

Федеральное агентство по образованию  
Государственное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования  
«Ивановский государственный энергетический  
университет имени В. И. Ленина»

А.Б. ВИНОГРАДОВ

**ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ  
ПЕРЕМЕННОГО ТОКА**

Иваново 2008

Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». — Иваново, 2008. — 298 с. ISBN

Рассмотрены математические основы, структуры, алгоритмы и современные средства управления электроприводами переменного тока: асинхронными, синхронными, вентильно-индукторными. Основное внимание уделено векторным подходам к управлению электроприводами, в основу которых положен метод векторного представления переменных в пространстве состояний. С использованием понятия результирующего вектора и координатных преобразований рассмотрены различные варианты математического описания электродвигателей переменного тока: асинхронных, синхронных, индукторных, в том числе с учетом эффекта насыщения элементов магнитной системы, потерь в стали и поверхностного эффекта.

На уровне математических выражений, структурных, функциональных схем и блок-схем алгоритмов работы рассмотрены различные варианты построения систем управления электроприводами переменного тока: асинхронными, синхронными, вентильно-индукторными. Кроме традиционного подхода к векторному управлению с прямой и косвенной ориентацией при цифровой реализации рассмотрены примеры цифрового релейно-векторного управления, цифрового адаптивно-векторного управления с использованием и без использования датчика углового перемещения, прямого управления моментом, пример применения векторной ориентации переменных в асинхронном электроприводе с частотным управлением. Отдельное внимание уделено таким вопросам, как идентификация переменных и параметров двигателей, адаптация параметров системы управления к изменению параметров силовой части привода в процессе его работы, векторному управлению активным IGBT-выпрямителем. Для ряда рассмотренных примеров построения систем управления представлена процедура синтеза регуляторов.

Книга ориентирована на специалистов в области автоматизированного электропривода переменного тока и, в частности, предназначена для студентов специальности 180404 «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов» и магистрантов направления 180400 высших учебных заведений.

Табл. 14. Ил. 151. Библиогр.: 54 назв.

Печатается по решению редакционно-издательского совета ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина»

Научный редактор

доктор технических наук, профессор А.Р. Колганов

Рецензенты:

С.Н. Флоренцев (ООО «Русэлпром-электропривод»);

В.Ф. Глазунов (ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина»)

## ВВЕДЕНИЕ

Принято различать два основных способа управления электроприводами переменного тока, использующими в качестве преобразователей энергии полупроводниковые преобразователи частоты: частотное и векторное.

**При частотном управлении** в ЭП реализуется один из статических законов частотного управления [32,6,40] (например,  $U/f = const$ ,  $\Psi_s = const$ ,  $\Psi_r = const$  и т.д.).

Формирование статического закона частотного управления осуществляется в разомкнутом либо в замкнутом контуре. Управление реализуется, как правило, по средним значениям переменных. Датчик скорости/положения отсутствует.

На выходе системы управления формируется задание по частоте и амплитуде выходного напряжения ПЧ.

Область применения таких систем: асинхронный электропривод, к которому не предъявляются повышенных статических и динамических требований (диапазон регулирования скорости – не более 50, полоса пропускания контура скорости – не более 10 Гц). Вентиляторы, насосы и прочие общепромышленные механизмы.

**При векторном управлении** управление осуществляется по мгновенным значениям переменных. В цифровых векторных системах может выполняться управление по эквивалентным (усредненным на интервале дискретности управления) переменным.

Реализуется принцип ориентации векторных переменных относительно друг друга. В частности, широкое распространение получила ориентация токов и напряжений относительно вектора потокосцепления ротора. Ориентация обеспечивает раздельное (независимое) управление моментом и потокосцеплением в динамических и статических режимах работы привода.

В явном или в неявном виде присутствует контур регулирования электромагнитного момента двигателя. В первом случае реализуется принцип *прямого управления моментом*. Соответствующие системы векторного управления именуются системами прямого управления моментом. В «традиционных» системах векторного управления с ориентацией тока статора по вектору потокосцепления ротора роль контура момента выполняет замкнутый контур активной составляющей тока статора.

Для анализа и синтеза систем векторного управления органична и удобна векторная форма представления переменных и соответствующая ей векторно-матричная форма записи уравнений. Некоторые примеры построения систем векторного управления рассмотрены в [31,18,14,28,33].

Данное издание посвящено более подробному и систематизированному рассмотрению вопросов, связанных с векторным управлением электроприводами переменного тока. В книге представлены результаты многолетней работы автора и наиболее интересные выжимки из работ других специалистов в данном направлении.

## 1. Понятие результирующего вектора и его представление в различных системах координат

Рассмотрим векторную форму представления переменных и координатные преобразования [38] на примере идеализированной трехфазной симметричной неявнополюсной машины переменного тока, фазные обмотки которой получают питание от автономных источников напряжения.

Введем абстрактные алгебраические векторы-столбцы, составленные из мгновенных значений напряжений источников питания, токов и потокосцеплений фазных обмоток статора и ротора:

$$\mathbf{U}_s^{Fs} = \begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \\ U_{sc} \end{bmatrix}; \mathbf{I}_s^{Fs} = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}; \mathbf{\Psi}_s^{Fs} = \begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{U}_r^{Fr} = \begin{bmatrix} U_{ra} \\ U_{rb} \\ U_{rc} \end{bmatrix}; \mathbf{I}_r^{Fr} = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}; \mathbf{\Psi}_r^{Fr} = \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix}.$$

Назовем их векторами фазных (непреобразованных) величин. Верхние индексы при векторах  $F_s, F_r$  указывают, что переменные рассматриваются в естественных координатах статора и ротора соответственно.

Оперировать с векторами непреобразованных величин не удобно по следующим причинам:

1. Уравнения связи между потокосцеплениями и токами содержат тригонометрические функции углового положения ротора относительно статора, т.е. периодически изменяются при вращении ротора.

2. В общем случае во всех координатах присутствует симметричная составляющая ненулевой последовательности фаз (намагничивающая, создающая основной магнитный поток) и симметричная составляющая нулевой последовательности (нейтральная, не создающая основного магнитного потока).

Разделение этих составляющих в трехфазной симметричной машине может выполняться следующим образом:

$$\begin{aligned}\mathbf{X}^F &= \mathbf{X}_m^F + \mathbf{X}_n^F, \\ \mathbf{X}_m^F &= M\mathbf{X}^F; \mathbf{X}_n^F = N\mathbf{X}^F; \\ M &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}; N = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix},\end{aligned}$$

где  $\mathbf{X}_m^F, \mathbf{X}_n^F$  — симметричная и несимметричная составляющие вектора  $\mathbf{X}^F$ ;

$M, N$  — матрицы разложения.

Данное выражение представляет собой разложение линейно независимой системы переменных  $\mathbf{X}^F = [X_a \ X_b \ X_c]^T$  на две линейно зависимые подсистемы, компоненты которых связаны следующими соотношениями:

$$X_{am} + X_{bm} + X_{cm} = 0; X_{an} = X_{bn} = X_{cn} = X_n.$$

Трехфазная симметричная подсистема может быть геометрически представлена на плоскости. Для ее описания достаточно двух линейно независимых координат. Полная несимметричная трехфазная система может быть адекватно представлена только в трехмерном пространстве.

Представим векторную переменную  $[X_a \ X_b \ X_c]^T$  в трехфазной ортогональной (декартовой) системе координат, образованной направляющими (единичными) векторами  $\vec{a}, \vec{b}, \vec{c}$  (рис. 1.1).

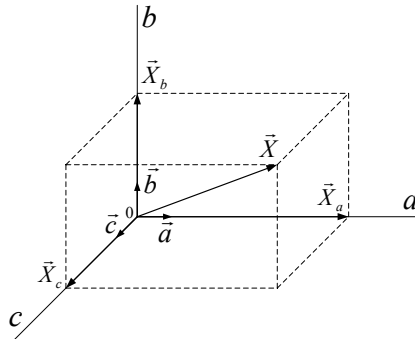


Рис. 1.1. Геометрическое представление преобразующего вектора в декартовой системе координат

$$\vec{X} = X_a \vec{a} + X_b \vec{b} + X_c \vec{c} = \vec{X}_a + \vec{X}_b + \vec{X}_c.$$

Векторы  $\vec{X}_a, \vec{X}_b, \vec{X}_c$  назовем векторами, изображающими фазные токи, а  $\vec{X}$  — результирующим изображающим вектором.

Выполним разложение векторной переменной на намагничивающую и нейтральную составляющие:

$$\begin{aligned} \vec{X} = \vec{X}_m + \vec{X}_n &= \begin{bmatrix} X_{am} \\ X_{bm} \\ X_{cm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X_{an} \\ X_{bn} \\ X_{cn} \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} + N \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \frac{2}{3}X_a - \frac{1}{3}X_b - \frac{1}{3}X_c \\ -\frac{1}{3}X_a + \frac{2}{3}X_b - \frac{1}{3}X_c \\ -\frac{1}{3}X_a - \frac{1}{3}X_b + \frac{2}{3}X_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{3}X_a + \frac{1}{3}X_b + \frac{1}{3}X_c \\ \frac{1}{3}X_a + \frac{1}{3}X_b + \frac{1}{3}X_c \\ \frac{1}{3}X_a + \frac{1}{3}X_b + \frac{1}{3}X_c \end{bmatrix} = \\ &= (\vec{X}_{am} + \vec{X}_{bm} + \vec{X}_{cm}) + (\vec{X}_{an} + \vec{X}_{bn} + \vec{X}_{cn}), \end{aligned}$$

$$\text{где } \vec{X}_{am} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}X_a \\ -\frac{1}{3}X_a \\ -\frac{1}{3}X_a \end{bmatrix}; \vec{X}_{bm} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{3}X_b \\ \frac{2}{3}X_b \\ -\frac{1}{3}X_b \end{bmatrix}; \vec{X}_{cm} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{3}X_c \\ -\frac{1}{3}X_c \\ \frac{2}{3}X_c \end{bmatrix}$$

— изображающие векторы намагничивающих составляющих фаз;

$$\vec{X}_{an} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}X_a \\ \frac{1}{3}X_a \\ \frac{1}{3}X_a \end{bmatrix}; \vec{X}_{bn} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}X_b \\ \frac{1}{3}X_b \\ \frac{1}{3}X_b \end{bmatrix}; \vec{X}_{cn} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}X_c \\ \frac{1}{3}X_c \\ \frac{1}{3}X_c \end{bmatrix}$$

— изображающие векторы нейтральных составляющих фаз.

Геометрическая интерпретация этого разложения изображена на рис.1.2.

Все изображающие векторы нейтральных составляющих фаз направлены вдоль одной линии  $L$ , находящейся на равном удалении от осей декартовой системы координат. Ось  $OL$  образует с осями системы координат  $Oabc$  углы  $\gamma = \arccos(1/\sqrt{3})$ . Нетрудно убедиться, что изображающие векторы намагничивающей и нейтральной составляющих каждой фазы перпендикулярны друг другу, их скалярные произведения равны нулю:

$$\vec{X}_{am} \cdot \vec{X}_{an} = \vec{X}_{bm} \cdot \vec{X}_{bn} = \vec{X}_{cm} \cdot \vec{X}_{cn} = 0.$$

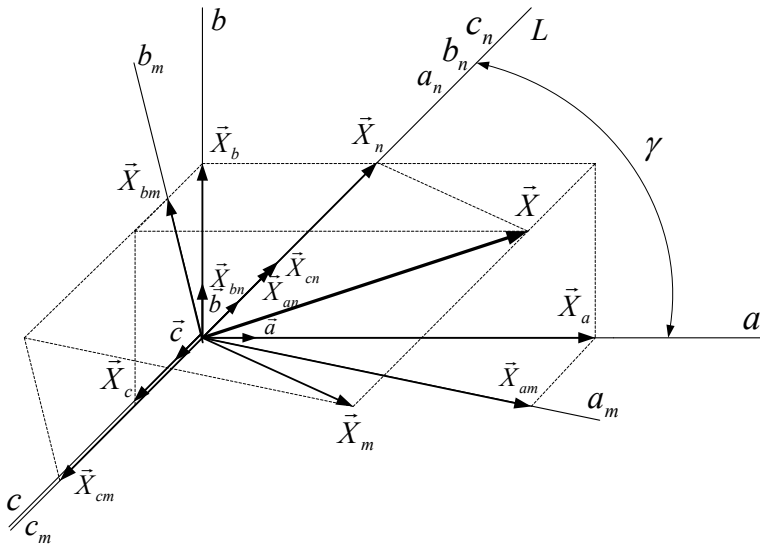


Рис.1.2. Геометрическая интерпретация разложения результирующего вектора на намагничивающую и нейтральную составляющие

Оси намагничивающих составляющих фаз  $0a_m, 0b_m, 0c_m$  лежат в одной плоскости  $P$ , проходящей через начало координат и ортогональной к линии  $L$ . Причем взаимное расположение этих осей на плоскости аналогично взаимному расположению магнитных осей фазных обмоток статора симметричной электрической машины. Если совместить плоскость  $P$  с поперечным сечением машины, то получим традиционную симметричную трехфазную систему координат  $(a, b, c)$ , оси которой отстоят друг от друга на угол  $2\pi/3$ . При этом ось нейтральных составляющих  $OL$  будет совпадать с продольной осью машины (направлена вдоль вала). Можно считать, что традиционная трехфазная система координат получается из декартовой путем проецирования ее осей на плоскость  $P$ .

Таким образом, получено корректное геометрическое представление электромагнитных переменных машины переменного тока, не противоречащее, а, наоборот, дополняющее ее традиционное геометрическое представление.

Заметим, что для корректного математического описания и геометрической интерпретации трехфазных машин переменного тока целесообразно *двойственное* представление переменных, с одной стороны, как трехмерных геометрических *радиус-векторов*  $\vec{U}, \vec{I}, \vec{\Psi}$ , изображающих напряжения, токи и потокосцепления в трехмерном векторном пространстве, а с другой стороны, в виде алгебраических *вектор-столбцов*  $\mathbf{U}, \mathbf{I}, \mathbf{\Psi}$ , компоненты которых численно равны координатам этих радиус-векторов в различных базисах векторного пространства. Каждое из этих представлений имеет свой специфический математический аппарат, и поэтому можно говорить лишь о взаимном соответствии этих представлений.

## 2. Координатные преобразования

С целью упростить решение задач анализа и синтеза процессов в машинах переменного тока широко применяется метод преобразования координат. Координатные преобразования позволяют упростить уравнения электромагнитных процессов машины за счет устранения гармонических коэффициентов в параметрах, коэффициентов, связанных с неортогональностью магнитных осей фазных обмоток; за счет разделения процессов на симметричные составляющие ненулевой и нулевой последовательности фаз. В частном случае симметричных процессов (нейтральная составляющая отсутствует) уменьшается общее количество уравнений. Широкое распространение при анализе и синтезе процессов в ЭП переменного тока получила ортогональная система координат  $(x, y, z)$ , вращающаяся с произвольной частотой  $\omega_k$ .

Плоскость  $xOy$  совпадает с поперечным сечением машины, ось  $z$  направлена вдоль вала. Важными частными случаями данной системы координат являются:

- неподвижная относительно статора система координат  $(\alpha, \beta, \gamma)$ , получаемая из  $(x, y, z)$  при  $\omega_k = 0$  и ориентации оси  $\alpha$  вдоль магнитной оси фазы  $A$  статора;

- ортогональные системы координат  $(d, q, \theta)$ , ориентированные по одному из векторов машины. В качестве ориентирующих могут применяться намагничивающие составляющие изображающих векторов электромагнитных переменных (напряжений, токов, потокосцеплений, ЭДС) либо одна из магнитных осей ротора. Например, при ориен-



тации по вектору потокоцепления ротора:  $\omega_k = \omega_\psi$ , ось  $d$  ориентирована по вектору  $\vec{\Psi}_r$ .

Геометрическая интерпретация преобразований координат представлена на рис.2.1.

Линиями  $A, B, C$  обозначены оси фазных обмоток статора, линиями  $a, b, c$  – оси фазных обмоток ротора. Результирующие векторы  $\vec{V}_s(V_A, V_B, V_C)$  и  $\vec{V}_r(V_a, V_b, V_c)$  определены своими проекциями в естественных координатах статора и ротора соответственно. Под переменной  $V$  понимаются напряжения, токи, потокоцепления. Выполним преобразование переменных из естественных систем координат статора и ротора в систему координат  $(x, y, z)$ . Такие преобразования называются прямыми.

Формулы прямого преобразования для переменных статора:

$$\begin{aligned} V_{sx} &= \frac{2}{3}(V_A \cos \varphi_k + V_B \cos(\varphi_k - \frac{2\pi}{3}) + V_C \cos(\varphi_k + \frac{2\pi}{3})); \\ V_{sy} &= -\frac{2}{3}(V_A \sin \varphi_k + V_B \sin(\varphi_k - \frac{2\pi}{3}) + V_C \sin(\varphi_k + \frac{2\pi}{3})); \\ V_{sz} &= \frac{1}{3}(V_A + V_B + V_C). \end{aligned} \quad (2.1)$$

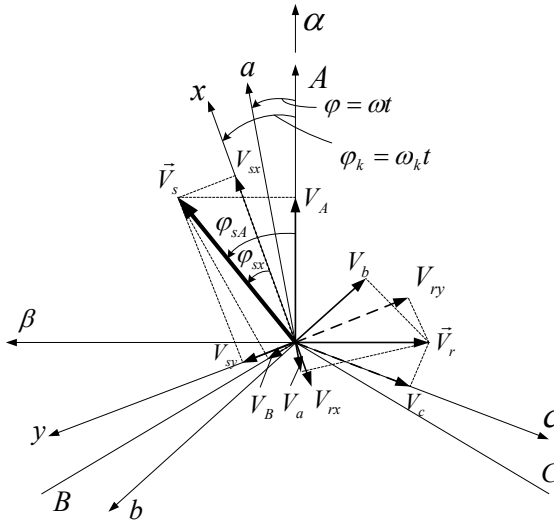


Рис.2.1. Преобразование координат

Формулы прямого преобразования переменных ротора:

$$\begin{aligned} V_{rx} &= \frac{2}{3} (V_a \cos(\varphi_k - \varphi) + V_b \cos(\varphi_k - \varphi - \frac{2\pi}{3}) + V_c \cos(\varphi_k - \varphi + \frac{2\pi}{3})); \\ V_{ry} &= -\frac{2}{3} (V_a \sin(\varphi_k - \varphi) + V_b \sin(\varphi_k - \varphi - \frac{2\pi}{3}) + V_c \sin(\varphi_k - \varphi + \frac{2\pi}{3})); \\ V_{rz} &= \frac{1}{3} (V_a + V_b + V_c). \end{aligned} \quad (2.2)$$

Формулы обратного преобразования для переменных статора:

$$\begin{aligned} V_A &= V_{sx} \cos \varphi_k - V_{sy} \sin \varphi_k + V_{sz}; \\ V_B &= V_{sx} \cos(\varphi_k - \frac{2\pi}{3}) - V_{sy} \sin(\varphi_k - \frac{2\pi}{3}) + V_{sz}; \\ V_C &= V_{sx} \cos(\varphi_k + \frac{2\pi}{3}) - V_{sy} \sin(\varphi_k + \frac{2\pi}{3}) + V_{sz}. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Формулы обратного преобразования для переменных ротора:

$$\begin{aligned} V_a &= V_{rx} \cos(\varphi_k - \varphi) - V_{ry} \sin(\varphi_k - \varphi) + V_{rz}; \\ V_b &= V_{rx} \cos(\varphi_k - \varphi - \frac{2\pi}{3}) - V_{ry} \sin(\varphi_k - \varphi - \frac{2\pi}{3}) + V_{rz}; \\ V_c &= V_{rx} \cos(\varphi_k - \varphi + \frac{2\pi}{3}) - V_{ry} \sin(\varphi_k - \varphi + \frac{2\pi}{3}) + V_{rz}. \end{aligned} \quad (2.4)$$

На основе приведенных общих формул могут быть получены удобные формы записи координатных преобразований для частных случаев. Рассмотрим некоторые из них.

1. Прямое и обратное преобразование из  $(A, B, C)$  в  $(\alpha, \beta, \gamma)$  в векторно-матричной форме записи. Получается из преобразования к  $(x, y, z)$  при  $(\omega_k = 0)$ .

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \cos 0 & \frac{2}{3} \cos(-\frac{2\pi}{3}) & \frac{2}{3} \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{2}{3} \sin 0 & -\frac{2}{3} \sin(-\frac{2\pi}{3}) & -\frac{2}{3} \sin(\frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix}; \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 0 & -\sin 0 & 1 \\ \cos(-\frac{2\pi}{3}) & -\sin(-\frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\frac{2\pi}{3}) & -\sin(\frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_\gamma \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

2. Переход от неподвижной системы координат  $(\alpha, \beta, \gamma)$  к вращающейся системе  $(d, q, 0)$ , повернутой на угол  $\varphi_k$ , и обратно (рис.2.2) выполняется по следующим соотношениям:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi_k & \sin \varphi_k & 0 \\ -\sin \varphi_k & \cos \varphi_k & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_\gamma \end{bmatrix}; \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi_k & -\sin \varphi_k & 0 \\ \sin \varphi_k & \cos \varphi_k & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix}.$$

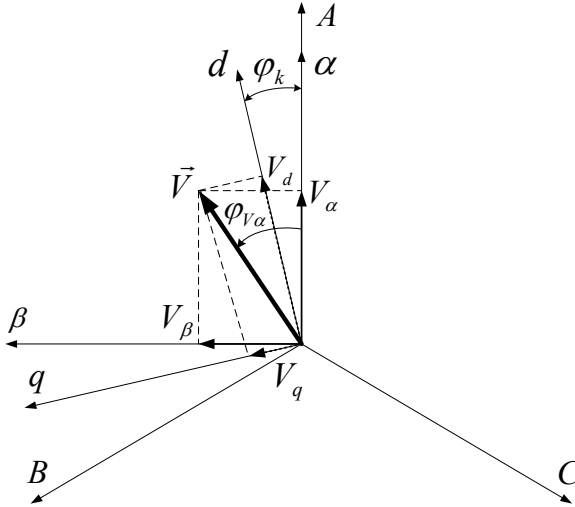


Рис.2.2. Преобразование  $(\alpha, \beta, \gamma)$  к вращающейся системе  $(d, q, 0)$ , повернутой на угол  $\varphi_k$

3. В частном случае, когда составляющие нулевой последовательности фаз отсутствуют, например, если обмотки машины соединены в звезду без нулевого провода, то выполняется соотношение  $V_A + V_B + V_C = 0$  и третья координата векторной переменной оказывается линейно зависимой от двух остальных координат. Порядок координатных преобразований уменьшается на единицу.

Из  $(A, B, C)$  в  $(\alpha, \beta)$ :

Учитывая, что  $V_C = -(V_A + V_B)$ , получим

$$V_\alpha = \frac{2}{3}V_A - \left(\frac{1}{3}V_B - \frac{1}{3}V_C\right) = V_A;$$

$$V_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}V_B - \frac{1}{\sqrt{3}}V_C = \frac{1}{\sqrt{3}}V_B + \frac{1}{\sqrt{3}}(V_A + V_C) = \frac{1}{\sqrt{3}}V_A + \frac{2}{\sqrt{3}}V_B,$$

или в векторно-матричной форме

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \end{bmatrix}.$$

Из  $(\alpha, \beta)$  в  $(A, B, C)$ :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}, \quad V_C = -(V_A + V_B).$$

Из  $(\alpha, \beta)$  в  $(d, q)$  и обратно:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi_k & \sin \varphi_k \\ -\sin \varphi_k & \cos \varphi_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi_k & -\sin \varphi_k \\ \sin \varphi_k & \cos \varphi_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}.$$

Непосредственно из  $(A, B, C)$  в  $(d, q)$ : из (2.1) с учетом  $V_C = -(V_A + V_B)$ :

$$\begin{aligned}
V_d &= \frac{2}{3}(V_A \cos \varphi_k + V_B \cos(\varphi_k - \frac{2\pi}{3}) - (V_A + V_B) \cos(\varphi_k + \frac{2\pi}{3})) = \\
&= \frac{2}{3}(V_A (\cos \varphi_k - \cos(\varphi_k + \frac{2\pi}{3})) + V_B (\cos(\varphi_k - \frac{2\pi}{3}) - \cos(\varphi_k + \frac{2\pi}{3}))); \\
V_q &= -\frac{2}{3}(V_A \sin \varphi_k + V_B \sin(\varphi_k - \frac{2\pi}{3}) - (V_A + V_B) \sin(\varphi_k + \frac{2\pi}{3})) = \\
&= -\frac{2}{3}(V_A (\sin \varphi_k - \sin(\varphi_k + \frac{2\pi}{3})) + V_B (\sin(\varphi_k - \frac{2\pi}{3}) - \sin(\varphi_k + \frac{2\pi}{3}))).
\end{aligned}$$

Преобразуя разности косинусов и синусов согласно известным тригонометрическим выражениям

$$\cos \alpha - \cos \beta = -2 \sin[(\alpha + \beta) / 2] \sin[(\alpha - \beta) / 2];$$

$$\sin \alpha - \sin \beta = 2 \cos[(\alpha + \beta) / 2] \sin[(\alpha - \beta) / 2],$$

получим

$$V_d = \frac{2}{\sqrt{3}}[V_A \sin(\varphi_k + \frac{\pi}{3}) + V_B \sin(\varphi_k)];$$

$$V_q = \frac{2}{\sqrt{3}}[V_A \cos(\varphi_k + \frac{\pi}{3}) + V_B \cos(\varphi_k)].$$

Из  $(d, q)$  в  $(A, B, C)$ :

$$V_A = V_d \cos \varphi_k - V_q \sin \varphi_k;$$

$$V_B = V_d \cos(\varphi_k - \frac{2\pi}{3}) - V_q \sin(\varphi_k - \frac{2\pi}{3});$$

$$V_C = -(V_A + V_B).$$

Иногда для анализа и синтеза систем управления приводами переменного тока более удобным оказывается представление переменных и уравнений в полярной системе координат. В ряде случаев применяются также бескоординатные (тензорные) математические модели.

В полярной системе координат результирующий вектор  $\vec{V}$  задается своим модулем (амплитудой)  $V$  и угловым положением относительно одной из координатных осей, например фазы  $A$  естественной системы координат  $\varphi$  (рис.2.3).

Связь представления вектора в полярной системе координат с другими координатными системами определяется следующими соотношениями.

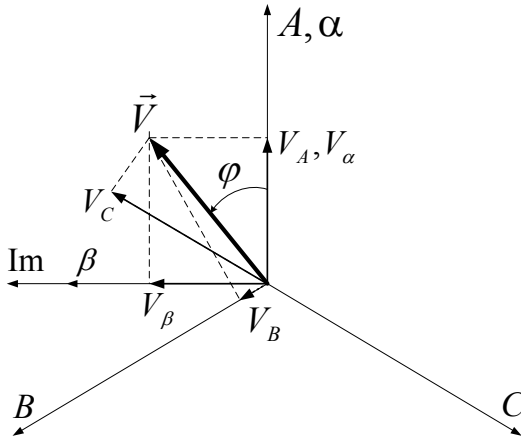


Рис.2.3. Представление результирующего вектора в полярной системе координат

Для координат  $(A, B, C)$  при условии  $V_A + V_B + V_C = 0$

$$V_A = V \cos \varphi;$$

$$V_B = V \cos(\varphi - \frac{2\pi}{3});$$

$$V_C = V \cos(\varphi + \frac{2\pi}{3}).$$

$$V = \sqrt{\frac{2}{3}(V_A^2 + V_B^2 + V_C^2)} = \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{V_A^2 + V_B^2 + V_A V_B};$$

$$\varphi = \arctg(\frac{1}{\sqrt{3}} + \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_B}{V_A}).$$

Для координат  $(\alpha, \beta)$

$$V_\alpha = V \cos \varphi; \quad V = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2};$$

$$V_\beta = V \sin \varphi. \quad \varphi = \arctg \frac{V_\beta}{V_\alpha}.$$

Реальные соотношения, используемые в системах управления приводами для вычисления углового положения, отличаются от приведенных, т.к. результирующий вектор может находиться во всех 4 квадрантах плоскости поперечного сечения машины, при этом обнуле-

ние одной из координат может приводить к неопределенности типа «деление на нуль».

Чтобы устранить это явление, применяется разбиение векторной плоскости на секторы, например, в соответствии с рис.2.4.

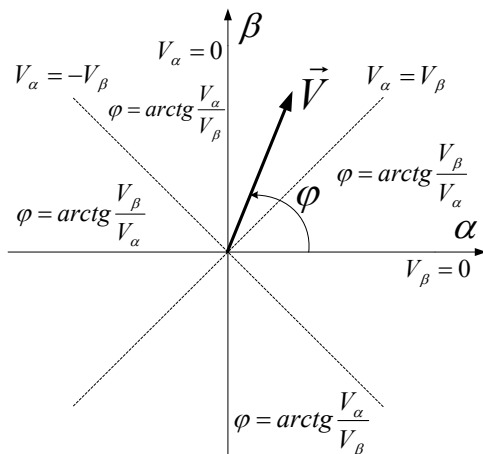


Рис.2.4. Вычисление углового положения результирующего вектора

Если определена только операция арктангенса в первом квадранте изображающей плоскости, то ее следует разбивать уже не на 4, а на 8 секторов, в каждом задавая свою формулу для вычисления угла.

Очевидно, что представление результирующего вектора в плоскости поперечного сечения машины хорошо стыкуется с представлением этого вектора на комплексной плоскости. Для этого достаточно действительную ось комплексной плоскости совместить с осью фазы  $A$  или  $\alpha$ . Тогда мнимая ось совпадет с осью  $\beta$ .

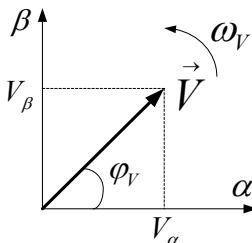


Рис. 2.5. Представление результирующего вектора в ортогональной системе координат

Вычисление частоты вращения вектора по его проекциям в ортогональной системе координат осуществляется в соответствии с рис.2.5 по следующим выражениям:

$$\begin{aligned}\omega_V &= \frac{d\varphi_V}{dt} = \frac{d}{dt}(\arctg \frac{V_\beta}{V_\alpha}) = \frac{1}{1 + (V_\beta / V_\alpha)^2} \frac{d}{dt}(\frac{V_\beta}{V_\alpha}) = \\ &= \frac{1}{1 + (V_\beta / V_\alpha)^2} \frac{V_\alpha \frac{dV_\beta}{dt} - V_\beta \frac{dV_\alpha}{dt}}{V_\alpha^2} = \frac{V_\alpha p V_\beta - V_\beta p V_\alpha}{V_\alpha^2 + V_\beta^2}, \\ \text{где } p &= \frac{d}{dt}.\end{aligned}$$

### 3. Математическое описание асинхронной машины

Одной из основных задач, возникающих при построении модели асинхронного электропривода, является выбор системы координат, в которой рассматриваются электромагнитные процессы в двигателе. Однако выбор той или иной системы координатных осей, очевидно, не влияет на реальные физические процессы, протекающие в электроприводе, а является лишь способом их описания. В зависимости от решаемой задачи применяются математические модели в естественных координатах машины, в ортогональных координатах, неподвижных или вращающихся с определенной частотой, в полярных координатах либо бескоординатные (тензорные) модели. Рассмотрим эти модели и их взаимное соответствие друг другу.

При составлении уравнений асинхронной машины введем следующие допущения:

1) пренебрегаем потерями в стали, т.е явлениями гистерезиса и вихревыми токами;

2) не учитываем насыщение магнитопровода (насыщение может быть учтено косвенно путем использования так называемых “насыщенных” параметров, то есть параметров, определяемых при состоянии насыщения);

3) пренебрегаем неравномерностью воздушного зазора между телом ротора и статора и изменением магнитной проводимости, обусловленной наличием пазов при относительном перемещении сердечников;

4) пренебрегаем высшими пространственными гармониками магнитного поля, то есть распределение магнитного поля каждой из обмоток вдоль окружности ротора и статора принято синусоидальным;

5) считаем, что статор и ротор имеют симметричные трехфазные обмотки. Обмотка ротора приведена к числу витков обмотки статора, то есть число витков обмотки статора и ротора одинаково.



### 3.1. Математическая модель асинхронного двигателя в естественных координатах

Запись дифференциальных уравнений равновесия напряжений в фазовых координатах обеспечивает ряд преимуществ.

1. Все величины в системе уравнений имеют свой физический смысл и реальные значения (точнее, это относится только к переменным статорных обмоток, поскольку короткозамкнутая обмотка ротора, естественно, не имеет трех отдельных фаз).

2. Такая запись уравнений позволяет учесть все виды несимметрии параметров обмоток и питающих напряжений.

3. Существует возможность выполнять расчеты электромагнитных и электромеханических процессов в статических и динамических режимах работы при питании от сети и источников с несинусоидальной формой выходного напряжения.

Эквивалентная схема трехфазной асинхронной машины представлена на рис.3.1.

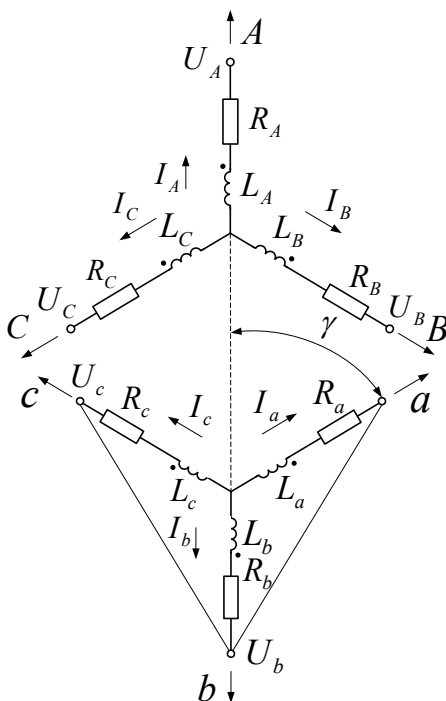


Рис.3.1. Эквивалентная схема трехфазной асинхронной машины

Уравнения равновесия напряжений для фаз статора и ротора запишутся в виде

$$\left. \begin{aligned} U_A &= I_A R_A + d\Psi_A/dt, \\ U_B &= I_B R_B + d\Psi_B/dt, \\ U_C &= I_C R_C + d\Psi_C/dt; \end{aligned} \right\} \quad \left. \begin{aligned} U_a &= I_a R_a + d\Psi_a/dt, \\ U_b &= I_b R_b + d\Psi_b/dt, \\ U_c &= I_c R_c + d\Psi_c/dt, \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

где  $U_A$  — мгновенное значение напряжения на зажимах фазы  $A$ ;

$I_A$  ( $I_a$ ) — ток фазы  $A$  (фазы  $a$ );

$\Psi_A$  ( $\Psi_a$ ) — полное потокосцепление фазы  $A$  (фазы  $a$ );

$R_A$  ( $R_a$ ) — активное сопротивление фазы  $A$  статора (фазы  $a$  ротора).

