах в виде двух частей синусоид.

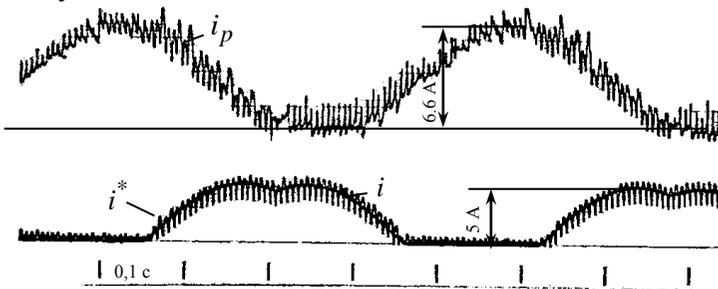


Рис.4.6. Осциллограммы сигналов при заторможенном роторе машины **МТ-012**

Как уже отмечалось, низкая частота коммутации ограничивает быстродействие и диапазон скорости привода. Наличие сглаживающего дросселя также снижает быстродействие привода и верхние значения его скоростей. При значительных индуктивностях влияние дросселей на ограничение сверху диапазона скоростей оказывается более существенным, нежели частотные свойства **ТПЧ НС**.

На рис.4.7 приведены осциллограммы сигналов в приводе с машиной **АО2-42** при частоте вращения  $400$  об/мин и индуктивности дросселя  $0,23$  Гн. При данных значениях частоты и тока падение напряжения на дросселе соизмеримо с величиной фазного напряжения двигателя. Увеличение максимального значения фазного тока до  $10$  А при данной частоте приводит к срывам режима инвертирования.

Без сглаживающих дросселей привод с машиной **АО2-42** обеспечивает работу с частотами вращения до  $1000$  об/мин, что выше номинальной частоты двигателя. При этом задавались токи до  $50$  А и срывов режима инвертирования не наблюдалось.



Рис.4.7. Осциллограммы сигналов при частоте вращения  $400$  об/мин

Одним из факторов, ограничивающих верхнее значение выходных частот реверсивных **ТПЧ НС**, является необходимость в обеспечении надежного запирающего тиристоров работавшей группы при реверсе тока. Отсутствие реверса тока создает предпосылки для увеличения максимальных скоростей привода с однополярными токами по сравнению с приводом, имеющим синусоидальную форму токов. Возможность достижения рассматриваемым приводом с трехпульсным **ТПЧ НС** номинальных частот двигателя иллюстрируется рис. 4.8, где приведены осциллограммы фазных токов  $i_1$ - $i_3$  и сигнала задания  $i_3^*$  тока  $i_3$ , полученные при отсутствии сглаживающих дросселей.

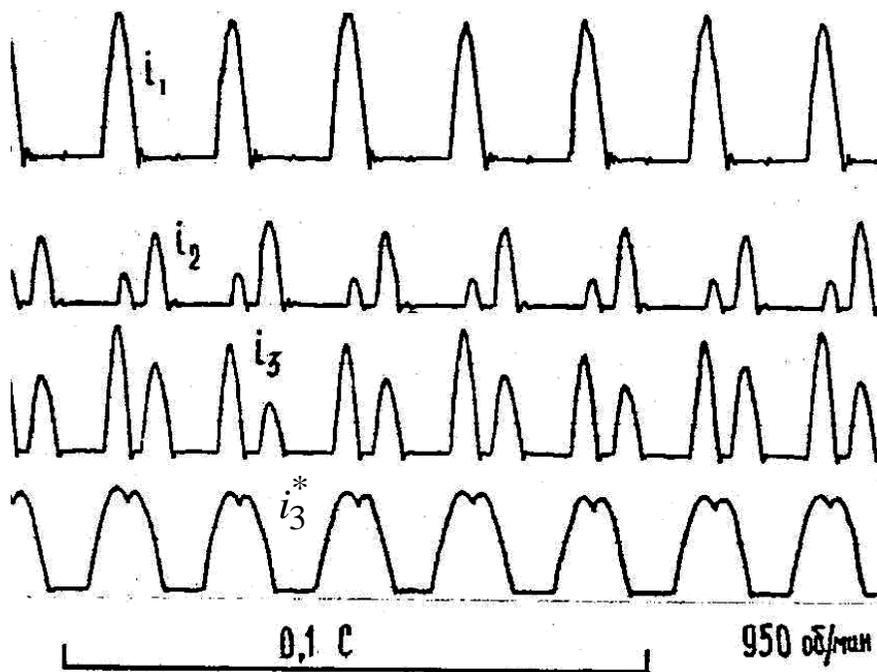


Рис. 4.8. Осциллограммы сигналов при частоте вращения 950 об/мин

Расширение диапазона скоростей с одновременным улучшением качества формируемых однополярных токов может быть обеспечено за счет использования нереверсивных трехфазных мостовых схем преобразователей (рис.4.4,а).

### 4.3. Преобразователи с промежуточным звеном постоянного напряжения

#### 4.3.1. Обобщенные схемы преобразователей

Известны разнообразные модификации вентильных преобразователей с промежуточным звеном постоянного напряжения (**ВП ЗПН**), которые трудно обобщить единой схемой. Вместе с тем множество применяемых вариантов **ВП ЗПН** можно представить в виде обобщенной структуры, приведенной на рис. 4.9.

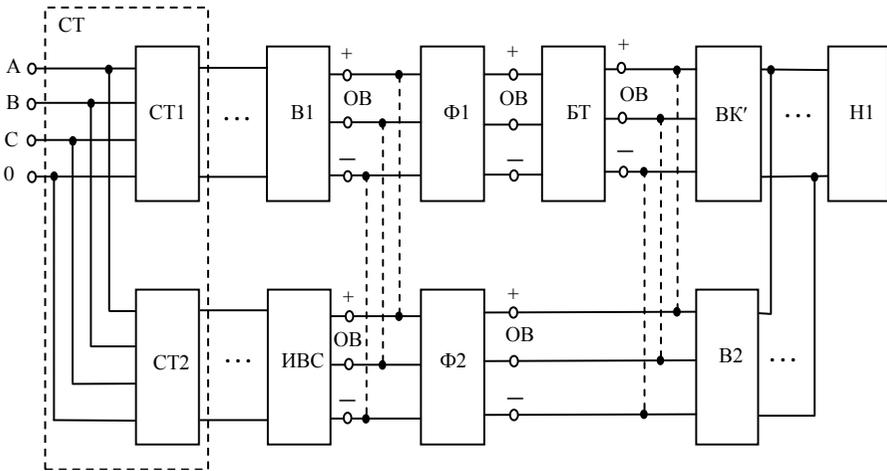


Рис. 4.9. Обобщенная схема **ВП ЗПН**

Схема подключена в общем случае к трехфазной четырехпроводной сети переменного напряжения и содержит согласующие трансформаторы **СТ1**, **СТ2**, выпрямители **В1**, **В2**, фильтры **Φ1**, **Φ2**, блок торможения **БТ**, вентильный коммутатор **ВК'**, *n* – фазную нагрузку **Н1** и инвертор, ведомый сетью, **ИВС**. Согласующий трансформатор **СТ** может быть общим для блоков **В1** и **ИВС**. В общем случае на выходе **В1** два напряжения (положительное и отрицательное), измеряемые относительно общего вывода **ОВ** (средней точки).

В обобщенной схеме **ВП ЗПН** два канала преобразования электрической энергии, которые можно условно назвать прямым и обратным. В прямом канале переменное напряжение преобразуется в постоянное выпрямителем **В1**, а затем с помощью вентильного коммутатора преобразуется в напряжение питания нагрузки требуемой величины. В обратном канале энергия нагрузки через выпрямитель **В2** поступает на **ИВС**, с помощью которого рекуперируется в сеть переменного напряжения.

Рассмотренная схема является обобщенной, а в конкретных вариантах могут отсутствовать те или иные элементы, например, **ИВС**, **Φ2**, **БТ**, согласующие трансформаторы. При отсутствии **ИВС**, соответственно и блоков **Φ2**, **СТ2**, выходы выпрямителя **В2** соединяются со входом **ВК'**, что отражено пунктирными линиями в схеме на рис.4.9. В таком варианте преобразователя энергия, которая поступает от двигателя, работающего в генераторном режиме, может рассеивать-

ся в блоке торможения **БТ** или накапливаться в конденсаторах фильтра **Ф1**. При наличии **ИВС** может отсутствовать **Ф2**, а фильтр **Ф1** быть общим для **В1** и **ИВС**.

Варианты **ВП ЗПН** могут классифицироваться по различным признакам, в частности, по наличию или отсутствию элементов, обозначенных на рис 4.9. Преобразователь с наличием **ИВС** может быть назван системой «выпрямитель – вентиляльный коммутатор – инвертор, ведомый сетью», (**В-ВК-ИВС**), а с отсутствием **ИВС** – системой «выпрямитель – вентиляльный коммутатор» (**В-ВК**).

Обобщенную структуру системы **В-ВК** (рис.4.10), можно получить, исключив из схемы рис.4.9 блоки **ИВС**, **Ф2** и **СТ2**.

Современные вентиляльные коммутаторы обычно выполняются на основе транзисторных ключей, шунтированных обратными диодами. Эти диоды и образуют, как правило, выпрямитель **В2** в системе **В-ВК**. Таким образом, **ВК'** и **В2** составляют единое устройство, обведенное на рис.4.10 пунктиром и обозначенное как **ВК** – *вентильный коммутатор*. В случае, когда нагрузкой **Н1** является статорная обмотка двигателя переменного тока, блок **ВК** обычно называют *автономным инвертором напряжения (АИН)*.

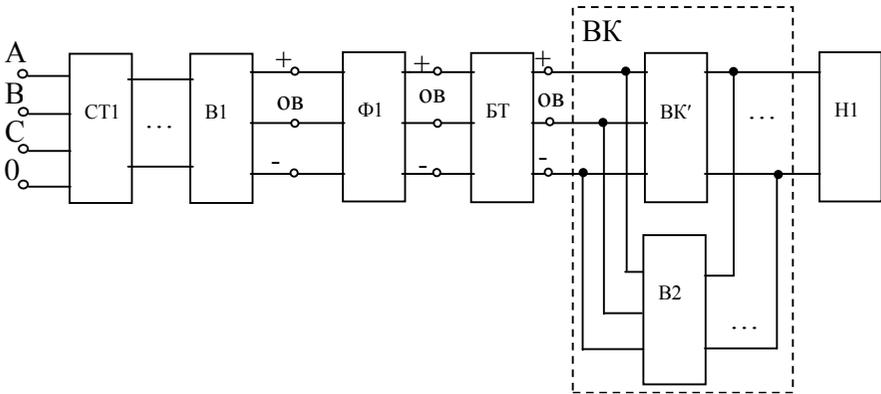


Рис.4.10. Обобщенная схема системы **В-ВК**

Варианты **ВП ЗПН** может также отличать тип составных элементов, например:

- тип выпрямителя **В1** – диодный или тиристорный, шестипульсный или двухпульсный и т.д.;
- тип фильтра – емкостной или индуктивно-емкостной;

- тип вентиляльного коммутатора – трехфазный мостовой или трехфазный нулевой, на биполярных или полевых транзисторах и т.д.;
- тип **ИВС** – тиристорный или транзисторный, трехфазный мостовой или трехфазный нулевой и т.д.

Преобразователи с **ИВС** ввиду относительной сложности нашли не столь широкое применение, как система **В-ВК**. Ниже рассмотрим вначале систему **В-ВК**, а затем систему **В-ВК-ИВС**.

#### 4.3.2. Элементы системы «выпрямитель – вентиляльный коммутатор»

Обобщенная схема системы **В-ВК** (рис. 4.10) содержит блоки **В1**, **Ф1**, **БТ**, **ВК**. При построении конкретных вариантов преобразователей используются различные схемы данных блоков. Для компактности изложения материала и для удобства классификации преобразователей целесообразно присвоить разновидностям их составных элементов буквенно-цифровые обозначения. К примеру, на рис.4.11 приведен ряд схем выпрямителя **В1**, где каждому варианту присвоено соответствующее обозначение. Трехфазный мостовой выпрямитель обозначен как **В1.1**, трехфазный нулевой – как **В1.2** и **В1.3**, трехфазный нулевой со средней точкой – как **В1.6**. При однофазном питании обычно используется однофазный мостовой выпрямитель **В1.4**.

Общим выводом **ОВ** (средней точкой) выпрямителя **В1.6** является нулевой провод питающей сети.

При однофазном питании возможно также применение однополупериодных выпрямителей **В1.7**, **В1.8**, а также выпрямителя со средней точкой **В1.9**.

Во многих случаях выпрямитель **В1** питается непосредственно от сети с линейными напряжениями 380 В, что и отражено на рис. 4.11. Очевидно, что возможны иные уровни входных напряжений выпрямителей. При наличии согласующего трансформатора используются и другие схемы выпрямления.

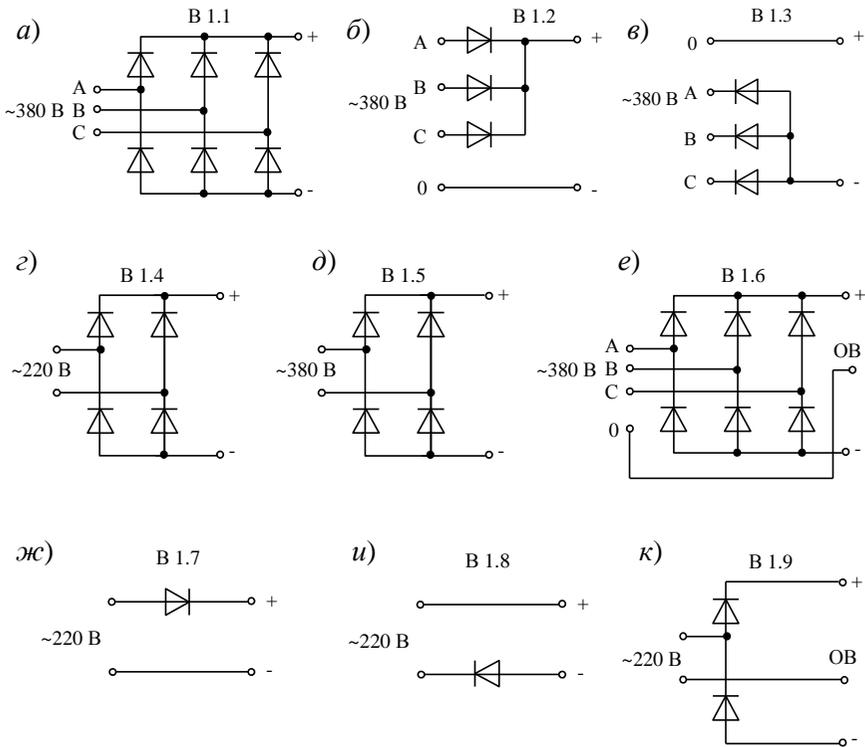


Рис.4.11. Схемы диодных выпрямителей

В некоторых вариантах **ВП ЗПН** выпрямитель **В1** выполняется управляемым – тиристорным, или диодно-тиристорным. К примеру известны преобразователи, в которых в качестве блока **В1** применяется трехфазный мостовой тиристорный выпрямитель (см. рис. 4.4, а).

В ряде случаев управляемость тиристорного выпрямителя **В1** используется не для регулирования входного напряжения вентильного коммутатора, а для иных целей, например, для подключения преобразователя к сети и отключения его при нормальных или аварийных режимах. В таком варианте блок **В1** совмещает функции выпрямителя и тиристорного пускателя.

Возможно использование управляемого выпрямителя **В1** для ограничения зарядных токов конденсаторов фильтра **Ф1** при подключении преобразователя к сети. После заряда конденсаторов выпрямитель работает как диодный.