Выражения для потокосцеплений статора и ротора имеют вид

$$\begin{aligned} \Psi_A &= L_A I_A + M_{AB} I_B + M_{AC} I_C + M_{Aa} I_a \cos \gamma + M_{Ab} I_b \times \\ &\times \cos(\gamma + \frac{2p}{3}) + M_{Ac} I_c \cos(\gamma - \frac{2p}{3}); \\ \Psi_B &= M_{BA} I_A + L_B I_B + M_{BC} I_C + M_{Ba} I_a \cos(\gamma - \frac{2p}{3}) + \\ &+ M_{Bb} I_b \cos \gamma + M_{Bc} I_c \cos(\gamma + \frac{2p}{3}); \end{aligned} \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned} \Psi_C &= M_{CA} I_A + M_{CB} I_B + L_C I_C + M_{Ca} I_a \cos(\gamma + \frac{2p}{3}) + \\ &+ M_{Cb} I_b \cos(\gamma - \frac{2p}{3}) + M_{Cc} I_c \cos \gamma; \\ \Psi_a &= M_{aA} I_A \cos \gamma + M_{aB} I_B \cos(\gamma - \frac{2p}{3}) + M_{aC} I_C \cos(\gamma + \frac{2p}{3}) + \\ &+ L_a I_a + M_{ab} I_b + M_{ac} I_c; \\ \Psi_b &= M_{bA} I_A \cos(\gamma + \frac{2p}{3}) + M_{bB} I_B \cos \gamma + M_{bC} I_C \cos(\gamma - \frac{2p}{3}) + \\ &+ M_{ba} I_a + L_b I_b + M_{bc} I_c; \end{aligned} \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned} \Psi_c &= M_{cA} I_A \cos(\gamma - \frac{2p}{3}) + M_{cB} I_B \cos(\gamma + \frac{2p}{3}) + \\ &+ M_{cC} I_C \cos \gamma + M_{ca} I_a + M_{cb} I_b + L_c I_c, \end{aligned}$$

где  $\gamma$  — угол между осями обмоток  $A$  и  $a$ ;

$L_A, L_B, L_C$  — индуктивности фаз статора;

$L_a, L_b, L_c$  — индуктивности фаз ротора;

$M_{AB}, M_{AC}, M_{BC}, M_{BA}, M_{CA}, M_{CB}$  — взаимоиндуктивности между обмотками статора;

$M_{ab}, M_{ac}, M_{bc}, M_{ba}, M_{ca}, M_{cb}$  — взаимоиндуктивности между обмотками ротора;

$M_{Aa}, M_{Ba}, M_{bA}, \dots$  — максимальная величина взаимоиндуктивности между обмотками статора и ротора.

Заметим, что уравнения (3.1), (3.2), (3.3) пригодны для описания процессов в машине с учетом несимметрии в параметрах обмоток и в системе питания.

Учтем условие симметрии обмоток двигателя и условия симметрии токов статора и ротора:  $I_A + I_B + I_C = 0$ ;  $I_a + I_b + I_c = 0$ . По условию симметрии обмоток

$$R_A = R_B = R_C = R_s; R_a = R_b = R_c = R_r;$$

$$L_A = L_B = L_C = L_s; L_a = L_b = L_c = L_r;$$

$$M_{AB} = M_{BA} = M_{BC} = M_{CB} = M_{CA} = M_{AC} = M_1;$$

$$M_{ab} = M_{ba} = M_{bc} = M_{cb} = M_{ac} = M_{ca} = M_2;$$

$$M_{Aa} = M_{aA} = M_{Ba} = \dots = M_{12}.$$

Рассмотрим магнитный поток фазы  $A$  статора, создаваемый только обмотками статора, с учетом условия симметрии токов статора (рассматривается только часть общего потока, сцепленного с фазой статора. Такой режим получается в предположении, что обмотки ротора разомкнуты):

$$\begin{aligned} \Psi_{sA} &= L_s I_A + M_1 I_B + M_s I_C = L_s I_A + M_1 (I_B + I_C) = \\ &= I_A (L_1 - M_1) = I_A (L_{s\sigma} + L_{s\mu} - M_1), \end{aligned}$$

где  $L_{s\sigma}, L_{sm}$  — индуктивности фазной обмотки статора от поля рассеяния и поля главного потока.

Взаимная индуктивность между любыми двумя обмотками статора вычисляется с учетом пространственного положения обмоток по выражению

$$M_1 = L_{s\mu} \cos \frac{2\pi}{3} = -\frac{L_{s\mu}}{2}.$$

В результате

$$\Psi_{sA} = I_A (L_{s\sigma} + \frac{3}{2} L_{s\mu}) = L_s I_A,$$

где  $L_s = L_{s\sigma} + \frac{3}{2}L_{s\mu}$  — полная эквивалентная индуктивность фазы

статора, включающая индуктивность от поля рассеяния, от главного потока, созданного током самой обмотки, и от потоков, возникающих под действием токов двух других обмоток статора.

Таким образом, взаимная индуктивность или индуктивность от главного магнитного потока одной фазы трехфазной машины, вследствие влияния токов в двух других фазах, в  $3/2$  раза больше индуктивности одной фазы, взятой отдельно.

Аналогично для фаз  $B$  и  $C$  статора получим  $\Psi_{sB} = L_s I_B$ ,  $\Psi_{sC} = L_s I_C$ , а для фаз ротора будем иметь  $\Psi_{ra} = L_r I_a$ ;  $\Psi_{rb} = L_r I_b$ ,  $\Psi_{rc} = L_r I_c$ ,

где  $L_r = L_{r\sigma} + \frac{3}{2}L_{r\mu}$  — полная эквивалентная индуктивность фазы ротора, включающая индуктивность от поля рассеяния, от главного потока, созданного током самой обмотки, и от потоков, возникающих под действием токов двух других обмоток ротора.

С учетом приведения обмотки ротора к числу витков обмотки статора можно записать:

$$\frac{3}{2}L_{s\mu} = \frac{3}{2}L_{r\mu} = \frac{3}{2}M_{12} = L_m - \text{эквивалентная взаимная}$$

индуктивность.

Заметим, что  $L_{s\sigma}$ ,  $L_{r\sigma}$ ,  $L_m$  — это параметры традиционной Т-образной схемы замещения асинхронного двигателя (АД).

В итоге выражения (3.2), (3.3) для потокоцеплений статора и ротора могут быть представлены в следующем виде:

$$\begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \\ \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \\ M_{12} \cos \gamma & M_{12} \cos \left( \gamma - \frac{2}{3} \pi \right) & M_{12} \cos \left( \gamma + \frac{2}{3} \pi \right) \\ M_{12} \cos \left( \gamma + \frac{2}{3} \pi \right) & M_{12} \cos \gamma & M_{12} \cos \left( \gamma - \frac{2}{3} \pi \right) \\ M_{12} \cos \left( \gamma - \frac{2}{3} \pi \right) & M_{12} \cos \left( \gamma + \frac{2}{3} \pi \right) & M_{12} \cos \gamma \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix}
M_{12} \cos \gamma & M_{12} \cos\left(\gamma + \frac{2}{3}\pi\right) & M_{12} \cos\left(\gamma - \frac{2}{3}\pi\right) \\
M_{12} \cos\left(\gamma - \frac{2}{3}\pi\right) & M_{12} \cos \gamma & M_{12} \cos\left(\gamma + \frac{2}{3}\pi\right) \\
M_{12} \cos\left(\gamma + \frac{2}{3}\pi\right) & M_{12} \cos\left(\gamma - \frac{2}{3}\pi\right) & M_{12} \cos \gamma \\
L_r & 0 & 0 \\
0 & L_r & 0 \\
0 & 0 & L_r
\end{bmatrix}
\begin{bmatrix}
I_A \\
I_B \\
I_C \\
I_a \\
I_b \\
I_c
\end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

Электромагнитный момент асинхронной машины может быть найден как частная производная по геометрическому углу от общего запаса электромагнитной энергии машины. Электромагнитная энергия обмоток асинхронной машины может быть определена по соотношению

$$W_{\mathfrak{A}} = \frac{1}{2} [\Psi_A I_A + \Psi_B I_B + \Psi_C I_C + \Psi_a I_a + \Psi_b I_b + \Psi_c I_c]. \quad (3.5)$$

Отсюда электромагнитный момент асинхронного двигателя

$$M = \frac{\partial W_{\mathfrak{A}}}{\partial \gamma} Z_p, \quad (3.6)$$

где  $Z_p$  — число пар полюсов двигателя.

Уравнение движения привода запишется как

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (3.7)$$

где  $M_c$  — статический момент нагрузки;

$\omega$  — угловая частота вращения ротора, рад/с;

$J$  — момент инерции электропривода, приведенный к валу двигателя.

Выражения (3.1), (3.4) — (3.7) образуют полную систему уравнений асинхронной машины, представленную в естественных координатах.

Дальнейшее упрощение полученной системы уравнений выполняется следующим образом:

1) из уравнений исключаются фазные значения напряжений (их использование не всегда удобно в связи с различными способами включения обмоток и неопределенностью потенциала общей точки при отсутствии ее зануления в схеме включения обмоток в "звезду");

2) при выполнении условия симметрии токов из уравнений исключаются все переменные, относящиеся к одной из фаз статора и ротора, например к фазе  $C$ .

Если полученные уравнения записать относительно токов двух фаз статора и двух фаз ротора, то в результате получим систему следующих уравнений:

$$\begin{aligned} \frac{di_A}{dt} = & \frac{8L_r}{3M_3} U_{AC} - \frac{4L_r}{3M_3} U_{BC} + \frac{3\sqrt{3}M_{12}^2 Z_p \omega - 4R_s L_r}{M_3} I_A + \\ & + \frac{6\sqrt{3}M_{12}^2 Z_p \omega}{M_3} I_B + \\ & + 2\sqrt{3}M_{12} \frac{L_r Z_p \omega (\sqrt{3} \sin \gamma + \cos \gamma) + R_r (\sqrt{3} \cos \gamma - \sin \gamma)}{M_3} I_a + \\ & + 4\sqrt{3}M_{12} \frac{L_r Z_p \omega \cos \gamma - R_r \sin \gamma}{M_3} I_b; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{di_B}{dt} = & -\frac{4L_r}{3M_3} U_{AC} + \frac{8L_r}{3M_3} U_{BC} - \frac{6\sqrt{3}M_{12}^2 Z_p \omega}{M_3} I_A - \\ & - \frac{3\sqrt{3}M_{12}^2 Z_p \omega + 4R_s L_r}{M_3} I_B + \\ & + 4\sqrt{3}M_{12} \frac{R_r \sin \gamma - L_r Z_p \omega \cos \gamma}{M_3} I_a + \\ & + 2\sqrt{3}M_{12} \frac{L_r Z_p \omega (\sqrt{3} \sin \gamma - \cos \gamma) + R_r (\sqrt{3} \cos \gamma + \sin \gamma)}{M_3} I_b; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} = & -\frac{4M_{12} \cos \gamma}{M_3} U_{AC} + 2M_{12} \frac{\cos \gamma - \sqrt{3} \sin \gamma}{M_3} U_{BC} + \\ & + 2\sqrt{3}M_{12} \frac{L_s Z_p \omega (\sqrt{3} \sin \gamma - \cos \gamma) + R_s (\sqrt{3} \cos \gamma + \sin \gamma)}{M_3} I_A + \\ & + 4\sqrt{3}M_{12} \frac{R_s \sin \gamma - L_s Z_p \omega \cos \gamma}{M_3} I_B - \\ & - \frac{3\sqrt{3}M_{12}^2 Z_p \omega + 4R_r L_s}{M_3} I_a - \frac{6\sqrt{3}M_{12}^2 Z_p \omega}{M_3} I_b; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{di_b}{dt} = & 2M_{12} \frac{\cos \gamma + \sqrt{3} \sin \gamma}{M_3} U_{AC} - \frac{4M_{12} \cos \gamma}{M_3} U_{BC} + \\
& + \frac{6\sqrt{3}M_{12}^2 Z_p \omega}{M_3} I_a + 4\sqrt{3}M_{12} \frac{L_s Z_p \omega \cos \gamma - R_s \sin \gamma}{M_3} I_A + \\
& + \frac{3\sqrt{3}M_{12}^2 Z_p \omega - 4R_r L_s}{M_3} I_b + \\
& + 2\sqrt{3}M_{12} \frac{L_s Z_p \omega (\sqrt{3} \sin \gamma + \cos \gamma) + R_s (\sqrt{3} \cos \gamma - \sin \gamma)}{M_3} I_B,
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
M = & \frac{2}{3} M_{12} Z_p \sqrt{3} [(I_B I_a - I_A I_b) \cos \gamma - \\
& - (2I_A I_a + 2I_B I_b + I_A I_b + I_B I_a)] \sin \gamma
\end{aligned}$$

где  $M_3 = 4L_s L_r - 9M_{12}^2$ .

Механическая часть двигателя представляется следующими выражениями:

$$\begin{aligned}
\frac{d\omega}{dt} &= \frac{M - M_c}{J}, \\
\frac{d\gamma}{dt} &= Z_p \omega.
\end{aligned}$$

Основным недостатком математических моделей в естественных координатах является их относительная сложность, связанная с наличием периодических коэффициентов в дифференциальных уравнениях.

### 3.2. Преобразование уравнений асинхронного двигателя

Наличие периодических коэффициентов перед переменными в уравнениях трехфазной машины заставило искать пути упрощения системы с тем, чтобы получить дифференциальные уравнения с постоянными коэффициентами. Для этого следует осуществить замену переменных путем их координатного преобразования.

Предположим, что система уравнений, записанная относительно новых переменных, описывает какую-то идеализированную асинхрон-

ную машину, для которой напряжения, токи и потокосцепления связаны с напряжениями, токами и потокосцеплениями реальной асинхронной машины искомыми формулами замены переменных (координатных преобразований).

Поскольку дифференциальные уравнения идеализированной асинхронной машины не содержат периодических коэффициентов, то можно предположить, что ротор такой машины неподвижен относительно статора. Действительно, периодические коэффициенты появляются вследствие изменения взаимного расположения обмоток статора и ротора.

Далее положим, что статор и ротор идеализированной машины вращаются в пространстве с произвольной скоростью  $\omega_k$ . Можно предположить, что величина скорости  $\omega_k$  меняет вид уравнений, упрощая или усложняя их.

Допустим, что вводимая идеализированная машина двухфазная (рис.3.2) и эквивалентна трехфазной реальной машине по намагничивающим силам, создаваемым как токами обмотки статора, так и токами ротора. Обмотки статора и ротора неподвижны друг относительно друга и расположены вдоль осей координатной системы  $(x, y)$ , причем обе оси в общем случае могут вращаться в пространстве с произвольной скоростью  $\omega_k$ . В каждую обмотку включены добавочные электродвижущие силы  $e$ , которые и учитывают вращение ротора относительно статора в реальной асинхронной машине, а также и величину скорости вращения  $\omega_k$  координатной системы  $(x, y)$ .

Для преобразования системы дифференциальных уравнений трехфазной реальной асинхронной машины необходимо решить две задачи:

- прежде всего необходимо найти искомые формулы записи переменных;
- далее следует, пользуясь формулами преобразования, получить систему дифференциальных уравнений относительно новых переменных.

В качестве исходной возьмем систему уравнений в естественных координатах:

$$U^{Fs} = R_s I_s^{Fs} + \frac{d\Psi_s^{Fs}}{dt}; \quad 0 = R_r I_r^{Fr} + \frac{d\Psi_r^{Fr}}{dt},$$

$$\text{где } U^{Fs} = \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix}; \quad I_s^{Fs} = \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix}; \quad I_r^{Fr} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix};$$



$$\Psi_s^{Fs} = \begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \end{bmatrix}; \quad \Psi_r^{Fr} = \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix}.$$

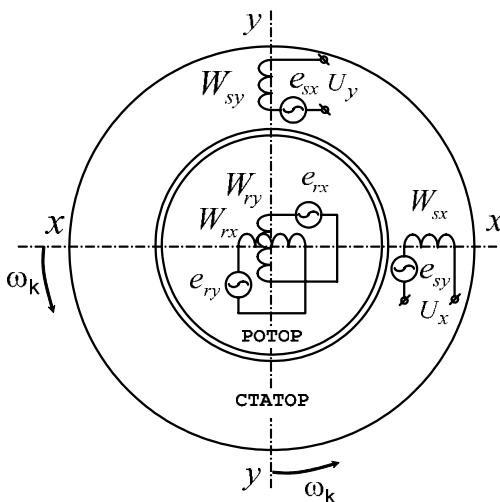


Рис.3.2. Эквивалентная схема идеализированной асинхронной машины

Уравнение напряжений статорной цепи умножим слева на матрицу  $A_1$  координатных преобразований из системы  $(A, B, C)$  в систему  $(x, y, z)$ :

$$A_1 U^{Fs} = R_s A_1 I_s^{Fs} + A_1 \frac{d\Psi_s^{Fs}}{dt},$$

$$\text{где } A_1 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \varphi_k & \cos(\varphi_k - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\varphi_k + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \varphi_k & -\sin(\varphi_k - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi_k + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix};$$

$$\varphi_k = \omega_k t.$$

$$A_1 U^{Fs} = \begin{bmatrix} U_x \\ U_y \\ U_z \end{bmatrix} = U^h; \quad A_1 I_s^{Fs} = \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \\ I_{sz} \end{bmatrix} = I_s^h.$$

Верхний индекс «h» обозначает принадлежность векторной переменной к ортогональной системе координат  $(x,y,z)$ , вращающейся с произвольной скоростью  $\omega_k$ .

Последнюю составляющую преобразованного уравнения статорной цепи рассмотрим подробнее.

Наиболее хорошо физический смысл преобразования производной виден, если воспользоваться аппаратом представления векторной переменной в комплексной плоскости (хотя преобразование может быть получено и непосредственно путем выполнения алгебраических действий с компонентами вектора).

Рассмотрим представление результирующего вектора на комплексной плоскости (рис.3.3).

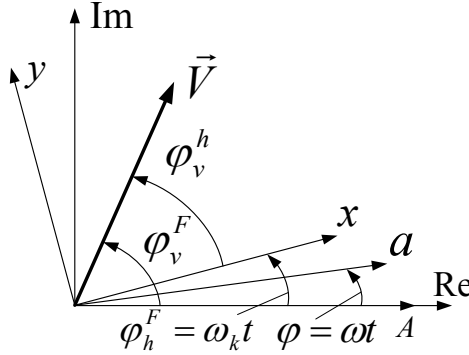


Рис. 3.3. Представление результирующего вектора на комплексной плоскости

Совместим действительную ось с осью фазы  $A$ , тогда вектор  $\vec{V}$  может быть представлен в следующем виде:

$$\vec{V}^F = V e^{j\varphi_v^F} = V e^{j\varphi_h^F + j\varphi_v^h} = V e^{j\varphi_v^h} \cdot e^{j\varphi_h^F} = \vec{V}^h \cdot e^{j\varphi_h^F};$$

$$\vec{V}^h = \vec{V}^F e^{-j\varphi_h^F},$$

где  $\vec{V}^F, \vec{V}^h$  — представление вектора  $\vec{V}$  в естественной и преобразованной системах координат;  $e^{-j\varphi_h^F}, e^{j\varphi_h^F}$  — операторы прямого и обратного преобразования из базиса  $(A, B, C)$  в базис  $(x, y)$ .

Для производной вектора  $\vec{V}$  в базисе  $(x, y)$  можно записать

$$\left( \frac{d\vec{V}}{dt} \right)^h = \left( \frac{d\vec{V}}{dt} \right)^F e^{-j\varphi_h^F} = \frac{d(\vec{V}^h e^{j\varphi_h^F})}{dt} e^{-j\varphi_h^F} =$$

$$\begin{aligned}
&= \left( \frac{d\vec{V}^h}{dt} e^{j\varphi_h^F} + \vec{V}^h \frac{d(e^{j\varphi_h^F})}{dt} \right) e^{-j\varphi_h^F} = \\
&= \left( \frac{d\vec{V}^h}{dt} e^{j\varphi_h^F} + j\omega_k \vec{V}^h e^{j\varphi_h^F} \right) e^{-j\varphi_h^F} = \frac{d\vec{V}^h}{dt} + j\omega_k \vec{V}^h.
\end{aligned}$$

Умножение вектора на оператор  $j$  соответствует его повороту на угол  $\frac{\pi}{2}$  (рис. 3.4) и может быть представлено в виде

$$j\vec{V} = j \begin{bmatrix} V_x \\ V_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -V_y \\ V_x \end{bmatrix}.$$

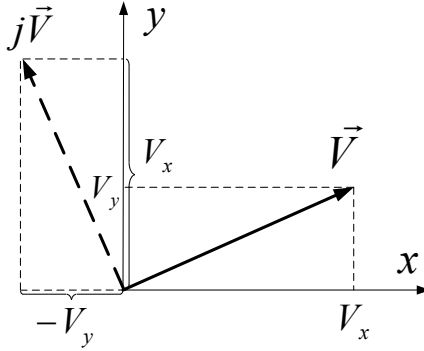


Рис.3.4. Поворот оператора  $j$  на угол  $\frac{\pi}{2}$

С учетом этого преобразованные уравнения статорной цепи в координатах  $(x, y)$  примут вид

$$U_x = R_s I_{sx} + \frac{d\Psi_{sx}}{dt} - \omega_k \Psi_{sy};$$

$$U_y = R_s I_{sy} + \frac{d\Psi_{sy}}{dt} + \omega_k \Psi_{sx}.$$

Уравнение для нулевой последовательности фаз (ось  $z$ ) запишется как

$$U_z = R_s I_{sz} + \frac{d\Psi_{sz}}{dt}.$$

Аналогичные преобразования, выполненные для уравнений роторной цепи, записанных в естественных координатах ротора, позволяют получить следующие уравнения в преобразованной системе координат  $(x, y, z)$ :

$$0 = R_r I_{rx} + \frac{d\Psi_{rx}}{dt} - (\omega_k - \omega) \Psi_{ry};$$

$$0 = R_r I_{ry} + \frac{d\Psi_{ry}}{dt} + (\omega_k - \omega) \Psi_{rx};$$

$$0 = R_r I_{rz} + \frac{d\Psi_{rz}}{dt}.$$

В векторно-матричной форме записи уравнения статора и ротора примут вид

$$U_s^h = R_s I_s^h + \frac{d\Psi_s^h}{dt} + \omega_k B \Psi_s^h;$$

$$0 = R_r I_r^h + \frac{d\Psi_r^h}{dt} + (\omega_k - \omega) B \Psi_r^h,$$

$$\text{где } B = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ — матричный коэффициент.}$$

В частном случае симметрии фазных токов из системы исключаются уравнения для нулевой последовательности фаз (по оси z) и они могут быть компактно записаны в векторной форме:

$$\vec{U}_s = R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\Psi}_s}{dt} + j\omega_k \vec{\Psi}_s;$$

$$0 = R_r \vec{I}_r + \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \vec{\Psi}_r,$$

$$\text{где } \vec{U}_s = \begin{bmatrix} U_x \\ U_y \end{bmatrix}; \vec{I}_s = \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \end{bmatrix}; \vec{\Psi}_s = \begin{bmatrix} \Psi_{sx} \\ \Psi_{sy} \end{bmatrix}; \vec{I}_r = \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix}; \vec{\Psi}_r = \begin{bmatrix} \Psi_{rx} \\ \Psi_{ry} \end{bmatrix}.$$

Выполним переход в новую систему координат для уравнений потокосцеплений статора и ротора. Для потокосцеплений статора выражение  $\Psi_A$  умножим на  $\frac{2}{3}\cos(\omega_k t)$ ,  $\Psi_B$  — на  $\frac{2}{3}\cos(\omega_k t - 120^\circ)$ ,

$\Psi_C$  — на  $\frac{2}{3}\cos(\omega_k t + 120^\circ)$ . Затем сложим все три уравнения. После преобразования получим потокосцепление статора по оси  $x$ :

$$\Psi_{sx} = (L_1 - M_1) I_{sx} + \frac{3}{2} M_{12} I_{rx} = L_s I_{sx} + L_m I_{rx},$$

где  $L_s = L_1 - M_1 = L_{\sigma s} + L_m$  — полная эквивалентная индуктивность фазы статора ( $L_{\sigma s}$  — полная индуктивность рассеяния фазы статора (с учетом двух других его фаз);  $L_m = \frac{3}{2} M_{12}$  — эквивалентная взаимная индуктивность).

Аналогичным путем можно получить потокосцепление статора по оси  $y$ :

$$\Psi_{sy} = L_s I_{sy} + L_m I_{ry}.$$

Для нулевой последовательности фаз (по оси  $z$ ) будем иметь

$$\Psi_{sz} = L_{\sigma s}^0 I_{sz},$$

где  $L_{\sigma s}^0$  — индуктивность рассеяния фазы статора для нулевой последовательности фаз. Она немного меньше полной индуктивности рассеяния фазы статора  $L_{\sigma s}$ , так как не включает в себя потоки рассеяния статора, сцепленные с двумя другими фазами статора. Для индуктивностей рассеяния можно записать  $L_{\sigma s} = L_{\sigma s}^0 + L_{\sigma s}^m$ , где  $L_{\sigma s}^m$  — составляющая полной индуктивности рассеяния статора, образованная магнитными потоками рассеяния фазы статора, имеющими магнитную связь с другими обмотками статора. Соответственно  $L_{\sigma s}^0$  — составляющая полной индуктивности рассеяния статора, образованная магнитными потоками рассеяния фазы статора, не имеющими магнитной связи с другими обмотками статора.

Проводя аналогичные преобразования выражений потокосцеплений ротора, найдем выражения для потокосцеплений ротора соответственно по осям  $x, y, z$ :

$$\Psi_{rx} = L_r I_{rx} + L_m I_{sx};$$

$$\Psi_{ry} = L_r I_{ry} + L_m I_{sy};$$

$$\Psi_{rz} = L_{\sigma r}^0 I_{rz},$$

где  $L_r = L_2 - M_1 = L_{\sigma r} + L_m$  — полная эквивалентная индуктивность фазы ротора ( $L_{\sigma r} = L_{\sigma r}^0 + L_{\sigma r}^m$  — полная индуктивность рассеяния фазы ротора, включающая составляющие от потоков рассеяния ротора, не сцепленных и сцепленных с другими фазами ротора).

Выражение для электромагнитного момента, записанное относительно преобразованных токов статора и ротора, будет иметь вид

$$M = \frac{3}{2} Z_p L_m (I_{sy} I_{rx} - I_{sx} I_{ry}).$$

На основе уравнений связи можно записать формулу для момента относительно любой пары векторных переменных, составленной из следующего набора:  $\vec{I}_s, \vec{I}_r, \vec{I}_m, \vec{\Psi}_s, \vec{\Psi}_r, \vec{\Psi}_m$ . Например, относительно тока статора и потокоцепления ротора

$$M = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{rx} I_{sy} - \Psi_{ry} I_{sx}).$$

Дополнив приведенные уравнения уравнением движения, получим полную систему уравнений, описывающую асинхронную машину в преобразованных координатах. В векторно-матричной форме записи

$$\begin{aligned} U_s^h &= R_s I_s^h + \frac{d\Psi_s^h}{dt} + \omega_k B \Psi_s^h; \\ 0 &= R_r I_r^h + \frac{d\Psi_r^h}{dt} + (\omega_k - \omega) B \Psi_r^h; \\ \Psi_s^h &= L_s I_s^h + L_M I_r^h; \\ \Psi_r^h &= L_R I_r^h + L_M I_s^h; \\ M &= \frac{3}{2} Z_p L_m (I_{sy} I_{rx} - I_{sx} I_{ry}); \\ \frac{J}{Z_p} \frac{d\omega}{dt} &= M - M_c, \end{aligned} \tag{3.8}$$

$$\text{где } L_S = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_{\sigma s}^0 \end{bmatrix}; L_R = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_{\sigma r}^0 \end{bmatrix};$$

$$L_M = \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; R_S = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; R_R = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

— матрицы индуктивностей статора, ротора, намагничивания, активных сопротивлений статора и ротора.

Для частного случая симметричных процессов удобнее пользоваться следующей формой записи уравнений:

$$\begin{aligned}
 \vec{U}_s &= R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\Psi}_s}{dt} + j\omega_k \vec{\Psi}_s; \\
 0 &= R_r \vec{I}_r + \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \vec{\Psi}_r; \\
 \vec{\Psi}_s &= L_s \vec{I}_s + L_m \vec{I}_r; \\
 \vec{\Psi}_r &= L_r \vec{I}_r + L_m \vec{I}_s; \\
 M &= \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \vec{\Psi}_r \times \vec{I}_s; \\
 \frac{J}{Z_p} \frac{d\omega}{dt} &= M - M_c.
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

Дифференциальные уравнения электромагнитных процессов обычно упрощают, записывая их относительно каких-либо двух векторных переменных состояния, исключая остальные с помощью уравнений связи. Рассмотрим несколько вариантов более удобной записи уравнений.

### 3.3. Запись уравнений относительно потокоцеплений статора и ротора

Из уравнений связи (третье и четвертое уравнения системы (3.9)) выразим векторы токов статора и ротора, подставим их в первое, второе и пятое уравнения системы (3.9).

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \vec{\Psi}_s \\ \vec{\Psi}_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{I}_s \\ \vec{I}_r \end{bmatrix}; \\
 \vec{I}_s &= \frac{\begin{vmatrix} \vec{\Psi}_s & L_m \\ \vec{\Psi}_r & L_r \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{vmatrix}} = \frac{(L_r \vec{\Psi}_s - L_m \vec{\Psi}_r)}{L_s L_r - L_m^2}; \quad \vec{I}_r = \frac{\begin{vmatrix} L_s & \vec{\Psi}_s \\ L_m & \vec{\Psi}_r \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{vmatrix}} = \frac{(L_s \vec{\Psi}_r - L_m \vec{\Psi}_s)}{L_s L_r - L_m^2};
 \end{aligned}$$

$$\vec{U}_s = R_s \frac{(L_r \vec{\Psi}_s - L_m \vec{\Psi}_r)}{L_s L_r - L_m^2} + \frac{d\vec{\Psi}_s}{dt} + j\omega_k \vec{\Psi}_s ;$$

$$0 = R_r \frac{(L_s \vec{\Psi}_r - L_m \vec{\Psi}_s)}{L_s L_r - L_m^2} + \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \vec{\Psi}_r$$

или в форме Коши

$$\frac{d\vec{\Psi}_s}{dt} = -\frac{R_s L_r}{K_m} \vec{\Psi}_s + \frac{R_s L_m}{K_m} \vec{\Psi}_r + \vec{U}_s - j\omega_k \vec{\Psi}_s ; \quad (3.10)$$

$$\frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} = \frac{R_r L_m}{K_m} \vec{\Psi}_s - \frac{R_r L_s}{K_m} \vec{\Psi}_r - j(\omega_k - \omega) \vec{\Psi}_r ,$$

где  $K_m = L_s L_r - L_m^2$ .

Уравнение электромагнитного момента запишется как

$$M = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \vec{\Psi}_r \times \left( \frac{(L_r \vec{\Psi}_s - L_m \vec{\Psi}_r)}{L_s L_r - L_m^2} \right); \quad (3.11)$$

$$M = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{K_m} \vec{\Psi}_r \times \vec{\Psi}_s .$$

Уравнение движения остается без изменений.

Переходя к проекциям в системе координат (x,y), получим

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{sx}}{dt} &= -\frac{R_s L_r}{K_m} \Psi_{sx} + \frac{R_s L_m}{K_m} \Psi_{rx} + U_x + \omega_k \Psi_{sy} ; \\ \frac{d\Psi_{sy}}{dt} &= -\frac{R_s L_r}{K_m} \Psi_{sy} + \frac{R_s L_m}{K_m} \Psi_{ry} + U_y - \omega_k \Psi_{sx} ; \\ \frac{d\Psi_{rx}}{dt} &= \frac{R_r L_m}{K_m} \Psi_{sx} - \frac{R_r L_s}{K_m} \Psi_{rx} + (\omega_k - \omega) \Psi_{ry} ; \\ \frac{d\Psi_{ry}}{dt} &= \frac{R_r L_m}{K_m} \Psi_{sy} - \frac{R_r L_s}{K_m} \Psi_{ry} - (\omega_k - \omega) \Psi_{rx} ; \\ M &= \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{K_m} (\Psi_{rx} \Psi_{sy} - \Psi_{ry} \Psi_{sx}) ; \end{aligned} \quad (3.12)$$

$$\frac{J}{Z_p} \frac{d\omega}{dt} = M - M_c .$$



Система уравнений (3.12) представляет собой математическую модель АД, записанную в ортогональной системе координат  $(x, y)$ , относительно потокоцеплений статора и ротора. Она довольно удобна для вычислений на ЭВМ. Все остальные переменные машины: токи статора, ротора, намагничивания, потокоцепление намагничивания — рассчитываются на основе алгебраических уравнений связи этих переменных с потокоцеплениями статора и ротора.

$$I_{sx} = \frac{1}{K_m}(L_r \Psi_{sx} - L_m \Psi_{rx}); \quad I_{sy} = \frac{1}{K_m}(L_r \Psi_{sy} - L_m \Psi_{ry});$$

$$I_{rx} = \frac{1}{K_m}(L_s \Psi_{rx} - L_m \Psi_{sx}); \quad I_{ry} = \frac{1}{K_m}(L_s \Psi_{ry} - L_m \Psi_{sy});$$

$$I_{mx} = (I_{sx} + I_{rx}); \quad I_{my} = (I_{sy} + I_{ry}); \quad \Psi_{mx} = L_m I_{mx}; \quad \Psi_{my} = L_m I_{my}.$$

Структурная схема асинхронного двигателя, построенная по уравнениям (3.12), изображена на рис.3.5.

#### 3.4. Запись уравнений относительно тока статора и потокоцепления ротора

Из уравнений связи исходной системы уравнений (3.9) выразим ток ротора и потокоцепление статора и подставим их в остальные уравнения.

$$\begin{aligned} \vec{I}_r &= \frac{1}{L_r}(\vec{\Psi}_r - L_m \vec{I}_s); \quad \vec{\Psi}_s = L_s \vec{I}_s + \frac{L_m}{L_r}(\vec{\Psi}_r - L_m \vec{I}_s) = \\ &= L_s \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right) \vec{I}_s + \frac{L_m}{L_r} \vec{\Psi}_r = \sigma L_s \vec{I}_s + \frac{L_m}{L_r} \vec{\Psi}_r, \end{aligned}$$

где  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  — коэффициент рассеяния.

$$\vec{U}_s = R_s \vec{I}_s + \sigma L_s \frac{d\vec{I}_s}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} + j\omega_k \left( \sigma L_s \vec{I}_s + \frac{L_m}{L_r} \vec{\Psi}_r \right);$$

$$0 = \frac{R_r}{L_r} (\vec{\Psi}_r - L_m \vec{I}_s) + \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \vec{\Psi}_r$$

ИЛИ

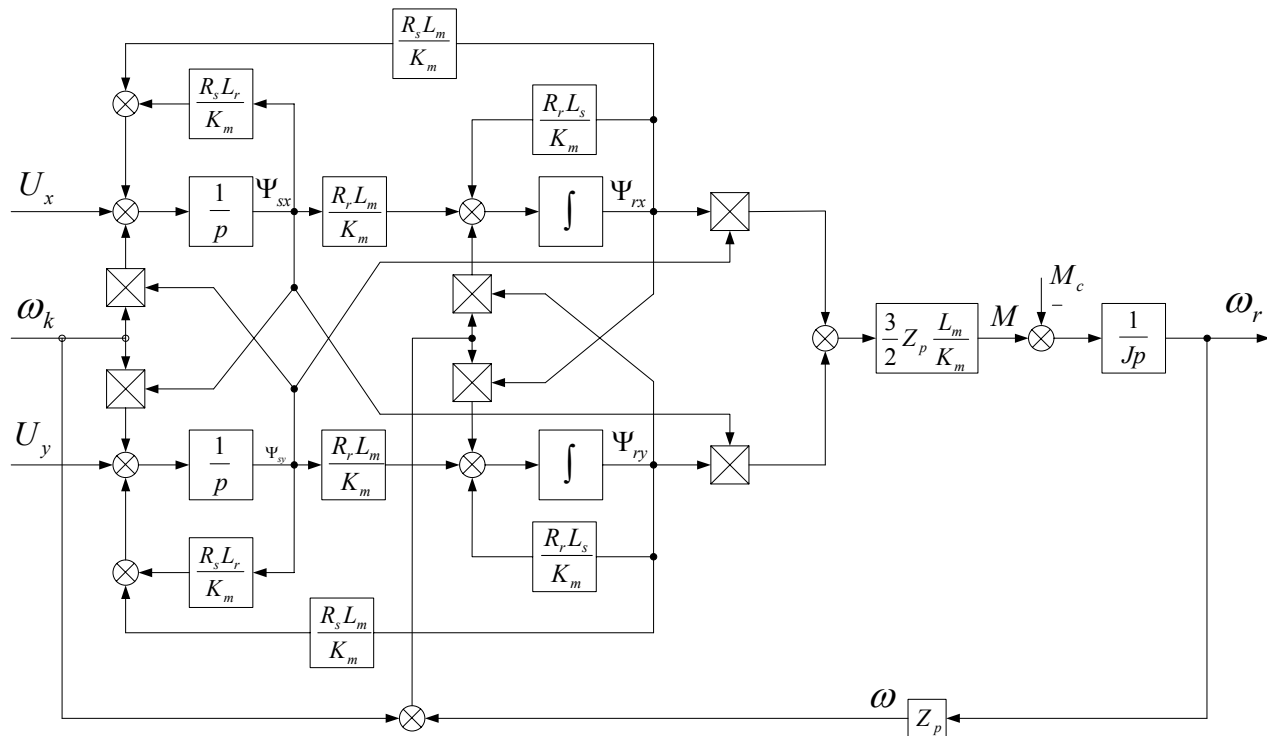


Рис.3.5. Структурная схема АД в ортогональных осях ( $x, y$ )

$$\sigma L_s \frac{d\vec{I}_s}{dt} = -R_s \vec{I}_s - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} + \vec{U}_s - j\sigma L_s \omega_k \vec{I}_s - j \frac{L_m}{L_r} \omega_k \vec{\Psi}_r ;$$

$$\frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \vec{\Psi}_r + \frac{L_m R_r}{L_r} \vec{I}_s - j(\omega_k - \omega) \vec{\Psi}_r .$$

Из первого уравнения можно исключить производную потоко-  
сцепления ротора, подставив в него второе уравнение:

$$\begin{aligned} \sigma L_s \frac{d\vec{I}_s}{dt} &= -R_s \vec{I}_s - \frac{L_m}{L_r} \left( -\frac{R_r}{L_r} \vec{\Psi}_r + \frac{L_m R_r}{L_r} \vec{I}_s - j(\omega_k - \omega) \vec{\Psi}_r \right) + \\ &+ \vec{U}_s - j\sigma L_s \omega_k \vec{I}_s - j \frac{L_m}{L_r} \omega_k \vec{\Psi}_r = \\ &= -(R_s + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r) \vec{I}_s + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \vec{\Psi}_r - j\sigma L_s \omega_k \vec{I}_s - j \frac{L_m}{L_r} \omega \vec{\Psi}_r + \vec{U}_s ; \\ \sigma L_s \frac{d\vec{I}_s}{dt} &= -K_r R_s \vec{I}_s + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \vec{\Psi}_r - j\sigma L_s \omega_k \vec{I}_s - j \frac{L_m}{L_r} \omega \vec{\Psi}_r + \vec{U}_s , \end{aligned}$$

где  $K_r = 1 + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 \frac{R_r}{R_s}$ .

Введя обозначения для постоянных времени статорной и роторной цепей

$$\begin{aligned} T_s &= \frac{\sigma L_s}{R_s}; T_r = \frac{L_r}{R_r}, \text{ получим} \\ T_s \frac{d\vec{I}_s}{dt} &= -K_r \vec{I}_s + \frac{L_m R_r}{L_r^2 R_s} \vec{\Psi}_r + \frac{1}{R_s} \vec{U}_s - jT_s \omega_k \vec{I}_s - j \frac{L_m}{L_r R_s} \omega \vec{\Psi}_r ; \\ T_r \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} &= -\vec{\Psi}_r + L_m \vec{I}_s - jT_r (\omega_k - \omega) \vec{\Psi}_r ; \\ M &= \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \vec{\Psi}_r \times \vec{I}_s ; \quad \frac{J}{Z_p} \frac{d\omega}{dt} = M - M_c . \end{aligned} \tag{3.13}$$

Аналогичным образом могут быть получены уравнения АД, записанные относительно других пар векторных переменных, например относительно токов статора и ротора, тока статора и потоко-  
сцепления намагничивания и т.д.

### 3.5. Уравнения в преобразованных координатах для частных случаев

Переход от уравнений в ортогональной системе координат  $(x, y)$ , вращающейся с произвольной скоростью  $\omega_k$ , к уравнениям в ортогональной системе координат  $(\alpha, \beta)$ , неподвижной относительно статора, осуществляется с помощью подстановки  $\omega_k = 0$  и замены индекса « $x$ » на « $\alpha$ », а индекса « $y$ » на « $\beta$ ».

Для системы уравнений, записанной относительно тока статора и потокоцепления ротора в координатах  $(x, y)$  выполним переход в ортогональную систему координат  $(d, q)$ , ориентированную по вектору потокоцепления ротора. В этом случае  $\omega_k = \omega_\psi$ ,  $\Psi_{rq} = 0$ ,  $\Psi_{rd} = \Psi_r$ .

$$\begin{aligned} T_s \frac{dI_d}{dt} &= -K_r I_d + \frac{L_m R_r}{L_r^2 R_s} \Psi_r + T_s \omega_\psi I_q + \frac{1}{R_s} U_d; \\ T_s \frac{dI_q}{dt} &= -K_r I_q - T_s \omega_\psi I_d - \frac{L_m}{L_r R_s} \omega \Psi_r + \frac{1}{R_s} U_q; \\ T_r \frac{d\Psi_r}{dt} &= -\Psi_r + L_m I_d; \\ \omega_\psi &= \omega + \omega_s = \omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_q}{\Psi_r}; \\ M &= \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \Psi_r I_q, \\ \frac{J}{Z_p} \frac{d\omega}{dt} &= M - M_c. \end{aligned} \tag{3.14}$$

Заметим, что в данной системе уравнений существенно упростилась модель роторной цепи, выражение для электромагнитного момента. Количество дифференциальных уравнений уменьшилось на единицу. В установившихся режимах работы двигателя все преобразованные переменные оказываются постоянными величинами. В связи с этим данная система уравнений очень удобна для расчетов процессов в машине и для синтеза векторной системы управления в координатах  $(d, q)$ . Структурная схема АД в координатах  $(d, q)$  изображена на рис.3.6.

Рис.3.6. Структурная схема АД в координатах  $(d,q)$

### 3.6. Математическое описание АД с учетом насыщения цепи намагничивания

Рассмотренные выше модели АД наиболее широко применяются для анализа и синтеза процессов в электроприводах с векторным управлением. Однако если по условиям работы АД потокосцепления претерпевают существенные изменения, то желателен учет изменения параметров математической модели, связанный с эффектом насыщения магнитной системы. Для АД, питаемых от преобразователей частоты (ПЧ), обычно предполагают, что кратность выходных токов в рабочих режимах привода ограничена (составляет не более 2—3 значений номинального тока двигателя) и эффектом насыщения цепей рассеяния можно пренебречь. Тем более что, как показывают исследования, эти изменения достаточно слабо влияют на динамические процессы.

Гораздо более существенно сказывается эффект насыщения цепи намагничивания. В частности, в рабочих режимах привода с двигателями серии 4А индуктивность намагничивания  $L_m$  может изменяться до 30 %.

В асинхронном электроприводе регулирование потокосцепления требуется в следующих режимах:

- 1) при работе привода на скоростях, превышающих номинальную (во 2-й зоне регулирования скорости в режиме постоянства мощности), происходит ослабление поля;
- 2) при оптимизации энергетических характеристик привода требуется регулирование потока намагничивания в зависимости от нагрузки;
- 3) при оптимизации динамических характеристик привода, в частности быстродействия процессов "в большом", также требуется регулирование потокосцепления.

Для учета эффекта насыщения используется один из следующих методов: метод статических индуктивностей либо метод динамических индуктивностей. Последний — существенно более сложный. Для синтеза систем управления приводом обычно используется более простой метод статических индуктивностей, дающий, тем не менее, достаточно высокую точность в описании динамических процессов. В этом методе нелинейность цепи намагничивания учитывается статической зависимостью между потокосцеплением и током намагничивания, задаваемой таблично или с помощью аналитической аппроксимации:

$$\bar{\Psi}_m = L_m(I_m)\bar{I}_m \quad \text{или} \quad \bar{I}_m = \frac{\bar{\Psi}_m}{L_m(\bar{\Psi}_m)}.$$

В частности, если характеристика намагничивания задана в табличной форме совокупностью точек  $(\Psi_{m,n}, I_{m,n}), n=1, \dots, N$ , то для ее аппроксимации удобно использовать следующую гладкую аналитическую функцию:

$$I_m(\Psi_m) = \sum_{i=1}^k g_i \Psi_m^{2i-1}, i=1, 2, \dots, k. \quad (3.15)$$

Выбор нечетных степеней полинома (3.15) обеспечивает симметрию характеристики относительно начала координат. В связи с возможным разбросом точек исходного массива данных коэффициенты полиномиальной аппроксимации  $g_i$  находятся методом наименьших квадратов. Для удовлетворительной аппроксимации характеристик намагничивания машин нормального исполнения (в диапазоне изменения  $\Psi_m = (0 \dots 1,3) \Psi_{m, nom}$ , включающем зону существенного насыщения) практически достаточно в формуле (3.15) ограничиться  $k=4$ , т.е.

$$I_m(\Psi_m) = g_1 \Psi_m + g_2 \Psi_m^3 + g_3 \Psi_m^5 + g_4 \Psi_m^7.$$

Применение к этой функции процедуры полиномиальной регрессии приводит к следующему матричному уравнению:

$$\begin{bmatrix} c_1 & c_2 & c_3 & c_4 \\ c_2 & c_3 & c_4 & c_5 \\ c_3 & c_4 & c_5 & c_6 \\ c_4 & c_5 & c_6 & c_7 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \\ g_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix},$$

где  $c_j = \sum_{n=1}^N (\Psi_m^{2j})_n$ ;  $n=1, 2, \dots, N$ ;  $j=1, 2, \dots, 2k-1$ ;

$$d_j = \sum_{n=1}^N (\Psi_m^{2j-1})_n (I_m)_n; k=4;$$

$n, N$  — соответственно порядковый номер и общее количество точек из массива исходных данных.

В результате решения этого уравнения находятся коэффициенты полинома  $g_i$  и определяется аналитическая зависимость кривой намагничивания.

Отметим, что для неявнополюсных машин, к которым относится АД, нелинейный оператор зависит только от амплитуды векторных переменных и не зависит от их направления. Векторы тока и потокосцепления намагничивания остаются при этом сонаправленными.

С учетом этого математическая модель АД в преобразованной ортогональной системе координат, вращающейся с произвольной скоростью  $\omega_k$ , примет вид

$$\begin{aligned}
 \vec{U}_s &= R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\Psi}_s}{dt} + j\omega_k \vec{\Psi}_s ; \\
 0 &= R_r \vec{I}_r + \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \vec{\Psi}_r ; \\
 \vec{\Psi}_s &= L_{\sigma s} \vec{I}_s + \vec{\Psi}_m ; \\
 \vec{\Psi}_r &= L_{\sigma r} \vec{I}_r + \vec{\Psi}_m ; \\
 \vec{\Psi}_m &= L_m (I_m) \vec{I}_m ; \\
 M &= \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \vec{\Psi}_r \times \vec{I}_s ; \\
 \frac{J}{Z_p} \frac{d\omega}{dt} &= M - M_c .
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

По аналогии с рассмотренными выше преобразованиями модели (3.9) данную модель также можно преобразовать, записав ее относительно выбранной пары векторных переменных, например  $\vec{I}_s$  и  $\vec{\Psi}_r$ ,  $\vec{\Psi}_s$  и  $\vec{\Psi}_r$  и т.д.

В общем случае система нелинейных дифференциальных и алгебраических уравнений (3.16) решается итерационно. Однако если предположить, что между шагами расчета ток намагничивания изменяется незначительно, то итерации можно исключить.

Иногда для описания процессов в машине удобно пользоваться не абсолютными, а относительными значениями переменных. Переход к системам относительных (безразмерных) переменных и параметров осуществляется на основе их базисных значений [38].

На рис.3.7 приведена в относительных единицах типовая зависимость  $L_m(\Psi_m)$  для двигателей серии 4А.



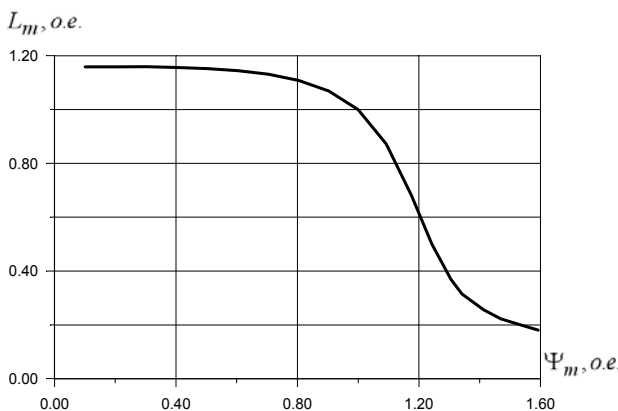


Рис.3.7. Типовая зависимость  $L_m(\Psi_m)$  для двигателей серии 4А

### 3.7. Математическое описание АД при частотном управлении

Прежде чем перейти к более эффективным (векторным) способам управления АД, кратко рассмотрим принципы построения систем с частотным управлением. Исторически системы частотного управления появились раньше векторных. Их основу составляет принцип формирования в приводе одного из статических законов частотного управления. Формирование закона может выполняться как в разомкнутом, так и в замкнутом контуре управления.

Область применения разомкнутых систем управления ограничивается механизмами с небольшим диапазоном регулирования скорости (1:3) и механизмами с известной механической характеристикой  $M(\omega_r)$ . В частности, жесткое задание зависимости  $U(\omega)$  хорошо подходит для управления механизмами насосно-вентиляторной группы.

Если механическая характеристика нагрузки  $M(\omega)$  известна, то расчет зависимости  $U(\omega)$  может быть выполнен на основе статической модели АД с учетом выбранного закона частотного управления. Пока закон частотного управления не задан, задача расчета  $U(\omega)$  по  $M(\omega_r)$  решается неоднозначно. Перечислим некоторые хорошо известные законы частотного управления:

- 1) закон  $\frac{U}{f} = const$  ;

- 2) оптимальный закон Костенко  $\frac{U}{U_{nom}} = \frac{f}{f_{nom}} \sqrt{\frac{M}{M_{nom}}}$ ;
- 3) закон постоянства потокосцепления статора  $\Psi_s = const$  (или  $R_s I_s$  - компенсация);
- 4) закон постоянства потокосцепления цепи намагничивания  
 $\Psi_m = const$  или  $\frac{d\Psi_m/dt}{f} = const$ ;
- 5) закон постоянства потокосцепления ротора  $\Psi_r = const$  или  
 $\frac{d\Psi_r/dt}{f} = const$ ;
- 6) закон постоянства абсолютного скольжения  
 $\beta = \omega_0 / Z_p - \omega_r = const$ ;
- 7) минимизация тока статора  $I_s = \min$ ;
- 8) закон максимальной эффективности КПД =  $\max$  ( $P_1 = \min$ ) и т.д.

Математическая модель АД для установившихся режимов работы может быть получена из динамической модели (3.9) путем следующих подстановок:

$$\omega_k = 0; \frac{d\omega_r}{dt} = 0; \frac{d\vec{\Psi}_s}{dt} = j\omega\vec{\Psi}_s; \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} = j\omega\vec{\Psi}_r, \quad (3.17)$$

где  $\omega$  — круговая частота вращения поля (синхронная электрическая частота вращения ротора). В результате подстановок получаем систему алгебраических уравнений:

$$\begin{aligned} \vec{U}_s &= R_s \vec{I}_s + j\omega\vec{\Psi}_s; \\ 0 &= R_r \vec{I}_r + j(\omega - \omega_{re})\vec{\Psi}_r; \\ \vec{\Psi}_s &= L_s \vec{I}_s + L_m \vec{I}_r; \\ \vec{\Psi}_r &= L_r \vec{I}_r + L_m \vec{I}_s; \\ M &= \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \vec{\Psi}_r \times \vec{I}_s; \\ M &= M_c. \end{aligned} \quad (3.18)$$

Путем преобразований системы (3.18) можно уменьшить общее количество уравнений модели и получить известные соотношения,

описывающие установившиеся режимы АД, например формулу Клосса.

Иногда для описания установившихся режимов более удобно пользоваться уравнениями, составленными на основе эквивалентной схемы замещения фазы АД (рис.3.8).

Выбор того или иного статического закона частотного управления будет определять вид механической характеристики АД при частотном управлении (рис.3.9), где  $\omega^* = \omega / \omega_{nom}$ ;  $M^* = M / M_{nom}$  — относительные величины частоты вращения и электромагнитного момента.

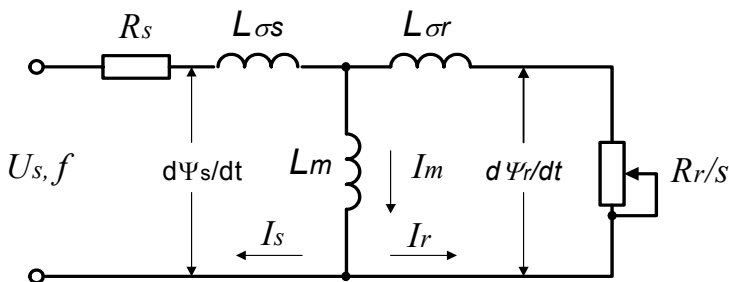


Рис.3.8. Эквивалентная схема замещения фазы АД

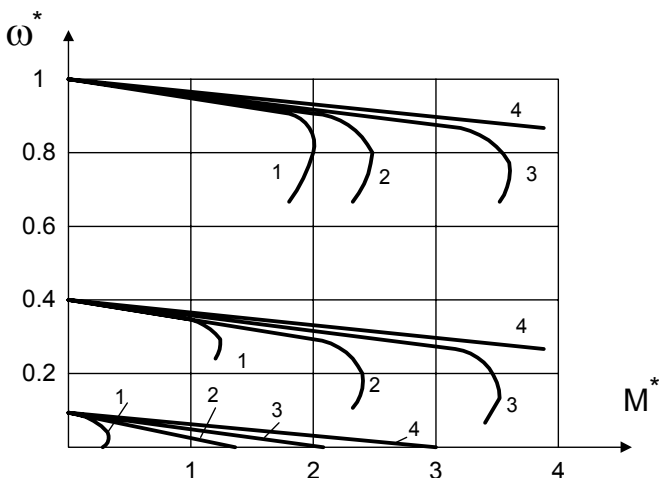


Рис.3.9. Механические характеристики АД при частотном управлении по различным законам: 1 —  $U/f = const$ ; 2 —  $R_s I_s$  - компенсация;

3 —  $\Psi_m = const$ ; 4 —  $\Psi_r = const$

Если за критерий выбора закона принять величину жесткости механической характеристики или предельную перегрузочную способность  $(M_{\max} / M_{\text{ном}})$ , то наилучшим в этом смысле законом будет закон стабилизации потокосцепления ротора  $(\Psi_r = \text{const})$ . Однако необходимо помнить, что реальные характеристики в области больших кратностей момента будут несколько другими, вследствие наличия эффекта насыщения магнитной цепи машины.

Алгоритм расчета зависимости  $U(\omega)$  по характеристике  $M(\omega_r)$  с учетом выбранного закона частотного управления, как правило, является итерационным. В частных случаях, например при задании  $\omega_{re}, M, \Psi_r$ , эта задача имеет прямое аналитическое решение, так как механические характеристики АД становятся линейными:

$$U_s = \sqrt{\left(\frac{k_1 k_3}{k_4} \Psi_r - \frac{\omega M}{k_5 \Psi_r} - k_2 \Psi_r\right)^2 + \left(\frac{k_1 M}{k_5 \Psi_r} + \omega \frac{k_3}{k_4} \Psi_r\right)^2};$$

$$\omega = \omega_{re} + \frac{k_4 M}{k_5 \Psi_r^2}, \quad (3.19)$$

где

$$k_1 = \frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2}; \quad k_2 = \frac{R_s L_m}{L_s L_r - L_m^2}; \quad k_3 = \frac{R_r L_s}{L_s L_r - L_m^2};$$

$$k_4 = \frac{R_r L_m}{L_s L_r - L_m^2}; \quad k_5 = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2}.$$

Обычно зависимость  $U(\omega)$  достаточно задать в 5—6 точках рассматриваемого диапазона регулирования скорости с последующей линейной аппроксимацией зависимости между соседними точками.

Если механическая характеристика нагрузки заранее неизвестна (например, имеет случайный характер), то формирование выбранного закона частотного управления (за исключением простейшего закона  $U/f = \text{const}$ ) осуществляется в замкнутом контуре с помощью введения обратных связей по переменным двигателя. При этом динамические характеристики привода остаются невысокими.

Широкие возможности по реализации законов частотного управления обеспечивает принцип взаимной ориентации переменных. Он позволяет осуществлять раздельное регулирование электромагнитного момента и одной из переменных, характеризующих степень возбуждения асинхронной машины  $(I_m, \Psi_m, \Psi_r)$ . На рис.3.10 приведена иллю-

страция ориентации вектора тока статора по вектору потокоосцепления ротора.

Уравнения роторной цепи и уравнение момента для этого случая записываются в следующем простом виде:

$$T_r \frac{d\Psi_r}{dt} = -\Psi_r + L_m I_d ;$$

$$\omega_\psi = \omega + \omega_s = \omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_q}{\Psi_r} ; \quad (3.20)$$

$$M = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \Psi_r I_q .$$

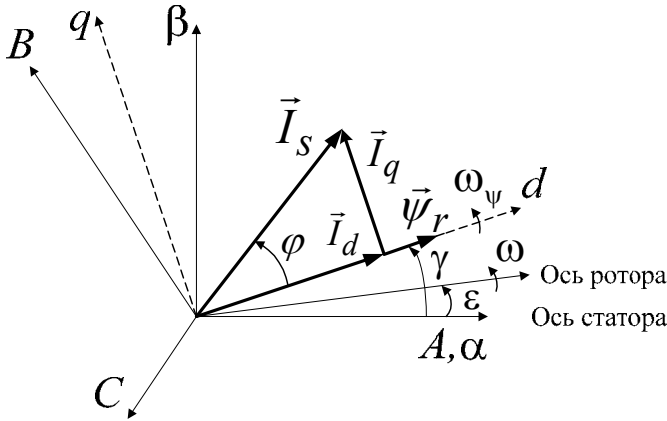


Рис.3.10. Ориентация по вектору потокоосцепления ротора

Из уравнений (3.20) видно, что потокоосцепление пропорционально реактивной составляющей тока статора  $I_d$ , а электромагнитный момент и скольжение — активной составляющей  $I_q$ .

Задача вычисления потокоосцепления в системах управления электроприводом без датчика скорости (положения) сопряжена с определенными трудностями, особенно при небольших частотах вращения вала. Это существенно усложняет ориентацию переменных непосредственно по вектору потокоосцепления. Ориентация может быть выполнена по другим известным или легко определяемым переменным, угловое положение которых связано с угловым положением потокоосцепления. В частности, по вектору напряжения или ЭДС статора. Ориентация по ЭДС предпочтительнее, так как может удовлетворительно работать в более широком диапазоне частот. Анализ векторных диа-

грамм различных режимов работы АД показывает, что в установившихся рабочих режимах фаза вектора ЭДС статора связана с вектором потокоцепления ротора с точностью до малого угла  $\delta_\varphi$ , являющегося функцией режима работы:

$$\varphi_e = \varphi_\psi + \frac{\pi}{2} + \delta_\varphi,$$

где  $\varphi_e, \varphi_\psi$  — угловые положения векторов ЭДС статора и потокоцепления ротора относительно оси статора.

### **3.8. Математическое описание АД с учетом потерь в стали, поверхностного эффекта, насыщения магнитной системы основным потоком и потоками рассеяния**

Для исследования динамики асинхронного двигателя (АД) и решения задач синтеза динамических режимов асинхронного электропривода наиболее часто применяются математические модели на основе уравнений Парка — Горева [21], не учитывающие потери в стали, эффекты насыщения магнитной системы и вытеснения тока в стержнях ротора. В некоторых режимах это приводит к существенным количественным и качественным отклонениям расчетных динамических и статических характеристик привода от реальных. Учет каждого из этих эффектов в отдельности и, тем более, их совместное рассмотрение сопряжены со значительными трудностями, среди которых проблема определения параметров модели; сложные зависимости параметров от переменных привода (токов, потокоцеплений, частоты токов статора и ротора); существенное усложнение системы уравнений и алгоритмов расчета. Известные математические модели либо учитывают только часть этих эффектов, например насыщение цепи намагничивания, либо настолько сложны, что плохо подходят для применения в задачах анализа и синтеза динамических процессов в асинхронном электроприводе, в частности в электроприводе с преобразователями частоты. Особенно это проявляется при решении задач анализа и синтеза динамических процессов в реальном времени работы электропривода.

Важность задачи учета потерь в стали по крайней мере при работе АД с нагрузками, не превышающими номинальную, определяется существенным вкладом этих потерь в суммарные потери машины. Так, для АД серии 4А потери в стали могут составлять >20 % от полных потерь номинального режима и >50 % от полных потерь холостого хода. Неучет этих потерь при анализе энергетических характеристик привода приводит к существенным погрешностям. Небольшое влияние

потери в стали оказывают также на величину и взаимную ориентацию обобщенных векторов электромагнитных переменных АД (напряжения, токов, потокосцеплений) в статических и динамических режимах работы.

Известен подход [19] к учету потерь в стали от вихревых токов путем включения параллельно цепи намагничивания Т-образной схемы замещения двигателя эквивалентных RL-цепей с сосредоточенными параметрами, отдельных для описания процессов в стали статора и ротора. Основные недостатки данного метода: во-первых, он учитывает только одну составляющую потерь в стали, тогда как потери от гистерезиса, в частности, в двигателях серии 4А на номинальных частотах соизмеримы с потерями от вихревых токов, а на частотах, меньших номинальной, потери от гистерезиса могут существенно превосходить потери от вихревых токов. Во-вторых, существует серьезная проблема, связанная с определением параметров данных эквивалентных цепей, особенно индуктивности. Предложенный в [19] метод основан на использовании дополнительной измерительной обмотки, встраиваемой в двигатель, что само по себе неудобно, а также на сомнительном допущении, что во всех режимах работы коэффициент отношения индуктивного и активного сопротивлений эквивалентной цепи потерь в стали постоянен и равен 0,6. Это соотношение, введенное Л.Р. Нейманом, было использовано в [25] для случая массивного ротора и распространено в [19] на шихтованные сердечники. Строго говоря, это допущение можно считать справедливым только при явно выраженном поверхностном эффекте, при котором  $d_{\min} \geq 2\Delta$ ,

где  $d_{\min}$  — минимальный геометрический размер массивного участка магнитопровода;  $\Delta$  — эквивалентная глубина проникновения.

Для электротехнических сталей при частоте 50 Гц  $\Delta = (1...2) \text{ мм}$ . То есть для шихтованных стальных сердечников с толщиной листов 0,5 мм это условие не выполняется.

Известен подход к учету потерь в стали путем введения в систему уравнений Парка—Горева угла потерь. Это позволяет не увеличивать общего количества дифференциальных уравнений системы. Основным недостатком такого подхода заключается в том, что при частотном управлении угол потерь является функцией не одной, а как минимум двух переменных, например потокосцепления взаимоиндукции и частоты. Алгебраические уравнения связи потокосцеплений и токов при этом оказываются довольно громоздкими.

Использование традиционных методов учета потерь в стали [30,20] путем включения дополнительных сопротивлений параллельно либо последовательно цепи намагничивания эквивалентной Т-образной схемы замещения фазы АД приводит к тому, что при частотном

управлении эти сопротивления также являются функциями как минимум двух переменных.

Для описания динамических процессов АД с учетом эффекта насыщения цепи намагничивания широко используются два метода: метод статических индуктивностей, в котором индуктивность намагничивания задается своей статической зависимостью [38], и метод динамических индуктивностей [35]. Последний является существенно более сложным и применяется реже. Сравнение результатов расчета переходных процессов прямого пуска АД, выполненного с использованием обоих методов при прочих равных условиях [23], показывает их близость друг к другу. Результаты расчетов должны сходиться практически полностью, если для расчета индуктивностей в обоих методах используется одна и та же зависимость потокоцепления от тока взаимной индукции  $\Psi_m = f(I_m)$ , полученная для конкретного типа двигателя.

Далее рассматриваются основные результаты разработки динамических моделей асинхронного двигателя, питаемого от преобразователя частоты, с учетом потерь в стали от гистерезиса и вихревых токов, насыщения участков магнитной системы двигателя основным магнитным потоком и потоками рассеяния, эффекта вытеснения тока в стержнях короткозамкнутой обмотки ротора [13]. Основные требования к модели: динамическая модель должна быть адекватна реальному объекту в рабочих диапазонах изменения всех его переменных; иметь минимальное количество дифференциальных уравнений; все параметры модели должны быть либо константами, либо функциями одной из переменных состояния; количество параметров модели, изменяющихся в зависимости от режима работы двигателя, должно быть минимальным; алгоритм расчета процессов по возможности должен быть прямым, то есть не допускающим итераций.

При разработке модели были приняты следующие допущения:

1) частота основной гармоники и частота модуляции выходного напряжения преобразователя разнесены таким образом, что «медленные» процессы могли рассматриваться независимо от «быстрых»;

2) имеется симметрия электрических и магнитных цепей двигателя;

3) потери в стали ротора пренебрежимо малы относительно других видов потерь;

4) эффект насыщения магнитной системы основным магнитным потоком и потоками рассеяния, а также эффект вытеснения тока в роторе учитываются зависимостями параметров АД от его переменных, полученными в установившихся режимах работы;

5) пренебрегаем влиянием гистерезиса стали на форму токов и потоко-сцеплений двигателя.



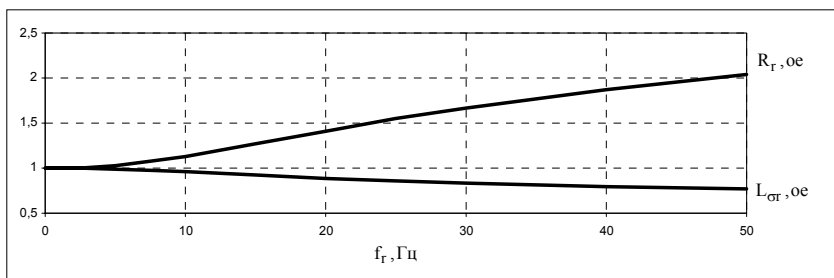
Характер изменения переменных и параметров АД в различных статических режимах работы частотно-регулируемого электропривода был исследован с помощью уточненной модели, построенной на основе известных [30,20] методов расчета и проектирования АД с учетом его конструктивных параметров и адаптации методов под задачи частотного управления. Показатели точности расчета параметров и переменных АД этими методами относительно экспериментальных данных, получаемых на реальных объектах, хорошо известны из теории электрических машин. В качестве примера использования данной модели для расчета параметров АД на рис.3.11 представлены зависимости активного сопротивления ( $R_r$ ) и индуктивности рассеяния ротора ( $L_{\sigma r}$ ) от частоты тока ротора (а), зависимости индуктивностей рассеяния статора ( $L_{\sigma \varsigma}$ ) и ротора от тока статора (б) и зависимость индуктивности взаимоиנדукции ( $L_m$ ) от потокоцепления взаимоиנדукции для двигателя 4A250S4Y3, мощностью 75 кВт.

В качестве базовых значений переменных и параметров здесь приняты: номинальное значение тока статора; потокоцепление взаимоиנדукции, полученное в режиме холостого хода при номинальных значениях напряжения и частоты статора; активное сопротивление ротора, индуктивности рассеяния статора и ротора, полученные в режиме холостого хода.

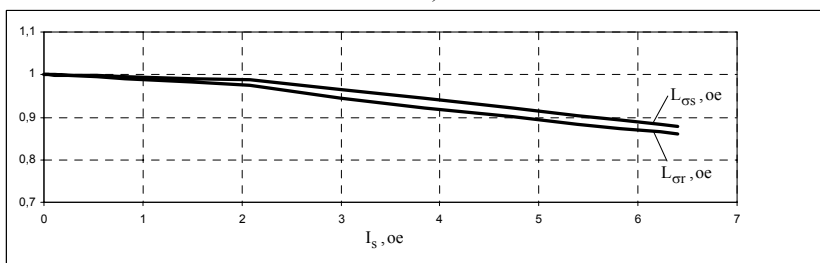
Из анализа зависимостей видно, что в распространенном частном случае частотного и векторного управления АД с ограниченными значениями частоты тока ротора (для указанного двигателя  $f_r < 5 \text{ Гц}$ ) и перегрузочной способности преобразователя по току на уровне  $I_{\max} \leq 2I_{\text{ном}}$  параметры  $R_r, L_{\sigma \varsigma}, L_{\sigma r}$  могут быть с высокой степенью точности приняты постоянными. В случае если при управлении АД его потокоцепление изменяется в широких пределах, неучет изменения индуктивности взаимоиנדукции будет приводить к существенным погрешностям в расчетах.

Метод учета потерь в стали для исследования динамических процессов в частотно-управляемом электроприводе основан на разделении составляющих потерь на потери от гистерезиса и потери от вихревых токов. Дополнительно примем следующие допущения: суммарные потери от гистерезиса пропорциональны квадрату потокоцепления взаимоиנדукции и частоте основной гармоники поля; суммарные потери от вихревых токов пропорциональны квадрату потокоцепления взаимоиנדукции и квадрату частоты. Эти допущения позволяют описать потери в стали с помощью введения в динамическую модель двигателя двух постоянных коэффициентов: коэффициента потерь от вих-

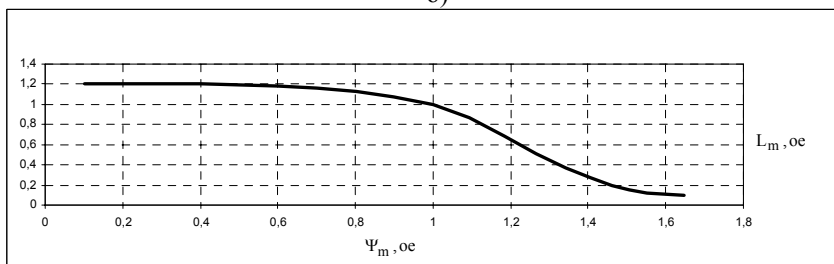
ревых токов  $R_{ec}$  (измеряется в омах), коэффициента потерь от гистерезиса  $k_h$  (измеряется в генри).



а)



б)



в)

Рис.3.11. Зависимости параметров асинхронного двигателя 4A250S4Y3 от его переменных: а —  $R_r$  и  $L_{sr}$  от частоты тока ротора; б —  $L_{os}$  и  $L_{sr}$  от тока статора; в —  $L_m$  от потокосцепления взаимоиндукции

Оценка грубости таких допущений была выполнена для ряда типополнений АД серии 4А. В качестве эталона взята уточненная мо-

дель АД, выполненная с учетом его конструктивных параметров, принимаемых в расчет при проектировании асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором по методике, изложенной в [30]. Исследования показали, что в диапазоне частот  $(0,1 \dots 2) f_{ном}$  погрешность оценки потерь в стали при дополнительно принятых допущениях относительно их значений, полученных на уточненной модели АД, не превышает 2 %. При этом определение коэффициентов  $R_{ec}, k_h$  для конкретного типа двигателя осуществляется по значениям потерь в стали (рассчитанным или экспериментально определенным по известным методикам) в двух точках рабочего диапазона частот в режиме холостого хода двигателя.