На рис. 4.12 приведены варианты фильтра **Ф1**.

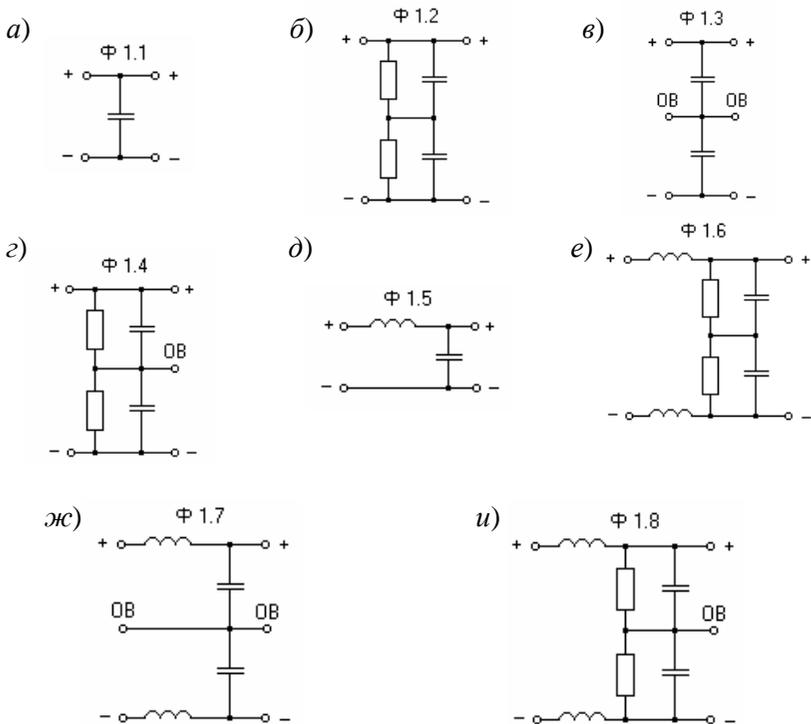


Рис. 4.12. Схемы фильтров

В приводах малой мощности обычно используется емкостной фильтр **Ф1.1**. Разновидностью такого фильтра является схема **Ф1.2**. Необходимость последовательного соединения электролитических конденсаторов фильтра обусловлена тем, что их допустимые напряжения обычно не превышают *400-450 В*, а выходное напряжение выпрямителя **В1.1** больше названных значений. Для выравнивания напряжений конденсаторы шунтируются резисторами.

Разновидностью индуктивно-емкостного фильтра **Ф1.5** является схема **Ф1.6**, последовательное соединение конденсаторов в которой обусловлено теми же причинами, что и в схеме **Ф1.2**. Обмотка сглаживающего дросселя при этом может состоять из двух секций.

В звене постоянного напряжения со средней точкой возможно применение фильтров **Ф1.3**, **Ф1.4**, **Ф1.7**, **Ф1.8**. В схемах **Ф1.4**, **Ф1.8** образована искусственная средняя точка.

Схемы силовой части вариантов блока торможения приведены на рис. 4.13.

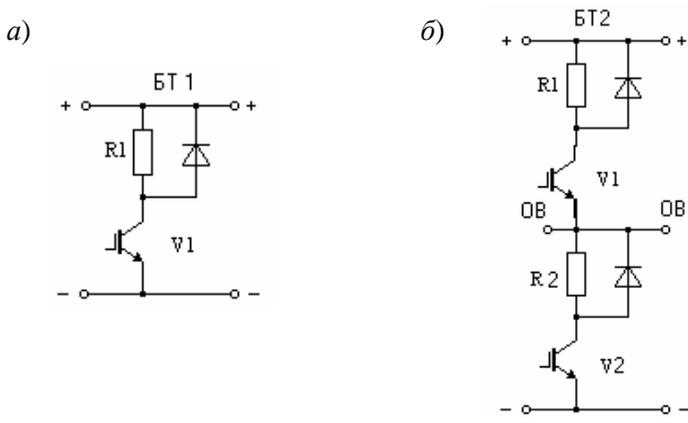


Рис. 4.13. Схемы блоков торможения

Наличие или отсутствие блока торможения обусловлено величинами энергий, выделяемых при работе привода в генераторном режиме. При малых энергиях блок торможения может отсутствовать. В этом случае энергия торможения заряжает конденсаторы фильтра  $\Phi 1$ , увеличивая напряжение на них. При больших энергиях торможения повышение напряжения становится недопустимым. В таком варианте необходимо использование блока торможения.

В известных приводах обычно используется блок торможения **БТ1**. При работе привода в генераторном режиме открывается транзистор **V1** и энергия торможения рассеивается в резисторе **R1**. Диод, шунтирующий **R1**, ограничивает перенапряжения, вызываемые ЭДС самоиндукции при заперении **V1**.

В звене постоянного напряжения со средней точкой возможно использование схемы **БТ2** /23/.

Современные вентильные коммутаторы реализуются на основе различных транзисторов (биполярных, **IGBT**, **МДП**) и запираемых тиристоров. Принцип действия вентильного коммутатора не зависит от типа управляемого вентиля, поэтому работа разных вариантов **ВК** может быть проанализирована на примере схем, в которых используется изображение лишь одного выбранного ключа. В рассматриваемых ниже схемах **ВК** преимущественно используется изображение биполярных транзисторов с изолированным затвором – **IGBT**.

На рис.4.14 представлены варианты вентильных коммутаторов для питания нагрузки двуполярными токами. Схемам **ВК** присвоены буквенно-цифровые обозначения **ВК1-ВК5**. Схемы **ВК3-ВК5** исполь-

зуются для питания статорных обмоток двигателей – трехфазных или двухфазных.

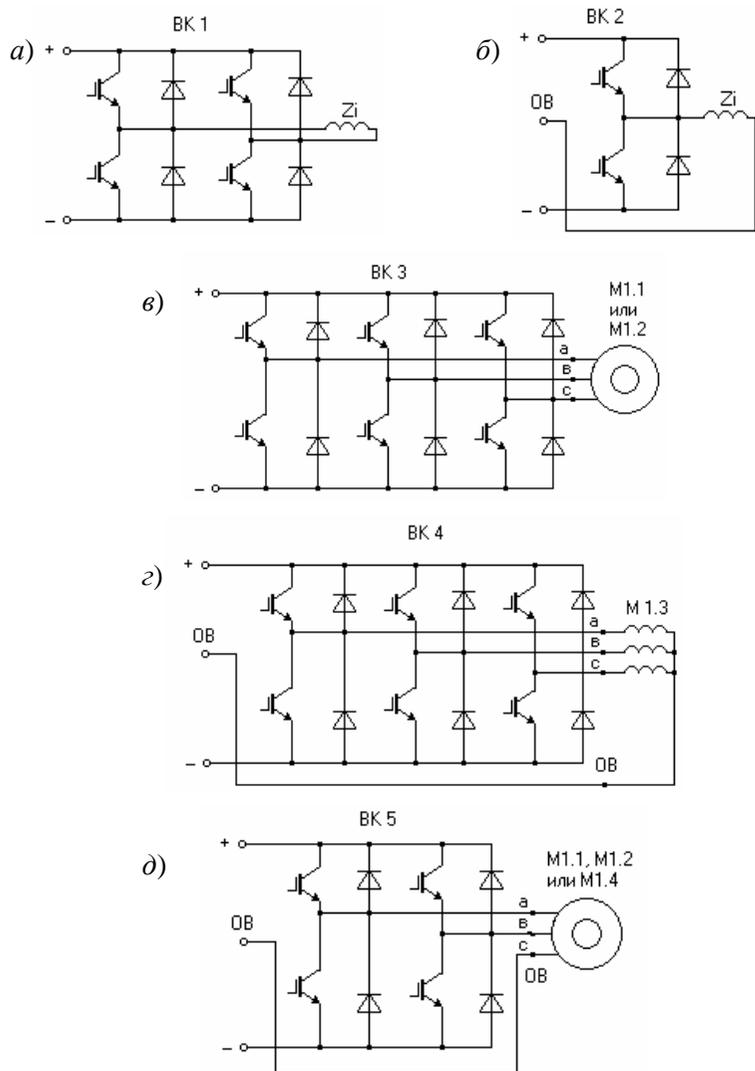


Рис. 4.14. Схемы **ВК** для питания нагрузки двуполярными токами:  
*а* – однофазная мостовая; *б* – однофазная нулевая; *в* – трехфазная мостовая; *г* – трехфазная нулевая; *д* – двухфазная нулевая

Варианты схем соединения этих обмоток **М1.1-М1.4** приведены на рис. 4.15. Буквами **а, в, с, ОВ** обозначены выходные выводы **ВК** и входные выводы обмоток двигателей.

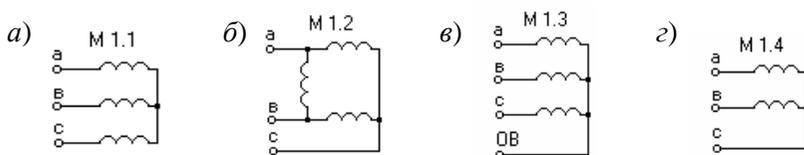


Рис. 4.15. Схемы соединения обмоток двигателей

Для питания мостовых схем **ВК1** и **ВК3** необходим источник однополярного постоянного напряжения, а для нулевых схем – источник двуполярного напряжения с общим выводом.

Поставим в соответствие рис. 4.14 и рис. 4.1.

На основе однофазного мостового вентильного коммутатора **ВК1** реализуются преобразователи с раздельным питанием фаз нагрузки – рис. 4.1, а, д. Для  $n$  фаз нагрузки необходимы  $n$  однофазных мостовых **ВК**.

Трехфазная мостовая схема **ВК3** относится к преобразователям с трехфазным выходом и отсутствием общего вывода – рис. 4.1, в.

На основе **ВК2** реализуются преобразователи с общим выводом – рис. 4, б, г, е. Рис. 4.1, б соответствуют **ВК2, ВК4**, а также **ВК5** с нагрузкой **М1.4**, а рис. 4.1, г, е – **ВК5** с нагрузками **М1.1** и **М1.2**.

Схемы и алгоритмы работы **ВК** с однополярными выходными токами будут рассмотрены в отдельном пункте.

### 4.3.3. Алгоритмы работы вентильных коммутаторов

Системами управления вентильных коммутаторов реализуются различные алгоритмы коммутации силовых транзисторных ключей. Рассмотрим вначале некоторые идеализированные алгоритмы работы однофазного мостового вентильного коммутатора **ВК1**.

Схема однофазного мостового **ВК**, выполненного на четырех транзисторных ключах **VT<sub>1</sub> - VT<sub>4</sub>**, приведена на рис. 4.16. Коммутатор питается от выпрямителя **В<sub>1</sub>** с фильтром, включающим в общем случае индуктивность **L<sub>1</sub>** и емкость **C<sub>1</sub>**. Нагрузкой вентильного коммутатора

является индуктивность  $l_i$ , резистор  $r_i$  и источник ЭДС  $e_i$ . Такой нагрузкой может быть представлена фаза двигателя переменного тока. В этом случае  $r_i$ ,  $l_i$  – активное сопротивление и индуктивность рассеяния фазы,  $e_i$  – ЭДС, изменяющаяся с частотой основной гармоники напряжения фазы.

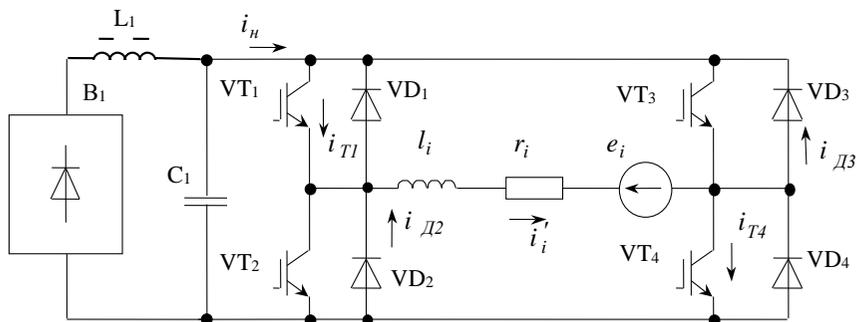


Рис. 4.16. К работе однофазного мостового **ВК**

С помощью вентиляльных коммутаторов весьма часто реализуются импульсные системы формирования напряжений - системы с широтно-импульсной модуляцией (**ШИМ**). Во многих случаях на основе таких систем выполняются замкнутые контуры формирования токов за счет использования отрицательных обратных связей по токам. Упомянутые контуры могут быть названы *импульсными системами формирования токов*.

Кроме импульсных систем в ряде электроприводов применяются *замкнутые релейные системы формирования токов*.

Рассмотрим вначале работу коммутатора на примере идеализированной релейной системы формирования тока с реализацией одного из возможных алгоритмов коммутации, когда отпирание пары диагональных транзисторов сопровождается одновременным запираем другой пары транзисторов (реально во избежание так называемых «сквозных токов» отпирание транзисторов происходит через некоторый промежуток времени после запираения выключаемых транзисторов).

Работу системы иллюстрирует рис. 4.17, где приняты следующие обозначения:  $u_i'$ ,  $i_i'$  – мгновенные значения напряжения и тока нагрузки;  $i_i^*$  – заданная величина тока нагрузки;  $i_n$  – выходной ток звена

постоянного напряжения. Транзисторные ключи и диоды считаются идеальными, падение напряжения на них отсутствует.

В интервале времени  $t_1$ - $t_2$  открыты транзисторы  $VT_1, VT_4$  и к нагрузке приложено напряжение  $+u_c$  конденсатора  $C_1$ . Ток  $i_i'$  нарастает, протекая через  $VT_1, VT_4$ . Знак тока  $i_n$  совпадает со знаком напряжения  $u_c$  и энергия отбирается от **ЗПН**.

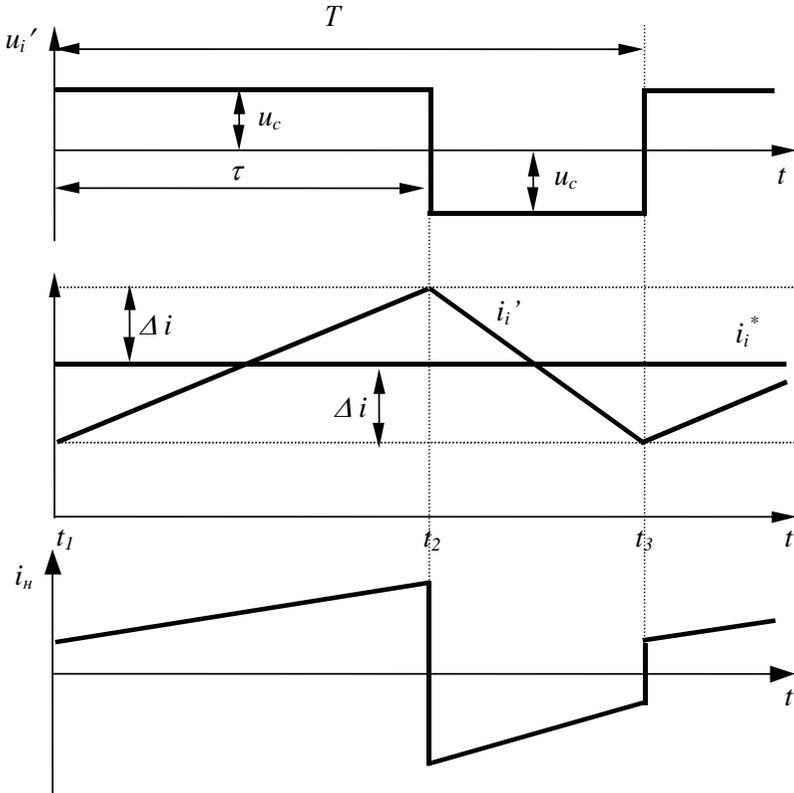


Рис. 4.17. Диаграммы напряжений и токов

В момент времени  $t_2$ , когда разность между током  $i_i'$  и его заданным значением  $i_i^*$  достигает фиксированного отклонения  $\Delta i$ , срабатывает релейный элемент в системе управления, транзисторы  $VT_1, VT_4$  запираются,  $VT_2, VT_3$  отпираются и ток  $i_i'$  уменьшается, протекая через  $VD_2, VD_3$  за счет ЭДС самоиндукции индуктивности  $l_i$ . К нагрузке при этом приложено напряжение  $-u_c$ . Знаки тока  $i_i'$  и  $u_c$  противоположны и энергия отдается в **ЗПН**, заряжая конденсатор  $C_1$ .