Уравнения, описывающие динамические процессы в АД с учетом потерь в стали и насыщения цепи намагничивания, запишем в векторной форме в системе координат, вращающейся с произвольной частотой  $\omega_k$  [9].

$$\vec{U}_s = R_s \vec{I}_s + L_{\sigma s} \frac{d\vec{I}_s}{dt} + \frac{d\vec{\Psi}_m}{dt} + j\omega_k \vec{\Psi}_s; \quad (3.21)$$

$$0 = R_r \vec{I}_r + L_{\sigma r} \frac{d\vec{I}_r}{dt} + \frac{d\vec{\Psi}_m}{dt} + j(\omega_k - \omega_{re}) \vec{\Psi}_r; \quad (3.22)$$

$$0 = R_{ec} \vec{I}_{ec} + L_{ec} \frac{d\vec{I}_{ec}}{dt} + \frac{d\vec{\Psi}_m}{dt} + j\omega_k \vec{\Psi}_{ec}; \quad (3.23)$$

$$\vec{\Psi}_s = L_{\sigma s} \vec{I}_s + \vec{\Psi}_m; \quad (3.24)$$

$$\vec{\Psi}_r = L_{\sigma r} \vec{I}_r + \vec{\Psi}_m; \quad (3.25)$$

$$\vec{\Psi}_{ec} = L_{ec} \vec{I}_{ec} + \vec{\Psi}_m; \quad (3.26)$$

$$\vec{\Psi}_m = L_m (I_m) \vec{I}_m; \quad (3.27)$$

$$\vec{I}_m = \vec{I}_s + \vec{I}_r + \vec{I}_{ec} - j \frac{\vec{\Psi}_m}{k_h}; \quad (3.28)$$

$$M = \frac{3}{2} z_p (\vec{I}_r \times \vec{\Psi}_m); \quad (3.29)$$

$$\frac{d\omega_{re}}{dt} = \frac{z_p}{J} (M - M_c). \quad (3.30)$$

Здесь  $\vec{U}_s$  — вектор напряжения статора;  $\vec{I}_s, \vec{I}_r, \vec{I}_m, \vec{\Psi}_s, \vec{\Psi}_r, \vec{\Psi}_m$  — векторы токов и потокосцеплений статора, ротора, взаимоиндукции;

$\vec{I}_{ec}$ ,  $\vec{\Psi}_{ec}$  — векторы тока и потокоцепления эквивалентного контура, учитывающего потери в стали от вихревых токов;  $R_s$ ,  $R_r$  — активные сопротивления фаз статора и ротора;  $L_{ec}$  — индуктивность контура потерь в стали от вихревых токов;  $Z_p$  — число пар полюсов;  $J$  — момент инерции;  $\omega_{re}$  — частота вращения ротора электрическая;  $\omega_{re} = Z_p \omega_r$ ,  $\omega_r$  — частота вращения ротора механическая.

Соответствующая схема замещения АД представлена на рис.3.12. Потери в стали от гистерезиса учитываются дополнительной составляющей  $\vec{I}_h = j \frac{\vec{\Psi}_m}{k_h}$ , формирующей фазовое запаздывание потокоцепления взаимоиנדукции от результирующего тока магнитной цепи  $\vec{I}_{00} = \vec{I}_m + \vec{I}_h - \vec{I}_{ec}$ . При этом полагается, что гистерезис влияет только на фазу тока и не влияет на его форму. Для магнитомягких материалов сердечников это допущение не является грубым. Строго говоря, такой подход справедлив для установившихся режимов работы двигателя, но с высокой степенью достоверности он может быть распространен и на динамические режимы.

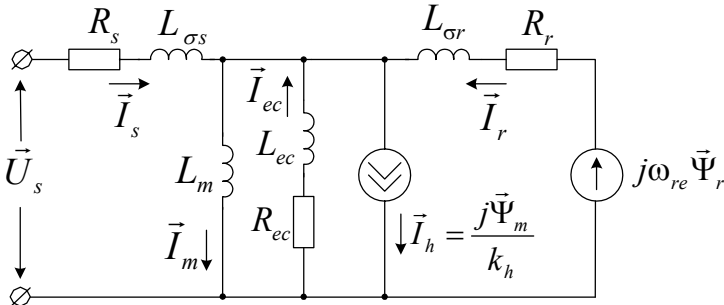


Рис.3.12. Эквивалентная схема замещения асинхронного двигателя с учетом потерь в стали

Анализ соотношения параметров представленной модели АД показывает, что постоянная времени эквивалентного контура вихревых токов много меньше остальных электромагнитных постоянных времени. Это позволяет пренебречь влиянием динамики контура вихревых токов на электромагнитные динамические процессы двигателя. В связи с этим рассмотрим важный частный случай, когда влияние вихревых токов учитывается только одним активным сопротивлением  $R_{ec}$ . С

учетом условия  $L_{ec} = 0$  после преобразования (3.21) — (3.28) и записи уравнений относительно  $\vec{I}_s, \vec{I}_r, \vec{\Psi}_m$  получим

$$\frac{d\vec{I}_s}{dt} = \frac{1}{L_{\sigma s}} \left( -(R_s + R_{ec} + j\omega_k L_{\sigma s})\vec{I}_s - R_{ec}\vec{I}_r + \left( \frac{R_{ec}}{L_m(\Psi_m)} + j\frac{R_{ec}}{k_h} \right) \vec{\Psi}_m + \vec{U}_s \right); \quad (3.31)$$

$$\frac{d\vec{I}_r}{dt} = \frac{1}{L_{\sigma r}} \left( -R_{ec}\vec{I}_s - (R_r + R_{ec} + j(\omega_k - \omega_{re})L_{\sigma r})\vec{I}_r + \left( \frac{R_{ec}}{L_m(\Psi_m)} + j\left(\frac{R_{ec}}{k_h} + \omega_{re}\right) \right) \vec{\Psi}_m \right); \quad (3.32)$$

$$\frac{d\vec{\Psi}_m}{dt} = R_{ec} \left( \vec{I}_s + \vec{I}_r - \left( \frac{1}{L_m(\Psi_m)} - j\frac{1}{k_h} \right) \vec{\Psi}_m \right) - j\omega_k \vec{\Psi}_m, \quad (3.33)$$

где  $\Psi_m$  — модуль вектора потокоцепления взаимоиндукции.

Уравнения (3.31) — (3.33), (3.29), (3.30) образуют систему, удобную для расчета динамических процессов в частотно-управляемом АД с учетом потерь в стали и насыщения цепи намагничивания. При выборе ортогональной двухфазной системы координат получим систему из семи дифференциальных уравнений. Расчет может выполняться одним из численных методов приближенного интегрирования. Шаг интегрирования выбирается из условия

$$T_u \leq \min\{T'_s, T'_r\}, \quad \text{где } T'_s = \frac{L_{\sigma s}}{R_s + R_{ec}}; \quad T'_r = \frac{L_{\sigma r}}{R_r + R_{ec}}. \quad (3.34)$$

Так как шаг интегрирования, выбранный из условия (3.34), достаточно мал, а потокоцепление взаимоиндукции представляет собой относительно медленно изменяющуюся переменную (в сравнении с напряжением и токами статора и ротора), то с высокой точностью можно принять допущение

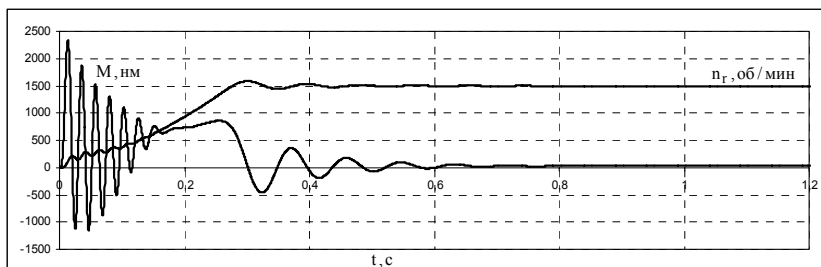
$$\Psi_m^k = \Psi_m^{k-1},$$

где  $\Psi_m^k, \Psi_m^{k-1}$  — модули вектора потокоцепления взаимоиндукции на соседних шагах расчета.

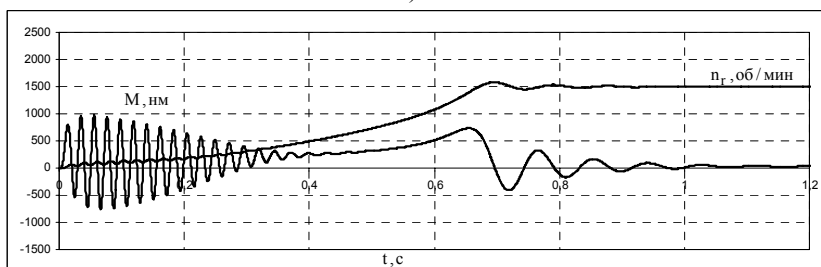
В результате алгоритм расчета уравнений математической модели становится безытерационным.

В случае отсутствия симметрии в питающих напряжениях и независимом питании статорных обмоток систему уравнений (3.31) — (3.33), (3.29), (3.30) нужно дополнить уравнением тока статора нулевой последовательности фаз [21,38]. В случае если в рабочих режимах электропривода частота тока ротора и амплитуда тока статора выходят за пределы установленных выше ограничений, для адекватного описания динамических процессов в системе уравнений учитываются статические зависимости  $R_r(f_r)$ ,  $L_{\sigma r}(f_r)$ ,  $L_{\sigma s}(I_s)$ ,  $L_{\sigma r}(I_s)$ , полученные на уточненной модели АД с учетом его конструкции.

В качестве иллюстрации работы модели на рис.3.13,а приведены временные диаграммы электромагнитного момента и скорости двигателя 4А250S4У3 мощностью 75 кВт в режиме прямого пуска без нагрузки. Для сравнения на рис.3.13,б изображены временные диаграммы, которые были получены на традиционной модели Парка—Горева с постоянными значениями параметров, взятыми для номинального режима работы двигателя. Существенные отличия главным образом определяются влиянием эффектов вытеснения тока ротора, насыщения магнитной системы основным магнитным потоком и потоками рассеяния.



а)



б)

Рис.3.13. Временные диаграммы прямого пуска АД 4А250S4У3, полученные на уточненной динамической модели (а) и на традиционной модели Парка—Горева (б)

Определение коэффициентов потерь в стали от вихревых токов и гистерезиса осуществляется расчетным путем на основе конструктивных параметров двигателя или экспериментально. В простейшем случае для этого достаточно определить потери в стали в двух точках частотного диапазона при работе двигателя в режиме холостого хода с напряжением, формируемым по закону

$$\frac{U_s}{f} = (0,5 \div 1) \frac{U_{s\,nom}}{f_{nom}}.$$

В целях повышения точности данного способа оценки коэффициентов потерь частота напряжения в точках измерения выбирается таким образом, чтобы частотный отрезок между точками измерения перекрывал значительную часть либо весь диапазон рабочих частот электропривода. Расчет коэффициентов потерь выполняется с помощью решения системы из двух алгебраических уравнений:

$$\begin{cases} \frac{1}{R_{ec}} + \frac{1}{2\pi f_1 k_h} = \frac{1}{R_{m1}}; \\ \frac{1}{R_{ec}} + \frac{1}{2\pi f_2 k_h} = \frac{1}{R_{m2}}, \end{cases}$$

где  $f_1, f_2$  — частоты, при которых производятся измерения;  $R_{m1}, R_{m2}$  — сопротивления, совокупно учитывающие потери в стали от вихревых токов и гистерезиса на частотах  $f_1, f_2$ , включенные параллельно контуру намагничивания традиционной Т-образной схемы замещения фазы АД [30,20].

С потерями в стали параметры связаны следующим выражением:

$$P_c = P_{ec} + P_h = \frac{E_m^2 m}{R_{ec}} + \frac{E_m^2 m}{2\pi f k_h} = \frac{E_m^2 m}{R_m},$$

где  $P_c, P_{ec}, P_h$  — потери в стали суммарные, от вихревых токов, от гистерезиса;  $m$  — число фаз АД,  $E_m$  — ЭДС взаимоиндукции.

Строго говоря, для вычисления потерь от гистерезиса должна использоваться не вся ЭДС взаимоиндукции  $\vec{E}_m = d\vec{\Psi}_m/dt$ , а только одна ее составляющая  $j\omega_\psi \vec{\Psi}_m$ , представляющая собой ЭДС вращения вектора потокоцепления взаимоиндукции. Так как другая, трансформаторная часть ЭДС  $(d\Psi_m/dt)\vec{\Psi}_m^o$ , которая появляется в динамических режимах, сопровождаемых изменением модуля потокоцепления, обычно мала по отношению к ЭДС вращения в рабочих режимах привода, то такое допущение не является грубым.  $\Psi_m, \vec{\Psi}_m^o, \omega_\psi$  — модуль, единичный направляющий вектор и частота вращения вектора потокоцепления взаимоиндукции.

Если измерения потерь в стали (расчет сопротивлений  $R_m$ , учитывающих потери в стали) произведены в нескольких точках частотного диапазона электропривода, то вычисление коэффициентов потерь от гистерезиса и вихревых токов выполняется на основе минимизации среднеквадратического значения относительной погрешности потерь

или расчетных сопротивлений  $R_m$ . Для АД 4А250S4У3 получены следующие значения коэффициентов потерь:  $R_{ec} = 288 \text{ Ом}$ ,  $k_h = 0,706 \text{ Гн}$ .

Рассмотренная модель может использоваться для адекватного описания динамических процессов в асинхронном электроприводе с управлением от преобразователя частоты во всех типовых режимах регулирования переменных. За счет учета потерь в стали модель позволяет осуществлять точный анализ энергетических характеристик привода как в статике, так и в динамике. С учетом ограничений на частоту тока ротора и амплитуду тока статора упрощенная версия модели может использоваться для решения задач синтеза системы управления электроприводом. Модель была апробирована в составе модели асинхронного электропривода с частотным и векторным управлением. Достигнута хорошая сходимость результатов моделирования с экспериментальными данными, полученными на лабораторной установке. Лабораторная установка включает асинхронный двигатель 4А112МА6У3 мощностью 3 кВт, преобразователь частоты серии ЭПВ [27], реализующий как частотное, так и векторное управление электроприводом, нагрузочный агрегат и контрольно-измерительную аппаратуру. Все необходимые для построения модели параметры определяются в процессе автоматической настройки привода на параметры подключенного двигателя [18].

#### **4. Математическое описание синхронного двигателя**

Рассмотрены динамические модели различных вариантов конструктивного исполнения синхронной машины [34,15], среди которых традиционный синхронный двигатель с обмоткой возбуждения (ОВ) и демпферной обмоткой (ДО), синхронный двигатель с обмоткой возбуждения без демпферной обмотки, синхронный двигатель с постоянными магнитами (СДПМ). Рассмотрены статические характеристики электропривода с синхронным двигателем.

Конструкция статора синхронного двигателя принципиально не отличается от конструкции статора асинхронного двигателя. На роторе синхронного двигателя расположена однофазная обмотка возбуждения, которая питается от источника постоянного тока (возбудителя), либо постоянные магниты. Скорость двигателя в установившемся режиме всегда равна синхронной скорости  $\omega_0$ , которая однозначно определяется значением частоты напряжения питания и числом пар по-



люсов обмотки статора, т.е. равна  $\omega_{0эл} / Z_p$ . Мгновенное отклонение скорости двигателя от синхронной имеет место лишь в переходных процессах, вызванных, например, изменением нагрузки на валу двигателя.

Синхронные двигатели в зависимости от их конструктивного исполнения подразделяются на двигатели с явнополюсным и неявнополюсным роторами.

Следствием конструктивного различия машины с явнополюсным ротором (явнополюсной машины) и машины с неявнополюсным ротором (неявнополюсной машины) является то, что в первом случае индуктивности обмотки статора по прямой оси, которая совпадает с осью полюсов ротора и обозначается как ось  $q$ , и по квадратурной оси, обозначаемой как ось  $d$ , неодинаковы. Во втором случае эти индуктивности равны друг другу.

Кроме обмотки возбуждения на роторе традиционных синхронных машин имеется короткозамкнутая демпферная обмотка. Эта обмотка обеспечивает пуск синхронного двигателя и способствует демпфированию колебаний ротора, возникающих в переходных процессах. В установившемся синхронном режиме, когда скорость поля статора и скорость ротора равны друг другу, ток в демпферной обмотке отсутствует.

Обычно синхронные двигатели — это крупные машины мощностью от десятков до десятков тысяч киловатт при синхронной скорости от 100 до 3000 об/мин, которые используются в мощных нерегулируемых электроприводах. Тем не менее регулирование скорости синхронного двигателя при работе от регулируемого источника питания возможно путем изменения частоты напряжения на статоре. Синхронные двигатели с постоянными магнитами на роторе обычно выполняются на небольшую мощность (до нескольких десятков киловатт) и чаще всего применяются в сервоприводах совместно с преобразователями частоты.

#### **4.1. Математическое описание синхронного двигателя без демпферной обмотки**

Начнем рассмотрение электромагнитных процессов в синхронном двигателе с наиболее простого случая, когда демпферная обмотка на роторе отсутствует. Будем рассматривать двигатель с явнополюсным ротором, имея в виду, что для перехода от явнополюсной к неявнополюсной машине достаточно в математическом описании двигателя приравнять друг другу индуктивности обмотки статора по обеим осям.

Введем в рассмотрение систему координат  $(d, q)$ , связанную с ротором и вращающуюся вместе с ним. Ее скорость в электрическом пространстве всегда равна синхронной скорости  $Z_p \omega = \omega_{0эл}$ . Система координат  $(d, q)$  в математическом описании синхронного двигателя играет ту же роль, что и система координат  $(d, q)$ , вращающаяся синхронно с вектором потокосцепления ротора, в математическом описании двигателя асинхронного.

Поскольку обмотка статора синхронного двигателя принципиально не отличается от статорной обмотки асинхронного двигателя, уравнение равновесия напряжений статора может быть непосредственно использовано в математическом описании синхронного двигателя, если входящие в него пространственные векторы представить через их проекции на оси координат:

$$\vec{U}_s = U_{sd} + jU_{sq}; \quad \vec{I}_s = I_{sd} + jI_{sq}; \quad \vec{\Psi}_s = \Psi_{sd} + j\Psi_{sq}.$$

В отличие от асинхронного двигателя, обмотка ротора которого обтекается трехфазным переменным током с угловой частотой абсолютного скольжения  $\omega_s$ , в обмотке возбуждения синхронной машины протекает постоянный ток. Напряжение на обмотке возбуждения  $U_f$ , ток в ней  $I_f$  и потокосцепление ротора  $\Psi_f$  могут быть представлены пространственными векторами, неподвижными относительно ротора и вращающимися вместе с ним, а следовательно, вместе с системой координат  $(d, q)$ . В этом смысле они не отличаются от пространственных векторов, образованных в результате рассмотрения трехфазной системы статорных напряжений, токов и потокосцеплений. Поэтому, направив ось  $d$  по оси обмотки возбуждения, т. е. по вектору потокосцепления ротора, и совпадающим с ним по направлению векторам напряжения и тока возбуждения, роторные величины, связанные между собой, можно рассматривать как проекции пространственных векторов на ось координат  $d$ .

Для рассмотрения связи между токами и потокосцеплениями удобно воспользоваться моделью двигателя, представленной на рис.4.1. В модели трехфазная обмотка статора заменена двумя, неподвижными относительно вращающейся системы координат  $(d, q)$  обмотками, которые характеризуются активным сопротивлением  $R_s$  и индуктивностями  $L_{sd}$  и  $L_{sq}$ . Оси этих обмоток направлены по осям координат  $(d, q)$ . К ним приложены напряжения постоянного тока по прямой и квадратурной осям  $U_{sd}$  и  $U_{sq}$ , в результате чего по обмоткам протекают токи  $I_{sd}$  и  $I_{sq}$ . К обмотке ротора с сопротивлением

$R_f$  и индуктивностью  $L_f$  приложено напряжение возбуждения  $U_f$ , ток в ней обозначен как  $I_f$ . Из рис.4.1 видно, что при принятом направлении осей координат потокоцепление статора по оси  $d$  определяется токами  $I_{sd}$  и  $I_f$ , а по оси  $q$  — только током  $I_{sq}$ .

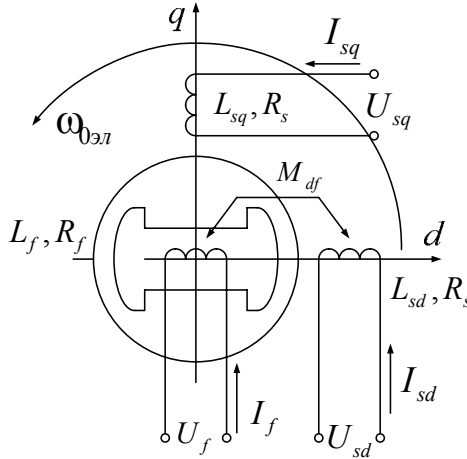


Рис.4.1. Модель синхронного двигателя во вращающейся системе координат

С учетом изложенного математическая модель электромагнитных процессов в синхронном двигателе без демпферной обмотки может быть представлена в виде системы уравнений для проекций обобщенных векторов на оси вращающейся системы координат:

$$U_{sd} = R_s I_{sd} + p\Psi_{sd} - \omega_{0эл} \Psi_{sq} ; \quad (4.1)$$

$$U_{sq} = R_s I_{sq} + p\Psi_{sq} + \omega_{0эл} \Psi_{sd} ; \quad (4.2)$$

$$U_f = R_f I_f + p\Psi_f ; \quad (4.3)$$

$$\Psi_{sd} = L_{sd} I_{sd} + M_{df} I_f ; \quad (4.4)$$

$$\Psi_{sq} = L_{sq} I_{sq} ; \quad (4.5)$$

$$\Psi_f = L_f I_f + M_{fd} I_{sd} , \quad (4.6)$$

где  $R_s, R_f$  — сопротивления фазы обмотки статора и обмотки возбуждения соответственно;  $L_{sd}, L_{sq}, L_f$  — индуктивности обмоток статора по осям  $d$  и  $q$  и полная индуктивность обмотки возбуждения со-

ответственно;  $M_{df}$  — коэффициент взаимной индукции между обмоткой возбуждения и обмоткой статора по оси  $d$ ,  $M_{df} = M_{fd}$ .

Обычно в каталогах на синхронные машины параметры даются в относительных единицах. Поэтому целесообразно при рассмотрении математического описания электромагнитных процессов в синхронном двигателе также перейти к относительным единицам, т. е. нормировать уравнения, входящие в его математическое описание. Базовые значения, относительно которых выполняется нормирование, должны быть выбраны так, чтобы максимально упростить исходные уравнения при сохранении их соответствия физическим процессам, происходящим в двигателе. Для нормирования уравнений (4.1)...(4.6) базовые значения величин выбраны следующим образом [34]:

$$\text{базовое напряжение на статоре } U_{сб} = U_{сн} \sqrt{2} = I_{сб} Z_{сб};$$

$$\text{базовый ток статора } I_{сб} = \sqrt{2} I_{сн};$$

$$\text{базовая угловая частота напряжения на статоре}$$

$$\omega_{0эл.б} = \omega_{0эл.н} = 2\pi f_n;$$

$$\text{базовое потокосцепление обмоток статора } \Psi_{сб} = U_{сб} / \omega_{0эл.б};$$

$$\text{базовое сопротивление } Z_{сб} = U_{сб} / I_{сб} = \omega_{0эл.б} L_{сб};$$

$$\text{базовая индуктивность обмотки статора } L_{сб} = \Psi_{сб} / I_{сб};$$

$$\text{базовый ток возбуждения } I_{фб} = \frac{U_{сб}}{\omega_{0эл.б} M_{df}};$$

$$\text{базовое напряжение возбуждения } U_{сф} = R_f I_{фб};$$

$$\text{базовое потокосцепление обмотки возбуждения } \Psi_{фб} = L_f I_{фб}.$$

В этих выражениях базовая индуктивность статора определена как индуктивность, при которой базовый ток статора создает базовое потокосцепление, а базовый ток возбуждения — как ток в обмотке возбуждения, при котором на холостом ходу при базовой скорости двигателя индуцируется базовое напряжение. Индексом «н» помечены номинальные значения величин.

Системы уравнений (4.1)...(4.6) в целях перехода к относительным единицам преобразуются делением всех переменных на их базовые значения, а там, где это требуется, умножением на соотношения параметров, равные единице:

$$\frac{U_{sd}}{U_{сб}} = \frac{R_s I_{sd}}{Z_{сб} I_{сб}} + p \frac{\Psi_{sd}}{U_{сб}} \frac{\omega_{0эл.б}}{\omega_{0эл.б}} - \frac{\omega_{0эл} \Psi_{sq}}{U_{сб}} \frac{\omega_{0эл.б}}{\omega_{0эл.б}},$$

$$\begin{aligned}
\frac{U_{sq}}{U_{s\delta}} &= \frac{R_s I_{sq}}{Z_\delta I_{s\delta}} + p \frac{\Psi_{sq}}{U_{s\delta}} \frac{\omega_{0\text{эл.}\delta}}{\omega_{0\text{эл.}\delta}} + \frac{\omega_{0\text{эл.}} \Psi_{sd}}{U_{s\delta}} \frac{\omega_{0\text{эл.}\delta}}{\omega_{0\text{эл.}\delta}}; \\
\frac{U_f}{U_{sf}} &= \frac{R_f I_f}{R_f I_{f\delta}} + p \frac{\Psi_f}{R_f I_{f\delta}} \frac{L_f}{L_f}; \\
\frac{\Psi_{sd}}{\Psi_{s\delta}} &= \frac{L_{sd} I_{sd}}{L_\delta I_{s\delta}} + \frac{M_{df} I_f}{M_{df} I_{f\delta}}; \\
\frac{\Psi_{sq}}{\Psi_{s\delta}} &= \frac{L_{sq} I_{sq}}{L_s I_{s\delta}}; \\
\frac{\Psi_f}{\Psi_{f\delta}} &= \frac{L_f I_f}{L_f I_{f\delta}} + \frac{M_{fd} I_{sd}}{L_f I_{f\delta}} \frac{M_{fd} I_{f\delta}}{L_\delta I_{s\delta}} \frac{L_{sd}}{L_{sd}}.
\end{aligned}$$

Учитывая соотношения между базовыми значениями величин, получим систему уравнений в относительных единицах, описывающих электромагнитные процессы в синхронном двигателе во вращающейся с синхронной скоростью системе координат (относительные величины обозначены теми же символами, которыми они обозначены в абсолютных единицах, но помечены чертой сверху):

$$\begin{aligned}
p \bar{\Psi}_{sd} &= \bar{\omega}_{0\text{эл.}\delta} (\bar{U}_{sd} - \bar{R}_s \bar{I}_{sd} + \bar{\omega}_0 \bar{\Psi}_{sq}); \\
p \bar{\Psi}_{sq} &= \bar{\omega}_{0\text{эл.}\delta} (\bar{U}_{sq} - \bar{R}_s \bar{I}_{sq} - \bar{\omega}_0 \bar{\Psi}_{sd}); \\
p \bar{\Psi}_f &= (\bar{U}_f - \bar{I}_f) / T_f; \\
\bar{I}_{sd} &= (\bar{\Psi}_{sd} - \bar{I}_f) / \bar{x}_d; \\
\bar{I}_{sq} &= \bar{\Psi}_{sq} / \bar{x}_q; \\
\bar{I}_f &= \bar{\Psi}_f - (1 - \sigma_f) \bar{x}_d \bar{I}_{sd},
\end{aligned} \tag{4.7}$$

где  $\bar{\omega}_0$  — относительная частота напряжения на статоре,  $\bar{\omega}_0 = \bar{\omega}_{0\text{эл.}} / \bar{\omega}_{0\text{эл.}\delta}$ ;  $\bar{R}_s$  — активное сопротивление обмотки статора,  $\bar{R}_s = R_s / Z_\delta$ ;  $\bar{x}_d$  — синхронное сопротивление статора по продольной оси,  $\bar{x}_d = \bar{\omega}_{0\text{эл.}\delta} L_{sd} / Z_\delta = L_{sd} / L_\delta$ ;  $\bar{x}_q$  — синхронное сопротивление статора по поперечной оси,  $\bar{x}_q = \bar{\omega}_{0\text{эл.}\delta} L_{sq} / Z_\delta = L_{sq} / L_\delta$ ;  $T_f$  — постоянная времени обмотки возбуждения,  $T_f = L_f / R_f$ ;  $\sigma_f$  — коэффициент рассеяния в магнитном контуре обмотки возбуж-

дения и обмотки статора по оси  $d$ ,  $\sigma_f = 1 - M_{df}^2 / (L_f L_{sd})$ ,  $M_{df}^2 / (L_f L_{sd})$  — сомножитель, равный  $(1 - \sigma_f)$ .

При преобразованиях учтено, что сомножитель  $M_{df} I_{f\bar{b}} / (L_{\bar{b}} L_{s\bar{b}}) = 1$ .

Для электромагнитного момента имеем  $M_d = (3/2) Z_p (\Psi_{sd} I_{sq} - \Psi_{sq} I_{sd})$ .

Выбрав базовое значение момента равным  $M_{\bar{b}} = (3/2) Z_p \Psi_{s\bar{b}} I_{s\bar{b}}$  и поделив на него обе части этого выражения, получим выражение для момента в относительных единицах:

$$\bar{M}_d = (\bar{\Psi}_{sd} \bar{I}_{sq} - \bar{\Psi}_{sq} \bar{I}_{sd}).$$

Основное уравнение механики привода при выбранном  $M_{\bar{b}}$  и базовом значении угловой скорости  $\omega_{\bar{b}} = \omega_{0эл,б} / Z_p$  может быть переписано в виде

$$p \frac{\omega}{\omega_{\bar{b}}} = \frac{1}{J} \frac{M_{\bar{b}}}{\omega_{\bar{b}}} \left( \frac{M_d}{M_{\bar{b}}} - \frac{M_c}{M_{\bar{b}}} \right),$$

или в нормированной форме:

$$p \bar{\omega} = (\bar{M}_d - \bar{M}_c) / T_m,$$

где  $T_m$  — механическая постоянная времени привода,  $T_m = J \omega_{\bar{b}} / M_{\bar{b}}$ .

В отличие от асинхронного двигателя, в котором при изменении момента нагрузки на валу изменяется его скорость, в синхронном двигателе изменение нагрузки сопровождается изменением углового положения ротора и связанного с ним пространственного вектора потокоцепления ротора относительно вектора потокоцепления статора при неизменной скорости. В режиме идеального холостого хода векторы потокоцепления ротора и статора совпадают в пространстве. Как показано на рис.4.2, при наличии нагрузки на валу двигателя вектор потокоцепления ротора отстает от вектора потокоцепления статора на некоторый угол  $\theta$ , называемый углом нагрузки. Если рассматривать установившийся режим и пренебречь активным сопротивлением обмотки статора, то, как следует из равенств (4.1) и (4.2), статорное напряжение представляет собой производную от потокоцепления статора, и, следовательно, вектор напряжения на статоре опережает вектор потокоцепления статора на угол  $\pi/2$ . Изменение нагрузки при постоянном модуле вектора напряжения  $|\vec{U}_s| = U_s$  приводит к изменению соотношения между его проекциями на оси вращающейся сис-

темы координат  $(d, q)$ , которые в относительных единицах определяются как  $\bar{U}_{sd} = -\bar{U}_s \sin \theta$ ;  $\bar{U}_{sq} = -\bar{U}_s \cos \theta$ .

Угол нагрузки, измеряемый в радианах, определяется через интеграл от разности мгновенных значений скоростей поля статора и ротора в электрическом пространстве, существовавшей в течение времени переходного процесса, связанного с изменением нагрузки:

$$\theta = \int_0^t (\omega_{0\text{эл}} - Z_p \omega) dt.$$

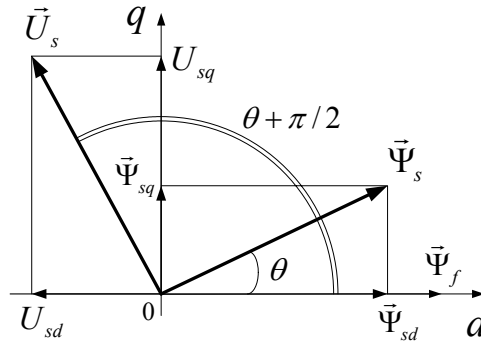


Рис.4.2. Пространственная векторная диаграмма синхронного двигателя

Через скорости в относительных единицах выражение для угла  $\theta$  в радианах запишется в операторной форме:

$$\theta = \omega_{0\text{эл.б}} (\bar{\omega}_0 - \bar{\omega}) / p.$$

Структурная схема электропривода с синхронным двигателем без демпферной обмотки во вращающейся системе координат и при питании от источника бесконечной мощности показана на рис.4.3.

#### 4.2. Статические характеристики электропривода с синхронным двигателем

В основу рассмотрения статических (так называемых угловых) характеристик синхронного двигателя, представляющих собой зависимость электромагнитного момента в установившемся режиме от угла нагрузки, положено выражение для момента двигателя  $\bar{M}_д = \bar{\Psi}_{sd} \bar{I}_{sq} - \bar{\Psi}_{sq} \bar{I}_{sd}$ . Поскольку в установившемся режиме ток в демпферной обмотке отсутствует, выкладки, приведенные далее в этом разделе, справедливы как для двигателя без демпферной обмотки, так и для двигателя с демпферной обмоткой.