В момент  $t_3$  отклонение тока  $i_i'$  от  $i_i^*$  достигает значения  $-\Delta i$ , транзисторы  $\text{VT}_2$ ,  $\text{VT}_3$  запираются,  $\text{VT}_1$ ,  $\text{VT}_4$  открываются, ток  $i_i'$  нарастает и т.д. Описанную систему формирования тока иногда называют «*токовым коридором*».

При выбранных направлениях токов  $i_i'$  и ЭДС  $e_i$  ток  $i_i'$  нарастает под воздействием разности  $u_c$  и  $e_i$ , а спадает под воздействием суммы  $u_c$  и  $e_i$ , соответственно скорость нарастания тока меньше скорости спада и интервал  $t_1 - t_2$  больше интервала  $t_2 - t_3$ . Таким образом, за период коммутации  $T$  энергия в среднем потребляется от ЗПН. Если знак ЭДС  $e_i$  изменить, то соотношение между интервалом  $\tau$  и величиной  $T$  изменится и в среднем энергия будет отдаваться в ЗПН, заряжая конденсатор  $C_1$ .

В современных преобразователях частота коммутации транзисторов  $f_k$  достаточно высока и в интервале коммутации  $T$  напряжение  $u_c$  может быть принято постоянным. В связи с этим среднее за период  $T$  значение напряжения нагрузки (постоянная составляющая)

$$u_i = u_c (2\tau - T)/T, \quad (4.18)$$

где  $\tau$  - интервал открытого состояния транзисторов  $\text{VT}_1$ ,  $\text{VT}_4$ .

Приведенный алгоритм работы системы формирования тока реализуется при условии, что ЭДС нагрузки меньше напряжения питания вентильного коммутатора, то есть

$$|e_i| < u_c. \quad (4.19)$$

В интервале коммутации  $T$  ЭДС нагрузки  $e_i$  может быть принята постоянной. Ток  $i_i'$  можно представить в виде суммы постоянной  $i_i$  и переменной  $i_{in}$  составляющих.

$$i_i' = i_i + i_{in}. \quad (4.20)$$

В рассмотренной системе формирования тока постоянная составляющая напряжения нагрузки  $u_i$  определяется величиной ЭДС  $e_i$  и падением напряжения на активном сопротивлении  $r_i$  от постоянной составляющей тока

$$u_i = e_i + i_i r_i. \quad (4.21)$$

Описанные процессы повторяются с относительно высокой частотой коммутации  $f_k$  и условно могут быть названы высокочастотными.

Так как фильтр не является идеальным, напряжение на его выходе меняется с частотой  $mf_c$ , где  $m$  - число фаз выпрямления выпрямителя  $\mathbf{B}_1$ ,  $f_c$  - частота сети. Величина  $mf_c$  существенно меньше  $f_k$ .

Процессы, повторяющиеся с частотой  $mf_c$ , могут быть отнесены к среднечастотным.

Напряжение  $u_c$  может также меняться из-за изменений напряжения питающей сети.

При соблюдении условия (4.19) изменения напряжения  $u_c$  не приводят к изменению среднего значения напряжения нагрузки. К примеру, снижение  $u_c$  вызывает уменьшение скорости нарастания и спада тока, отношение  $\tau/T$  при этом увеличивается и условие (4.10) сохраняется.

В релейной системе формирования тока частота коммутации является переменной. В импульсных системах с **ШИМ** период коммутации  $T$  обычно постоянен и среднее значение напряжения изменяется за счет регулирования величины  $\tau$  (см. (4.18) и рис.4.17).

Изменение входного напряжения **ВК** является возмущающим воздействием для систем регулирования напряжения и тока. К достоинствам замкнутых импульсных и релейных систем формирования тока следует отнести автоматическое уменьшение влияния упомянутого возмущения. В импульсных системах формирования напряжений для уменьшения погрешностей необходимо использование компенсирующих связей по входным напряжениям вентильных коммутаторов.

Релейные системы формирования тока обеспечивают более высокое быстродействие, чем импульсные. Кроме того, при заданном размахе пульсаций тока в релейных системах минимальна частота коммутации ключей.

Уменьшение размаха пульсаций обеспечивается за счет повышения частоты коммутации  $f_k$ , однако при этом увеличиваются динамические потери в ключах.

При рассмотренных выше алгоритмах коммутации ключей напряжение нагрузки является знакопеременным, то есть имеет место двуполярная модуляция. Уменьшение частоты коммутации обеспечивается при однополярной модуляции. Возможный алгоритм работы релейной системы формирования тока с однополярной модуляцией напряжения иллюстрирует рис. 4.18.

Величинами  $\Delta i_1$ ,  $\Delta i_2$  обозначены пороги срабатывания релейных элементов **РЭ**<sub>1</sub> и **РЭ**<sub>2</sub>, имеющихся в системе управления вентильным коммутатором. На входы релейных элементов поступает разность  $\varepsilon$  между заданным  $i^*$  и текущим  $i_i$  значениями тока.

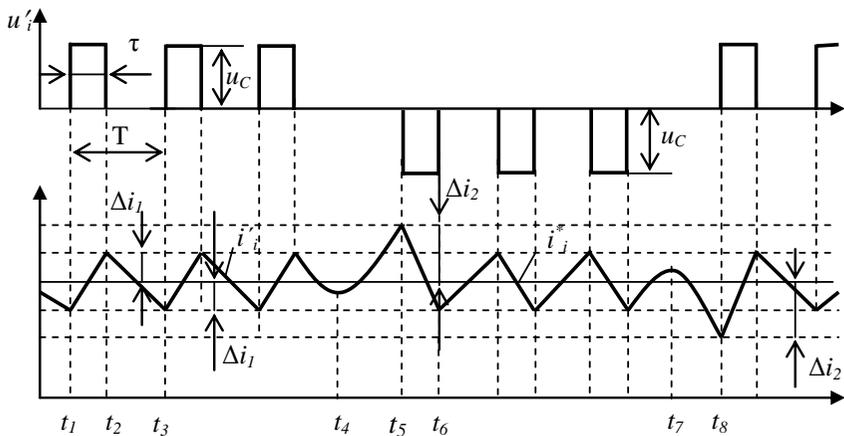


Рис. 4.18. К работе релейной системы формирования тока

При формировании тока  $i_i$  в направлении, обозначенном на рис. 4.16 стрелкой, транзисторы  $\text{VT}_2$ ,  $\text{VT}_3$  заперты, а коммутация транзисторов  $\text{VT}_1$ ,  $\text{VT}_4$  определяется знаком ЭДС  $e_i$ . Рассмотрим один из возможных алгоритмов коммутации.

В интервале  $t_1 - t_4$ , когда ЭДС  $e_i$  направлена встречно току,  $\text{VT}_4$  постоянно открыт. В промежутке  $t_1 - t_2$  открыт  $\text{VT}_1$ . К нагрузке приложено напряжение  $u_c$  и ток  $i'_i$  нарастает под воздействием разности  $u_c$  и  $e_i$ , протекая через  $\text{VT}_1$  и  $\text{VT}_4$ . В момент  $t_2$  величина  $\varepsilon$  достигает величины  $-\Delta i_1$ , срабатывает РЭ1 и  $\text{VT}_1$  запирается. Ток  $i'_i$  начинает спадать под действием  $e_i$ , протекая через  $\text{VD}_2$  и  $\text{VT}_4$ . Напряжение нагрузки при этом равно нулю.

В момент  $t_3$  величина  $\varepsilon$  достигает значения  $\Delta i_1$ , состояние РЭ1 изменяется,  $\text{VT}_1$  отпирается, ток начинает нарастать и т.д.

Так как из контуров спада тока исключено входное напряжение  $\text{BK}$ , спад тока происходит медленнее, чем при двуполярной модуляции, соответственно период коммутации  $T$  возрастает. Среднее значение напряжения нагрузки

$$u_i = \tau u_c / T. \quad (4.22)$$

В момент  $t_4$  происходит смена знака  $e_i$ , и ток  $i_i$  начинает нарастать под действием  $e_i$ , протекая через  $\text{VD}_2$ ,  $\text{VT}_4$ . В момент  $t_5$ , когда величина  $\varepsilon$  достигает значения  $-\Delta i_2$ , срабатывает РЭ2, изменяя алгоритм коммутации транзисторов. В интервале  $t_5 - t_7$ , когда  $e_i$  направлена согласно с  $i'_i$ , постоянно заперты  $\text{VT}_1$ ,  $\text{VT}_2$ ,  $\text{VT}_3$ , а  $\text{VT}_4$  переключается.

В промежутке  $t_5 - t_6$   $VT_4$  заперт и ток  $i'_i$  протекает через  $VD_2$ ,  $VD_3$ . К нагрузке приложено напряжение  $-u_c$ . В момент  $t_6$  величина  $\varepsilon$  достигает значения  $\Delta i_1$ ,  $VT_4$  отпирается и ток нарастает под воздействием  $e_i$ , протекая через  $VD_2$  и  $VT_4$ , и т.д.

В момент  $t_7$  происходит смена знака ЭДС  $e_i$  и ток начинает спадать. В момент  $t_8$   $\varepsilon$  достигает значения  $\Delta i_2$ , состояние  $PЭ_2$  изменяется, изменяя алгоритм коммутации.

Возможны и другие алгоритмы работы однофазного мостового вентильного коммутатора.

Для питания двухфазной обмотки двигателя необходимы два однофазных мостовых **ВК**, а для формирования трехфазной симметричной системы синусоидальных токов – три однофазных мостовых **ВК**.

Рассмотрим теперь работу однофазного нулевого вентильного коммутатора – рис. 4.19.

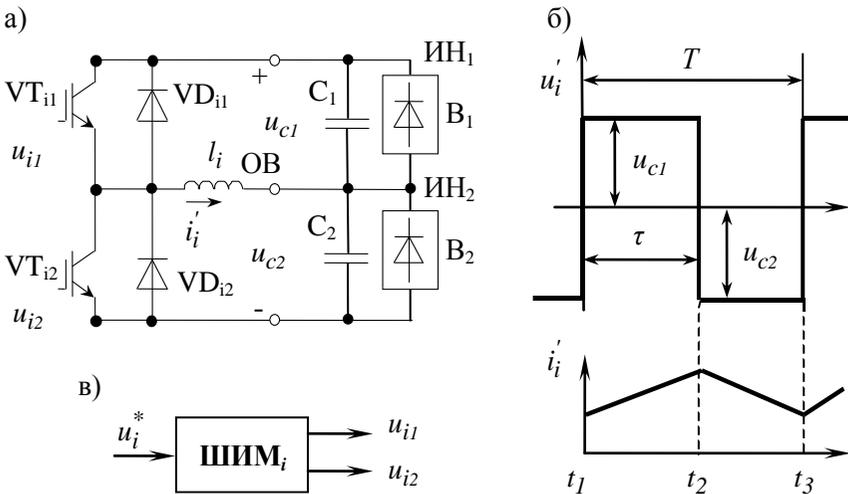


Рис. 4.19. К работе однофазного нулевого ВК

Нагрузкой коммутатора, содержащего транзисторы  $VT_{i1}$ ,  $VT_{i2}$  и диоды  $VD_{i1}$ ,  $VD_{i2}$ , является фаза двигателя  $l_i$ . Коммутатор питается от двух источников напряжения  $ИН_1$ ,  $ИН_2$ , представленных выпрямителями  $B_1$ ,  $B_2$  и конденсаторами  $C_1$ ,  $C_2$ . Напряжения конденсаторов  $u_{c1}$ ,  $u_{c2}$  являются выходными напряжениями источников  $ИН_1$ ,  $ИН_2$ .

В интервале  $t_1 - t_2$   $VT_{i2}$  заперт,  $VT_{i1}$  открыт и ток нагрузки  $i'_i$  нарастает под действием напряжения  $u_{c1}$ , протекая по контуру  $ИН_1$ -

$\mathbf{VT}_{11} - l_i$ . В промежутке  $t_2 - t_3$   $\mathbf{VT}_{11}$  заперт,  $\mathbf{VT}_{12}$  открыт и ток  $i'_i$  спадает под действием  $u_{C2}$ , протекая через  $\mathbf{VD}_2, l_i, C_2$  и заряжая конденсатор  $C_2$ .

Если считать напряжения  $u_{C1}, u_{C2}$  постоянными в интервале коммутации  $T$ , среднее значение напряжения нагрузки

$$u_i = \frac{1}{T} [u_{C1}\tau - u_{C2}(T - \tau)]. \quad (4.23)$$

Если считать, что

$$u_{C1} = u_{C2} = U_n, \quad (4.24)$$

среднее значение напряжения нагрузки

$$u_i = \frac{U_n}{T} (2\tau - T). \quad (4.25)$$

Изменяя  $\tau$ , регулируют напряжение нагрузки.

В нулевых схемах **ВК** осуществляется двуполярная модуляция напряжений.

При наличии лишь одной фазы нагрузки и постоянстве формируемого тока  $i_i$  один из конденсаторов блока питания постоянно заряжается и напряжение на нем растет. В связи с этим применение нулевых схем **ВК** для питания двигателей постоянного тока обычно нецелесообразно.

Исходя из (4.25), для получения требуемого напряжения нагрузки  $u_i$  необходимая величина  $\tau$

$$\tau = T \left( \frac{u_i}{2U_n} + \frac{1}{2} \right). \quad (4.26)$$

С достаточной степенью точности можно считать, что в интервале  $\tau$  от **ИН**<sub>1</sub> потребляется энергия

$$A_{i1} = U_n i_i \tau = U_n T i_i \left( \frac{u_i}{2U_n} + \frac{1}{2} \right), \quad (4.27)$$

где  $i_i$  – среднее за период  $T$  значение тока нагрузки.

Отсюда средняя за период  $T$  мощность, потребляемая от **ИН**<sub>1</sub>,

$$P_{i1} = i_i (u_i + U_n) / 2. \quad (4.28)$$

Аналогично для мощности, потребляемой от **ИН**<sub>2</sub>, получим

$$P_{i2} = i_i (u_i - U_n) / 2. \quad (4.29)$$

Если знаки  $i_i$  и  $u_i$  совпадают, то при выбранном на рис 4.19 знаке тока  $i'_i$  энергия потребляется от **ИН**<sub>1</sub>. Так как  $u_i < U_n$ , величина  $P_{i2} < 0$ , то есть энергия рекуперируется в **ИН**<sub>2</sub>, заряжая  $C_2$ .

Для управления трехфазным двигателем можно использовать три однофазных нулевых **ВК**, образующих трехфазный нулевой **АИН** – рис. 4.14, *з*. С помощью такого инвертора может быть сформирована трехфазная система синусоидальных напряжений и токов (гладкие составляющие):

$$\begin{aligned} u_i &= U_m \sin(\omega t - 2\pi(i-1)/3); \\ i_i &= I_m \sin(\omega t - \varphi - 2\pi(i-1)/3), \end{aligned} \quad (4.30)$$

где  $i=1,2,3$ ;  $U_m, I_m$  - амплитуды фазных напряжений и токов;  $\varphi$  - сдвиг фазы.

Пусть трехфазный нулевой **ВК** питается также как и рассмотренная выше схема от двух источников **ИН<sub>1</sub>**, **ИН<sub>2</sub>**. Исходя из (4.28), (4.30), для мощности, потребляемой от **ИН<sub>1</sub>** тремя фазами **ВК**, можно записать

$$P_{\Sigma_1} = P_{11} + P_{21} + P_{31} = (u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3 + U_n(i_1 + i_2 + i_3))/2. \quad (4.31)$$

Соответственно мощность, потребляемая от **ИН<sub>2</sub>**,

$$P_{\Sigma_2} = P_{12} + P_{22} + P_{32} = (u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3 - U_n(i_1 + i_2 + i_3))/2. \quad (4.32)$$

В связи с тем, что сумма токов  $i_1, i_2, i_3$  равна нулю, выражения (4.31), (4.32) перепишутся как

$$P_{\Sigma_1} = P_{\Sigma_2} = (u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3)/2. \quad (4.33)$$

Подставив в (4.33) значение токов и напряжений из (4.30), после преобразований получим

$$P_{\Sigma_1} = P_{\Sigma_2} = 3U_m I_m \cos \varphi / 4 = 3U_\delta I_\delta \cos \varphi / 2 = P / 2, \quad (4.34)$$

где  $U_\delta, I_\delta$  - действующие значения фазных напряжений и токов;  $P$  - активная мощность, потребляемая трехфазным двигателем.

Таким образом при формировании трехфазной системы синусоидальных токов от каждого из источников **ИН<sub>1</sub>**, **ИН<sub>2</sub>** потребляется мощность, равная половине активной мощности двигателя.

При питании двухфазных двигателей потребляемые от **ИН<sub>1</sub>**, **ИН<sub>2</sub>** мощности не будут равны.

Для управления двухфазным двигателем необходимо формирование напряжений и токов, изменяющихся по закону

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= U_m \sin \omega \cdot t; & u_2 &= U_m \cos \omega \cdot t; \\ i_1 &= I_m \sin(\omega \cdot t - \varphi); & i_2 &= I_m \cos(\omega \cdot t - \varphi). \end{aligned} \right\} \quad (4.35)$$

Суммарная мощность, потребляемая от **ИИ**<sub>1</sub>,

$$P_{\Sigma_1} = P_{11} + P_{21} = (u_1 i_1 + u_2 i_2 + U_n (i_1 + i_2))/2. \quad (4.36)$$

Мощность, потребляемая от **ИИ**<sub>2</sub>,

$$P_{\Sigma_2} = P_{12} + P_{22} = (u_1 i_1 + u_2 i_2 - U_n (i_1 + i_2))/2. \quad (4.37)$$

Подставив в (4.36), (4.37) значения напряжений и токов из (4.35), после преобразований получим

$$P_{\Sigma_1} = \frac{1}{2} U_m I_m \cos \varphi + \frac{\sqrt{2}}{2} U_n I_m \cos(\omega \cdot t - \varphi - \pi/4) = \frac{P}{2} + P_{nep}, \quad (4.38)$$

$$P_{\Sigma_2} = \frac{1}{2} U_m I_m \cos \varphi - \frac{\sqrt{2}}{2} U_n I_m \cos(\omega \cdot t - \varphi - \pi/4) = \frac{P}{2} - P_{nep}, \quad (4.39)$$

где  $P$  – активная мощность двигателя;  $P_{nep}$  – переменная составляющая мощности, потребляемой от источников питания.

Даже в случае работы привода в двигательном режиме при определенных значениях  $\omega t$  один из конденсаторов блока питания будет заряжаться. В приводе с синхронным двигателем, работающим в режиме фиксированной стоянки или с очень малыми скоростями, напряжение конденсатора может достигнуть недопустимых значений. Перенапряжение на конденсаторах можно устранить с помощью блоков торможения (см. п.4.3.2).

Аналогичный эффект заряда конденсаторов имеет место и при использовании двух однофазных нулевых **ВК** для питания трехфазного двигателя (см. рис. 4.14, *д*).

В импульсной системе формирования напряжений блок управления однофазным нулевым **ВК** можно представить в виде широтно-импульсного модулятора **ШИМ**<sub>*i*</sub> (рис. 4.19, *в*), на вход которого поступает сигнал задания напряжения  $u_i^*$ , а с выхода снимаются сигналы  $u_{i1}$ ,  $u_{i2}$  управления транзисторными ключами **VT**<sub>11</sub> и **VT**<sub>12</sub>. Соответственно система управления  $m$ -фазным нулевым **ВК** представляется в виде  $m$  модуляторов **ШИМ**<sub>1</sub>-**ШИМ**<sub>*m*</sub>, на входы которых поступают сигналы задания напряжений  $u_1^* - u_m^*$ .

Трехфазный мостовой **ВК** содержит шесть транзисторных ключей, шунтированных обратными диодами, - рис.4.20. Трехфазная обмотка двигателя может быть соединена в звезду (как на рис.4.20) или в треугольник.

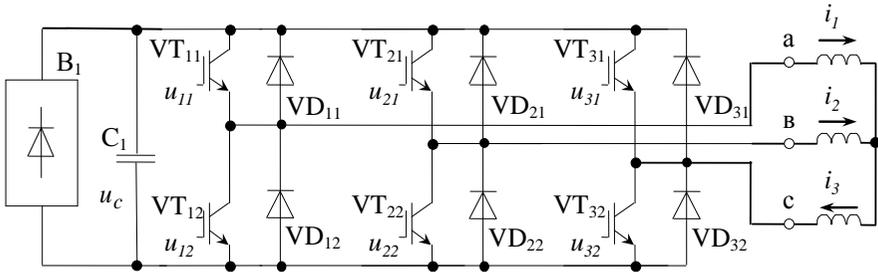


Рис.4.20. К работе трехфазного мостового **ВК**

Каждую пару ключей  $VT_{11}$ ,  $VT_{12}$  иногда называют стойкой.

Известно значительное количество различных алгоритмов управления трехфазным мостовым **ВК**. К наиболее простым алгоритмам относится так называемая «симметричная» **ШИМ**. Система управления трехфазным мостовым **ВК** с симметричной **ШИМ** аналогична системе управления трехфазным нулевым **ВК** и может быть представлена в виде совокупности трех модуляторов **ШИМ<sub>1</sub>-ШИМ<sub>3</sub>**, на входы которых поступают сигналы задания трехфазной системы синусоидальных напряжений  $u_{11}^* - u_{31}^*$ .

Исходя из (4.24), (4.25), максимальная амплитуда  $U_{mm}$  синусоидального напряжения, формируемого однофазным нулевым **ВК** на фазе нагрузки,

$$U_{mm} = u_{c1} = U_B / 2, \quad (4.40)$$

где  $U_B$  – напряжение на входе **ВК** (между положительным и отрицательным выводами).

В соответствии с (4.40) максимальная амплитуда линейных синусоидальных напряжений, формируемых трехфазным нулевым **ВК**,

$$U_{mlm} = \sqrt{3} U_B / 2. \quad (4.41)$$

Соответственно максимальное действующее значение линейного напряжения

$$U_{\text{длт}} = \sqrt{3} U_B / 2\sqrt{2}. \quad (4.42)$$

При симметричной **ШИМ** выражения (4.41), (4.42) справедливы и для трехфазного мостового **ВК**. В этом случае входное напряжение коммутатора  $U_B$  равно напряжению  $u_C$  конденсатора  $C_1$  (см. рис. 4.20).

Исходя из (4.42), для формирования с помощью трехфазного мостового **ВК** синусоидальных линейных напряжений с действующими значениями 380 В необходимо входное напряжение **ВК**

$$U_B = 2\sqrt{2} \cdot 380 / \sqrt{3} \approx 621 \text{ В}. \quad (4.43)$$

При линейных напряжениях питающей сети 380 В используемые схемы выпрямления (рис. 4.11) не обеспечивают приведенного в (4.43) значения  $U_B$ .

Для питания трехфазного мостового **ВК** обычно используется трехфазный мостовой выпрямитель **В1.1** (см. рис. 4.11, *a*). При линейных напряжениях сети 380 В напряжение на выходе фильтра  $u_C = U_B$  не превышает значения  $\sqrt{3} \cdot 380 \approx 537 \text{ В}$ .

Повысить величину формируемого напряжения можно за счет усложнения методов коммутации транзисторов трехфазного мостового **ВК**. Подробный анализ таких методов является предметом самостоятельного исследования, поэтому рассмотрим лишь фрагмент одного из алгоритмов, позволяющий пояснить возможность повышения выходного напряжения **ВК**.

Пусть направления токов в трехфазной обмотке соответствуют стрелкам на рис. 4.20. При этом транзистор **VT<sub>31</sub>** постоянно заперт, **VT<sub>32</sub>** постоянно открыт, а ключи двух первых стоек коммутируются с высокой частотой, как и при симметричной **ШИМ**. В этом случае потенциалы точки *c* нагрузки и отрицательного входного вывода **ВК** совпадают. При запирации **VT<sub>11</sub>** ток  $i_l$  протекает через **VD<sub>12</sub>**, то есть равны потенциалы точек *a* и *c*.

Таким образом, максимальная амплитуда формируемого линейного напряжения

$$U_{\text{млт}} = u_{C1} = U_B, \quad (4.44)$$

что примерно на 15 % больше максимального напряжения при симметричной **ШИМ**.

Повышение напряжения за счет усложнения алгоритмов коммутации трехфазного мостового **ВК** обеспечивается как в релейных системах формирования тока, так и в импульсных системах с **ШИМ**. В

импульсных системах подобные методы получили названия «**ШИМ базовых векторов**» или «**векторная ШИМ**».

С помощью трехфазного мостового **ВК** формируются синусоидальные токи в трехфазной обмотке. Нулевые схемы **ВК** позволяют создавать токи произвольной формы. Применение квазитрапецеидальной формы токов (см. п.2.3) позволяет снизить амплитудные значения токов элементов трехфазного нулевого **ВК** по сравнению с токами трехфазного мостового коммутатора.

Для управления нулевыми схемами **ВК** возможен не только рассмотренный выше алгоритм коммутации транзисторов. Вернемся к рассмотренному ранее с использованием рис. 4.19 режиму работы однофазного нулевого **ВК**. В интервале  $t_2 - t_3$  открыт **VT<sub>12</sub>**, однако ток через него не протекает. Отсюда следует, что формирование тока обозначенного на рис. 4.19, *a* направления может осуществляться за счет коммутации **VT<sub>11</sub>** при постоянно запертом **VT<sub>12</sub>**. Соответственно ток противоположного направления формируется за счет коммутации **VT<sub>11</sub>** при постоянно запертом **VT<sub>12</sub>**.

Рассмотренный алгоритм способствует устранению сквозных токов в транзисторах **ВК**.

#### 4.3.4. Вентильные коммутаторы с однополярными выходными токами

Схема простейшего **ВК** с однополярным выходным током приведена на рис. 4.21. В схеме возможна лишь однополярная модуляция. При отпирании **VT<sub>1</sub>** к нагрузке  $Z_l$  приложено напряжение питания  $U_n$ . При запирании **VT<sub>1</sub>** ток нагрузки  $i_l$  спадает через **VD<sub>1</sub>**.

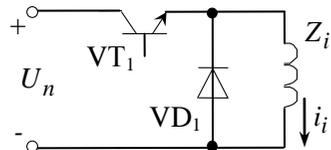


Рис. 4.21. Схема простейшего **ВК**

Применение схемы возможно, если ЭДС нагрузки направлена встречно формируемому току. В противном случае нагрузка оказывается закороченной диодом **VD<sub>1</sub>**. Таким образом, рассматриваемый вариант **ВК** является непригодным для питания статорных обмоток дви-

гателей переменного тока. Схема может использоваться для регулирования тока возбуждения СД.

Вентильный коммутатор с однополярным выходным током для одной фазы нагрузки может быть реализован за счет исключения из однофазного мостового **ВК** (см. рис. 4.16) двух диагональных транзисторов. Такой коммутатор может быть назван *однофазным полумостовым*.

Схема **ВК** для питания двух фаз  $z_1, z_2$  четырехфазного двигателя, образованная на основе двух полумостовых коммутаторов, приведена на рис. 4.22. Коммутатор может использоваться для формирования однополярных токов  $i_1, i_3$  в виде полусинусоид – см. рис. 2.7, а. Каждый из полумостов формирует соответствующую полусинусоиду. Шунты **RS** для измерения тока могут быть включены в разные места схемы в зависимости от алгоритма управления транзисторными ключами.

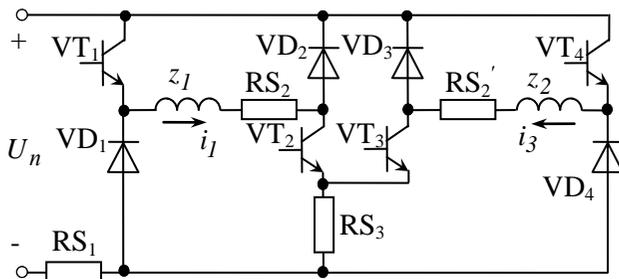


Рис. 4.22. Вентильный коммутатор для двух фаз нагрузки

При двуполярной модуляции ключи полумоста коммутируются одновременно. Когда открыты транзисторы, например,  $VT_1, VT_2$ , к нагрузке приложено напряжение питания  $+U_n$ . Ток нагрузки  $i_1$  протекает через  $VT_1, RS_2, VT_2, RS_3, RS_1$ . При запираии транзисторов ток  $i_1$  спадает, протекая через  $RS_1, VD_1, RS_2, VD_2$ . К нагрузке приложено отрицательное напряжение  $-U_n$ .

В рассмотренном случае для измерения тока достаточно одного шунта  $RS_1$ . При соединении общей точки системы управления с отрицательным выводом **ВК** выходное напряжение шунта может поступать в систему управления без использования узлов гальванической развязки. Определенное неудобство применения  $RS_1$  обусловлено тем,

что знак снимаемого с него напряжения зависит от состояния транзисторных ключей.

При использовании шунтов  $RS_2$ ,  $RS_2'$  требуется применение либо элементов гальванической развязки, либо специальных дифференциальных схем.

Так же как и в однофазном мостовом **БК** в полумостовой схеме возможна однополярная модуляция. Если направление ЭДС нагрузки встречно току  $i_1$ , последний формируется при постоянно открытом  $VT_2$  за счет высокочастотной коммутации  $VT_1$ . При отпирании  $VT_1$  ток  $i_1$  нарастает, протекая через  $VT_1$ ,  $RS_2$ ,  $VT_2$ ,  $RS_3$ ,  $RS_1$ . При запираании  $VT_1$  ток падает, протекая через  $VD_1$ ,  $RS_2$ ,  $VT_2$ ,  $RS_3$ .

Если знаки ЭДС и тока нагрузки совпадают, ток  $i_1$  формируется при постоянно закрытом  $VT_1$  за счет коммутации  $VT_2$ . При отпирании  $VT_2$  ток нарастает, протекая через  $VD_1$ ,  $RS_2$ ,  $VT_2$ ,  $RS_3$ . Когда  $VT_1$  заперт, ток падает, протекая через  $RS_1$ ,  $VD_1$ ,  $RS_2$ ,  $VD_2$ .

Для измерения токов могут использоваться шунты  $RS_2$ ,  $RS_2'$  или совместно шунты  $RS_1$ ,  $RS_3$ . В последнем случае возможно исключение гальванической развязки в системе измерения токов.

В рассмотренном варианте **БК** требуется применение двух транзисторных ключей на каждую фазу нагрузки. Уменьшение количества ключей обеспечивается в нулевых схемах **БК** [27]. На рис. 4.23 приведена схема коммутатора для формирования однополярных токов в виде полусинусоид в четырехфазной обмотке.