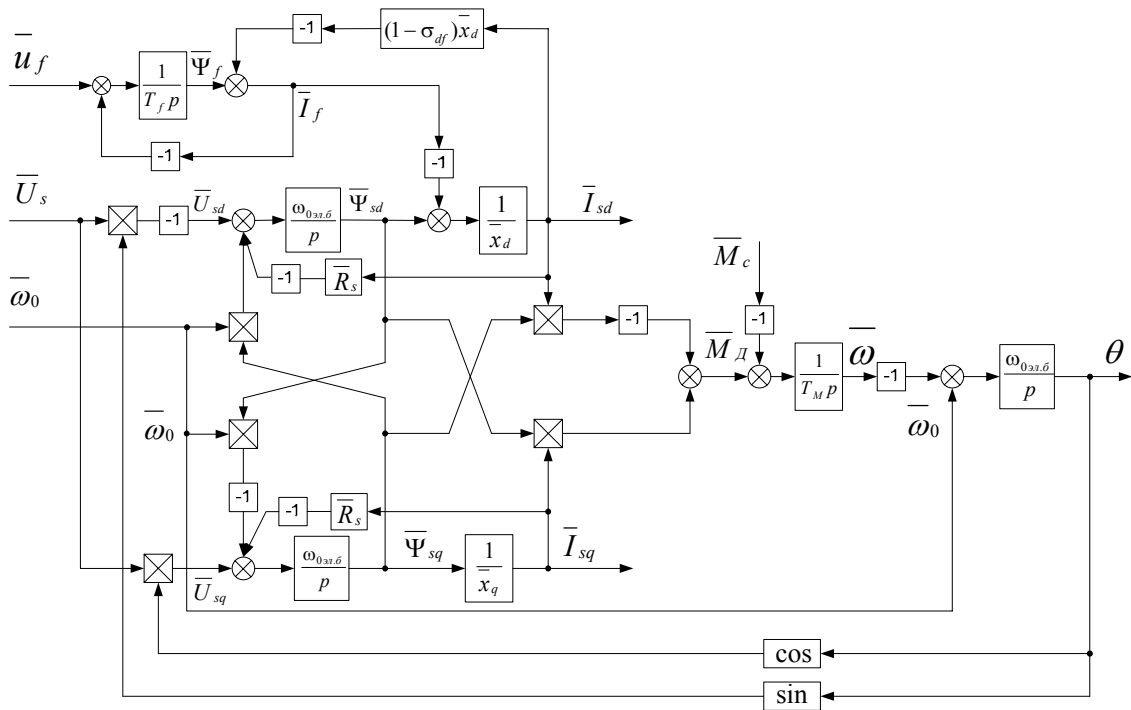


Рис.4.3. Структурная схема электропривода с синхронным двигателем без демпферной обмотки во вращающейся системе координат



Подставив в формулу для момента значения проекций вектора тока статора  $\bar{I}_{sd} = (\bar{\Psi}_{sd} - \bar{I}_f) / \bar{x}_d$  и  $\bar{I}_{sq} = \bar{\Psi}_{sq} / \bar{x}_d$ , получим

$$\bar{M}_d = \frac{\bar{\Psi}_{sd} \bar{I}_f}{\bar{x}_d} - \bar{\Psi}_{sd} \bar{\Psi}_{sq} \left( \frac{1}{\bar{x}_q} - \frac{1}{\bar{x}_d} \right).$$

Как следует из векторной диаграммы (см. рис.4.2), проекции вектора потокосцепления статора могут быть записаны через модуль вектора в относительных единицах  $|\bar{\Psi}_s| = \bar{\Psi}_s$  и угол нагрузки в виде

$$\bar{\Psi}_{sd} = \bar{\Psi}_s \cos \theta; \bar{\Psi}_{sq} = \bar{\Psi}_s \sin \theta.$$

С учетом этого выражение для момента при известных токе возбуждения и потокосцеплении статора можно определить как сумму двух слагаемых:

$$\bar{M}_d = \frac{\bar{\Psi}_{sd} \bar{I}_f}{\bar{x}_d} \sin \theta + \frac{\bar{\Psi}_s^2}{2} \left( \frac{1}{\bar{x}_q} - \frac{1}{\bar{x}_d} \right) \sin 2\theta \quad (4.8)$$

Поскольку в неявнополюсном двигателе индуктивные сопротивления по прямой и квадратурной осям равны друг другу ( $\bar{x}_q = \bar{x}_d$ ), то первое слагаемое в формуле (4.8) представляет собой электромагнитный момент двигателя с неявнополюсным ротором, а второе получается вследствие неравенства значений индуктивных сопротивлений по прямой и квадратурной осям системы координат в явнополюсном двигателе. Из первых двух выражений системы уравнений (4.7) в установившемся режиме (т.е. при  $p=0$ ) и при пренебрежении активным сопротивлением обмотки статора ( $\bar{R}_s = 0$ ) можно получить связь между потокосцеплением и напряжением на обмотке статора:

$$\bar{\Psi}_{sd} = -\bar{U}_{sd} / \bar{\omega}_0; \bar{\Psi}_{sq} = \bar{U}_{sq} / \bar{\omega}_0; \bar{\Psi}_s = \bar{U}_s / \bar{\omega}_0,$$

где  $\bar{U}_s$  — модуль вектора статорного напряжения.

Тогда выражение для момента двигателя можно записать в виде

$$\bar{M}_d = \frac{\bar{U}_s \bar{I}_f}{\bar{\omega}_0 \bar{x}_d} \sin \theta + \frac{\bar{U}_s^2}{2 \bar{\omega}_0^2} \left( \frac{1}{\bar{x}_q} - \frac{1}{\bar{x}_d} \right) \sin 2\theta. \quad (4.9)$$

По выражению (4.8) или (4.9) может быть построена угловая характеристика синхронного двигателя (рис.4.4). Отмеченная на характеристике точка 0 — точка идеального холостого хода. По мере увеличения нагрузки на валу двигателя вектор потокосцепления ротора вместе с ротором сдвигается в электрическом пространстве в сторону от-

ставания от вектора потокосцепления статора. Таким образом, угол  $\theta$  является отсчитываемым в электрических радианах во вращающейся системе координат углом смещения ротора от положения, соответствующего идеальному холостому ходу двигателя.

Если значения момента в двигательном режиме считать положительными, то двигательному режиму соответствует часть характеристики вправо от точки идеального холостого хода, а генераторному — влево. Часть характеристики, на которой увеличение угла  $\theta$  сопровождается ростом момента двигателя (участок  $OA$ ), соответствует устойчивой работе двигателя с синхронной скоростью. Если после достижения моментом значения  $\overline{M}_{д\max}$  момент нагрузки еще возрастет, то электромагнитный момент двигателя не увеличится, а уменьшится, и двигатель выпадет из синхронизма. Для генераторного режима устойчивый режим характеризуется участком  $OB$ . Для двигателя с неявнополюсным ротором критическим углом нагрузки является угол  $\theta_{\max} = \pm\pi/2$ . Для двигателя с явнополюсным ротором значение критического угла нагрузки может быть определено из выражения (4.9) в результате исследования его на экстремум. Приравнявая нулю частную производную  $\partial\overline{M}_д/\partial\theta$  и имея в виду, что  $\cos 2\theta = 2\cos^2\theta - 1$ , можно получить квадратное уравнение для определения критического угла нагрузки:

$$\cos^2\theta_{\max} + \frac{\overline{\omega}_0}{U_s} \frac{\overline{I}_f \overline{x}_q}{2(\overline{x}_d - \overline{x}_q)} \cos\theta_{\max} - \frac{1}{2} = 0. \quad (4.10)$$

При найденном значении  $\theta_{\max}$  по формуле (4.9) можно определить значение максимального момента  $\overline{M}_{д\max}$ .

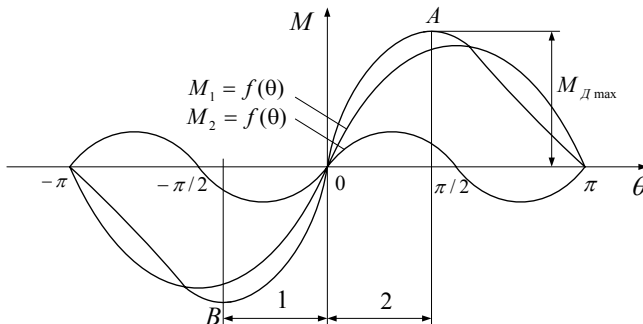


Рис.4.4. Угловые характеристики привода с синхронным двигателем при постоянных напряжениях на статоре и токе возбуждения:  
1 — генераторный режим; 2 — двигательный режим

Оценивая результат, надо иметь в виду, что он содержит некоторую погрешность, связанную с пренебрежением активным сопротивлением статорной обмотки.

Часто выражение для момента двигателя в абсолютных единицах записывают в виде

$$M_d = \frac{3Z_p}{\omega_{0эл}} \left[ \frac{U_s E_m}{x_d} \sin \theta + \frac{U_s^2}{2} \left( \frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \right],$$

где  $E_m$  — амплитудное значение ЭДС вращения,  $E_m = L_{md} I_f \omega_{0эл}$ .

#### **4.3. Математическое описание синхронного двигателя с демпферной обмоткой**

Наличие демпферной обмотки существенно усложняет математическое описание двигателя, так как к уже рассмотренной магнитной связи между статорной обмоткой и обмоткой возбуждения добавляются магнитные связи этих обмоток с демпферной обмоткой. Аналогично тому, как это было сделано с обмоткой статора при описании синхронного двигателя во вращающейся системе координат (см. рис.4.1), демпферную обмотку можно тоже представить в виде двух обмоток, оси которых направлены по осям  $d$  и  $q$ . При этом должны быть учтены взаимные магнитные связи между статорной обмоткой по оси  $d$ , демпферной обмоткой по оси  $q$  и обмоткой возбуждения, а также между статорной и демпферной обмотками по оси  $q$ . Наличие демпферной обмотки не влияет на уравнения равновесия напряжений (4.1), (4.2) и (4.3), которые могут быть без изменения использованы при описании синхронного двигателя с демпферной обмоткой. К ним должны быть добавлены уравнения равновесия напряжений для демпферной обмотки и выражения для потокоосцепления всех пяти фигурирующих в модели обмоток. В абсолютных единицах эти уравнения записываются так:

$$0 = R_D I_D + p \Psi_D;$$

$$0 = R_Q I_Q + p \Psi_Q;$$

$$\Psi_{sd} = L_{sd} I_{sd} + M_{df} I_f + M_{dD} I_D;$$

$$\Psi_{sq} = L_{sq} I_{sq} + M_{qQ} I_Q;$$

$$\Psi_f = L_f I_f + M_{fd} I_{sd} + M_{fD} I_D;$$

$$\Psi_D = L_D I_D + M_{Dd} I_{sd} + M_{Df} I_f;$$

$$\Psi_Q = L_Q I_Q + M_{Qq} I_{sq},$$

где  $R_D = R_Q$  — активное сопротивление демпферной обмотки;  $\Psi_D$ ,  $\Psi_Q$ ,  $I_D$ ,  $I_Q$  — потокосцепления и токи демпферной обмотки соответственно;  $M_{dD}$ ,  $M_{Dd}$  — коэффициенты взаимной индукции между обмоткой статора и демпферной обмоткой по оси  $d$ ;  $M_{qQ}$ ,  $M_{Qq}$  — коэффициенты взаимной индукции между обмоткой статора и демпферной обмоткой по оси  $q$ ;  $M_{fD} = M_{Df}$  — коэффициент взаимной индукции между обмоткой статора и демпферной обмоткой по оси  $d$  и обмоткой возбуждения;  $L_D$ ,  $L_Q$  — индуктивности демпферной обмотки по осям  $d$  и  $q$ .

Для перехода к относительным единицам надо выбрать базовые значения величин, относящихся к демпферной обмотке:

$$\text{базовый ток демпферной обмотки по оси } d \quad I_{D6} = \Psi_{s6} / M_{dD};$$

$$\text{базовый ток демпферной обмотки по оси } q \quad I_{Q6} = \Psi_{s6} / M_{qQ};$$

$$\text{базовое потокосцепление демпферной обмотки по оси } d \quad \Psi_{D6} = L_D I_{D6};$$

$$\text{базовое потокосцепление демпферной обмотки по оси } q \quad \Psi_{Q6} = L_Q I_{Q6}.$$

Значение базового тока демпферной обмотки по оси  $d$  выбрано таким, что при протекании его по обмотке создалось бы потокосцепление статорной обмотки по той же оси, равное базовому  $\Psi_{s6}$ . Базовое потокосцепление демпферной обмотки по оси  $d$  выбирается равным потокосцеплению, создаваемому базовым током  $I_{D6}$ . Аналогичным образом выбраны базовые значения для демпферной обмотки по оси  $q$ .

Действуя так же, как в разд. 4.1, можно получить описание электромагнитных процессов в нормированном виде:

$$p\bar{\Psi}_{sd} = \omega_{0\text{эл.б}}(\bar{U}_{sd} - \bar{R}_s \bar{I}_{sd} + \bar{\omega}_0 \bar{\Psi}_{sq});$$

$$p\bar{\Psi}_{sq} = \omega_{0\text{эл.б}}(\bar{U}_{sq} - \bar{R}_s \bar{I}_{sq} - \bar{\omega}_0 \bar{\Psi}_{sd});$$

$$p\bar{\Psi}_f = (\bar{U}_f - \bar{I}_f) / T_f;$$

$$p\bar{\Psi}_D = -\bar{I}_D / T_D;$$

$$p\bar{\Psi}_Q = -\bar{I}_Q / T_Q;$$

$$\begin{aligned}
\bar{I}_{sd} &= (\bar{\Psi}_{sd} - \bar{I}_f - \bar{I}_D) / \bar{x}_d ; \\
\bar{I}_{sq} &= (\bar{\Psi}_{sq} - \bar{I}_Q) / \bar{x}_q ; \\
\bar{I}_f &= \bar{\Psi}_f - (1 - \sigma_f) \bar{x}_d \bar{I}_{sd} - \mu_f \bar{I}_D ; \\
\bar{I}_D &= \bar{\Psi}_D - (1 - \sigma_D) \bar{I}_f - \mu_D \bar{x}_d \bar{I}_{sd} ; \\
\bar{I}_Q &= \bar{\Psi}_Q - (1 - \sigma_Q) \bar{x}_q \bar{I}_{sq} ; \\
\mu_f &= (M_{Df} M_{df}) / (L_f M_{dD}) ; \\
\mu_D &= (M_{Df} M_{dD}) / (L_D M_{df}) ,
\end{aligned}$$

где  $T_D, T_Q$  — постоянные времени демпферной обмотки по осям  $d$  и  $q$  соответственно;  $(1 - \sigma_D), (1 - \sigma_Q)$  — коэффициенты связи между статорной и демпферной обмотками по осям  $d$  и  $q$  соответственно,  $(1 - \sigma)_D = M_{dD}^2 / (L_D L_{sd})$ ,  $(1 - \sigma)_Q = M_{dQ}^2 / (L_Q L_{sq})$ ;  $\sigma_D, \sigma_Q$  — коэффициенты рассеяния демпферной обмотки по осям  $d$  и  $q$  соответственно;  $\mu_f, \mu_D$  — коэффициенты связи между обмоткой возбуждения и демпферной обмоткой по оси  $d$  соответственно.

Удобная для моделирования в среде MATLAB Simulink нормированная структурная схема электропривода с синхронным двигателем, имеющим демпферную обмотку, во вращающейся системе координат и при питании от источника бесконечной мощности приведена на рис.4.5. Она может быть использована для расчета переходных процессов, связанных с изменением напряжения и частоты источника питания, момента нагрузки и напряжения возбуждения в пределах, когда эти изменения таковы, что двигатель работает при малых отклонениях значений переменный от их начальных значений, соответствующих синхронному режиму. Это означает, что при расчете переходных процессов в синхронном двигателе на выходах интеграторов, входящих в состав структурной схемы, надо предварительно установить значения  $\bar{\Psi}_{sd \text{ нач}}, \bar{\Psi}_{sq \text{ нач}}, \bar{\Psi}_{f \text{ нач}}, \bar{\Psi}_{D \text{ нач}}, \bar{\Psi}_{Q \text{ нач}}, \bar{\omega}_{\text{нач}}, \theta_{\text{нач}}$ , соответствующие выбранному начальному синхронному режиму. За начальный удобно выбрать режим идеального холостого хода, при котором  $\bar{\omega}_{\text{нач}} = \bar{\omega}_0, \theta_{\text{нач}} = 0$ .

Этим будет обеспечено нулевое начальное значение угла нагрузки. Кроме того, надо иметь в виду, что в установившемся режиме токи в демпферных обмотках отсутствуют, т. е.  $\bar{I}_{Q \text{ нач}} = \bar{I}_{D \text{ нач}} = 0$ , а напряжение и ток возбуждения в относительных единицах равны друг

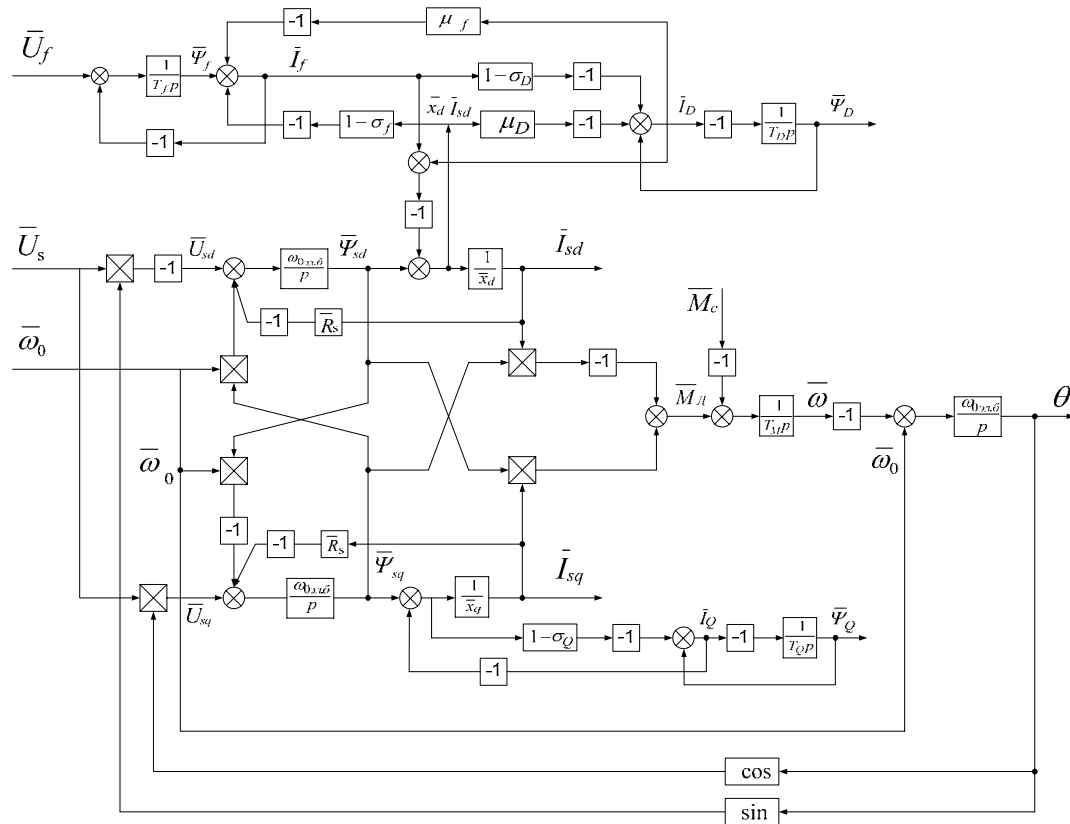


Рис.4.5. Структурная схема электропривода с синхронным двигателем с демпферной обмоткой во вращающейся системе координат

другу:  $\bar{I}_f = \bar{U}_f$ . С учетом этого начальные значения переменных могут быть получены в результате совместного решения приведенных ранее уравнений, которые при  $p = 0$  можно представить в матричной форме как

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{x} = \mathbf{u};$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\bar{\omega}_0 & 0 & 0 & 0 & \bar{R}_s & 0 \\ \bar{\omega}_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \bar{R}_s \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\bar{x}_d & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\bar{x}_q \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -(1-\sigma_f)\bar{x}_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -\mu_D \bar{x}_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -(1-\sigma_f)\bar{x}_q \end{bmatrix}; \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \bar{U}_{sd} \\ \bar{U}_{sq} \\ \bar{U}_f \\ 0 \\ \bar{U}_f \\ (1-\sigma_D)\bar{U}_f \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \bar{\Psi}_{sd \text{ нач}} & \bar{\Psi}_{sq \text{ нач}} & \bar{\Psi}_{f \text{ нач}} & \bar{\Psi}_{D \text{ нач}} & \bar{\Psi}_{Q \text{ нач}} & \bar{I}_{sd \text{ нач}} & \bar{I}_{sq \text{ нач}} \end{bmatrix}^T,$$

где  $\bar{\Psi}$  — знак транспонирования матрицы.

#### 4.4. Математическое описание синхронного двигателя с постоянными магнитами

При построении математической модели синхронного двигателя с постоянными магнитами примем следующие допущения:

- отсутствует насыщение магнитной цепи, потери в стали, эффект вытеснения тока;
- обмотки статора симметричны;
- индуктивность рассеяния не зависит от положения ротора в пространстве.

Уравнения синхронной машины с постоянными магнитами также рассмотрим в ортогональной синхронной системе координат  $(d, q)$ , ось  $d$  которой ориентирована по магнитной оси ротора (рис.4.6).

В этом случае они принимают следующий вид:

$$U_d = \frac{d\Psi_d}{dt} - \Psi_q \omega + R_s I_d; \quad (4.11)$$

$$U_q = \frac{d\Psi_q}{dt} + \Psi_d \omega + R_s I_q; \quad (4.12)$$

$$\Psi_d = L_d I_d + \Psi_f; \quad (4.13)$$

$$\Psi_q = L_q I_q; \quad (4.14)$$

$$M = \frac{3}{2} Z_p (\Psi_d I_q - \Psi_q I_d); \quad (4.15)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (M - M_c - \beta \cdot \Omega); \quad (4.16)$$

$$\Omega = \frac{\omega}{Z_p},$$

где  $I_d, I_q, U_d, U_q$  — токи и напряжения статора по осям  $d$  и  $q$ ;  $M, M_c$  — электромагнитный и нагрузочный моменты;  $\omega$  — электрическая частота вращения ротора;  $J$  — момент инерции ротора;  $\beta$  — коэффициент вязкого трения (коэффициент демпфирования);  $\Psi_d, \Psi_q, \Psi_f$  — потокоцепления статора по осям  $d, q$  и создаваемое постоянным магнитом;  $L_d, L_q$  — индуктивности обмотки статора по продольной и поперечной осям ротора.

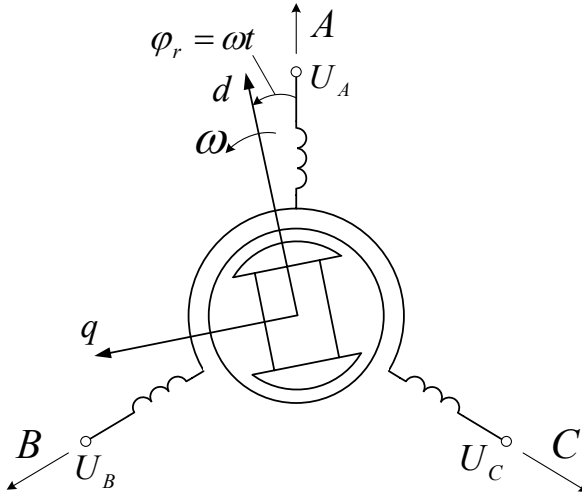


Рис.4.6. Модель СДПМ

Записывая (4.11) — (4.16) относительно  $I_d, I_q$ , получим:

$$\frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (U_d - R_s I_d + \omega L_q I_q); \quad (4.17)$$



$$\frac{dI_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (U_q - R_1 I_q - \omega L_d I_d - \omega \Psi_f); \quad (4.18)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (M - M_c - \beta \cdot \Omega); \quad \omega = Z_p \Omega; \quad (4.19)$$

$$M = \frac{3}{2} Z_p [\Psi_f I_q + (L_d - L_q) I_d I_q]. \quad (4.20)$$

Для частного случая неявнополюсной конструкции ротора двигателя  $L_d = L_q = L_s$ . Структурная схема синхронного двигателя с постоянными магнитами в осях  $d, q$  изображена на рис 4.7.

## 4. Математическое описание вентильно-индукторного привода

*Вентильно-индукторный привод (ВИП)* — это относительно новый тип электромеханического преобразователя энергии, который сочетает в себе свойства и электрической машины, и интегрированной системы регулируемого электропривода. Как всякий электропривод, он обеспечивает преобразование электроэнергии, которая поступает от питающей сети, в механическую энергию, передаваемую в нагрузку. ВИП дает возможность осуществлять управление этим процессом в соответствии с особенностями конкретной нагрузки: регулировать частоту вращения, момент, мощность.

Рассмотрена структурная схема вентильно-индукторного привода, особенности конструкции индукторной машины, принцип действия ВИП, математическое описание  $m$ - фазного индукторного двигателя с независимым управлением фазами и  $6$ - фазного двигателя с общей точкой. В некоторой литературе вместо понятия ВИП применяют понятие вентильно-индукторного двигателя (ВИД). Мы не будем устанавливать различий между этими понятиями.

### 5.1. Структурная схема вентильно-индукторного привода

ВИП представляет собой достаточно сложную электромеханотронную систему [24], структурная схема которой приведена на рис.5.1.

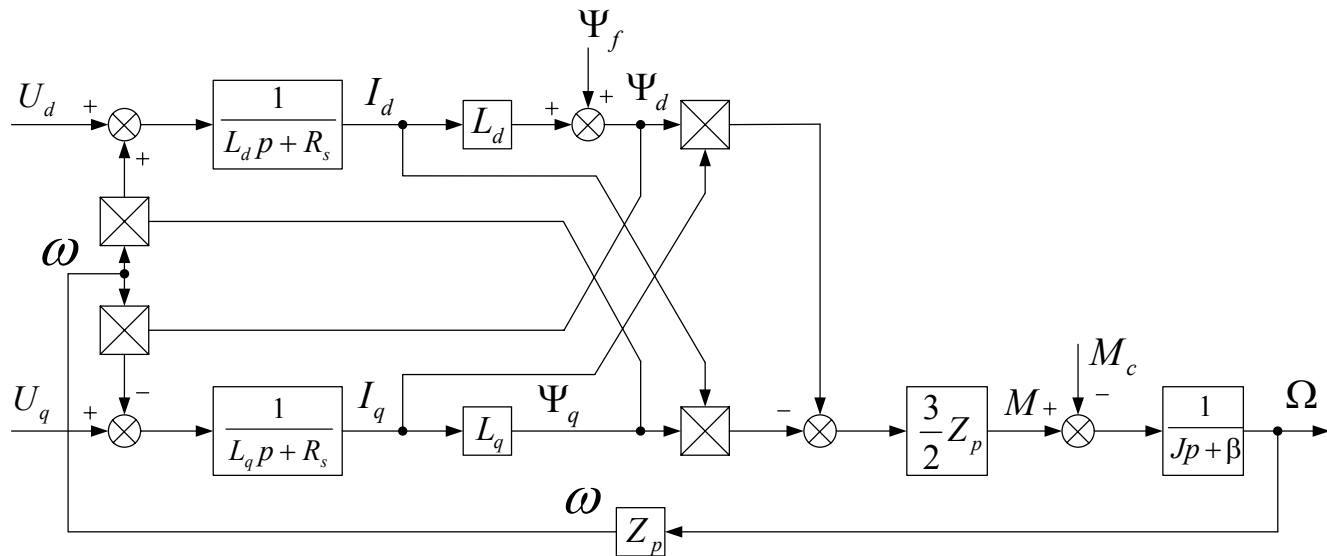


Рис.4.7. Структурная схема синхронного двигателя с постоянными магнитами в осях ( $d$ ,  $q$ )

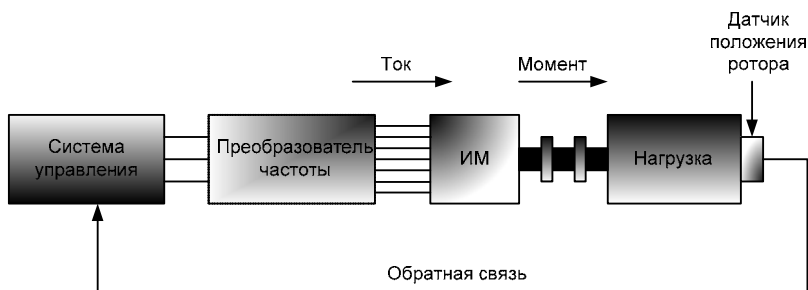


Рис.5.1. Структурная схема ВВП

В ее состав входят индукторная машина (ИМ), преобразователь частоты, система управления и датчик положения ротора (ДПР). Функциональное назначение этих элементов ВВП очевидно: преобразователь частоты обеспечивает питание фаз ИМ однополярными импульсами напряжения прямоугольной формы; ИМ осуществляет электромеханическое преобразование энергии, а система управления в соответствии с заложенным в нее алгоритмом и сигналами обратной связи, поступающими от датчика положения ротора, управляет данным процессом.

По своей структуре ВВП ничем не отличается от классической системы регулируемого электропривода. Именно поэтому он и обладает всеми ее свойствами. Однако в отличие от регулируемого электропривода, например с асинхронным двигателем, ИМ в ВВП не является самодостаточной. Это означает, что она принципиально не способна работать без преобразователя частоты и системы управления.

*Преобразователь частоты и система управления являются неотъемлемыми частями ИМ, необходимыми для осуществления электромеханического преобразования энергии.*

Это дает право утверждать, что совокупность структурных элементов, представленных на рис.5.1, является не только системой регулируемого электропривода, но и электромеханическим преобразователем энергии.

## 5.2. Особенности конструкции индукторной машины

ИМ, входящая в состав ВВП, может иметь различные конструктивные исполнения. На рис.5.2 в качестве примера приведено поперечное сечение 4- фазной ИМ конфигурации 8/6. При обозначении конфигурации ИМ первая цифра указывает число пар полюсов статора, вторая — ротора.

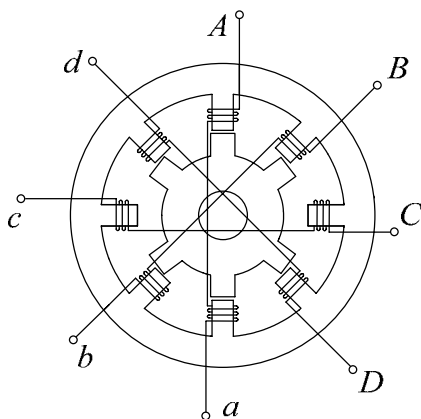


Рис.5.2. Поперечное сечение 4- фазной ИМ конфигурации 8/6

Анализ рис.5.2 показывает, что ИМ имеет следующие конструктивные особенности:

- сердечники статора и ротора имеют явнополюсную структуру;
- число пар полюсов относительно невелико, при этом число полюсов статора больше числа полюсов ротора;
- сердечники статора и ротора выполняются шихтованными;
- обмотка статора сосредоточенная катушечная. Она может быть одно- или многофазной;
- фаза ИМ, как правило, состоит из двух катушек, расположенных на диаметрально противоположных полюсах статора. Известны ИМ с удвоенным числом полюсов статора и ротора. Такие электрические машины в 4- фазном исполнении имеют конфигурацию 16/12. Фаза такой ИМ состоит из двух пар катушек, которые располагаются на полюсах статора таким образом, что их оси ортогональны;
- катушки фазы могут быть соединены в электрическом отношении параллельно или последовательно, в магнитном — согласно или встречно;
- обмотка на роторе ИМ отсутствует.

На рис.5.3 приведены ИД различной конфигурации.

Конструктивно ИМ, преобразователь частоты и система управления в ВИП могут быть выполнены отдельно. При этом в процессе работы они могут находиться на достаточно большом расстоянии.

При интегральном исполнении преобразователя частоты и ИМ в ВИП оно оказывается более выгодным по сравнению с частотно-управляемым асинхронным приводом (рис.5.4). Дело в том, что в отличие от асинхронной, фазы индукторной машины электрически не связаны между собой. Таким образом, если для соединения 3- фазного асинхронного двигателя с преобразователем частоты требуется три

провода, то для 3- фазной индукторной машины – шесть. Очевидно, что увеличение числа фаз ведет к увеличению числа соединительных проводов.

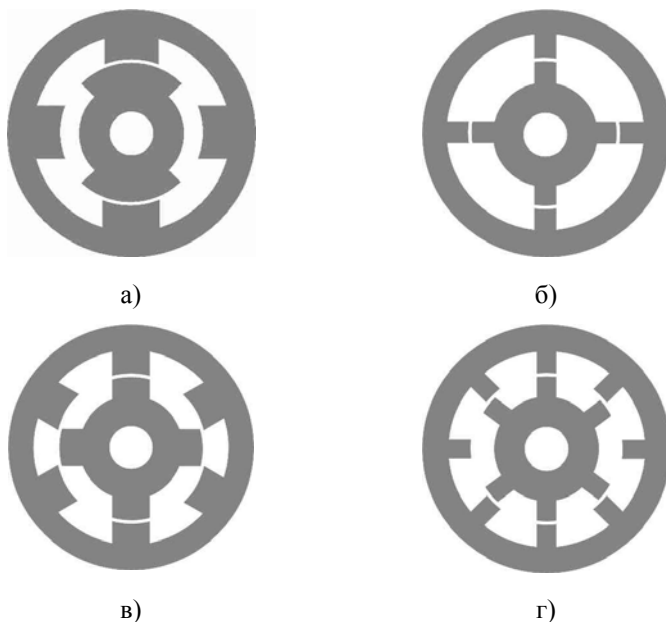


Рис.5.3. Различные конфигурации ИМ: а— однофазная ИМ конфигурации 2/2; б— двухфазная ИМ конфигурации 4/4; в— трехфазная ИМ конфигурации 6/4; г— четырехфазная ИМ конфигурации 8/6

Следовательно, *интегральное исполнение ВИД позволяет существенно снизить расход соединения проводов или кабелей.*

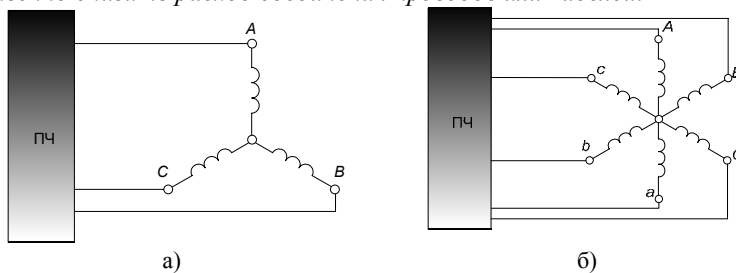


Рис.5.4. Схема соединения электрической машины и преобразователя частоты: а— в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе; б— в ВИП

### 5.3. Принцип действия ВИП

Принцип действия ВИД основан на свойстве ферромагнитных тел ориентироваться во внешнем магнитном поле таким образом, чтобы пронизывающий их магнитный поток принимал максимальное значение.

Рассмотрим принцип действия ВИД на примере 4 - фазного двигателя конфигурации 8/6. На рис.5.5,а показано рассогласованное взаимное положение сердечников статора и ротора для фазы *A* этого двигателя.

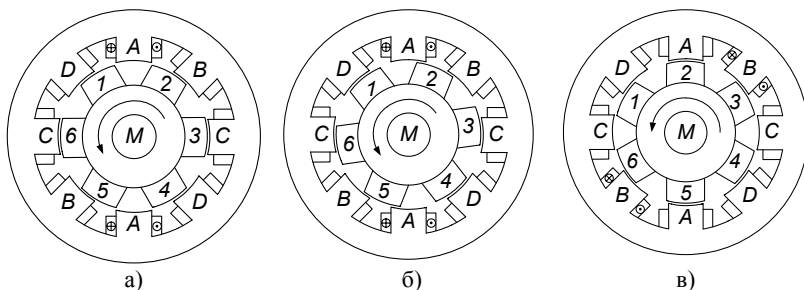


Рис.5.5. К пояснению принципа действия ВИД:

- а — рассогласованное положение сердечников для фазы *A*;
- б — промежуточное положение сердечников для фазы *A*;
- в — согласованное положение сердечников для фазы *A*

Рассогласованным положением сердечников статора и ротора для некоторой фазы ВИД называется такое положение, при котором ось этой фазы совпадает с одной из осей *q* ротора, то есть зубцы фазы располагаются строго напротив пазов ротора. Это положение характеризуется минимальным значением индуктивности фазы и магнитного потока, сцепленного с ней, что объясняется максимальным значением магнитного сопротивления воздушного зазора между сердечниками. В теории ВИП рассогласованное положение одной из фаз принимается за начало отсчета углового положения сердечников статора и ротора. В рамках данного пособия за начало отсчета примем рассогласованное положение фазы *A*.

Предположим, что в рассогласованном положении по сигналу системы управления произойдет коммутация ключей преобразователя частоты и к фазе *A* будет приложено постоянное напряжение  $U_A$ , тогда по катушкам фазы потечет ток  $I_A$ , который создаст МДС  $F_A$ . Эта МДС, в свою очередь, возбудит в машине магнитное поле.