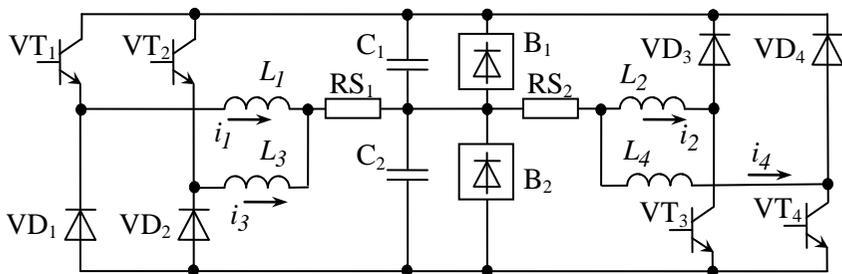


Рис. 4.23. Вентильный коммутатор с минимальным количеством управляемых ключей

Схема содержит источник питания со средней точкой, который может быть реализован на основе двух выпрямителей  $B_1$ ,  $B_2$  и конденсаторов фильтра  $C_1$ ,  $C_2$ . При формировании тока, например,  $i_1$   $VT_2$  за-

крыт, а  $VT_1$  коммутируется. Когда  $VT_1$  открыт, ток  $i_1$  под воздействием напряжения выпрямителя  $B_1$  нарастает, протекая через  $VT_1$ ,  $L_1$ ,  $RS_1$ . Когда  $VT_1$  запирается, ток  $i_1$  спадает по контуру  $VD_1$ ,  $L_1$ ,  $RS_1$ ,  $C_2$ .

Опасного повышения напряжения на  $C_2$  не происходит, так как одновременно с формированием тока  $i_1$  создается ток  $i_2$  или  $i_4$  и конденсатор  $C_2$  разряжается.

По сравнению с коммутатором на основе полумостовых схем рассмотренный вариант содержит вдвое меньшее количество транзисторных ключей. К недостаткам относится необходимость в источнике питания со средней точкой и повышенное напряжение на закрытом транзисторе (при протекании тока, например  $i_1$ , через  $VD_1$  напряжение на закрытом  $VT_1$  равно сумме напряжений на конденсаторах  $C_1$ ,  $C_2$ ).

При соединении общей точки системы управления с общей точкой выпрямителей  $B_1$ ,  $B_2$  отпадает необходимость гальванической развязки в системе измерения токов.

Если из рассмотренной схемы исключить  $L_4$ ,  $VD_4$ ,  $VT_4$ , получим коммутатор для формирования однополярных токов в трехфазной обмотке.

#### 4.3.5. Звено постоянного напряжения в системе В-ВК

Звено постоянного напряжения (ЗПН) в системе В-ВК (рис. 4.10) образуют выпрямитель  $B1$  и фильтр  $\Phi1$ . Схемы диодных выпрямителей и фильтров приведены на рис. 4.11, 4.12. Каждой схеме присвоено соответствующее буквенно-цифровое обозначение.

На основе данных схем может быть образовано множество различных вариантов ЗПН. Конкретный вариант удобно обозначить в виде совокупности буквенно-цифровых обозначений выпрямителя и фильтра, что позволяет исключить приведение схемы ЗПН. К примеру звено, состоящее из выпрямителя  $B1.1$  и фильтра  $\Phi1.1$ , может быть определено как схема  $B1.1 - \Phi1.1$ .

Конденсаторы фильтра в системе В-ВК могут выполнять несколько функций:

- 1) обеспечивать наличие контура для протекания токов при заперти транзисторов ВК;

- 2) участвовать в сглаживании пульсаций выпрямленного напряжения;
- 3) повышать среднее значение выпрямленного напряжения;
- 4) накапливать энергию при работе двигателя в генераторном режиме.

Все эти функции связаны с изменением энергии конденсаторов.

В соответствии с названными функциями при анализе работы **ЗПН** можно условно выделить высокочастотные, среднечастотные и низкочастотные процессы. Процессы изменения энергии, обусловленные первой функцией, определяются частотой коммутации транзисторов **ВК** и могут быть отнесены к высокочастотным. Процессы, связанные с выполнением второй и третьей функций, повторяются с частотой  $mf_c$  ( $m$  - число фаз выпрямления,  $f_c$  - частота сети) и могут быть отнесены к среднечастотным. Низкочастотными являются процессы изменения энергии, определяемые режимами работы двигателя.

К среднечастотным можно также отнести процессы изменения энергии в звене постоянного напряжения со средней точкой, питающем двухфазные нулевые **ВК**, из-за наличия переменных составляющих мощностей, которые потребляются от **ЗПН** в соответствии с (4.28), (4.29).

Первая из вышеназванных функций конденсаторов рассмотрена в п. 4.3.3 и может быть пояснена с помощью рис. 4.16, 4.17. При открытых **VT<sub>1</sub>**, **VT<sub>4</sub>** энергия отбирается от **ЗПН**. При запирании **VT<sub>1</sub>**, **VT<sub>4</sub>** выходной ток **ЗПН**  $i_n$  изменяет знак и заряжает конденсатор **C<sub>1</sub>**.

Величины емкостей конденсаторов для обеспечения второй и третьей функций обычно намного больше, чем для реализации первой функции. В связи с этим во многих случаях изменения напряжения конденсаторов из-за высокочастотных процессов невелики и анализ среднечастотных процессов можно проводить, не учитывая высокочастотных процессов.

Для анализа среднечастотных процессов нагрузку **ЗПН** в системе **В-ВК** во многих случаях можно рассматривать как звено с постоянной потребляемой мощностью (**ЗППМ**) /20, 34/. Определим данные случаи.

В установившемся двигательном режиме трехфазный двигатель с трехфазной системой синусоидальных токов или двухфазный двига-

тель с двухфазной системой синусоидальных токов потребляют неизменную во времени активную мощность

$$P_a = mUI \cos \varphi , \quad (4.45)$$

где  $m$  - число фаз двигателя;  $U, I$  - действующие значения фазных напряжения и тока;  $\varphi$  - сдвиг фазы.

Современные **ВК** работают с высокой частотой коммутации, обеспечивая незначительный уровень пульсаций токов двигателя из-за высших гармоник напряжения. Соответственно потерями в двигателе от высших гармоник токов при определении мощности, потребляемой от **ЗПН**, практически можно пренебречь. Вентильный коммутатор не накапливает энергии, поэтому для описания среднечастотных процессов можно принять, что **ВК** потребляет от **ЗПН** постоянную мощность

$$P_n = \frac{P_a}{\eta_n} , \quad (4.46)$$

где  $\eta_n$  - КПД вентильного коммутатора.

Формулу (4.46) можно использовать для анализа среднечастотных процессов в **ЗПН** без средней точки.

Как показано в п.4.3.3, идеализированный трехфазный нулевой **ВК**, формирующий трехфазную систему синусоид, потребляет от каждого плеча **ЗПН** со средней точкой постоянную мощность, равную половине активной мощности трехфазного двигателя. С учетом КПД коммутатора от каждого плеча **ЗПН** отбирается постоянная мощность

$$P_n = \frac{0,5P_a}{\eta_n} . \quad (4.47)$$

Работу **ЗПН** с емкостным фильтром при постоянстве отбираемой мощности можно рассмотреть на основе рис. 4.24, где вентильный коммутатор представлен звеном с постоянной потребляемой мощностью **ЗППМ**.

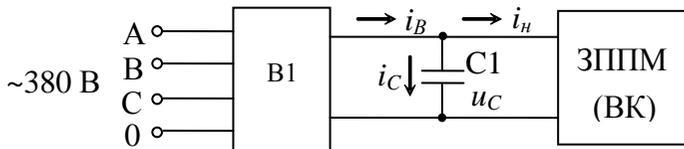


Рис. 4.24. К анализу среднечастотных процессов в **ЗПН**

Уравнения, характеризующие работу **ЗПН** при постоянстве отбираемой мощности, приведены в /34/. Графики, иллюстрирующие среднечастотные процессы в **ЗПН**, показаны на рис. 4.25. По оси абсцисс откладываются как временные, так и угловые интервалы. Предполагается, что внутренние сопротивления сети и выпрямителя равны нулю.

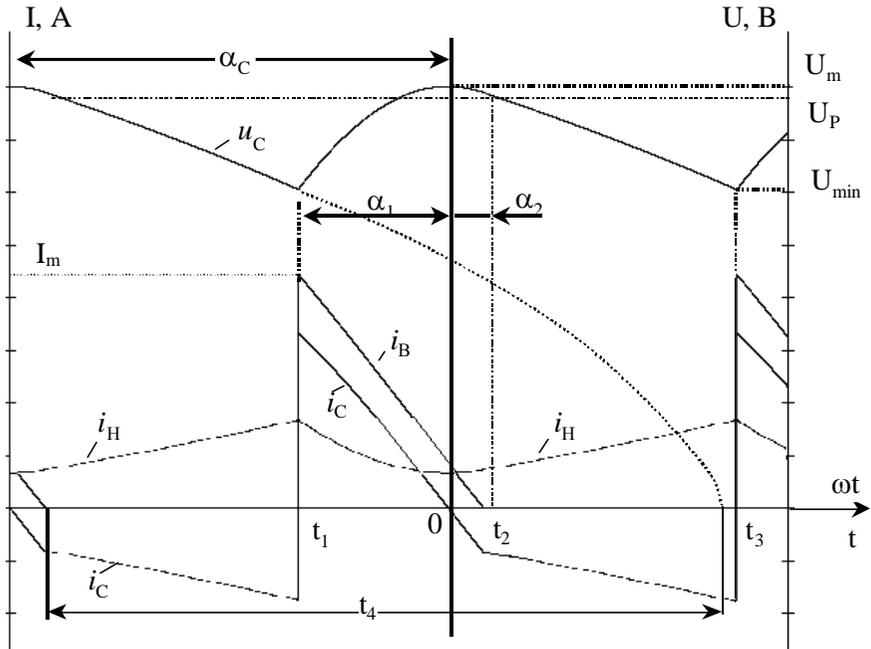


Рис. 4.25. К анализу среднечастотных процессов в **ЗПН**

Ток  $i_c$ , напряжение  $u_c$  и емкость  $C$  конденсатора  $C_1$  связаны уравнением

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} . \quad (4.48)$$

Ток нагрузки **ЗПН** определяется как

$$i_H = P_H / u_c . \quad (4.49)$$

Выходной ток выпрямителя

$$i_B = i_H + i_c . \quad (4.50)$$

В интервале  $t_1 - t_2$  выпрямитель **В1** потребляет ток от сети и напряжение  $u_c$  повторяет напряжение  $u_1$  сети

$$u_C = u_1 = U_m \cos \omega \cdot t, t \in [t_1, t_2]. \quad (4.51)$$

Для схем выпрямления **В1.1**, **В1.5** величина  $U_m$  равна амплитуде линейных напряжений сети, для остальных схем – амплитуде фазных напряжений.

Момент  $t_2$  и угол  $\alpha_2$ , когда ток  $i_g$  снижается до нуля, определяются по формуле

$$\omega \cdot t_2 = \alpha_2 = 0,5 \arcsin \left( \frac{2P_H}{C \cdot \omega \cdot U_m^2} \right). \quad (4.52)$$

В интервале  $t_2 - t_3$  ток выпрямителя равен нулю, нагрузка питается энергией конденсатора **С1** и напряжение на нем изменяется по параболе

$$u_c = \sqrt{\frac{2P_H(t_2 + t_4 - t)}{C}}, \quad t \in [t_2, t_3]. \quad (4.53)$$

где интервал  $t_4$  определяется из условия снижения напряжения  $u_c$  от величины  $U_p$  в момент  $t_2$  до нуля при отборе от конденсатора мощности  $P_H$ .

Интервал  $t_4$  вычисляется по формуле

$$t_4 = \frac{CU_p^2}{2P_H}. \quad (4.54)$$

В свою очередь

$$U_p = U_m \cos \omega \cdot t_2 = U_m \cos \alpha_2. \quad (4.55)$$

Конденсатор разряжается до момента времени  $t_3$ , определяемого равенством напряжения  $u_c$  и напряжения  $u_2$  сети

$$\begin{aligned} u_c(t_3) = u_2(t_3) &= \sqrt{\frac{2P_H(t_2 + t_4 - t_3)}{C}} = \\ &= U_m \cos(\omega \cdot t_3 - \alpha_c) = U_m \cos(\alpha_1 - \alpha_c), \end{aligned} \quad (4.56)$$

где угол  $\alpha_c$  зависит от схемы выпрямления и равен  $\pi/3$ ,  $2\pi/3$ , и  $\pi$  соответственно для трехфазной мостовой, трехфазной нулевой и однофазной мостовой схем.

Величина угла проводимости  $\alpha_1$  определяет минимальное значение  $U_{\min}$  и, соответственно, уровень пульсаций выпрямленного

напряжения. Следует отметить, что **ВК** формирует синусоидальные токи в случае, когда  $U_{\min}$  не меньше амплитуды формируемых напряжений двигателя.

Аналитическое решение уравнения (4.56) относительно  $t_3$ , а соответственно и  $\alpha_1$ , отсутствует. Вместе с тем из приведенных уравнений можно сделать вывод о том, что величина  $\alpha_1$  является некоторой функцией отношения  $C/P_H$ . Компьютерная модель для анализа среднечастотных процессов в **ЗПН** при постоянстве отбираемой мощности разработана С.С. Ревнёвым /40/. На основе данной модели получены графики зависимостей углов  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  от величины  $C/P_H$  - рис. 4.26 - 4.28.