В магнитном поле фазы  $A$  ротор будет стремиться ориентироваться в нем таким образом, чтобы магнитный поток, пронизывающий его, принял максимальное значение. При этом на сердечнике статора и ротора будут действовать одинаковые по значению и обратные по направлению пондеромоторные силы (ПС) тяжения. Очевидно, что силы, действующие на 1-й и 4-й зубцы ротора, будут стремиться повернуть его по часовой стрелке, а силы, действующие на 2-й и 5-й зубцы, — против часовой стрелки. В силу того, что ротор в данном положении симметричен относительно оси возбужденной фазы, равнодействующая тангенциальной составляющей этих сил будет равна нулю. Таким образом, в рассогласованном положении ИД не развивает вращающего момента.

Рассогласованное положение представляет собой точку неустойчивого равновесия. Действительно, если под действием какого-либо внешнего воздействия ротор отклонится от рассогласованного положения в том или ином направлении, то равнодействующая азимутальных составляющих ПС сердечников уже не будет равна нулю, следовательно, возникнет вращающий момент, который будет стремиться повернуть ротор в направлении от рассогласованного положения.

Возьмем другое положение ротора, показанное на рис.5.5,б. Здесь фаза  $A$  имеет большие потокоцепление и индуктивность, чем в рассогласованном положении, что объясняется меньшей величиной воздушного зазора между сердечниками. При этом равнодействующая азимутальных составляющих ПС сердечников отлична от нуля, и созданный ею электромагнитный момент стремится повернуть ротор ИД против часовой стрелки.

Вращение ротора будет продолжаться до тех пор, пока он не займет положение, показанное на рис.5.5,в. Оно называется согласованным положением фазы  $A$ .

Согласованным положением сердечников статора и ротора ИД для какой-либо фазы называется такое положение, при котором ось этой фазы совпадает с одной из осей  $d$  ротора, то есть зубцы фазы располагаются строго напротив полюсов ротора. Согласованное положение характеризуется максимальным значением индуктивности фазы и сцепленного с ней магнитного потока, что объясняется минимальной величиной магнитного сопротивления воздушного зазора между сердечниками.

В согласованном положении ПС притяжения сердечников имеют только радиальные составляющие. В силу чего вращающий момент ВИД в этом положении равен нулю.

Согласованное положение представляет собой точку устойчивого равновесия. Действительно, если под действием какой-либо внешней силы ротор отклонится от согласованного положения в ту или иную

сторону, то возникший электромагнитный момент будет стремиться вернуть его в согласованное положение.

Для обеспечения однонаправленного вращения ротора необходимо еще до наступления согласованного положения фазы *A* осуществить коммутацию ключей преобразователя частоты, в результате которой фаза *A* должна быть отсоединена от источника питания, а фаза, момент которой стремится продолжить вращение ротора в прежнем направлении, подключена к нему. В данном случае это фаза *B*.

Взаимоположение сердечников статора и ротора, близкое к согласованному положению для фазы *A*, является для фазы *B* близким к рассогласованному положению, то есть при подаче на нее напряжения и протекании по ее катушкам тока возникает отличный от нуля вращающий момент, который будет стремиться повернуть ротор против часовой стрелки.

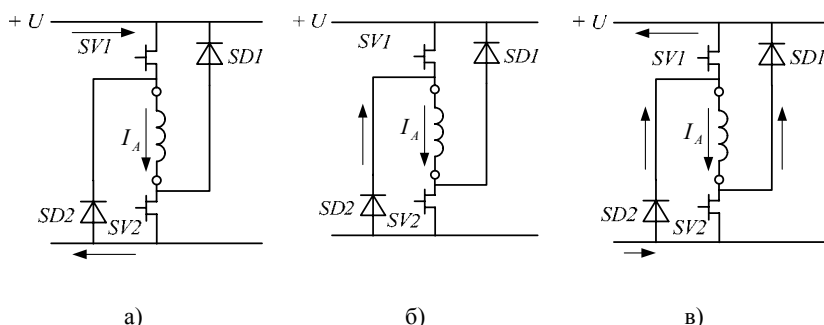


Рис.5.6. Контур замыкания тока в фазе ВИД на интервале коммутации:  
а — ключи *SV1,SV2* замкнуты; б — ключ *SV1* разомкнут, *SV2* замкнут;  
в — ключи *SV1,SV2* разомкнуты, к фазе приложено обратное напряжение

Необходимость коммутации фаз еще до достижения согласованного положения сердечников диктуется желанием получить как можно меньшее значение тока в отключенной фазе при достижении ее согласованного положения. Дело в том, что после отключения фазы накопленная в ней энергия магнитного поля не может исчезнуть мгновенно. Она расходуется на поддержание постоянства потокосцепления фазы, в силу чего в ней возникает ЭДС самоиндукции, ток фазы остается отличным от нуля еще некоторое время после ее коммутации. Он замыкается через встречно включенный диод *VD2*, ключ *SV2* преобразователя частоты и питающую сеть (рис.5.6,б). В конечном итоге ток достигнет нулевого значения (энергия магнитного поля выделится в виде электрических потерь на активных сопротивлениях фазы, встречно включенного диода и ключа). Однако если этот ток будет отличен от нуля в согласованном положении фазы, то при дальнейшем вращении ротора созданное им магнитное поле приведет к возникновению



тормозного момента. В целях более быстрого гашения поля в ВИД после отключения фазы на нее подают напряжение обратной полярности (рис.5.6,в)

Фаза  $B$  будет находиться под напряжением до тех пор, пока ротор не достигнет положения, близкого к согласованному. При достижении этого положения от ДПР в систему управления поступит соответствующий сигнал, обработка которого приведет к выдаче управляющего воздействия на преобразователь частоты и переключению фаз  $B$  и  $C$ . Цикл повторится.

Таким образом, проводя последовательную коммутацию фаз, можно осуществить однонаправленное вращение ротора ВИД. Последовательность коммутации фаз определяется алгоритмом, заложенным в систему управления. Исходными данными для ее работы являются сигналы положения ротора, поступающие от ДПР, что исключает возможность неправильной коммутации фаз.

#### 5.4. Математическое описание $m$ - фазного ИД с независимым управлением фазами

Математические модели ИД существенным образом различаются в зависимости от схемы включения его обмоток. На рис.5.7,а показана принципиальная схема одной фазы силовой части  $m$ - фазного ВИП с независимым управлением фазами. Для уменьшения в 2 раза числа силовых ключей и, как следствие, удешевления преобразователя в управлении шестифазным ВИП может применяться схема включения обмоток с общей точкой (рис.5.7,б).

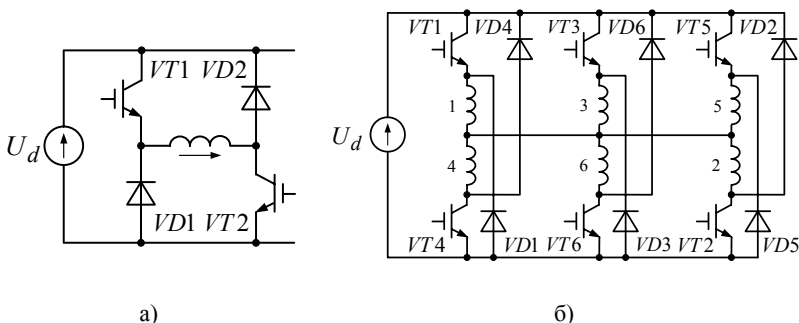


Рис.5.7. Схемы силовой части ВИП: а — одна фаза  $m$ - фазного ВИП с независимым управлением фазами; б — 6- фазного ВИП с общей точкой

Для начала рассмотрим самый простой вариант  $m$  - фазного ИД, каждая фаза которого управляется независимо от других.

Расчет процессов, протекающих в ИД, разобьем на два этапа.

*Этап 1* включает в себя собственно проектирование конструкции ИД и расчет его статических характеристик. На этом этапе выполняется электромагнитный расчет активной части двигателя на основе теории поля, расчет потерь, расчет рабочих характеристик, расчет всех зависимостей, необходимых для выполнения последующего этапа.

*Этап 2* включает в себя расчет динамических характеристик вентильно-индукторного привода. Рассмотрим более подробно 2-й этап моделирования, считая что 1-й этап выполнен и все данные, необходимые для выполнения этапа 2, известны.

Электромагнитный расчет активной части двигателей (этап 1) выполнен при следующем наборе допущений:

- сталь магнитной системы изотропна;
- насыщение всех элементов магнитной системы учитывается с помощью таблично заданной кривой намагничивания для конкретной марки стали;
- рассматривается плоскопараллельная задача расчета поля машины;
- пренебрегаем рассеянием в лобовых частях машины.

Количество элементарных участков разбиения магнитной системы при расчете поля определяется желаемой точностью вычислений (приблизительно 500 участков на один полюс машины).

При составлении уравнений, описывающих динамику двигателя (этап 2), примем следующие допущения:

- 1) потери в стали учитываются на 1-м этапе расчета ИД;
- 2) двигатель обладает электрической и магнитной симметрией;
- 3) ключи преобразователя идеальны: коммутруются мгновенно и не имеют потерь;
- 4) мощность источника питания принимается бесконечно большой в сравнении с мощностью двигателя.

Уравнения, описывающие динамику  $m$  - фазного ИД с независимым управлением фазами в терминах частных производных от потокосцепления, хорошо известны. Они могут быть записаны в следующем виде:

$$U_k = RI_k + \frac{\partial \Psi_k(\Theta_k, I_k)}{\partial \Theta} \omega + \frac{\partial \Psi_k(\Theta_k, I_k)}{\partial I_k} \frac{dI_k}{dt};$$

$$M = \sum_{k=1}^m M_k(\Theta_k, I_k); \quad (5.1)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{Z_r}{J} (M - M_c);$$

$$\frac{d\Theta}{dt} = \omega,$$

где  $k = 1, 2, \dots, m$ ;  $U_k, I_k$  — напряжение и ток  $k$ -й фазы;  $R$  — активное сопротивление фазы;  $\Psi_k(\Theta_k, I_k)$  — потокосцепление  $k$ -й фазы;  $M, M_k(\Theta_k, I_k)$  — электромагнитные моменты, суммарный и создаваемый  $k$ -й фазой;  $M_c$  — момент нагрузки;  $J$  — момент инерции двигателя;  $\omega, \Theta$  — скорость и угловое положение ротора, электрические ( $\Theta_k = \Theta + \Theta_c(k-1)$ ;  $\Theta_c = \frac{2\pi}{m}$  — тактовый угол (электрический

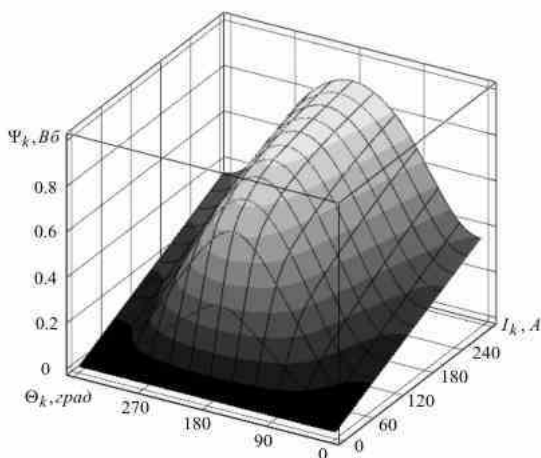
угол поворота ротора за один такт коммутации));  $Z_r$  — число полюсов ротора. Механическая скорость и угловое положение ротора связаны со своими электрическими эквивалентами через число полюсов ротора:

$$\omega_r = \frac{\omega}{Z_r}; \quad \theta_r = \frac{\theta}{Z_r}.$$

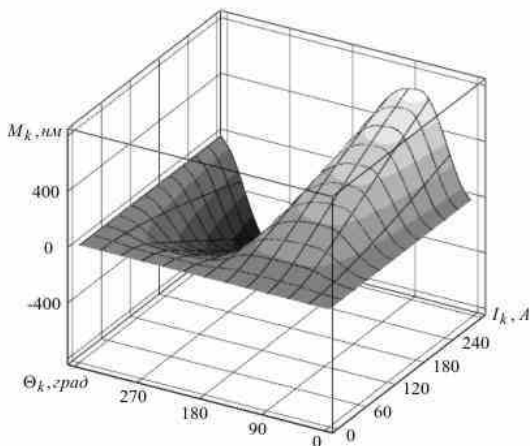
Электромагнитный момент, создаваемый одной фазой, определяется через изменение магнитной энергии системы при малом угловом перемещении по выражению

$$M(\Theta, I) = \frac{\partial}{\partial \Theta} \left( \int_0^I \Psi(\Theta, I) dI \right). \quad (5.2)$$

В качестве такта коммутации принят интервал времени, в пределах которого работает строго определенная комбинация фаз (либо одна фаза). Цикл коммутации — последовательность периодически повторяемых тактов. Предполагаем, что функции  $\Psi_k(\Theta_k, I_k)$  и  $M_k(\Theta_k, I_k)$  получены в результате выполнения 1-го этапа расчета ИД в виде двумерных таблиц их значений. Шаг таблиц по обоим направлениям задается исходя из желаемой точности расчетов. В качестве примера [12] на рис.5.8 приведены трехмерные графики зависимостей потокосцепления и электромагнитного момента фазы 3- фазного ИД. Угловое положение отложено в электрических градусах.



а)



б)

Рис.5.8. Расчетные зависимости потокосцепления (а) и электромагнитного момента (б) фазы 3- фазного ИД

## 5.5. Математическое описание 6- фазного ИД с общей точкой

Для описания электромагнитных процессов составим шесть уравнений электрического равновесия ИД для контуров, образованных соседними (по порядковой нумерации) фазами. За положительное направление токов принимаем направление к общей точке подключения фаз. В матричной форме уравнения могут быть записаны следующим образом:

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} \frac{\partial \Psi_1}{\partial I_1} & -\frac{\partial \Psi_2}{\partial I_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\partial \Psi_2}{\partial I_2} & -\frac{\partial \Psi_3}{\partial I_3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\partial \Psi_3}{\partial I_3} & -\frac{\partial \Psi_4}{\partial I_4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\partial \Psi_4}{\partial I_4} & -\frac{\partial \Psi_5}{\partial I_5} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\partial \Psi_5}{\partial I_5} & -\frac{\partial \Psi_6}{\partial I_6} \\ -\frac{\partial \Psi_1}{\partial I_1} & & 0 & 0 & 0 & \frac{\partial \Psi_6}{\partial I_6} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_6 \end{bmatrix} = \\
& = \begin{bmatrix} -R & R & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R & R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R & R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R & R \\ R & 0 & 0 & 0 & 0 & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_6 \end{bmatrix} + \\
& + \begin{bmatrix} \frac{\partial \Psi_1}{\partial \Theta} & -\frac{\partial \Psi_2}{\partial \Theta} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\partial \Psi_2}{\partial \Theta} & -\frac{\partial \Psi_3}{\partial \Theta} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\partial \Psi_3}{\partial \Theta} & -\frac{\partial \Psi_4}{\partial \Theta} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\partial \Psi_4}{\partial \Theta} & -\frac{\partial \Psi_5}{\partial \Theta} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\partial \Psi_5}{\partial \Theta} & -\frac{\partial \Psi_6}{\partial \Theta} \\ -\frac{\partial \Psi_1}{\partial \Theta} & & 0 & 0 & 0 & \frac{\partial \Psi_6}{\partial \Theta} \end{bmatrix} \omega + \begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{34} \\ U_{45} \\ U_{56} \\ U_{61} \end{bmatrix}, \tag{5.3}
\end{aligned}$$

где  $U_{12}, U_{23}, \dots, U_{61}$  — напряжения между соседними фазами ИД;

$p = \frac{d}{dt}$  — оператор дифференцирования; индексами 1...6 обозначены переменные соответствующих фаз.

В целях упрощения математического описания ИД дополнительно примем следующие допущения:

- 1) одновременно токи могут протекать только в трех фазах двигателя;
- 2) сумма токов, протекающих через три работающие фазы, равна нулю.

При этом за положительное направление токов принимается направление к общей точке фаз, т.е. токи обмоток 1,3,5 верхнего плеча схе-

мы силовой части ВИП являются положительными, а токи обмоток 2,4,6 нижнего плеча — отрицательными.

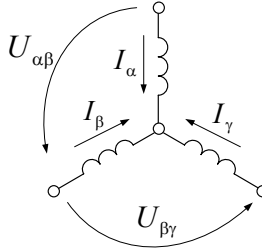


Рис.5.9. Эквивалентная схема 6- фазного ИД в преобразованной системе координат, связанной с проводящими фазами

Эти допущения позволяют перейти к упрощенной эквивалентной схеме питания 6- фазного ИД, представленной на рис.5.9, и соответствующей ей расчетной системе координат  $(\alpha, \beta, \gamma)$ , которая в каждый момент времени привязана к трем проводящим фазам двигателя. Записывая уравнения электрического равновесия и преобразуя их с учетом условия  $I_\alpha + I_\beta + I_\gamma = 0$  к форме Коши, получим систему дифференциальных уравнений 2-го порядка:

$$P \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \Psi_\alpha}{\partial I_\alpha} & -\frac{\partial \Psi_\beta}{\partial I_\beta} \\ \frac{\partial \Psi_\gamma}{\partial I_\gamma} & \frac{\partial \Psi_\beta}{\partial I_\beta} + \frac{\partial \Psi_\gamma}{\partial I_\gamma} \end{bmatrix}^{-1} \times \quad (5.4)$$

$$\times \left( \begin{bmatrix} -R & R \\ -R & -2R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{\partial \Psi_\alpha}{\partial \Theta} - \frac{\partial \Psi_\beta}{\partial \Theta} \\ \frac{\partial \Psi_\beta}{\partial \Theta} - \frac{\partial \Psi_\gamma}{\partial \Theta} \end{bmatrix} \omega + \begin{bmatrix} U_{\alpha\beta} \\ U_{\beta\gamma} \end{bmatrix} \right).$$

Уравнение электромагнитного момента запишется в виде

$$M = M_\alpha(\Theta_\alpha, I_\alpha) + M_\beta(\Theta_\beta, I_\beta) + M_\gamma(\Theta_\gamma, I_\gamma), \quad (5.5)$$

где момент от одной фазы определяется в соответствии с (5.2).

Уравнения (5.4), (5.5), дополненные дифференциальными уравнениями для скорости и углового положения ротора, составляют систему уравнений, описывающих динамические процессы 6- фазного ВИП с общей точкой включения фаз.

## 6. Силовые преобразователи, широко применяемые в электроприводе переменного тока

Рассмотрены схемы и некоторые особенности работы полупроводниковых преобразователей энергии, наиболее часто применяемых в современных низковольтных электроприводах переменного тока. Среди них непосредственные преобразователи частоты (НПЧ) с естественной и принудительной коммутацией, двухзвенные преобразователи частоты (ПЧ) с управляемым выпрямителем и автономным инвертором напряжения (тока), двухзвенные ПЧ на основе неуправляемого выпрямителя и автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), двухзвенные ПЧ с рекуперативным ШИМ - выпрямителем (активным фильтром) и автономным ШИМ - инвертором.

### 6.1. Непосредственные преобразователи частоты

В данном классе преобразователей различают НПЧ с естественной и принудительной коммутацией.

НПЧ с естественной коммутацией (циклоконверторы) представляют собой комплекс действующих реверсивных тиристорных преобразователей, выполненных по различным схемам: нулевым или мостовым, мало- или многоимпульсным, встречно-параллельным или перекрестным, с совместным или отдельным управлением. Пример выполнения силовой схемы тиристорного НПЧ представлен на рис.6.1.

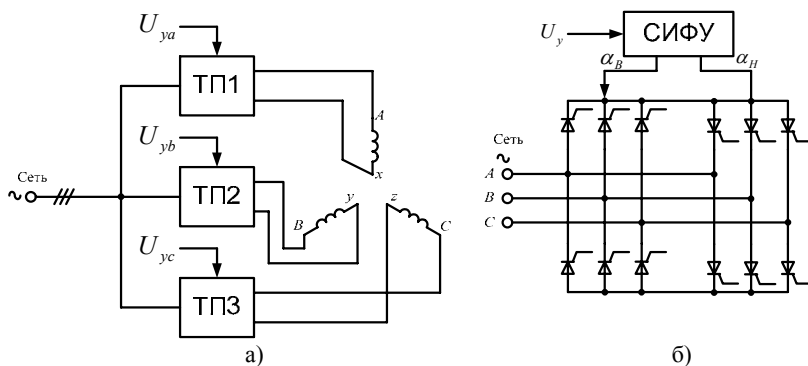


Рис.6.1. НПЧ с естественной коммутацией: а — структурная схема силовой части НПЧ; б) — структурная схема мостового ТП

Основные достоинства НПЧ с естественной коммутацией [38]:

- относительно высокий КПД, достигаемый благодаря однократному преобразованию электрической энергии;
  - возможность двухстороннего обмена между питающей сетью и двигателем, что обеспечивает как двигательные, так и тормозные режимы ЭП с рекуперацией энергии в сеть;
  - использование устройств с естественной коммутацией (тиристоров), более надежных, экономичных и обладающих большей перегрузочной способностью в сравнении с устройствами принудительной коммутации;
  - возможность получения сколь угодно низких частот выходного напряжения преобразователя и обеспечения равномерного вращения двигателя на малых скоростях;
  - практически неограниченная мощность НПЧ;
  - возможность конструирования НПЧ по блочно-модульному принципу, обеспечивающему удобство эксплуатации и резервирования.
- Основные недостатки данных НПЧ:
- ограничение максимальных значений выходной частоты на уровне порядка  $1/3 \dots 2/3$  от частоты питающей сети;
  - наличие субгармоник и постоянных составляющих выходного напряжения и тока при неблагоприятных соотношениях частот на входе и выходе ПЧ;
  - низкий коэффициент мощности, несинусоидальность и модуляция входных токов ПЧ. Невысокие показатели электромагнитной совместимости с питающей сетью;
  - сложность (многоэлементность) силовых цепей и цепей управления, что оправдывается лишь на больших мощностях.

Такие НПЧ преимущественно применяются в тихоходных синхронных и асинхронных электроприводах средней и большой мощности.

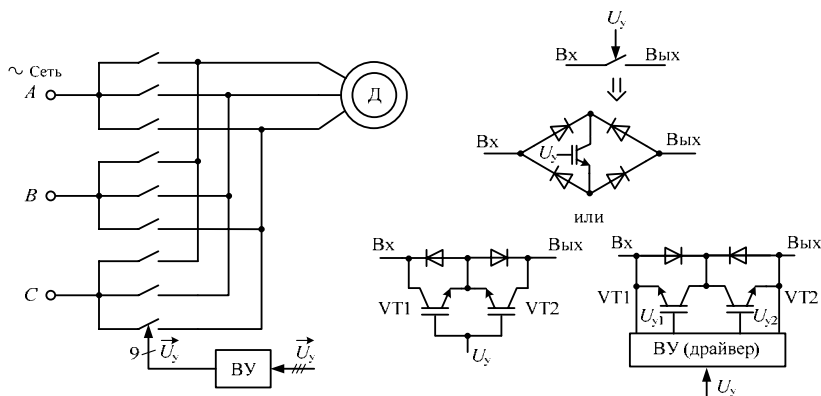


Рис.6.2. Примеры силовой части ПНЧ с принудительной коммутацией



НПЧ с принудительной коммутацией (матричные) реализуются на полностью управляемых ключах – транзисторах или запираемых тиристорах. Они в значительной степени лишены указанных недостатков НПЧ с естественной коммутацией. Управление осуществляется на основе ШИМ. Примеры реализации силовых схем таких НПЧ представлены на рис.6.2.

Из рисунка видно, что любая фаза сети может быть непосредственно подключена к любой фазе двигателя.

## **6.2. Двухзвенные ПЧ с промежуточным звеном постоянного тока**

Основными звеньями данных ПЧ являются выпрямитель с фильтром и инвертор.

Достоинства двухзвенных ПЧ со звеном постоянного тока:

- возможность получения на выходе ПЧ широкого диапазона частот, независимого от частоты питающей сети и полностью покрывающего потребности приводов различного назначения, в том числе высокоскоростных, среднескоростных и тихоходных, прецизионных приводов с широким и сверхшироким диапазоном регулирования скорости;
- возможность использования относительно простых силовых схем и систем управления ПЧ для приводов с невысокими требованиями в части диапазона регулирования, быстродействия и других показателей;
- возможность наращивания сложности силовой части и системы управления ПЧ соразмерно уровню повышения требований к приводу без чрезмерной избыточности системы;
- возможность реализации в сравнительно малоэлементной структуре ПЧ разнообразных алгоритмов управления, удовлетворяющих требованиям, предъявляемым к ЭП различного назначения;
- легкость трансформации ПЧ для работы в установках с питанием электрооборудования от автономных источников либо локальной сети постоянного тока.

Основные недостатки двухзвенных ПЧ со звеном постоянного тока:

- двухкратное преобразование энергии, что увеличивает потери энергии, ухудшает массогабаритные показатели преобразователя;
- наличие в звене постоянного тока силового фильтра, содержащего батарею конденсаторов значительной емкости (в схемах с АИН) либо реактор со значительной индуктивностью (в схемах с АИТ). При-

водит к ухудшению массогабаритных показателей, а наличие электролитических конденсаторов – к снижению надежности.

Широкое применение нашли следующие виды ПЧ:

- двухзвенный ПЧ с автономным инвертором напряжения (АИН) (рис.6.3);
- двухзвенный ПЧ с автономным инвертором тока (АИТ) (рис.6.4);
- двухзвенный ПЧ с неуправляемым выпрямителем и автономным инвертором с ШИМ- управлением (рис.6.5);
- двухзвенные ПЧ с рекуперативным (активным) выпрямителем и автономным инвертором с ШИМ- управлением (рис.6.7, 6.8).

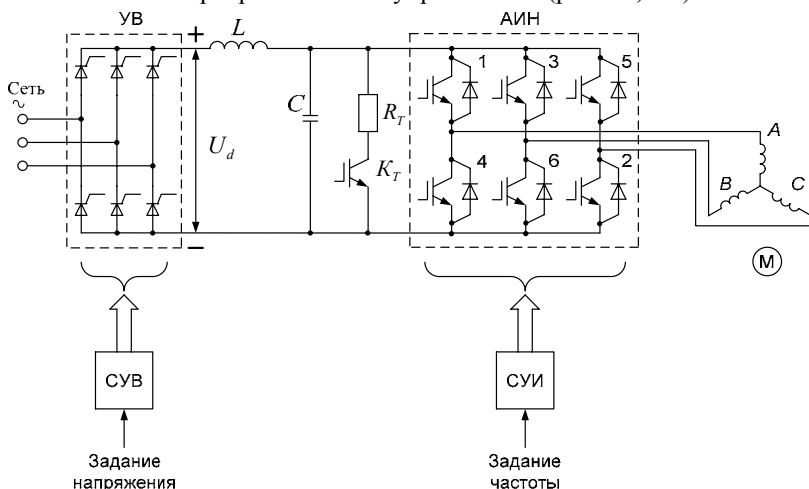


Рис. 6.3а. Структура преобразователя частоты со звеном постоянного тока и управляемым выпрямителем

Преобразователь частоты, работающий на статорную обмотку асинхронного двигателя, показан на рис.6.3а. Он включает в себя автономный инвертор напряжения (АИН) с системой управления инвертора (СУИ) и управляемый выпрямитель (УВ). На выходе выпрямителя предусмотрен LC- фильтр, предназначенный для сглаживания выпрямленного напряжения  $U_d$ . В тормозном резисторе  $R_T$ , который включается тормозным прерывателем  $K_T$  при переходе двигателя в тормозной режим, рассеивается энергия торможения. В промышленных установках управляемый выпрямитель питается от сети переменного тока промышленной частоты 50 Гц. Управляющим воздействием для него является сигнал задания напряжения на входе системы управления выпрямителем (СУВ).

Наиболее распространенной схемой силовой части инвертора является трехфазная мостовая схема (см. рис.6.3а), состоящая из шести управляемых ключей, обозначенных на рисунке цифрами 1...6. Эти ключи должны обладать двухсторонней проводимостью. В настоящее время они обычно выполняются на транзисторах, обеспечивающих протекание тока в прямом направлении от плюса напряжения  $U_d$  к минусу. Обратная проводимость обеспечивается включенными параллельно транзисторам диодами обратного тока. С их помощью создается цепь для протекания обратного тока в процессе коммутации транзисторов и в тормозном режиме двигателя.

Управление частотой  $\omega_{0эл}$  на выходе преобразователя осуществляется путем воздействия на систему управления инвертора, в которой сигнал задания частоты преобразуется в длительность сигналов управления, подаваемых на транзисторы инвертора в соответствии с установленным алгоритмом. Значение амплитуды напряжения переменного тока на выходе инвертора определяется значением выпрямительного напряжения  $U_d$ , из которого формируется выходное напряжение преобразователя. Оно задается сигналом на входе системы управления выпрямителем.

Диаграмма состояния ключей инвертора при угловой длительности замкнутого состояния ключей (открытого состояния транзисторов, работающих в ключевом режиме), равной  $\pi$ , представлена на рис.6.3б.

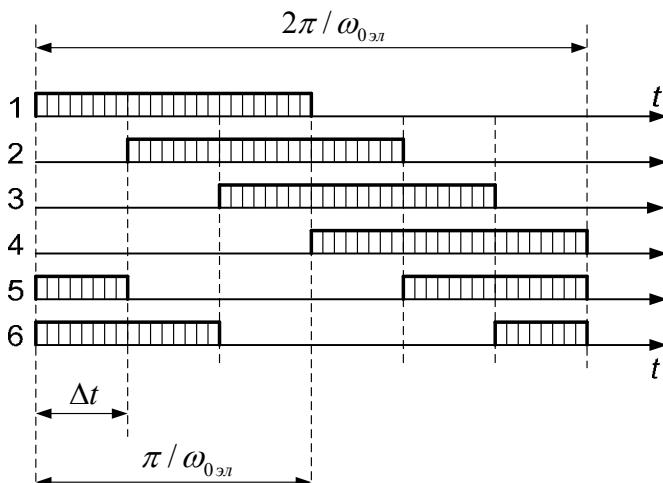


Рис.6.3б. Диаграмма состояния ключей инвертора

В каждый данный момент времени замкнуты три ключа. Состояние ключей изменяется через каждую шестую часть периода, длительность которой в единицах времени  $\Delta t$  определяется заданным значением частоты на выходе инвертора как  $\Delta t = \pi / (3\omega_{0\text{эл}})$ . Таким образом, изменение сигнала задания частоты на входе системы управления инвертором приводит к изменению этой длительности, т. е. изменению частоты  $\omega_{0\text{эл}}$  напряжения на выходе. Последовательность замыкания ключей 1-2-3-4-5-6 (см. рис.6.3б) соответствует определенному направлению вращения двигателя. Для его изменения эта последовательность должна быть изменена на обратную. Из диаграммы очевидно, что существует шесть ненулевых состояний ключей, при которых всегда замкнуты два четных и один нечетный или один четный и два нечетных ключа. Кроме них могут еще использоваться два нулевых состояния, при которых замкнуты ключи 1-3-5 или 2-4-6 и все три фазы статора замкнуты на положительный или отрицательный зажим выпрямителя, что соответствует нулю напряжения на нагрузке.

На рис.6.3в показаны фазные напряжения  $U_{sA}, U_{sB}, U_{sC}$ , а также приведено одно из линейных напряжений  $U_{AB}$ , определенное как  $U_{AB} = U_{sA} - U_{sB}$ . Поскольку выходное напряжение преобразователя формируется из напряжения  $U_d$  на выходе выпрямителя, изменение  $U_d$  в результате изменения сигнала задания на входе системы управления выпрямителем приводит к пропорциональному изменению напряжения на выходе преобразователя частоты.

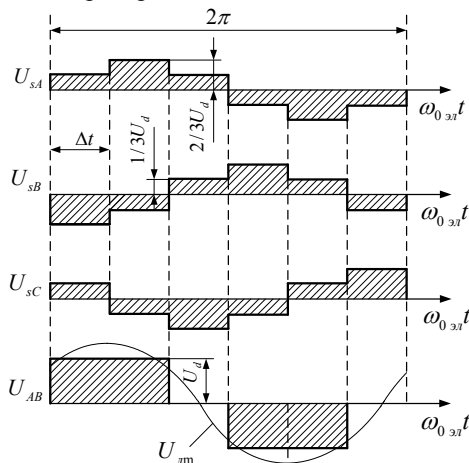


Рис.6.3в. Форма напряжений на выходе инвертора

Показанное на рис.6.3в линейное напряжение может быть представлено в виде суммы гармонических составляющих, не содержащих гармоник, кратных двум или трем:

$$U_{AB}(v) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d \left( \sin v' - \frac{1}{5} \sin 5v' - \frac{1}{7} \sin 7v' + \frac{1}{11} \sin 11v' + \dots \right);$$

$$v = \omega_{0эл} t; v' = \omega_{0эл} t + \pi/6.$$

Первая гармоника линейного напряжения  $U_{л1} = f(\omega_{0эл} t)$  (см. рис.6.3в) имеет амплитуду, равную  $U_{л1} \approx (1,1)U_d$ . Амплитуда первой гармоники напряжения фазы  $U_{ф1} \approx (0,637)U_d$ .

Если бы автономный инвертор питался от источника постоянного напряжения (выпрямителя), обладающего двухсторонней проводимостью, то при уменьшении частоты на выходе преобразователя или при увеличении скорости двигателя до значения, большего скорости идеального холостого хода в результате действия активного момента на валу, двигатель переходил бы в режим рекуперативного торможения. Если выпрямитель выполняется как неререверсивный, то он не пропускает поток мощности от двигателя в сеть. Поэтому для обеспечения режима торможения в схеме предусмотрен тормозной резистор  $R_T$  (см. рис. 6.3а). При возникновении условий для тормозного режима двигателя электронный ключ  $K_T$  замыкается и энергия торможения рассеивается в тормозном резисторе.

На рис.6.4а изображена структура двухзвенного преобразователя частоты с управляемым выпрямителем и автономным инвертором тока (АИТ). Принципиальное отличие его от ПЧ с АИН состоит в том, что инвертор получает питание от источника тока, а не от источника напряжения. В качестве такого источника используется управляемый выпрямитель (УВ) с системой управления выпрямителем (СУВ), которому придаются свойства источника тока путем создания контура регулирования выпрямленного тока  $I_d$  с помощью регулятора тока РТ.

Выходной ток АИТ формируется из  $I_d$  путем переключения ключей инвертора. Частота выходного тока АИТ задается на входе его системы управления (СУИ). Дроссель  $L$  сглаживает пульсации выпрямленного тока. На рис.6.4,б изображены временные диаграммы фазных токов нагрузки при условии постоянства тока  $I_d$  и показаны ключи АИТ, находящиеся в открытом состоянии на каждом интервале его работы. Режим частотного управления скоростью асинхронного двигателя

ля при питании его от АИТ иногда называют термином *частотно-токовое управление* [5].