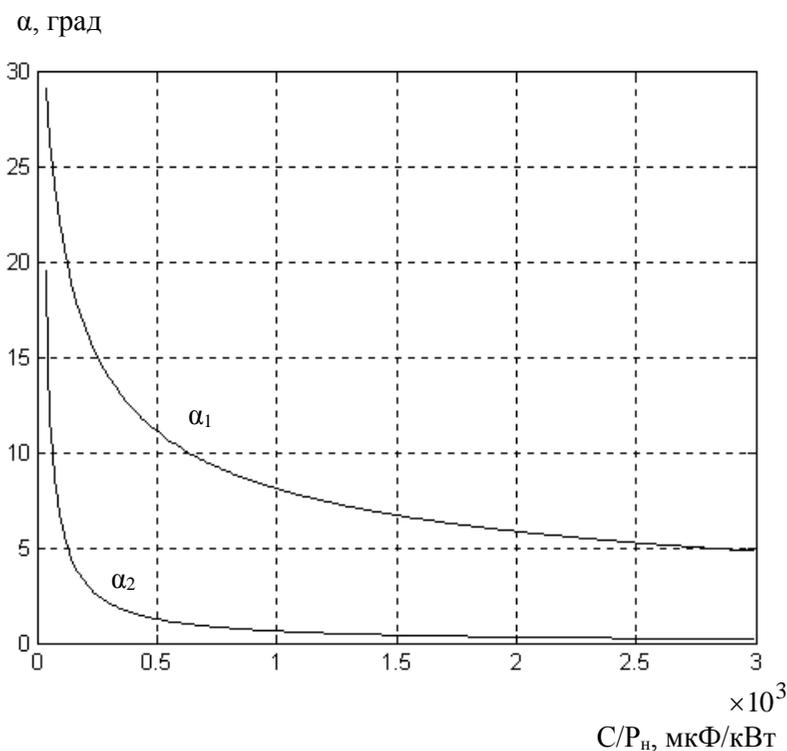


Рис. 4.26. Углы проводимости трехфазного мостового выпрямителя

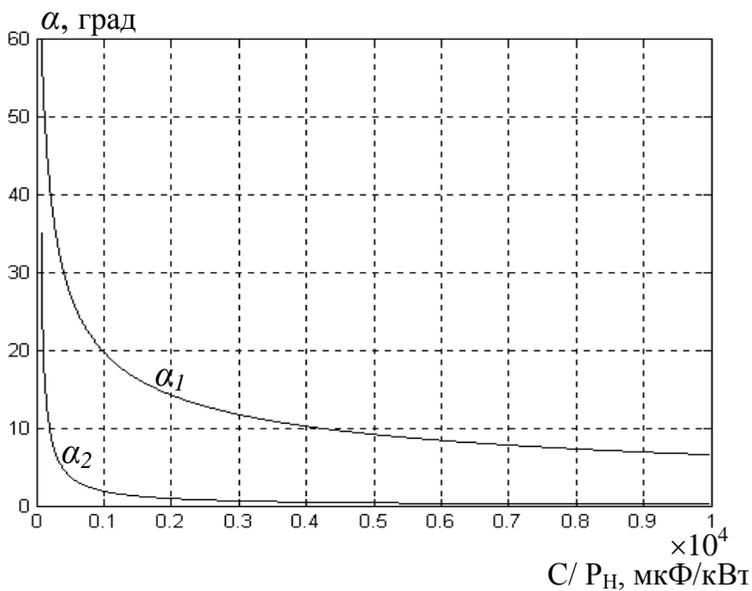


Рис. 4.27. Углы проводимости трехфазного нулевого выпрямителя

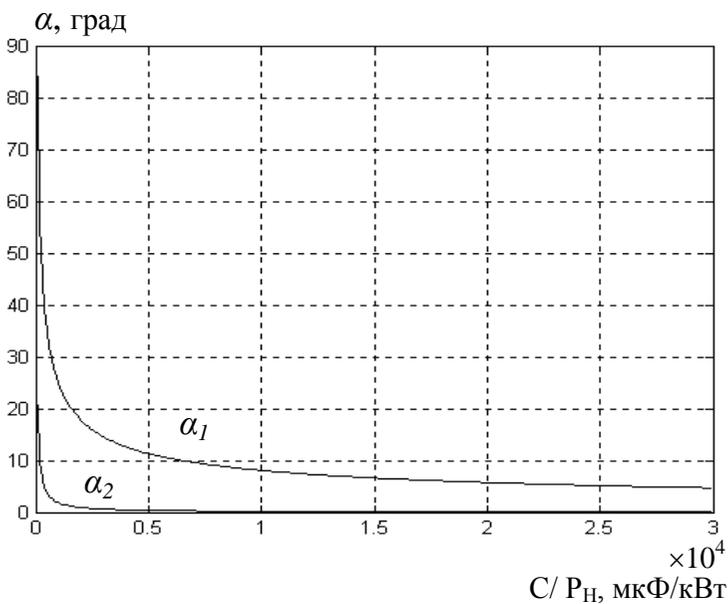


Рис.4.28. Углы проводимости однофазного мостового выпрямителя

Определив по приведенным графикам угол  $\alpha_1$ , можно рассчитать нужные характеристики ЗПН.

Для расчета средних и действующих значений токов можно использовать формулы, приведенные в /17/.

Необходимо отметить, что графики на рис. 4.25 справедливы для величин  $C/P_n$ , превышающих некоторое минимальное значение  $C_{min}/P_n$  /35/. Для трёхфазной мостовой, трёхфазной нулевой и однофазной мостовой схем выпрямления эти значения составляют, соответственно, 20, 68 и 92 мкФ/кВт. В случае, когда  $C/P_n = C_{min}/P_n$ , угол  $\alpha_1$  является предельным и составляет 30, 60 и 90° для названных схем выпрямления.

При выборе емкости и схемы фильтра необходимо учитывать ряд оптимизационных критериев, многие из которых являются противоречивыми. Рассмотрим несколько факторов, одни из которых требуют увеличения емкости, а другие – уменьшения.

В соответствии с обозначениями на рис. 4.25 определим относительный размах пульсаций выпрямленного напряжения как

$$\Delta U\% = \frac{(U_m - U_{min}) \cdot 100\%}{U_m} . \quad (4.57)$$

Для уменьшения  $\Delta U\%$  требуется увеличение емкости  $C$  фильтра, однако при этом увеличиваются амплитудные  $I_m$  и действующие  $I_\Delta$  значения токов сети, снижается коэффициент мощности преобразователя  $K_M$ . К примеру в табл. 4.1 приведены значения указанных параметров для некоторых схем выпрямления при различных величинах емкости  $C$  и мощности  $P_n = 1$  кВт.

Как следует из табл. 4.1, увеличение емкости приводит к крайне негативному влиянию на питающую сеть.

Табл. 4.1

Схема ЗПН	$\Delta U\%$	$C$ , мкФ	$K_M$	$U_{cp}$ , В	$I_m$ , А	$I_\Delta$ , А
$V1.1 - \Phi 1.1$	10	55	0,63	515	7	2,1
$V1.1 - \Phi 1.1$	5	156	0,5	525	11,5	2,8
$V1.2 - \Phi 1.1$	10	533	0,33	297	25	4,5
$V1.2 - \Phi 1.1$	5	1150	0,28	304	41	5,4
$V1.4 - \Phi 1.1$	10	915	0,46	297	45	11,3
$V1.4 - \Phi 1.1$	5	2000	0,37	304	62	12,7

В табл.4.1 приведена также величина среднего значения выпрямленного напряжения  $U_{cp}$ .

При выборе емкости фильтра также следует учитывать наличие или отсутствие блока торможения и энергию  $W_T$ , выделяемую в **ЗПН** вентильным коммутатором в случае работы привода в генераторном режиме. При отключенном тормозном резисторе энергия  $W_T$  заряжает конденсатор и значение его емкости, необходимое для накопления энергии торможения, можно определить по формуле

$$W_T = \frac{C(U_{\text{дон}}^2 - U_m^2)}{2}, \quad (4.58)$$

где  $U_{\text{дон}}$  - допустимое напряжение фильтра.

Величина  $U_{\text{дон}}$  определяется, в частности, допустимыми напряжениями конденсаторов фильтра и элементов вентильного коммутатора.

Для уменьшения скачков напряжений, обусловленных тормозными режимами, необходимо увеличивать значение емкости.

Наличие емкостного фильтра в момент подключения привода к сети эквивалентно короткому замыканию выпрямителя. Для снижения зарядных токов фильтра желательное снижение емкости конденсаторов.

Для формирования требуемых уровней напряжений двигателя необходима определенная величина напряжения на выходе **ЗПН**. Снижение  $C$  приводит к уменьшению  $U_{cp}$  и  $U_{\text{min}}$ . Существенное снижение напряжения возможно в однофазной мостовой и трехфазной нулевой схемах выпрямления.

Наиболее часто используется трехфазная мостовая схема выпрямления. В данной схеме при отсутствии фильтра размах пульсаций  $\Delta U\%$  не превышает 13,4 %. Если на конденсатор не возлагать функции накопления энергии торможения, то можно ограничиться минимальным значением емкости, определяемым из условия протекания токов при размыкании ключей **ВК**. При этом влияние на питающую сеть будет наиболее благоприятным.

При отсутствии функции накопления энергии торможения в конденсаторе значение его емкости для трехфазной нулевой и однофазной мостовой схем выпрямления должно выбираться из условия обеспечения величин  $\Delta U\%$  и  $U_{cp}$ , требуемых для питания **ВК**.

Рекомендуемая величина  $\Delta U\%$  обычно находится в окрестностях  $10\%$ .

При выборе допустимых значений  $\Delta U\%$  следует также учитывать параметры выпускаемых конденсаторов, в частности их допустимые токи. В трехфазной мостовой схеме выпрямления частота пульсаций выпрямленного напряжения равна  $300$  Гц и при  $\Delta U\% = 10\%$  токи конденсаторов могут превышать допустимые уровни.

Существенным недостатком преобразователей с емкостным фильтром в **ЗПН** является негативное влияние на питающую сеть. Количественно данное влияние оценивают, в частности, коэффициентом мощности  $k_m$ , равным отношению потребляемой активной мощности  $P$  к полной мощности  $S$ . Величина  $S$  может быть определена как

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}, \quad (4.59)$$

где  $Q$  – реактивная мощность,  $T$  – мощность искажения, обусловленная несинусоидальностью потребляемого тока.

В преобразователях с емкостным фильтром велика мощность искажения.

Включение в состав фильтра индуктивности приводит к улучшению ряда характеристик привода, в частности, к уменьшению мощности искажения и, соответственно, увеличению коэффициента мощности, снижению амплитудных и действующих значений токов сети и выпрямителя. Кроме того, уменьшаются зарядные токи конденсаторов фильтра при подключении привода к сети.

К недостаткам LC-фильтров следует отнести высокую стоимость, значительные габариты и массу дросселя. Существенные потери в активном сопротивлении дросселя в ряде случаев приводят к необходимости его принудительного охлаждения. Кроме того, величина выходных напряжений **ЗПН** с LC-фильтрами ниже, чем при использовании емкостных фильтров, что следует из сравнения табл. 4.1 и табл. 4.2. В последней таблице приведены средние значения  $U_{cp}$  выходных напряжений **ЗПН** с LC-фильтрами при непрерывности тока дросселя и неучете падений напряжений в диодах выпрямителя и в дросселе.

Табл. 4.2

Схема ЗПН	V1.1-Ф1.5	V1.2-Ф1.5	V1.4-Ф1.5	V1.7-Ф1.5
$U_{cp}$ (В)	513	256,5	198	99

Выпрямители со средней точкой используются для питания вентиляльных коммутаторов с общим выводом. Предлагается в ряде случаев применять такие выпрямители совместно с емкостными фильтрами для питания трехфазного мостового вентиляльного коммутатора **ВКЗ** – рис. 4.29.

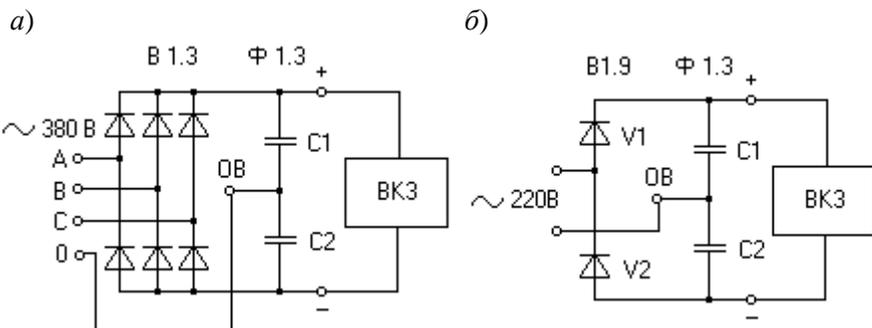


Рис.4.29. Схемы питания **ВКЗ** с повышенным напряжением

В схеме на рис. 4.29,а общий вывод **ОВ** конденсаторов **С1** и **С2** фильтра **Ф1.3** подключен к нулевому проводу сети, но не соединен с вентиляльным коммутатором. Использовать такую схему для питания трехфазного мостового **ВК** предложено в /22/. По сравнению с традиционно применяемым трехфазным мостовым выпрямителем предложенный вариант позволяет увеличить выпрямленное напряжение.

В системе **В-ВК** при питании от однофазного напряжения обычно используется однофазный мостовой выпрямитель с емкостным фильтром. Об уровне получаемых при этом выпрямленных напряжений можно судить по табл. 4.1. В схеме на рис. 4.29, б диоды **V1**, **V2** и конденсаторы **С1**, **С2** образуют так называемый удвоитель напряжения, позволяющий примерно вдвое повысить выпрямленное напряжение по сравнению с однофазным мостовым выпрямителем. Использовать удвоитель напряжения для построения системы **В-ВК** предложено в /28/.

Для анализа среднечастотных процессов в схемах рис. 4.29 вентиляльный коммутатор целесообразно представить в виде звена с постоянной потребляемой мощностью. Если считать равным нулю сопротивление сети и выпрямителя, можно получить графики, приведенные на рис. 4.30, 4.31 /32, 33/, где  $U_{cp}$  и  $\varepsilon$  – среднее значение и относительный уровень пульсаций выпрямленного напряжения. Величина  $\varepsilon$  определялась как

$$\varepsilon = \frac{U_{max} - U_{min}}{U_{min}} \cdot 100\%, \quad (4.60)$$

где  $U_{max}$ ,  $U_{min}$  – максимальное и минимальное значения напряжений.

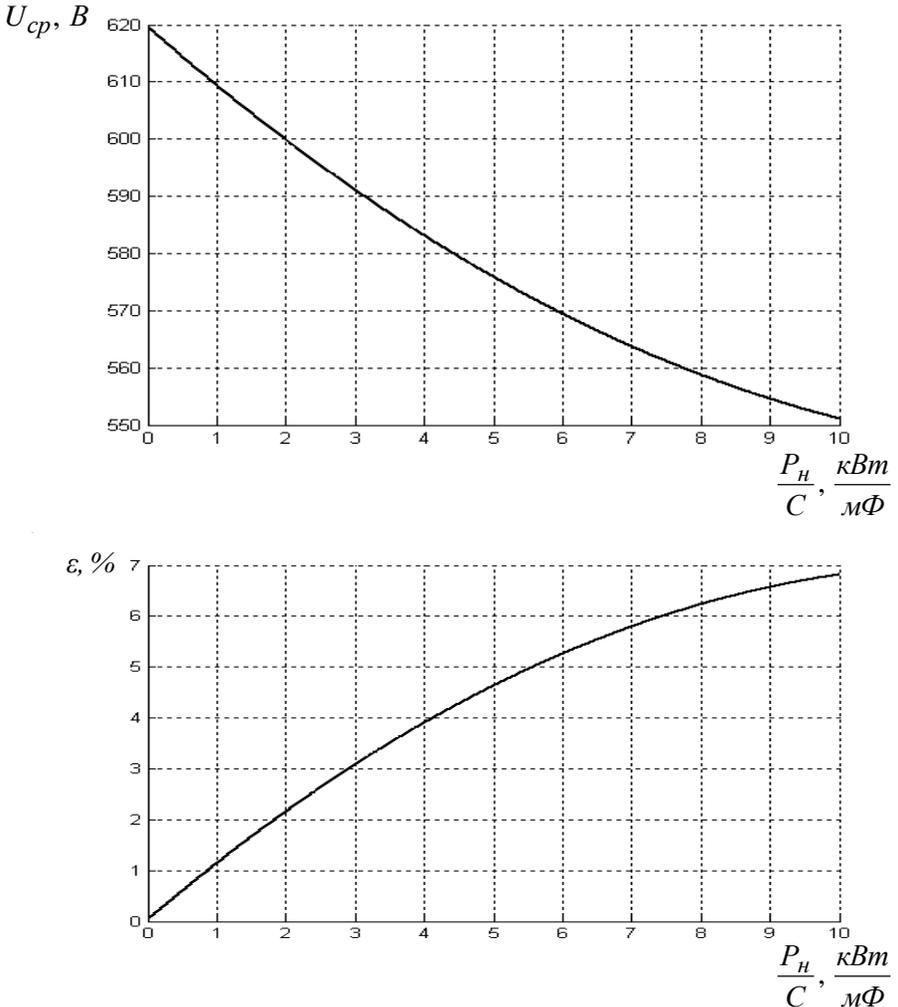
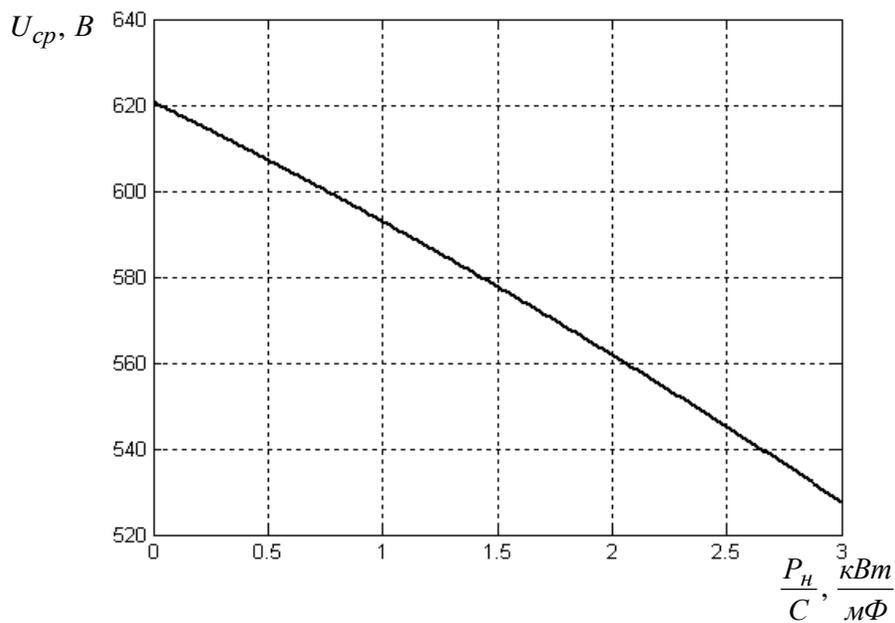