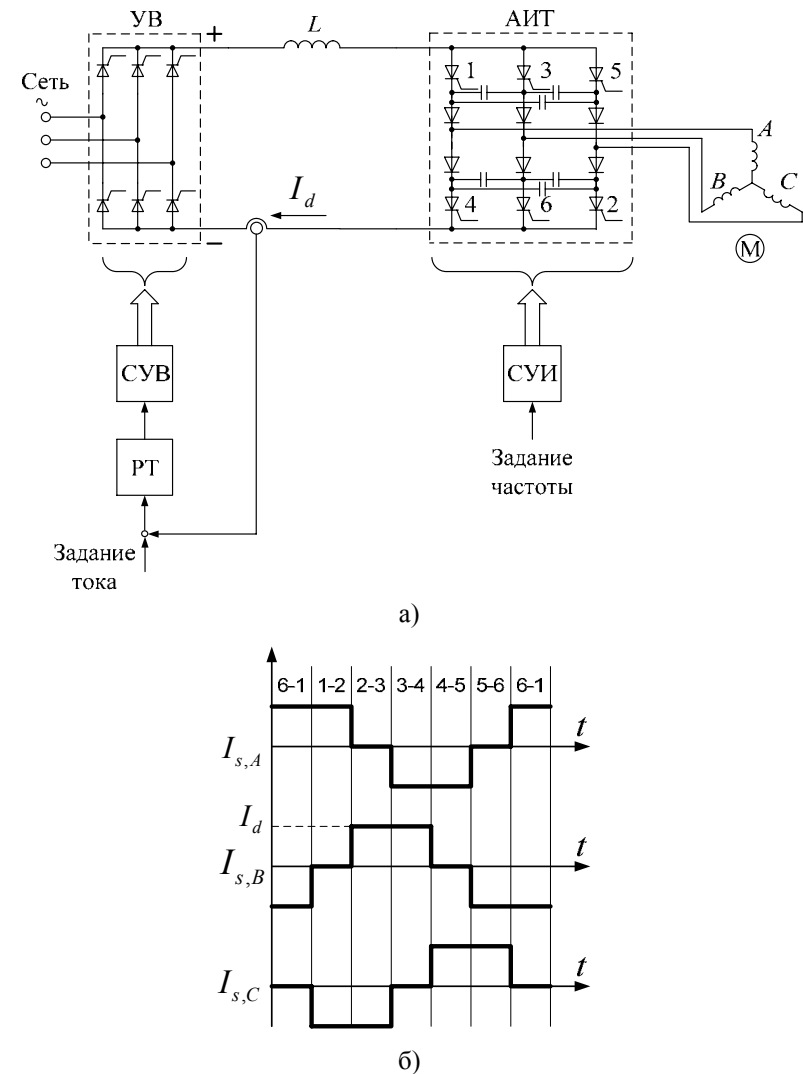


Рис.6.4 Структура (а) и диаграммы работы (б) преобразователя частоты с управляемым выпрямителем и автономным инвертором тока

Рассмотренные выше двухзвенные ПЧ относятся к более ранним этапам развития электропривода переменного тока. К основным их недостаткам относят следующее:

- несинусоидальность выходного тока и неравномерность вращения двигателя на малых частотах, что ограничивает диапазон регулирования скорости;
- ограничение быстродействия, связанное с наличием силового фильтра в канале регулирования амплитуды выходного напряжения (тока);
- несинусоидальность тока, потребляемого из сети и низкий "сетевой" коэффициент мощности, что обусловлено свойствами управляемого выпрямителя с естественной коммутацией и импульсно-фазовым управлением.

Если автономный инвертор выполнен на тиристорах, то его схема должна содержать устройства принудительной коммутации: коммутирующие конденсаторы и отсекающие диоды. Последние снижают возможность возникновения колебаний в цепи *инвертор — двигатель* из-за наличия RLC-цепей и позволяют уменьшить емкость коммутирующих конденсаторов. ДПЧ с АИТ — рекуперативный вследствие возможности перехода УВ в инверторный режим работы, ДПЧ с АИН — нет, но может быть сделан рекуперативным, если вместо нереверсивного тиристорного преобразователя на входе использовать реверсивный тиристорный преобразователь.

### **6.3. Двухзвенный ПЧ с неуправляемым выпрямителем и автономным инвертором напряжения**

Наиболее распространенным в настоящее время типом ПЧ с ШИМ является преобразователь с неуправляемым выпрямителем в звене постоянного тока и автономным инвертором напряжения. Схема силовой части такого ПЧ изображена на рис.6.5. На инвертор возложена функция регулирования не только частоты, но и амплитуды основной гармоники выходного напряжения ПЧ при постоянстве напряжения в звене постоянного тока. Переход к широтно-импульсному способу формирования выходного напряжения существенно изменил свойства ПЧ:

- форма выходного тока существенно приблизилась к синусоидальной, улучшилась равномерность вращения, расширился диапазон регулирования скорости (ограничения по диапазону регулирования скорости со стороны способа формирования напряжения очень малы);
- значительно повысилось быстродействие электропривода, т.к. силовой фильтр фактически исключен из каналов регулирования выходного напряжения ПЧ;
- существенно улучшился коэффициент мощности ПЧ как потребителя энергии.

Однако в этих видах ПЧ остался нерешенным вопрос рекуперации энергии в сеть и недостаточно полно проработаны вопросы качества

энергопотребления и электромагнитной совместимости. Внешние рекуператоры, подключаемые к звену постоянного тока в качестве дополнительных устройств и осуществляющие отвод энергии в сеть при превышении напряжения звена определенного порога, в полной мере не решают вопросы качества отводимой энергии.

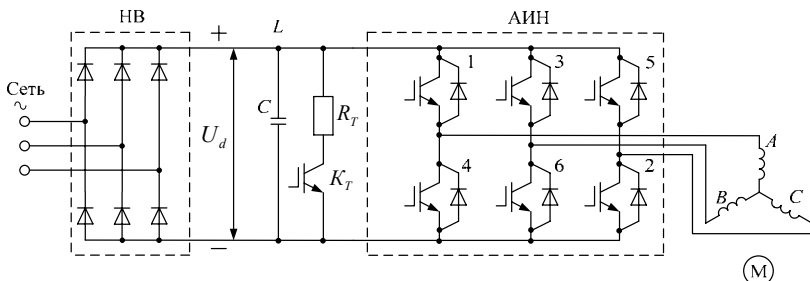


Рис.6.5. Структура силовой части преобразователя частоты с ШИМ

Принцип формирования ШИМ показан на примере процессов, происходящих в одной фазе инвертора (рис.6.6) в предположении, что точкой нулевого потенциала является средняя точка звена постоянного напряжения. На рисунке приняты следующие обозначения:  $U^*$  — сигнал управления инвертором (в данном случае — синусоидальный);  $U_{on}$  — опорное напряжение;  $f_1^*$ ,  $f_2^*$  — сигналы управления верхним и нижним ключом фазы инвертора. Если амплитуда  $U^*$  не превышает значения  $U_{onm}$ , то первая гармоника напряжения на выходе инвертора в определенном масштабе повторяет управляющий сигнал.

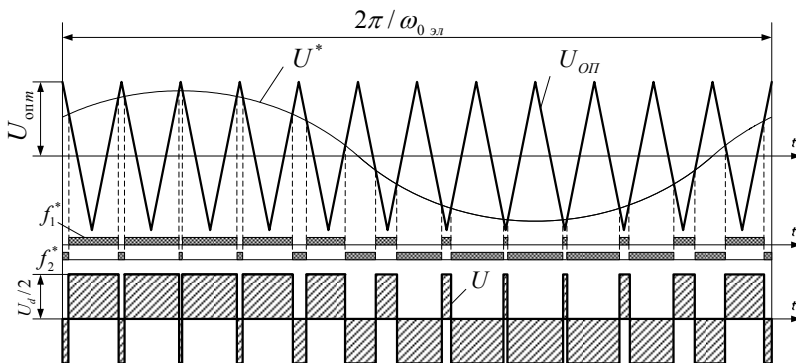


Рис.6.6. Принцип широтно-импульсной модуляции на примере однофазного инвертора



Изменение его частоты приводит к изменению частоты на выходе инвертора. Изменение амплитуды управляющего сигнала при неизменной частоте будет приводить к изменению соотношения длительностей положительных и отрицательных импульсов напряжения на выходе, т.е. к изменению амплитуды его первой гармоники. При высокой частоте ШИМ и активно-индуктивной нагрузке, какой является обмотка статора, ток нагрузки оказывается практически синусоидальным.

Однако надо учитывать и ряд отрицательных эффектов, связанных с повышением частоты ШИМ, а именно наличие электромагнитных помех, воздействующих на другие электротехнические и радиотехнические устройства, и возникновение перенапряжений в цепи нагрузки, что опасно для изоляции обмоток двигателя.

#### 6.4. Двухзвенный ПЧ с рекуперативным выпрямителем и автономным инвертором

Структура двухзвенного преобразователя частоты с рекуперативным выпрямителем напряжения (называется также активным выпрямителем и активным фильтром) и автономным инвертором напряжения изображена на рис.6.7. Рекуперативный выпрямитель (РВН) и автономный инвертор напряжения выполняются на полностью управляемых ключах (транзисторах или запираемых тиристорах), по полностью идентичным схемам и работают в режиме ШИМ. РВН представляет собой обращенный АИН.

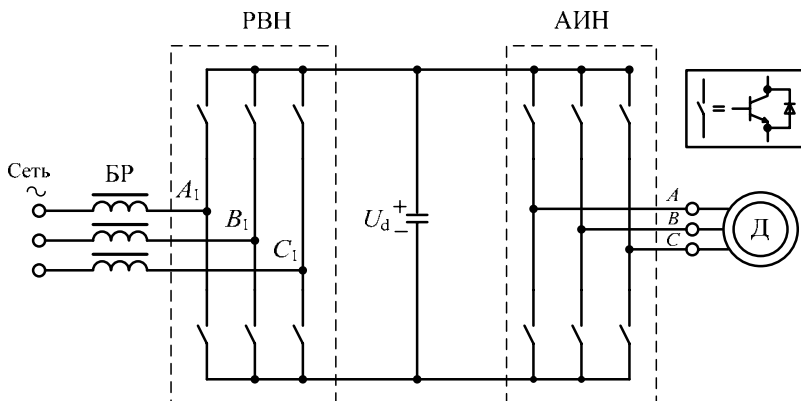


Рис.6.7. Двухзвенные ПЧ с рекуперативным (активным) выпрямителем и автономным инвертором напряжения

Наличие РВН обеспечивает:

- свободный двусторонний обмен энергией между сетью и двигателем с высокими параметрами качества энергии;

- потребление из сети практически синусоидального тока. Высокочастотная составляющая входного тока фильтруется буферными реакторами;
- возможность регулирования в широких пределах коэффициента мощности ПЧ. Фаза вектора входного тока может опережать фазу вектора сетевого напряжения, отставать от нее или быть равной ей. Последнее соответствует единичному коэффициенту мощности.

Аналогичные результаты обеспечивает применение рекуперативных выпрямителей в двухзвенных ПЧ с автономными инверторами тока (рис.6.8).

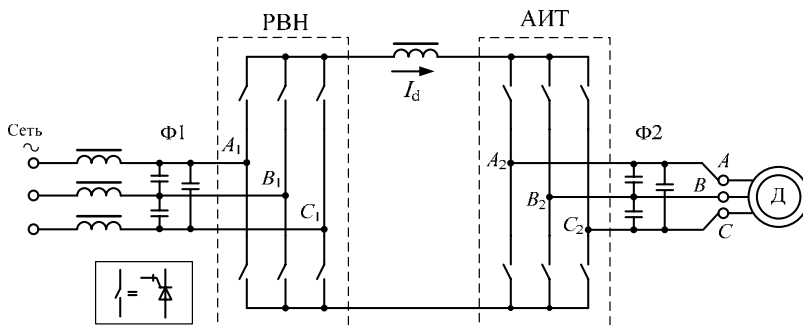


Рис.6.8. Двухзвенные ПЧ с рекуперативным (активным) выпрямителем и автономным инвертором тока

## 7. Широтно-импульсная модуляция сигналов управления автономным инвертором напряжения

Рассмотрим способы формирования сигналов управления ключами автономного инвертора напряжения на основе широтно-импульсной модуляции. Известны следующие основные способы формирования ШИМ:

- 1) традиционный способ на основе сравнения сигналов управления с некоторым опорным сигналом [38];
- 2) векторный способ модуляции [2, 3, 29];
- 3) релейно-векторное формирование ШИМ в замкнутом контуре слежения за мгновенными значениями токовых ошибок (без принудительной модуляции) [14, 33, 1].

### 7.1. ШИМ на основе сравнения сигналов управления с опорным сигналом

Структурная схема формирования ШИМ на основе сравнения сигналов для трехфазного инвертора напряжения изображена на рис.7.1.

Модулятор содержит генератор опорного сигнала несущей частоты ШИМ, сумматоры, нуль-органы ( $HO_a, HO_b, HO_c$ ) и формирователи дискретных сигналов. В функции формирователей дискретных сигналов входит распределение импульсов управления между ключами и формирование задержек переключения ключей в целях исключения сквозных токов. При синусоидальной форме входных сигналов задания на выходе инвертора формируются напряжения, эквивалентные (усредненные на периоде модуляции) значения которых изменяются по синусоидальному закону.

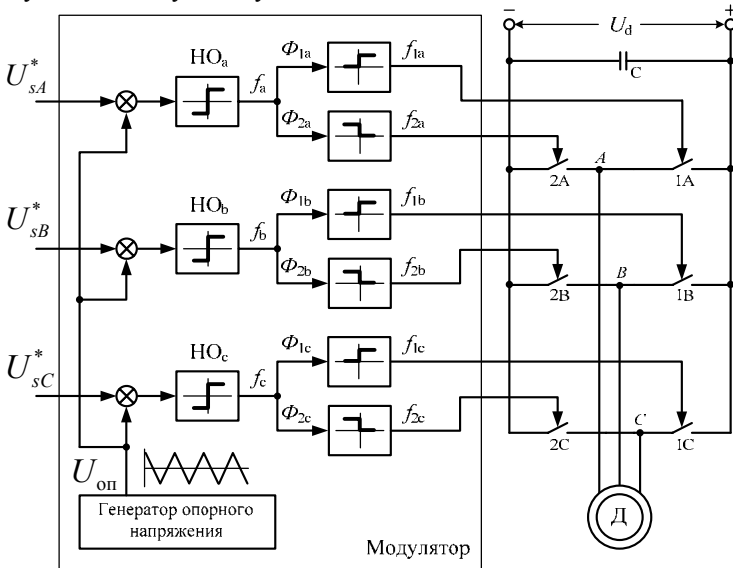


Рис.7.1. Схема формирования ШИМ методом сравнения задающих и опорных сигналов

Структурная схема на рис.7.1 хорошо адаптирована для реализации в аналоговых системах управления, где первоначально и получила распространение. В цифровых системах управления возможна и альтернативная реализация алгоритмов ШИМ, не требующая воспроизведения опорного сигнала.

На рис.7.2 показано, как формируется трехфазное напряжение на фазах нагрузки, соединенной в звезду. На рисунке заштрихованными горизонтальными линиями отмечены состояния сигналов  $f_{1a}, f_{2a}, f_{1b}, f_{2b}, f_{1c}, f_{2c}$ , а следовательно, и замкнутые состояния ключей 1a, 2a, 1b, 2b, 1c, 2c. Фазные напряжения на выходе могут принимать пять разных значений:

$$+ (2/3)U_d; + (1/3)U_d; 0; - (1/3)U_d; - (2/3)U_d.$$

Линейное напряжение между фазами  $A$  и  $B$  определено как  $U_{sAB} = U_{sA} - U_{sB}$ . Можно отметить, что алгоритм работы рассматриваемой схемы исключает возможность одновременного замыкания обоих ключей одного плеча моста.

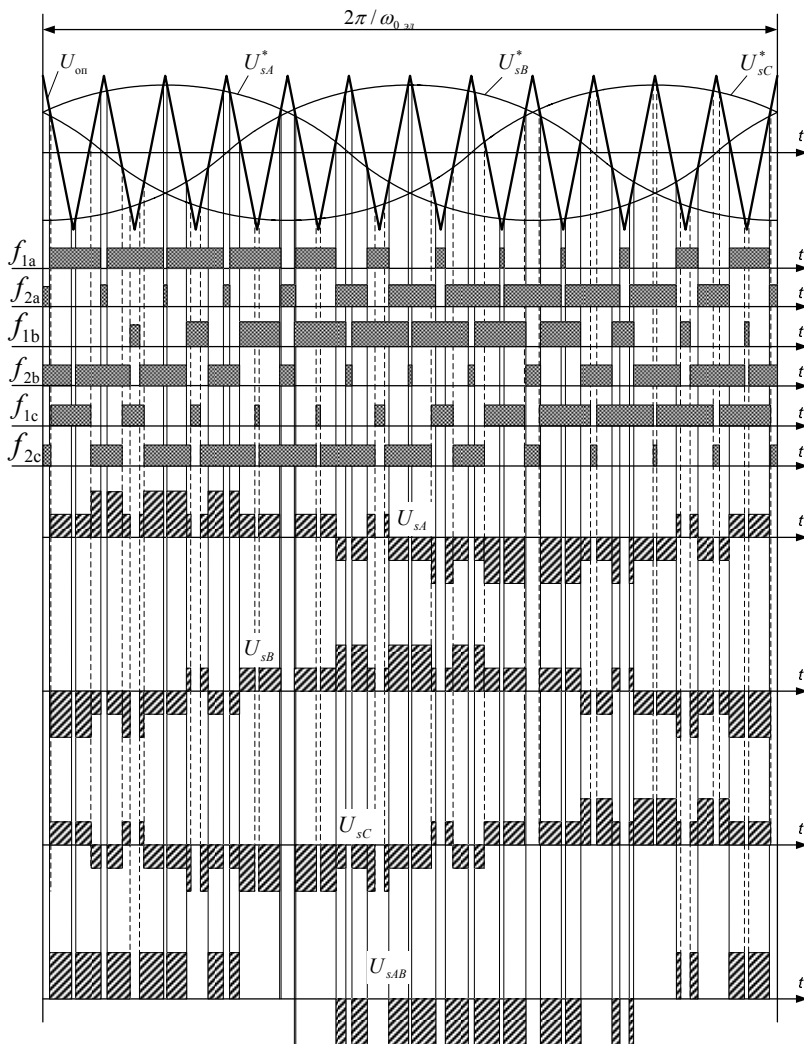


Рис.7.2. Формирование напряжения на выходе трехфазного инвертора

Основным недостатком синусоидальной ШИМ, формируемой методом сравнения, является невысокий коэффициент использования напряжения питания. Он определяется соотношением

$$U_{\text{лм}} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_d,$$

где  $U_{\text{лм}}$  — максимальное значение амплитуды линейного выходного напряжения инвертора. Реальное значение выходного напряжения инвертора будет еще ниже из-за ограничения минимальной величины импульсов управления инвертором.

С целью повысить коэффициент использования напряжения применяются так называемые модифицированные ШИМ, отличающиеся от базовой синусоидальной ШИМ наличием блока предварительной модуляции (предмодуляции). В состав этого блока (рис.7.3) входят генератор сигнала предмодуляции и три сумматора этого сигнала с задающими воздействиями на входах системы управления. Одним из эффективных и вместе с тем относительно несложных в реализации способов предмодуляции является предмодуляция путем введения третьей гармоники в сигналы задания с амплитудой

$$U_{\text{nm}} = \frac{1}{6} U'_{\text{zm}}.$$

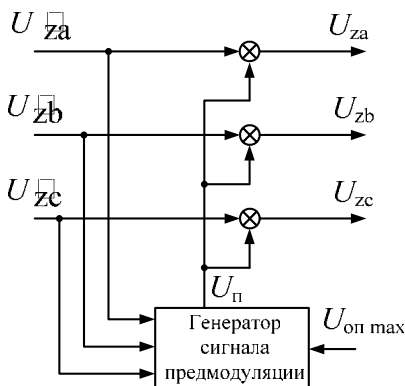


Рис.7.3. Схема блока предмодуляции

Иллюстрация данного способа представлена на рис.7.4.

Использование предмодуляции позволяет повысить коэффициент использования напряжения в режиме максимального неискаженного выхода теоретически до 1 ( $U_{\text{лм}} = U_d$ ) и снизить величину пульсаций электромагнитного момента и тока статора на 10—12 %.

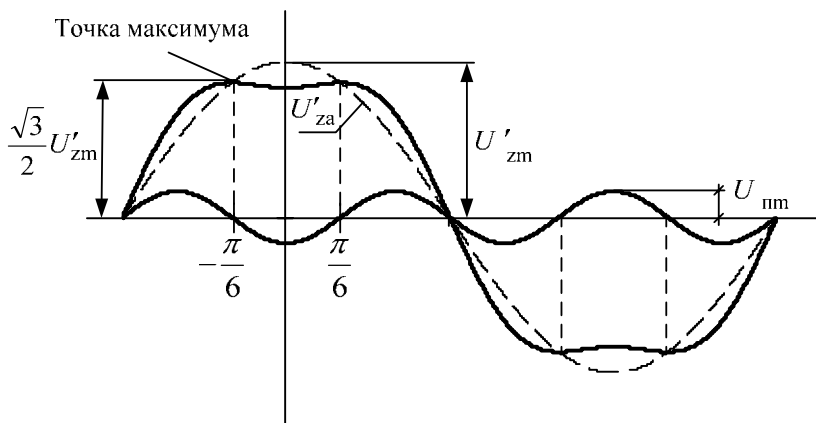


Рис.7.4. Предмодуляция сигнала третьей гармоники

Общими недостатками формирования ШИМ путем сравнения сигналов управления с опорным являются:

- 1) ориентация на реализацию средствами аналоговой элементной базы;
- 2) повышенная сложность реализации при необходимости получить высокий коэффициент использования источника питания;
- 3) недостаточная гибкость для синтеза оптимальных законов коммутации ключей инвертора в различных режимах работы привода.

Указанных недостатков лишен векторный метод формирования ШИМ.

## 7.2. Принципы построения векторных широтно-импульсных модуляторов

Методология построения векторных модуляторов базируется на векторном представлении совокупности выходных напряжений инвертора и ориентирована на микропроцессорную реализацию.

Первоначально предположим, что ключи инвертора напряжения, относящиеся к одной фазе нагрузки, работают строго в противофазе и переключаются мгновенно. В этом случае инвертор можно представить в виде трех двухпозиционных ключей (рис.7.5), каждый из которых подключает соответствующую фазу нагрузки либо к положительному, либо к отрицательному полюсу источника постоянного напряжения  $U_d$  в зависимости от трехмерного вектора входных сигналов управления.

Всего имеется  $2^3 = 8$  возможных состояний ключей инвертора. Векторы выходных напряжений инвертора, соответствующие

всем возможным его состояниям, представлены на векторной диаграмме рис.7.6. Имеется шесть значащих (отличных от нуля) векторов  $\vec{U}_1 \dots \vec{U}_6$  и два нулевых  $\vec{U}_7, \vec{U}_8$ , соответствующих подключению всех фаз нагрузки к отрицательному либо к положительному полюсу источника.

Эти векторы будем называть образующими векторами. В случае симметрии нагрузки все ненулевые образующие векторы имеют одинаковые амплитуды:

$$U_1 = U_2 = U_3 = U_4 = U_5 = U_6 = \frac{2}{3} U_d.$$

Каждый вектор однозначно характеризуется своим трехразрядным двоичным кодом состояния.

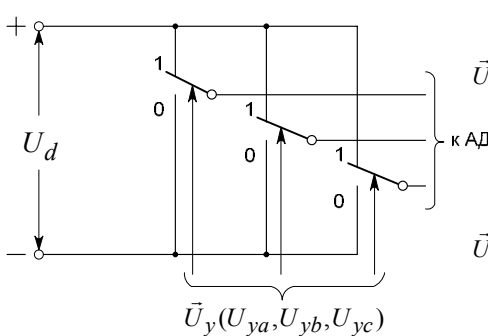


Рис.7.5. Схема замещения инвертора напряжения

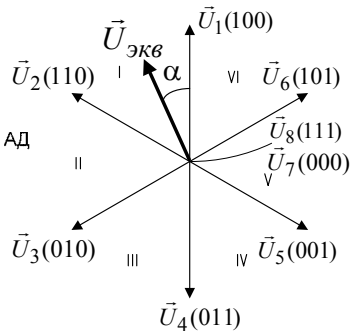


Рис.7.6. Векторная диаграмма выходных напряжений инвертора

Под *алгоритмом формирования* выходного напряжения инвертора будем понимать последовательность включения образующих векторов напряжения  $\vec{U}_k, k = 1 \dots 8$ , связанную определенными временными соотношениями. Введем понятие *вектора эквивалентного напряжения* инвертора  $\vec{U}_{экв}$ , представляющего собой вектор выходного напряжения, усредненного на временном интервале дискретности управления инвертором. *Задачей любого алгоритма* является формирование в нагрузке заданного значения вектора эквивалентного напряжения. Каждый алгоритм однозначно характеризуется своей *элементарной комбинацией* векторов напряжения  $\vec{U}_k$ , формирующих *элементарный цикл переключения* ключей инвертора. Весь алгоритм складывается из совокупности повторяющихся элементарных циклов.

Математически задачу векторного формирования алгоритма можно сформулировать в виде следующего выражения:

$$\vec{U}_{э\kappa\beta} = \frac{1}{T_u} \sum_i T_i \vec{U}_i = \sum_i \tau_i \vec{U}_i, \quad (7.1)$$

где  $T_u$  — период цикла модуляции (продолжительность элементарной комбинации векторов);  $\vec{U}_i$  —  $i$ -й вектор, входящий в элементарную комбинацию;  $T_i, \tau_i = \frac{T_i}{T_u}$  — абсолютная и относительная продолжительности включения  $i$ -го вектора напряжения.

Постановку задачи в виде (7.1) дополним ограничениями, следующими из физического смысла задачи:

$$0 \leq T_i \leq T_u, \quad \sum_{i=1}^n T_i = T_u, \quad (7.2)$$

где  $n$  — общее число векторов напряжения в элементарной комбинации векторов.

Формирование одного и того же вектора эквивалентного напряжения может осуществляться множеством различных элементарных комбинаций выходных векторов инвертора, то есть в рамках различных алгоритмов управления. При этом алгоритмы будут отличаться друг от друга следующими показателями:

- величиной пульсаций тока в фазах нагрузки;
- потерями, обусловленными дискретностью работы инвертора;
- коэффициентом использования источника напряжения;
- числом коммутаций ключей инвертора за период модуляции;
- коэффициентом использования нагрузочной способности ключей инвертора по напряжению;
- степенью симметрии управления фазами инвертора.

Критерии синтеза, полученные на основе этих показателей в большей части являются противоречащими друг другу. Синтез алгоритма (выбор элементарной комбинации векторов напряжения) может выполняться на основе требования оптимального сочетания указанных показателей, задаваемого в каждом конкретном случае с помощью весовых коэффициентов.

В общем случае задача синтеза векторных ШИМ включает следующие основные этапы:

- 1) предварительный анализ координат заданного вектора эквивалентного напряжения и при необходимости их ограничение для обеспечения принципиальной возможности решения задачи синтеза;



- 2) выбор состава элементарной комбинации образующих векторов для формирования заданного вектора с учетом его пространственного положения;
- 3) определение длительностей интервалов включения каждого из образующих векторов в пределах периода модуляции (усреднения) в соответствии с требованием равенства усредненного значения вектора напряжений инвертора заданному значению;
- 4) выбор порядка включения образующих векторов в элементарной комбинации и синтез сигналов управления ключами инвертора во временной области.

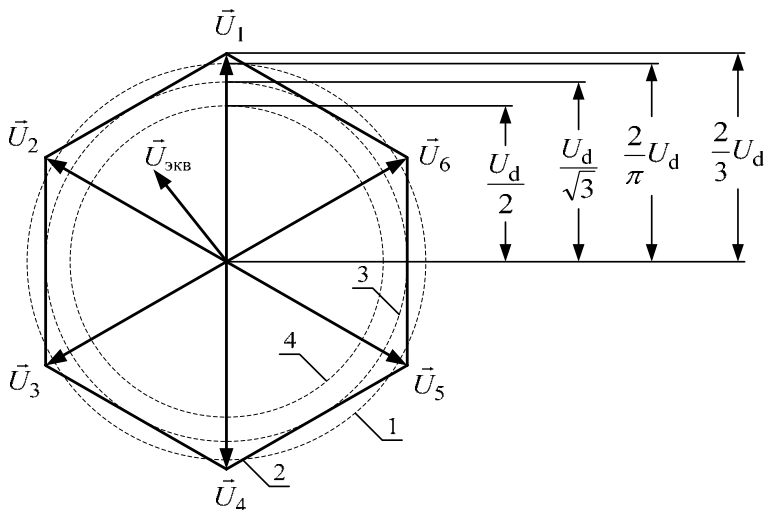


Рис.7.7. К оценке граничных режимов управления инвертором при различных вариантах ШИМ

Физические ограничения на величину заданного вектора эквивалентного напряжения легко определяются из анализа векторной диаграммы выходных напряжений инвертора (рис.7.7). Из анализа следует:

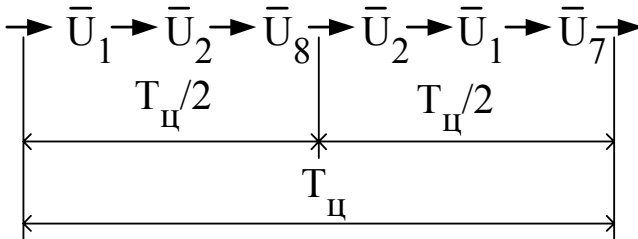
- 1) задача формирования заданного вектора эквивалентного напряжения физически реализуема, если этот вектор находится в пределах шестиугольника, образованного векторами  $\vec{U}_1 \dots \vec{U}_6$  (линия 2);
- 2) предельное значение модуля формируемого вектора является функцией его углового положения: оно максимально на границах секторов ( $\frac{2}{3} U_d$ ) и минимально в их середине ( $\frac{2}{3} U_d \cos \frac{\pi}{6} = \frac{U_d}{\sqrt{3}}$ );

3) при векторной модуляции по синусоидальному закону амплитуда

фазного напряжения ограничена значением  $U_{s.ф.зр} = \frac{U_d}{\sqrt{3}}$  (линия 3).

Для сравнения векторной модуляции с другими способами формирования сигналов на выходе инвертора на рис.7.7 показан также годограф граничного вектора при традиционной синусоидальной ШИМ с пилообразным опорным сигналом (окружность 4 с радиусом  $U_d/2$ ) и годограф основной гармоники вектора фазных напряжений при шестиступенчатом алгоритме управления без ШИМ (окружность 1 с радиусом  $2U_d/\pi$ ).

При выборе состава элементарной комбинации векторов напряжения в векторных ШИМ типовым решением является выбор трех векторов, образующих сектор, в котором находится заданный вектор эквивалентного напряжения, двух ненулевых и одного нулевого. Это позволяет получить алгоритмы, наиболее эффективные с точки зрения указанных выше критериев. Например, треугольный алгоритм, реализующий в первом секторе векторной диаграммы напряжений элементарную комбинацию вида



Во втором секторе векторной диаграммы элементарная комбинация образующих векторов будет иметь вид

$\rightarrow \vec{U}_2 \rightarrow \vec{U}_3 \rightarrow \vec{U}_7 \rightarrow \vec{U}_3 \rightarrow \vec{U}_2 \rightarrow \vec{U}_8 \rightarrow$ .

Аналогичным образом элементарные комбинации формируются в других секторах. Для минимизации числа переключений инвертора последовательность включения векторов выбирается таким образом, чтобы каждый переход к новому состоянию сопровождался коммутацией только одной фазы инвертора. Именно поэтому после ненулевого вектора  $\vec{U}_2(110)$  включается нулевой вектор  $\vec{U}_8(111)$ , а после ненулевого вектора  $\vec{U}_1(100)$  нулевой вектор  $\vec{U}_7(000)$ .

Рассмотрим расчет продолжительности включения векторов напряжения при произвольном положении заданного вектора эквива-

Применительно к данному случаю задача заключается в поиске решения системы алгебраических уравнений:

$$\tau_1 + \tau_2 + \tau_3 = 1$$

$$0 \leq \tau_1 \leq 1; 0 \leq \tau_2 \leq 1; 0 \leq \tau_3 \leq 1, \quad (7.4)$$

Данная задача относится к классу задач линейного программирования с ограничениями в форме неравенств. Для ее решения векторное уравнение системы (7.3) представим в матричном виде:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} U_{z\alpha} \\ U_{z\beta} \end{bmatrix} &= \tau_1 \begin{bmatrix} U_{1\alpha} \\ U_{1\beta} \end{bmatrix} + \tau_2 \begin{bmatrix} U_{2\alpha} \\ U_{2\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U \cos(\gamma_{u1}) & U \cos(\gamma_{u2}) \\ U \sin(\gamma_{u1}) & U \sin(\gamma_{u2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix} = \\ &= U \begin{bmatrix} \cos(\gamma_{u1}) & \cos(\gamma_{u2}) \\ \sin(\gamma_{u1}) & \sin(\gamma_{u2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

где  $U = \frac{2}{3}U_d$  — модуль ненулевых образующих векторов напряжения;  $\gamma_{u1}, \gamma_{u2}$  — углы поворота образующих векторов относительно оси  $\alpha$ .

Решая это уравнение, получим:

$$\begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{1}{U} \begin{bmatrix} \sin(\gamma_{u2}) & -\cos(\gamma_{u2}) \\ -\sin(\gamma_{u1}) & \cos(\gamma_{u1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{z\alpha} \\ U_{z\beta} \end{bmatrix}.$$

Или в полярной системе координат:

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \frac{U_z}{U} \frac{\sin(\gamma_{u2} - \gamma_u)}{\sin(\gamma_{u2} - \gamma_{u1})}; \\ \tau_2 &= \frac{U_z}{U} \frac{\sin(\gamma_u - \gamma_{u1})}{\sin(\gamma_{u2} - \gamma_{u1})}; \\ \tau_3 &= 1 - (\tau_1 + \tau_2). \end{aligned} \quad (7.5)$$

Подставляя в (7.5) значения  $\gamma_{u1}, \gamma_{u2}$ , для абсолютных значений продолжительностей включения образующих векторов получим:

$$\begin{aligned} t_1 &= \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{U_z}{U} T_u \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma_u\right); \\ t_2 &= \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{U_z}{U} T_u \sin \gamma_u; \\ t_3 &= T_u - (t_1 + t_2). \end{aligned} \quad (7.6)$$

Те же результаты могут быть получены из геометрических соотношений:

$$\begin{aligned} |\tau_1 \vec{U}_1| &= |AC| = \frac{|AB|}{\sin \frac{\pi}{3}} = \frac{2}{\sqrt{3}} U_z \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma_u\right); \\ |\tau_2 \vec{U}_2| &= |AE| = \frac{|AD|}{\sin \frac{\pi}{3}} = \frac{2}{\sqrt{3}} U_z \sin(\gamma_u). \end{aligned}$$

С учетом ограничения на минимальную ширину импульса управления фазой инвертора  $t_{\min}$  при выполнении условия  $t_3 < t_{\min}$  значения  $t_1, t_2, t_3$  корректируются следующим образом:

$$\begin{aligned}
 t'_1 &= \frac{(T_u - t_{\min})t_1}{t_1 + t_2} ; \\
 t'_2 &= T_u - t_1 - t_{\min} ; \\
 t'_3 &= t_{\min} .
 \end{aligned}
 \tag{7.7}$$

Применение (7.7) позволяет получать предельные значения коэффициента использования напряжения при действующих физических ограничениях на время переключения ключей инвертора.

Тригонометрические функции, присутствующие в (7.6), могут не вычисляться системой управления в реальном масштабе времени, а задаваться таблично. До начала действия ограничения на время  $t_3$  модуляция выполняется по синусоидальному закону. При вступлении в действие ограничения закон изменения  $\vec{U}_{э\kappa\upsilon}$  в зависимости от угла  $\gamma_u$  отклоняется от синусоидального, что сопровождается появлением в выходных напряжениях инвертора дополнительных низкочастотных гармоник.

Величина  $t_{\min}$  зависит как от быстродействия силовых ключей инвертора, так и от быстродействия системы управления, осуществляющей формирование алгоритма.

Временные диаграммы импульсных сигналов управления инвертором напряжения и фазных напряжений, получаемых в результате реализации рассмотренного алгоритма векторной ШИМ, изображены на рис.7.9.