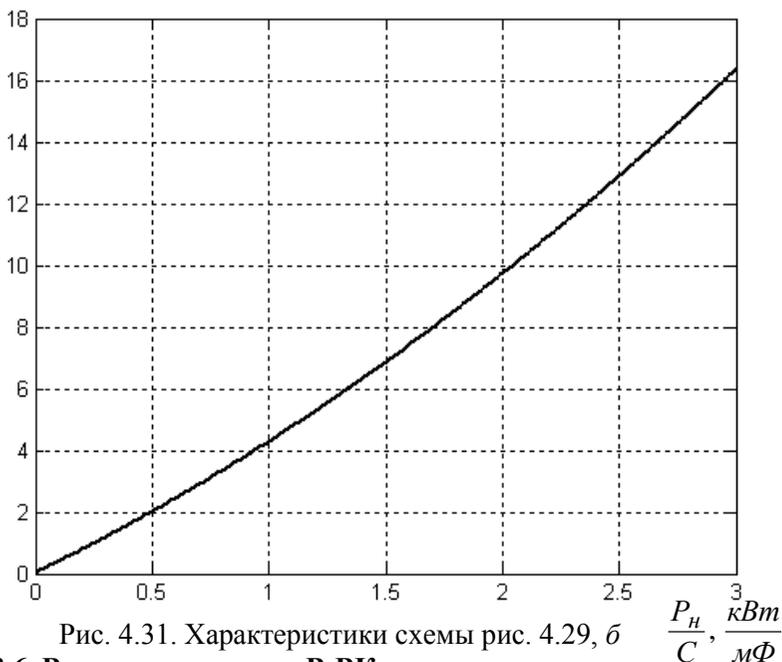
Рис. 4.30. Характеристики схемы рис. 4.29, а

Как следует из приведенных графиков, повышение напряжения обеспечивается при вполне приемлемых значениях емкостей, соизме-

римых с величинами емкостей, которые используются в традиционных схемах преобразователей.



$\varepsilon, \%$



#### 4.3.6. Варианты системы В-ВК для питания трехфазных двигателей

Широкое применение трехфазных двигателей в частотном электроприводе обусловлено, в частности, тем, что:

- серийно выпускаются трехфазные двигатели различных модификаций;
- трехфазные двигатели имеют лучшие массогабаритные показатели, чем, например, двухфазные;
- для питания трехфазных обмоток возможно применение трехфазного мостового вентильного коммутатора, имеющего небольшое количество силовых вентиляй.

Обобщенная схема системы **В-ВК** приведена на рис. 4.10. Если нагрузкой **Н1** является статорная обмотка двигателя переменного тока, данную систему обычно называют преобразователем частоты (**ПЧ**), а вентильный коммутатор – автономным инвертором напряжения. При использовании диодного выпрямителя **ПЧ** может быть назван системой «*неуправляемый выпрямитель – автономный инвертор напряжения*» (**НВ-АИН**). Ниже рассмотрим рациональные вари-

анты системы **НВ-АИН** для питания трехфазных двигателей с номинальными фазными напряжениями 220 В при наличии сети с номинальными линейными напряжениями 380 В.

Применение согласующего трансформатора существенно увеличивает массу, габариты и стоимость преобразователя частоты. Номенклатура современных силовых полупроводниковых вентилях позволяет проектировать **ПЧ** без использования согласующего трансформатора. В связи с этим рассмотрим бестрансформаторные варианты **ПЧ**, которые можно обобщить схемой на рис. 4.32. Нагрузкой **АИН** является статорная обмотка электродвигателя **М1**.

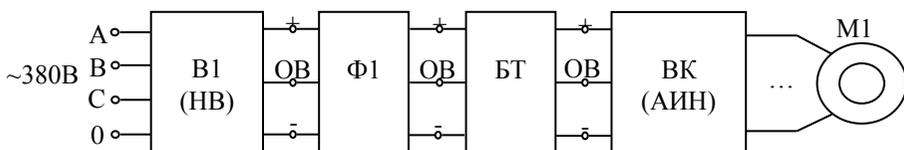


Рис. 4.32. Обобщенная схема системы **НВ-АИН**

Варианты схем блоков рассматриваемой системы изображены на рис. 4.11 – 4.15. Каждому варианту присвоено буквенно-цифровое обозначение. Преобразователи частоты могут быть реализованы в виде различных комбинаций данных блоков. Число возможных комбинаций достаточно велико и приведение схемы каждой комбинации представляется нецелесообразным. Удобным является способ идентификации вариантов **ПЧ** на основе использования буквенно-цифровых обозначений блоков схемы.

К примеру на рис. 4.33 приведена достаточно распространенная схема **ПЧ**, включающая трехфазный мостовой выпрямитель **В1.1**, конденсаторный фильтр **Ф1.1**, блок торможения **БТ1** и трехфазный мостовой вентильный коммутатор (**АИН**) **ВК3**. Нагрузкой **М1.1** является трехфазная обмотка, соединенная в звезду. Данная схема может быть обозначена как система **В1.1-Ф1.1-БТ1-ВК3-М1.1**. Аналогичным образом можно идентифицировать и другие варианты **ПЧ**, не приводя их схем.

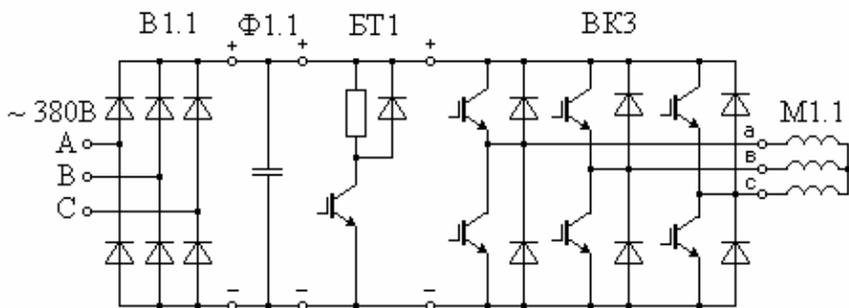


Рис. 4.33. Система **В1.1-Ф1.1-БТ1-ВК3-М1.1**

Некоторые из возможных комбинаций блоков системы **НВ-АИН** приведены в табл. 4.3.

В табл. 4.3 приведены не все возможные комбинации блоков, а лишь те, которые представляют определенный интерес для реализации преобразователей частоты. Целесообразность использования той или иной комбинации блоков определяется множеством факторов и требований, в частности, обеспечением экономичности, надежности, заданного диапазона скоростей привода, минимизацией негативного влияния на питающую сеть.

Таблица 4.3

№ схемы	Комбинации блоков
1	<b>В1.1-Ф1.1(Ф1.2)-БТ1-ВК3-М1.1</b>
2	<b>В1.1-Ф1.1(Ф1.2)-ВК3-М1.1</b>
3	<b>В1.1-Ф1.5(Ф1.6)-БТ1-ВК3-М1.1</b>
4	<b>В1.1-Ф1.5(Ф1.6)-ВК3-М1.1</b>
5	<b>В1.1-Ф1.1(Ф1.2)-БТ1-ВК3-М1.2</b>
6	<b>В1.1-Ф1.1(Ф1.2)-ВК3-М1.2</b>
7	<b>В1.1-Ф1.5(Ф1.6)-БТ1-ВК3-М1.2</b>
8	<b>В1.1-Ф1.5(Ф1.6)-ВК3-М1.2</b>
9	<b>В1.2(В1.3)-Ф1.1-БТ1-ВК3-М1.2</b>
10	<b>В1.2(В1.3)-Ф1.1-ВК3-М1.2</b>
11	<b>В1.4-Ф1.1-БТ1-ВК3-М1.2</b>
12	<b>В1.4-Ф1.1-ВК3-М1.2</b>
13	<b>В1.5-Ф1.1(Ф1.2)-БТ1-ВК3-М1.3</b>

14	<b>V1.5-Φ1.1(Φ1.2)-BK3-M1.3</b>
15	<b>V1.6-Φ1.3-БТ2-ВК4-М1.3</b>
16	<b>V1.6-Φ1.3-ВК4-М1.3</b>
17	<b>V1.6-Φ1.3-БТ1-ВК4-М1.3</b>
18	<b>V1.6-Φ1.3-БТ2-ВК5-М1.1</b>
19	<b>V1.6-Φ1.3-ВК5-М1.1</b>
20	<b>V1.6-Φ1.3-БТ2-ВК5-М1.2</b>
21	<b>V1.6-Φ1.3-БТ1-ВК3-М1.1</b>
22	<b>V1.6-Φ1.3-ВК3-М1.1</b>
23	<b>V1.6-Φ1.3-БТ1-ВК3-М1.2</b>
24	<b>V1.6-Φ1.3-ВК3-М1.2</b>
25	<b>V1.9-Φ1.3-БТ1-ВК3-М1.1</b>
26	<b>V1.9-Φ1.3-ВК3-М1.1</b>
27	<b>V1.9-Φ1.3-БТ1-ВК3-М1.2</b>
28	<b>V1.9-Φ1.3-БТ2-ВК5-М1.2</b>
29	<b>V1.9-Φ1.3-ВК5-М1.2</b>
30	<b>V1.9-Φ1.3- БТ1-ВК5-М1.2</b>

Характеристики преобразователя частоты во многом определяются вариантом звена постоянного напряжения. Допустимые напряжения **IGBT** модулей обычно составляют 1200 В, что позволяет использовать для построения бестрансформаторных **ПУ** любые из приведенных на рис. 4.11 схем выпрямления. При наличии трехфазной сети безусловное предпочтение следует отдать трехфазным схемам выпрямления, имеющим наиболее благоприятное влияние на питающую сеть. Весьма наглядно целесообразность применения трехфазных схем может быть проиллюстрирована с помощью коэффициента потерь, рассмотренного в п. 4.1.

В выпускаемых **ПЧ** обычно используется трехфазная мостовая схема **ВК**. Рассмотрим вначале варианты преобразователей с названным типом коммутатора.

Наибольшее распространение получили **ПЧ** с трехфазным мостовым выпрямителем и соединением обмоток двигателя в звезду, то есть схемы 1-4 табл. 4.3. Трехфазная мостовая схема выпрямления обеспечивает при этом уровни напряжений, достаточно близкие к требуемым входным напряжениям вентильного коммутатора (см. п.4.3.3).

В диапазоне малых мощностей обычно используются схемы с емкостными фильтрами. Для средних мощностей рационально приме-

нение LC-фильтров, обеспечивающих снижение негативного влияния на питающую сеть.

Наличие или отсутствие блока торможения обуславливается конкретными режимами эксплуатации привода.

Как известно, для увеличения скорости частотного привода необходимо повышение статорного напряжения двигателя. Увеличить уровень фазных напряжений можно за счет соединения обмоток двигателя в треугольник – схемы 5-8 табл. 4.3. В этом случае, однако, при заданных значениях фазных токов двигателя в  $\sqrt{3}$  раз возрастают выходные токи АИН по сравнению со схемами, где обмотки соединены в звезду.

Увеличить выходные напряжения трехфазного мостового АИН позволяет использование для реализации ЗПН системы **В1.6-Ф1.3** /22/. Об уровне получаемых в таком варианте входных напряжений **ВКЗ** можно судить по графикам на рис. 4.30. При этом возможны четыре комбинации блоков – схемы 21-24 табл. 4.3.

При соединении обмоток двигателя в треугольник возможно применение трехфазных нулевых выпрямителей с емкостным фильтром – схемы 9,10 табл. 4.3. В таком случае, например, уровни напряжений элементов **ВКЗ** меньше, чем при использовании трехфазных мостовых выпрямителей, однако возрастает негативное влияние на питающую сеть.

При однофазном питании **ПЧ** обычно используется однофазный мостовой выпрямитель **В1.4** с емкостным фильтром **Ф1.1**. В этом случае обмотку двигателя соединяют в треугольник (схемы 11,12 табл. 4.3), что обусловлено уровнем выпрямленного напряжения. Как уже отмечалось, в /28/ предложено при однофазном входном напряжении **ПЧ** использовать для питания трехфазного мостового **ВК** удвоитель напряжения. Получаемые в таком случае уровни выходных напряжений АИН позволяют соединять обмотки двигателя как в звезду, так и в треугольник – схемы 25-27. Соединение в звезду уменьшает выходные токи АИН, соединение в треугольник увеличивает верхние значения скоростей привода.

Рядом фирм выпускаются **ПЧ**, предназначенные для питания как трехфазным, так и однофазным напряжениями. В случае трехфазного питания вариант ЗПН соответствует сочетанию **В1.1-Ф1.2**, а когда питание однофазное – сочетанию **В1.4-Ф1.2**. Последовательное соединение конденсаторов в фильтре **Ф1.2** обусловлено соотношением допустимых напряжений конденсаторов и величиной выходного

напряжения **В1.1**. В таких **ПЧ** емкость фильтра выбирается, исходя из обеспечения работы при однофазном питании. При трехфазном питании емкость фильтра оказывается завышенной, что приводит к негативному влиянию на питающую сеть. В /26/ предложено при однофазном питании конденсаторы фильтра соединять параллельно, а при трехфазном – последовательно, что позволяет улучшить влияние **ПЧ** на питающую сеть.

Преобразователи частоты с трехфазным питанием обычно отключаются, если обрывается одна из фаз питающей сети. В ряде установок отключение электропривода крайне нежелательно. В /39/ предложено сохранять работоспособность частотного электропривода при обрыве одной из фаз сети. Для обеспечения упомянутого режима целесообразно использование трехфазного мостового выпрямителя с емкостным фильтром. Схемы 1,2 табл. 4.3 в случае обрыва фазы превращаются в схемы 13,14. При соответствующем выборе емкости фильтра обрыв фазы не приводит к существенному снижению выпрямленного напряжения.

Для сохранения работоспособности привода при обрыве одного из проводов питающей сети рациональным представляется также использование схем 21-24. При обрыве нулевого провода сети такие схемы превращаются в схемы соответственно 1,2,5,6. В случае обрыва одной из фаз при соответствующем выборе емкостей конденсаторов возможно обеспечение приемлемых уровней выпрямленного напряжения.

Обратимся теперь к вариантам **ПЧ** с трехфазным нулевым **АИН**.

Применение трехфазного нулевого **ВК** возможно совместно с выпрямителем **В1.6** и фильтром **Ф1.3** – схемы 15-17 табл. 4.3. Трехфазный нулевой **АИН** позволяет формировать как синусоидальные, так и несинусоидальные фазные токи двигателя. Использование квазитрапецеидальной формы токов (см. п.2.3) вместо синусоидальной позволяет уменьшить амплитуду выходных токов **АИН** и снизить амплитудные значения мощностей потерь в транзисторах и диодах инвертора.

В /24/ показана целесообразность применения двухфазного нулевого инвертора **ВК5** для питания трехфазных двигателей. Использование **ВК5** позволяет на треть сократить количество транзисторных ключей в вентильном коммутаторе и упростить систему управления по сравнению с трехфазным мостовым и трехфазным нулевым инверторами. Для питания **ВК5** возможно применение выпрямителей **В1.6** или **В1.9**. Рациональные варианты **ПЧ** с **ВК5** представлены схемами 18-20 и 28-30 табл. 4.3.

### 4.3.7. Преобразователи с рекуперацией энергии в сеть

Обобщенная схема системы **В-ВК-ИВС**, обеспечивающей рекуперацию энергии в сеть, приведена на рис. 4.9. Известно весьма большое количество вариантов преобразователей, имеющих в своем составе инвертор, ведомый сетью. В связи с этим ограничимся рассмотрением лишь нескольких примеров.

Классическим вариантом системы **В-ВК-ИВС** можно назвать преобразователь, описанный, например, в /46/. В данном преобразователе отсутствуют блоки **СТ**, **Ф2** и **БТ**, а индуктивно-емкостной фильтр является общим для **В1** и **ИВС**. В качестве блоков **ВК'** и **В2** применен трехфазный мостовой транзисторный коммутатор, а в качестве блоков **В1** и **ИВС** – реверсивный трехфазный тиристорный преобразователь (см. рис. 4.1, а) с отдельным управлением. Один комплект тириستоров используется в качестве выпрямителя **В1**, а второй – в качестве инвертора, ведомого сетью. В двигательном режиме работы привода включены тиристоры **В1**, а тиристоры **ИВС** заперты. При переходе привода в генераторный режим после запираания тиристоров **В1** отпираются тиристоры **ИВС**, обеспечивая рекуперацию энергии торможения в сеть.

В качестве устройства, объединяющего блоки **В1** и **ИВС**, в принципе возможно использование трёхфазного мостового **ВК** (см. рис. 4.14, в), выходы *a*, *b*, *c* которого подключаются к трехфазной сети, а выходы (+), (-) являются выходом **В1** и входом **ИВС**. При этом выпрямитель **В1** образуют диоды коммутатора. Практическая реализация такого устройства связана с определенными техническими трудностями, обусловленными проблемой устранения коротких замыканий между **В1** и **ИВС**.

Классическим вариантом решения упомянутой проблемы является использование согласующего трансформатора **СТ2** – см. рис. 4.9. Пример преобразователя с согласующим трансформатором приведен в /43/. Преобразователь содержит трехфазный мостовой диодный выпрямитель **В1**, трехфазный мостовой транзисторный коммутатор в качестве **АИН**, питающего трехфазную обмотку двигателя, и трехфазный мостовой транзисторный коммутатор в качестве **ИВС**. Выходы **ИВС** подключены к трехфазной сети через согласующий трансформатор.

Схема простейшего преобразователя с **ИВС** для формирования однополярных токов в *m*-фазной нагрузке приведена на

рис. 4.34. Преобразователь выполнен на основе решения, предложенного в /4/.

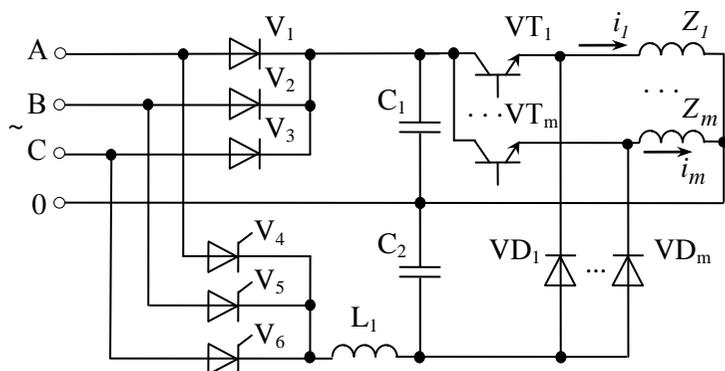


Рис. 4.34. Преобразователь для формирования однополярных токов

В приведенной схеме выпрямитель **B1** реализован на диодах  $V_1$ - $V_3$ , а ИВС – на основе тиристорov  $V_4$ - $V_6$ . Фильтр **Ф1** представлен конденсатором  $C_1$ , фильтр **Ф2** – индуктивностью  $L_1$  и емкостью  $C_2$ , а выпрямитель **B2** – диодами  $VD_1$ - $VD_m$ . Транзисторы  $VT_1$ - $VT_m$  образуют вентильный коммутатор.

Коммутацией  $VT_1$  формируется ток  $i_l$  в нагрузке  $z_l$ . При отпирании  $VT_1$  ток  $i_l$  нарастает под воздействием напряжения конденсатора  $C_1$ . При запираиии  $VT_1$  ток  $i_l$  спадает через  $VD_1$ .

Преобразователь обеспечивает формирование токов в статорных обмотках двигателя, работающего как в двигательном, так и генераторном режимах. Для управления трехфазным двигателем необходимы всего три транзисторных ключа.

Достаточно простые схемы преобразователей с двуполярными выходными токами приведены в /7, 8, 9/.

## Список литературы

1. Авт. свид. СССР № 1045404, МКИ Н 03 Р 7/42. Задатчик скольжения для асинхронного электропривода / А.К.Муконин, А.П. Харченко, А.И. Шиянов. – Оpubл. в Б.И., 1983, № 36.
2. Авт. свид. СССР № 1067584, МКИ Н 02 Р 7/42. Электропривод с частотно-токовым управлением / А.К. Муконин – Оpubл. в Б.И., 1984, № 2.
3. Авт. свид. СССР № 1105997, МКИ Н 02 М 7/537. Трехфазный инвертор / А.К. Муконин, А.П. Харченко, А.И. Шиянов – Оpubл. в Б.И., 1984, № 28.
4. Авт. свид. СССР № 1150713, МКИ Н02 М 7/00; Н 02 М 7/12. Регулируемый преобразователь энергии / А.К. Муконин – Оpubл. в Б.И., 1985, № 14.
5. Авт. свид. СССР № 1403326, МКИ Н 02 Р 7/42. Электропривод / А.К. Муконин, Н.И. Пенской, В.А. Трубецкой – Оpubл. в Б.И., 1988, № 22.
6. Авт. свид. СССР № 1408515, МКИ Н 02 Р 7/42. Электропривод / А.К. Муконин, В.А. Трубецкой - Оpubл. в Б.И., 1988, № 25.
7. Авт. свид. СССР № 1571735, МКИ Н02 М 7/12. Регулируемый преобразователь энергии / А.К. Муконин, Н.И. Пенской. – Оpubл. в Б.И., 1990, № 22.
8. Авт. свид. СССР № 1591160, МКИ Н 02 М 5/42. Преобразователь переменного напряжения в переменное / А.К. Муконин – Оpubл. в Б.И., 1990, № 33.
9. Авт. свид. СССР № 1688360, МКИ Н 02 М 5/45. Преобразователь переменного тока в переменный / А.К. Муконин – Оpubл. в Б.И., 1991, № 40.
10. Авт. свид. СССР № 680115, МКИ Н02 К 29/02. Способ управления вентильным двигателем с трехсекционной обмоткой якоря / А.И. Зайцев, А.И. Шиянов, А.К.Муконин, Н.Я. Юрьев.– Оpubл. в Б.И., 1979, № 30.
11. Авт. свид. СССР № 700930, МКИ Н02 К 29/02. Способ управления вентильным электродвигателем с трехсекционной обмоткой якоря / А.И. Зайцев, А.К.Муконин, А.И. Шиянов, Н.Я. Юрьев.– Оpubл. в Б.И., 1979, № 44.
12. Авт. свид. СССР № 909782, МКИ Н 02 Р 7/42. Электропривод с частотно - токовым управлением / А.И. Зайцев, А.К.Муконин, А.И. Шиянов. – Оpubл. в Б.И., 1982, № 8.

13. Авт. свид. СССР № 930555, МКИ Н 02 Р75/42. Устройство для управления машиной переменного тока / В.М. Горячев, А.К. Муконин, В.А. Трубецкой, А.И. Шиянов. – Оpubл. в Б.И., 1983, № 32
14. Бродовский В.Н., Иванов Е.С. Приводы с частотно-токовым управлением. – М.: Энергия, 1974. – 160 с.
15. Вейнгер А.М. Регулируемый синхронный электропривод. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 224 с.
16. Жемеров Г.Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. – М.: Энергия, 1977. – 280 с.
17. К расчету токов звена постоянного напряжения статических преобразователей / Н.А. Мазуха, А.К. Муконин, С.С. Ревнёв, А.И. Шиянов // Анализ и проектирование средств роботизации и автоматизации: Сб. науч. тр. – Воронеж: ВГТУ, 2002. – С. 106-110.
18. Ключев В.И. Теория электропривода. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 704 с.
19. Кононенко Е.В. Сипайлов Г.А., Хорьков К.А. Электрические машины. – М.: Высшая школа, 1971. – 432 с.
20. Муконин А.К. К анализу работы нулевых схем автономных инверторов напряжения // Системы и элементы роботизированных комплексов: Труды регион. науч. – техн. конф. – Воронеж: ВГТУ, 2003. – С. 85-89.
21. Муконин А.К. К оценке влияния нагрузки на питающую сеть // Промышленная информатика: Сб. науч. тр. - Воронеж: ВГТУ, 2002. – С. 155-158.
22. Муконин А.К. О расширении диапазона регулирования скорости частотного электропривода // Анализ и проектирование средств роботизации и автоматизации: Сб. науч. тр. - Воронеж: ВГТУ, 2003. - С. 26.
23. Муконин А.К. Ограничение перенапряжений в четырехключевой схеме инвертора напряжений // Автоматизация и роботизация технологических процессов: Материалы регион. науч.- техн. конф. – Воронеж: ВГТУ, 2002. – С. 89-90.
24. Муконин А.К. Преобразователи энергии для частотного электропривода // Анализ и проектирование средств роботизации и автоматизации: Сб. науч. тр. – Воронеж: ВГТУ, 2001. – С. 60-63.
25. Муконин А.К. Способ ограничения токов в статических преобразователях энергии // Автоматизация и роботизация технологических процессов: Материалы регион. науч. - техн. конф. – Воронеж: : ВГТУ, 2001. – С. 149-151.

26. Муконин А.К. Способ питания автономных инверторов напряжения // Труды регион. научно – техн. конф. "Системы и элементы роботизированных комплексов". – Воронеж: ВГТУ, 2003. – С. 99-100.
27. Муконин А.К. Сравнение схем вентильных коммутаторов для бесконтактных микроэлектроприводов // Анализ и проектирование средств роботизации: Сб. науч. тр. - Воронеж: ВГТУ, 2001. - С. 80-84.
28. Муконин А.К. Схемы преобразователей частотного электропривода при питании от однофазного напряжения // Автоматизация и роботизация технологических процессов: Материалы регион. науч. - техн. конф. – Воронеж: ВГТУ, 2005. – С. 58-59.
29. Муконин А.К. Универсальный преобразователь частоты для трехфазных и двухфазных двигателей // Автоматизация и роботизация технологических процессов: Материалы регион. науч. - техн. конф. – Воронеж: ВГТУ, 2001. – С. 147-149.
30. Муконин А.К. Частотно-токовый электропривод с управляемой нулевой составляющей тока. Дисс... канд. техн. наук. – Воронеж: ВПИ, 1984. – 195 с.
31. Муконин А.К., А.П. Харченко, В.А. Трубецкой. Частотно-токовый электропривод // Автоматизированный электропривод. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – С. 266-270.
32. Муконин А.К., Пресняков Г.Е. Возможности повышения питающего напряжения автономных инверторов в частотном приводе // Автоматизация и роботизация технологических процессов: Материалы регион. науч. - техн. конф. - Воронеж: ВГТУ, 2005. – С. 62-64.
33. Муконин А.К., Пресняков Г.Е. Моделирование работы удвоителя напряжения // Автоматизация и роботизация технологических процессов: Материалы регион. науч.-техн. конф.- Воронеж: ВГТУ, 2005. – С. 59-61.
34. Муконин А.К., Ревнёв С.С. Анализ работы звена постоянного напряжения преобразователей энергии регулируемых электроприводов // Анализ и проектирование средств роботизации и автоматизации: Сб. науч. тр. – Воронеж: ВГТУ, 1991. – С.143-148.
35. Муконин А.К., Ревнёв С.С., Шиянов А.И. Вопросы описания работы преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного напряжения // Анализ и проектирование средств роботизации и автоматизации: Сб. науч. тр. – Воронеж: ВГТУ, 2003. – С. 4-7.

36. Муконин А.К., Трубецкой В.А. Двухфазное питание трехфазной машины в частотном электроприводе // Анализ и проектирование средств роботизации и автоматизации: Сб. науч. тр. – Воронеж: ВГТУ, – С. 67-69.
37. Муконин А.К., Трубецкой В.А. Частотный электропривод с управлением нулевой составляющей тока // Автоматизация и роботизация производственных процессов: Межвуз. сб. науч. тр. – Воронеж: ВГТУ, 1996. – С. 69-74.
38. Муконин А.К., Шиянов А.И. Частотно-токовый электропривод с управляемой нулевой составляющей тока // Известия вузов. Электромеханика, 1990, №4. – С. 84-89.
39. Муконин А.К., Шиянов А.И., Мазуха Н.А. Вопросы построения и особенности работы преобразователей частоты // Анализ и проектирование средств роботизации и автоматизации. – Воронеж: Воронеж. гос. техн. ун-т, 2002. - С. 9-16.
40. Ревнёв С.С. Частотный электропривод малой мощности с бестрансформаторными преобразователями частоты. Дисс... канд. техн. наук. – Воронеж: ВГТУ, 2003. – 143 с.
41. Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 136 с.
42. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов и др. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.
43. Системы частотного управления синхронно-реактивными двигателями / Е.М. Берлин, Б.А. Егоров, В.Д. Кулик, И.С. Скосырев. – Л.: Энергия, 1968. – 132 с.
44. Тиристорные асинхронные электроприводы серии ЭТА1-01 / В.В. Горчаков и др. // Автоматизированный электропривод. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – С. 427-430.
45. Уильямс Б. Силовая электроника: приборы, применение, управление. Справочное пособие: Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 240 с.
46. Усачев А.П., Рохлин А.М., Гулевский С.И. Транзисторный электропривод переменного тока // Автоматизированный электропривод. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – С. 450-454.

47. Шиянов А.И., Герасимов М.И., Муравьев И.В. Системы управления перегрузочных манипуляторов АЭСс ВВЭР. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 176 с.
48. Шрейнер Р.Т., Дмитренко Ю.А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. – Кишинев: Штиинца, 1982. – 224 с.
49. Эпштейн И.И. Автоматизированный электропривод переменного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 192 с.

Научное издание

Муконин Александр Константинович  
Шиянов Анатолий Иванович

# ЧАСТОТНЫЕ ПРИВОДЫ С ТОКОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Печатается в авторской редакции  
Компьютерная вёрстка С.С. Ревнёв

ЛР № \_\_\_\_\_ от 25.08.99. Подписано в печать 25.10.2006.  
Формат 60×84/16. Бумага для множительных аппаратов.  
Усл. печ. л. 8,9. Уч.-изд. л. 8,7. Тираж 150 экз.

Заказ № \_\_\_\_\_ .

Воронежский государственный технический университет  
394026, Московский просп., 14.