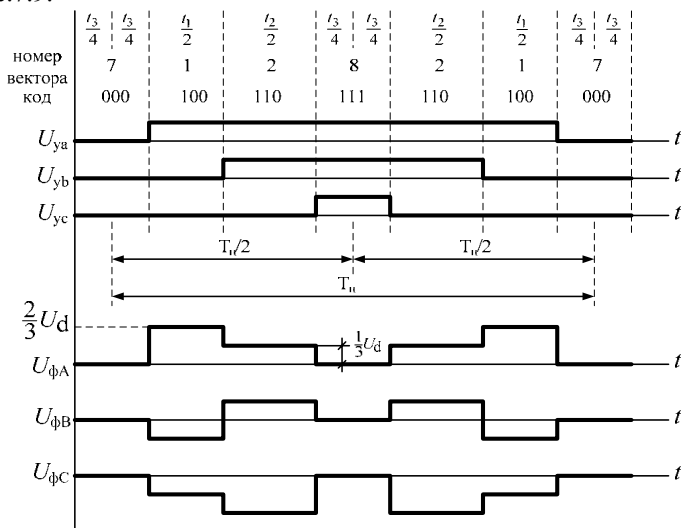


Рис.7.9. Временные диаграммы векторной ШИМ

Время включения одинаковых образующих векторов напряжения равномерно распределяется в соответствии с их числом в пределах периода модуляции. При отсчете начала периода и полупериода модуляции от центра интервала включения нулевого вектора импульсы управления оказываются расположенными симметрично относительно точек отсчета (отсюда происходит распространенное в литературе название — центрированная ШИМ). Заметим, что в силу симметрии ШИМ обновление задания вектора напряжения может выполняться один раз за полный период либо один раз за полупериод модуляции.

Импульсы управления фазами инвертора распределяются по шести его ключам с учетом формирования защитных временных задержек между коммутациями ключей одной фазы.

### 7.3. Понятие об асинхронных и синхронных ШИМ

Важным показателем, характеризующим алгоритм управления, является коэффициент модуляции, представляющий собой отношение частоты модуляции к частоте основной гармоники выходного напряжения инвертора:

$$K_m = \frac{f_m}{f_{u1}} = \frac{T_{u1}}{T_m}, \quad (7.8)$$

где  $T_{u1}, T_m$  — периоды основной гармоники и модуляции напряжения. Для треугольной центрированной ШИМ  $T_m = T_u/2$ .

Если в заданном диапазоне изменения частоты  $f_{u1}$  коэффициент модуляции принимает только целые значения, то алгоритм модуляции в этом диапазоне частот называют *синхронным*. Если  $K_m$  при изменении  $f_{u1}$  способен принимать дробные значения, то алгоритм модуляции называют *асинхронным*.

Асинхронные алгоритмы наиболее просты в реализации, их частота модуляции принимается постоянной и не изменяется с изменением частоты основной гармоники напряжения. Общим недостатком таких алгоритмов является наличие в выходном напряжении инвертора субгармонических составляющих, которые появляются при дробных значениях  $K_m$ . При определенных условиях они могут приводить к полной неработоспособности электропривода, проявляющейся в низкочастотных биениях его переменных. Подобные явления возникают, как правило, в частотных электроприводах, в которых отсутствует слежение за мгновенными значениями тока фаз статора. Эффект усиливает-

ся при снижении  $K_m$ , что происходит с ростом частоты основной гармоники напряжения. Существенное влияние на степень проявления данного эффекта способна оказывать ограниченная разрядность микроконтроллера, осуществляющего формирование алгоритма управления.

Применение синхронного алгоритма управления ключами инвертора позволяет практически полностью устранить субгармонические составляющие в выходном напряжении и связанные с этим отрицательные явления в электроприводе. Введение симметрии в расположение векторов напряжения в пределах одного сектора и между секторами позволяет обеспечить существенное снижение искажения формы выходного напряжения в пределах одного периода основной гармоники. Наряду с указанными положительными моментами, применение синхронного алгоритма векторного формирования сопряжено с рядом следующих проблем:

*во-первых*, при синхронном алгоритме частота модуляции пропорциональна частоте основной гармоники, что вводит в процесс формирования алгоритма дополнительную переменную;

*во-вторых*, допустимый по условиям нормальной работы электропривода диапазон изменения частоты модуляции, как правило, существенно меньше диапазона изменения частоты основной гармоники напряжения. Это предполагает формирование нескольких участков синхронного алгоритма, каждый из которых характеризуется своим постоянным коэффициентом модуляции (числом векторов эквивалентного напряжения, формируемых на периоде основной гармоники выходного напряжения). Число участков зависит от допустимого диапазона изменения частоты модуляции. В момент перехода с одного участка синхронного алгоритма на другой участок частота модуляции изменяется скачкообразно (рис.7.10).

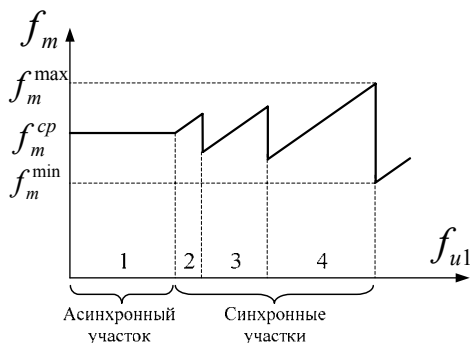


Рис.7.10. График изменения частоты модуляции в синхронном алгоритме ШИМ

Для осуществления плавного перехода с одного участка синхронного алгоритма на соседний участок необходимо и достаточно состыковать в точке перехода мгновенные значения основной гармоники выходного напряжения инвертора.

#### 7.4. Компенсация влияния «мертвого» времени

Одной из проблем электропривода с жестким законом коммутации инвертора, является влияние на его характеристики динамических неидеальностей ключей (запаздывания при включении и выключении, «мертвой» зоны в коммутации верхнего и нижнего ключей фазы инвертора). Результатом этого влияния является:

- 1) искажение формы выходного напряжения инвертора, приводящее к дополнительным пульсациям в токах, моменте, скорости;
- 2) недоиспользование напряжения источника питания инвертора;
- 3) возможность возникновения режима прерывистых токов.

Особенно сильно это влияние проявляется на повышенных частотах модуляции и при работе привода в области малых напряжений (на малых скоростях). С целью минимизировать влияние «мертвой» зоны в модуляторах применяются алгоритмы компенсации.

В качестве примера рассмотрим построение алгоритма компенсации «мертвой» зоны в фазе инвертора для активно-индуктивного характера нагрузки в рамках векторного способа формирования ШИМ [18]. Синтез алгоритма компенсации выполним по упрощенной методике, считая, что время включения и выключения транзисторов пренебрежимо мало в сравнении с интервалом «мертвой» зоны. Процессы, происходящие в фазе инвертора (рис.7.11) в зависимости от знака тока нагрузки, изображены на рис.7.12.

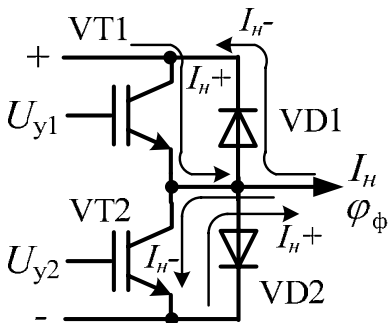


Рис.7.11. Схема фазы инвертора



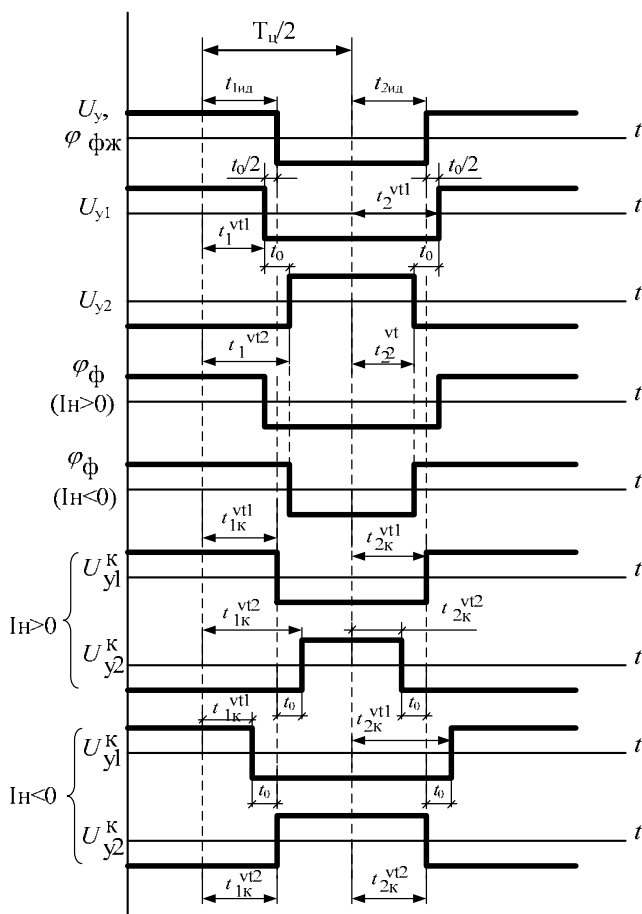


Рис.7.12. К вопросу компенсации «мертвого» времени

На рисунках приняты следующие обозначения:  $U_y$  — импульсный сигнал управления фазой. В идеале в относительных единицах он должен совпадать с временной зависимостью желаемого потенциала на выходе фазы  $\varphi_{фж}$  (то есть что задали на входе, то без искажений должны получить на выходе);  $U_{y1}, U_{y2}$  — сигналы управления первым и вторым транзисторами фазы инвертора с учетом введения защитного интервала  $t_0$  в рамках концепции центрированной векторной ШИМ (т.е. симметрично относительно центра интервала нулевого вектора);  $\varphi_\phi$  — выходной потенциал фазы без учета алгоритма компенса-

ции «мертвой» зоны. Представлен в зависимости от знака тока нагрузки;  $U_{y1}^k, U_{y2}^k$  — сигналы управления ключами фазы инвертора с учетом алгоритма компенсации «мертвой» зоны в зависимости от знака тока нагрузки. Они обеспечивают желаемую зависимость выходного потенциала фазы;  $t_{1ud}, t_{2ud}$  — время первого и второго переключения фазы идеального инвертора, отсчитанные от начала соответствующих полупериодов модуляции;  $t_1^{VT1}, t_2^{VT1}, t_1^{VT2}, t_2^{VT2}$  — время переключений сигналов управления транзисторами без учета алгоритма компенсации «мертвой» зоны;

$t_{1k}^{VT1}, t_{2k}^{VT1}, t_{1k}^{VT2}, t_{2k}^{VT2}$  — время переключений сигналов управления транзисторами с учетом алгоритма компенсации «мертвой» зоны. В зависимости от тока нагрузки значения этих времен определяются следующими выражениями:

Для  $I_n > 0$  :

$$t_{1k}^{VT1} = t_{1ud}, t_{2k}^{VT1} = t_{2ud}, t_{1k}^{VT2} = t_{1ud} + t_0, t_{2k}^{VT2} = t_{2ud} - t_0. \quad (7.9)$$

Для  $I_n < 0$  :

$$t_{1k}^{VT1} = t_{1ud} - t_0, t_{2k}^{VT1} = t_{2ud} + t_0, t_{1k}^{VT2} = t_{1ud}, t_{2k}^{VT2} = t_{2ud}. \quad (7.10)$$

Для  $I_n = 0$  :

$$t_{1k}^{VT1} = t_1^{VT1}, t_{2k}^{VT1} = t_2^{VT1}, t_{1k}^{VT2} = t_1^{VT2}, t_{2k}^{VT2} = t_2^{VT2}. \quad (7.11)$$

Векторный модулятор с компенсацией «мертвой» зоны работает в соответствии со следующим алгоритмом:

- 1) Определяется сектор векторной диаграммы напряжений, в котором находится вектор  $\vec{U}_z$  и его угловое положение относительно базовой границы сектора  $\gamma_u$ .
- 2) Рассчитывается время включения векторов напряжения идеального инвертора на следующем полупериоде модуляции по уравнению (7.6).
- 3) Выполняется коррекция времен включения векторов напряжения идеального инвертора при выполнении условия  $t_3 < t_{\min}$  по уравнениям (7.7), где  $t_{\min}$  — минимально допустимая ширина импульса управления для данного типа инвертора.
- 4) Рассчитываются моменты коммутаций фаз идеального инвертора относительно середины нулевого вектора предыдущего полупериода модуляции  $t_{1ud}^a, t_{1ud}^b, t_{1ud}^c$  в зависимости от номера сектора, в

котором находится вектор  $\vec{U}_z$ , и типа нулевого вектора на предыдущем полуцикле.

- 5) Вычисляются значения фазных токов с учетом прогноза их изменения в последующем цикле модуляции.
- 6) Производится расчет моментов коммутаций фаз неидеального инвертора с учетом компенсации «мертвой» времени в зависимости от токов фаз в соответствии с формулами (7.9) — (7.11).

В случае если пренебрежение временем включения и выключения ключей инвертора относительно величины «мертвой» зоны является недопустимо грубым, то может быть применен уточненный алгоритм компенсации. При этом времена переключения сигналов управления ключами фазы инвертора рассчитываются по следующим выражениям:

Для  $I_H > 0$ :

$$\begin{aligned} t_{1k}^{VT1} &= t_{1u0} - \Delta t_1, \quad t_{2k}^{VT1} = t_{2u0} - \Delta t_2, \\ t_{1k}^{VT2} &= t_{1u0} - \Delta t_1 + t_0, \quad t_{2k}^{VT2} = t_{2u0} - \Delta t_2 - t_0. \end{aligned} \quad (7.12)$$

Для  $I_H < 0$ :

$$\begin{aligned} t_{1k}^{VT1} &= t_{1u0} - \Delta t_2 - t_0, \quad t_{2k}^{VT1} = t_{2u0} - \Delta t_1 + t_0, \\ t_{1k}^{VT2} &= t_{1u0} - \Delta t_2, \quad t_{2k}^{VT2} = t_{2u0} - \Delta t_1. \end{aligned} \quad (7.13)$$

Для  $I_H = 0$ :

$$t_{1k}^{VT1} = t_1^{VT1}, \quad t_{2k}^{VT1} = t_2^{VT1}, \quad t_{1k}^{VT2} = t_1^{VT2}, \quad t_{2k}^{VT2} = t_2^{VT2}, \quad (7.14)$$

где  $\Delta t_1 = t_{zan}^{VT} + t_{omn}^{VD}$ ;  $\Delta t_2 = t_{omn}^{VT} + t_{zan}^{VD}$  ( $t_{omn}^{VT}$ ,  $t_{zan}^{VT}$ ,  $t_{omn}^{VD}$ ,  $t_{zan}^{VD}$  — времена отпираания и запираания транзисторов и обратных диодов, обычно принимаются одинаковыми для всех полупроводниковых элементов инвертора, т.е. технологический разброс параметров не учитывается).

В остальном уточненный алгоритм компенсации динамических неидеальностей инвертора ничем не отличается от рассмотренного выше.

Существуют также алгоритмы компенсации влияния «мертвой» зоны путем введения корректирующего сигнала непосредственно в сигнал заданного напряжения, например, по следующему выражению:

$$\mathbf{U}'_z = \mathbf{U}_z + \frac{2\Delta_t}{3T_u} U_d \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{Ia} \\ S_{Ib} \\ S_{Ic} \end{bmatrix},$$

где  $\vec{U}_z, \vec{U}'_z$  — векторы заданных напряжений до и после введения корректирующего сигнала;  $\Delta_t$  — временная задержка включения вектора, одинаковая для всех фаз;  $S_{Ia}, S_{Ib}, S_{Ic}$  — знаки токов в фазах  $A, B, C$  инвертора, принимающие значения 1 или -1.

## 7.5. Релейно-векторное формирование алгоритмов управления инвертором напряжения в замкнутом контуре тока статора

Рассмотренные выше способы формирования ШИМ с жесткими законами коммутации ключей позволяют синтезировать алгоритмы управления с высокими энергетическими характеристиками системы ПЧ – АД. Однако они имеют ряд недостатков.

1. Быстродействие регулирования токов статора и других переменных ограничено периодом модуляции инвертора. Повышенные требования к быстродействию привода могут приводить к неоправданному завышению частоты модуляции.
2. Процессы в приводе характеризуются повышенной чувствительностью к неидеальностям инвертора напряжения и параметрам статорной цепи.

Существенно повысить быстродействие и снизить чувствительность позволяет применение принципов релейно-векторного формирования алгоритмов управления инвертором напряжения в замкнутом контуре слежения за мгновенными значениями ошибок тока статора (без принудительной модуляции).

Один из наиболее простых вариантов реализации данных принципов представлен на рис.7.13.

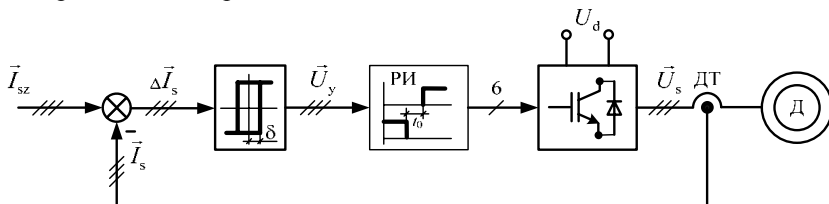


Рис.7.13. Структурная схема релейного контура тока

Компоненты дискретного вектора управления формируются по уравнениям

$$S_{lj} = \begin{cases} 1, & \text{если } \Delta I_j + S_{lj} \delta \geq 0; \\ -1, & \text{если } \Delta I_j + S_{lj} \delta < 0; \end{cases} \quad (7.15)$$

$$\Delta I_j = I_{szj} - I_{sj}; \quad (7.16)$$

$$\vec{U}_y = \vec{S}_I, \quad (7.17)$$

где  $j = a, b, c$ ;  $\delta$  — гистерезис релейного регулятора тока;  $\vec{S}_I(S_{Ia}, S_{Ib}, S_{Ic})$  — векторная дискретная функция токовых ошибок;  $I_{szj}, I_{sj}$  — компоненты векторов заданного и реального тока статора ( $\vec{I}_{sz}(I_{az}, I_{bz}, I_{cz})$  и  $\vec{I}_s(I_a, I_b, I_c)$  соответственно).

Распределитель импульсов (РИ) осуществляет распределение сигналов управления по шести ключам инвертора с учетом формирования задержек в переключениях ключей одной фазы.

Основное достоинство этого способа — его простота. Основным недостатком — невысокие энергетические характеристики системы ПЧ — АД, связанные с дополнительными потерями от высокочастотных переключений.

Существенно снизить дополнительные потери позволяет оптимизация алгоритма коммутации ключей инвертора по энергетическим критериям. Задача синтеза ставится следующим образом: получить в замкнутом релейном контуре тока алгоритмы коммутации ключей инвертора, близкие по своим энергетическим показателям к оптимальным ШИМ с жестким законом коммутации.

В качестве примера рассмотрим один из вариантов решения этой задачи в рамках цифровой реализации релейного контура тока [14]. Структурная схема релейного контура тока представлена на рис.7.14.

Контур тока статора реализован в естественной системе координат (А,В,С). Представляет собой автономный элемент системы управления. Предназначен для применения в системах векторного управления электроприводом с асинхронным, вентильным, синхронным, синхронно-реактивным и другими типами трехфазных двигателей переменного тока.

Блок токовых ошибок осуществляет вычисление номера сектора ( $N_{secI}$ ) векторной диаграммы токовых ошибок (рис.7.15), которому принадлежит вектор ошибки тока статора  $\Delta \vec{I}_s(\Delta I_a, \Delta I_b, \Delta I_c)$ , в соответствии с уравнениями (7.15), (7.16) и табл.7.1.

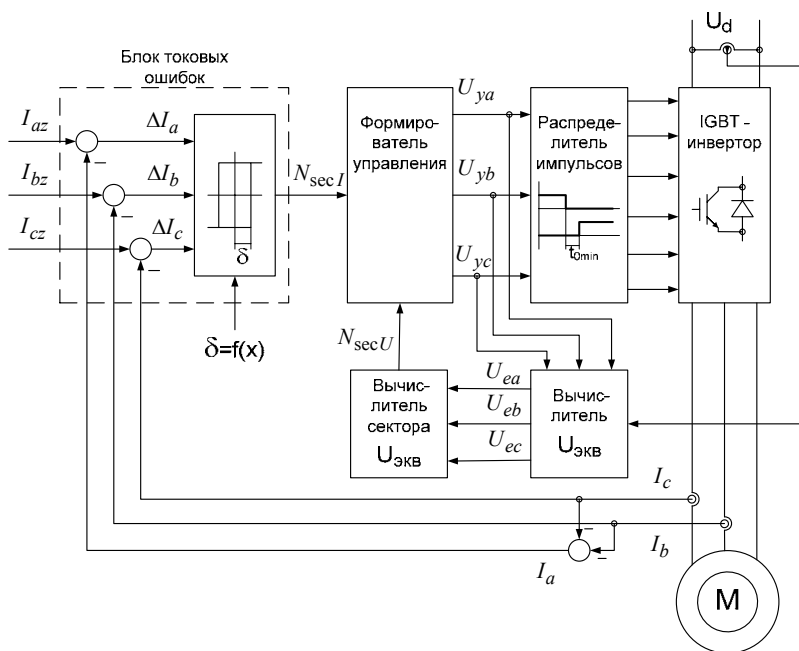


Рис.7.14. Структурная схема релейного контура тока со встроенным формирователем алгоритма управления

Таблица 7.1. Определение номера сектора токовых ошибок по их дискретным функциям

$S_{Ia}, S_{Ib}, S_{Ic}$	1, -1, -1	1, 1, -1	-1, 1, -1	-1, 1, 1	-1, -1, 1	1, -1, 1	-1, -1, -1	1, 1, 1
$N_{sec I}$	1	2	3	4	5	6	7	8

Вычислитель  $U_{экв}$  осуществляет вычисление проекций вектора эквивалентного напряжения на зажимах статорной цепи двигателя, представляющих собой усредненные на определенном интервале дискретности либо иным способом отфильтрованные от высокочастотных коммутационных пульсаций мгновенные значения фазных напряжений. Вычислитель  $U_{экв}$  включает в себя модель инвертора напряжения, блок фильтрации (усреднения) мгновенных значений фазных напряжений, блок угловой коррекции эквивалентных напряжений. Модель инвертора напряжения вычисляет мгновенные значения фазных напряжений  $(U_a, U_b, U_c)$  по сигналам управления и информации о

реальной величине входного напряжения инвертора ( $U_d$ ) в соответствии с уравнением

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = U_d \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ya} \\ U_{yb} \\ U_{yc} \end{bmatrix}.$$

Сигналы управления инвертором  $U_{ya}, U_{yb}, U_{yc}$  принимают логические значения в зависимости от того, к какому полюсу источника питания должна быть подключена соответствующая фаза нагрузки: 1 — к положительному, 0 — к отрицательному.

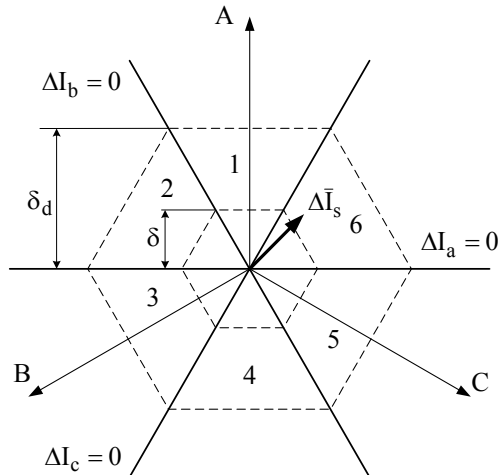


Рис. 7.15. Векторная диаграмма токовых ошибок

Основной задачей блока фильтрации (усреднения) является выделение из мгновенных значений фазных напряжений их медленных составляющих, содержащих информацию о векторе эквивалентного напряжения статора. Одним из эффективных вариантов реализации блока фильтрации является цифровой фильтр низких частот 2-го порядка:

$$y_n = Ay_{n-1} - By_{n-2} + Cx_n,$$

где

$$A = 2 \cdot \exp(-\varepsilon \omega_c T_0) \cos\left(\frac{\omega_c T_0}{\sqrt{1-\varepsilon^2}}\right); \quad B = \exp(-2\varepsilon \omega_c T_0); \quad C = 1 - A + B$$

( $\omega_c$  — частота среза фильтра;  $T_0$  — интервал дискретности вычислений;  $\varepsilon \in [0; 1]$  — параметр затухания);  $x_n, y_n$  — входной и выходной сигналы фильтра на  $n$ -м интервале дискретности.

Блок угловой коррекции эквивалентных напряжений минимизирует фазовые искажения, вносимые алгоритмом фильтрации. Точная угловая коррекция выполняется поворотом выходного вектора фильтра  $\vec{U}_f$  на угол, обратный фазовому запаздыванию, внесенному фильтром:

$$\vec{U}_{ek} = \vec{U}_f e^{-j\gamma_f(\omega_{iz})}, \quad (7.18)$$

где  $\vec{U}_{ek}$  — скорректированный по углу вектор выходного напряжения фильтра;  $\gamma_f(\omega_{iz})$  — угловое запаздывание, вносимое фильтром при заданном значении частоты вращения вектора тока статора  $\omega_{iz}$ .

Реализация фазовой коррекции непосредственно по (7.18) нецелесообразна из-за повышенной трудоемкости вычислений. В целях упрощения алгоритма коррекции представим  $\vec{U}_{ek}$  в следующем виде (рис.7.16):

$$\vec{U}_{ek} = \vec{U}_{ef} + \Delta\vec{U}_k = \vec{U}_{ef} + j\vec{U}_f \operatorname{tg}(\gamma_f).$$

Учитывая, что для малых углов  $\operatorname{tg}(\gamma_f) \approx \gamma_f$ , получим

$$\vec{U}_{ek} \approx \vec{U}_{ef} + j\vec{U}_f \gamma_f.$$

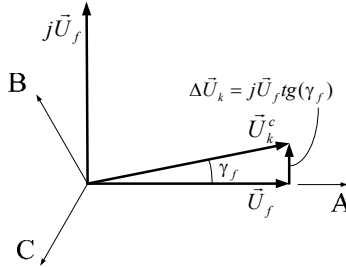


Рис.7.16. К пояснению коррекции углового запаздывания

В системе координат  $(A,B,C)$  поворот вектора на угол  $\frac{\pi}{2}$ , соответствующий умножению на оператор  $j$ , можно представить в следующем виде:

$$jU_{fa} = \frac{1}{\sqrt{3}}(U_{fb} - U_{fc});$$

$$jU_{fb} = \frac{1}{\sqrt{3}}(U_{fc} - U_{fa}).$$





Вычислитель сектора  $U_{\text{экв}}$  формирует шесть линий переключения, ограничивающих двенадцать секторов векторной диаграммы напряжений (рис.7.17), по уравнениям

$$S_{a1} = U_{eb} - U_{ec} - K_{\varphi} U_{ea} ; S_{a2} = U_{eb} - U_{ec} + K_{\varphi} U_{ea} ;$$

$$S_{b1} = U_{ec} - U_{ea} - K_{\varphi} U_{eb} ; S_{b2} = U_{ec} - U_{ea} + K_{\varphi} U_{eb} ;$$

$$S_{c1} = U_{ea} - U_{eb} - K_{\varphi} U_{ec} ; S_{c2} = U_{ea} - U_{eb} + K_{\varphi} U_{ec} ,$$

где  $K_{\varphi} = \sqrt{3}\varphi$  — коэффициент углового смещения линий переключения, относящихся к одной фазе ( $S_{k1}, S_{k2}, k = a, b, c$ ), относительно фазовой оси на углы  $\varphi$  и  $-\varphi$  (рад). Выходной переменной вычислителя является номер сектора векторной диаграммы  $N_{\text{sec}U}$ , в котором находится вектор эквивалентного напряжения.

Формирование алгоритма управления инвертором напряжения осуществляется с учетом следующих положений:

1. Для обеспечения управляемости контуром тока во всех режимах работы привода должно выполняться условие: вектор эквивалентного напряжения находится в пределах минимальной области пространства, образованного векторами напряжения инвертора, включение которых разрешено в данный момент времени.
2. В установившихся режимах работы привода и в динамических режимах малых отклонений токовых ошибок в качестве базовых принимаются энергетически-эффективные «треугольный» и «ромбовидный» алгоритмы формирования напряжения [1] (наименование алгоритма соответствует геометрии фигуры, образуемой разрешенными для включения векторами напряжения). При этом «треугольный» алгоритм имеет приоритет по энергетическим показателям, а «ромбовидный» — по чувствительности к точности вычисления вектора эквивалентного напряжения.
3. Выбор типа нулевого вектора напряжения из двух возможных вариантов ( $U_7(1,1,1)$  и  $U_8(0,0,0)$ ) осуществляется по критерию минимизации числа переключений в инверторе.
4. Для устранения зон неуправляемости, связанных с чувствительностью «треугольного» алгоритма к точности вычисления  $\bar{U}_{\text{экв}}$  в областях, близких к фазным осям (рис.7.17), в дополнение к основным секторам напряжений (1...6), в которых формируется «треугольный» алгоритм, вводится шесть секторов (7...12), в которых формируется «ромбовидный» алгоритм.

В частности, при нахождении  $\vec{U}_{э\kappa в}$  в секторе 1 формируется «треугольный» алгоритм из комбинации следующих образующих векторов:  $\vec{U}_1, \vec{U}_6, \vec{U}_7, \vec{U}_8$ . В соседнем секторе 7 формируется «ромбовидный» алгоритм из комбинации векторов  $\vec{U}_1, \vec{U}_2, \vec{U}_6, \vec{U}_7, \vec{U}_8$ .

5. Для обеспечения динамических характеристик привода, близких к предельно достижимым в условиях действия физических ограничений на величину  $U_d$  и перегрузочную способность инвертора по току, в области больших токовых ошибок осуществляется переход на «шестиугольный» алгоритм управления [1], при котором независимо от положения вектора  $\vec{U}_{э\kappa в}$  разрешены для включения все шесть ненулевых образующих векторов  $\vec{U}_1 \dots \vec{U}_6$ .

Пояснения принципов выбора вектора напряжения инвертора при формировании «треугольного» и «ромбовидного» алгоритмов управления представлены на рис.7.18 и 7.19 соответственно.

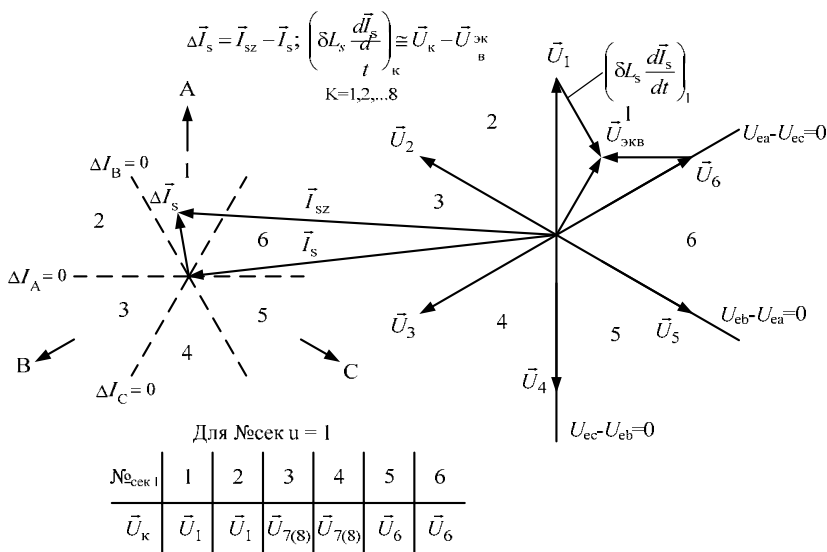


Рис.7.18. Пояснение принципа формирования «треугольного» алгоритма

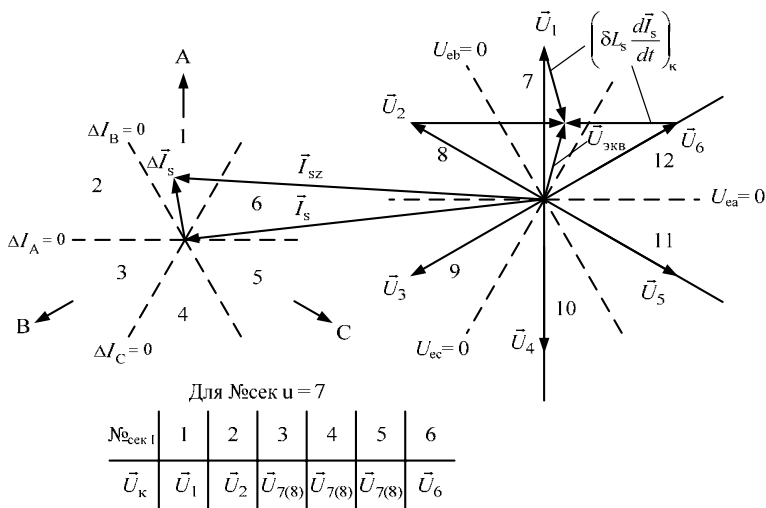


Рис. 7.19. Пояснение принципа формирования «ромбовидного» алгоритма

Вектор напряжения выбирается из разрешенной алгоритмом комбинации векторов таким образом, чтобы обеспечить желаемое направление изменения вектора токовой ошибки. В частности, критерием выбора вектора напряжения может являться максимальный темп уменьшения вектора токовой ошибки. При этом удовлетворительная энергетика процессов обеспечивается за счет исключения из алгоритмов управления векторов напряжений, вызывающих самые большие производные тока (для положения  $\vec{U}_{эв}$ , соответствующего рис.7.18 – векторов  $\vec{U}_2, \vec{U}_3, \vec{U}_4, \vec{U}_5$ ). Вместо них производится включение нулевых векторов напряжения с меньшими производными тока.

Формирователь управления вычисляет вектор дискретных управляющих воздействий фазами инвертора напряжения в соответствии с данными табл. 7.2, 7.3 и представленными ниже алгоритмами выбора типа нулевого вектора и перехода на «шестиугольный» алгоритм управления в области больших токовых ошибок.

Алгоритм выбора типа нулевого вектора по критерию минимизации коммутаций инвертора на  $k$ -м интервале дискретности:

если  $n_k = 0$ , то включается один из нулевых векторов; если  $n_{k-1}$  — нечетное число, то включается вектор  $\vec{U}_7$ , иначе — включается вектор  $\vec{U}_8$ .

Таблица 7.2. Определение номера вектора напряжения  $\overline{U}_n$ , формируемого на выходе инвертора

$N_{\text{sec}U}$	$N_{\text{sec}I}$							
	1	2	3	4	5	6	7	8
1	1	1	0	0	6	6	$n_{k-1}$	$n_{k-1}$
2	1	2	2	0	0	1	$n_{k-1}$	$n_{k-1}$
3	2	2	3	3	0	0	$n_{k-1}$	$n_{k-1}$
4	0	3	3	4	4	0	$n_{k-1}$	$n_{k-1}$
5	0	0	4	4	5	5	$n_{k-1}$	$n_{k-1}$
6	6	0	0	5	5	6	$n_{k-1}$	$n_{k-1}$
7	1	2	0	0	0	6	$n_{k-1}$	$n_{k-1}$
8	1	2	3	0	0	0	$n_{k-1}$	$n_{k-1}$
9	0	2	3	4	0	0	$n_{k-1}$	$n_{k-1}$
10	0	0	3	4	5	0	$n_{k-1}$	$n_{k-1}$
11	0	0	0	4	5	6	$n_{k-1}$	$n_{k-1}$
12	1	0	0	0	5	6	$n_{k-1}$	$n_{k-1}$

Примечание.  $n_{k-1}$  означает, что номер вектора напряжения остался неизменным, то есть равным номеру вектора напряжения на предыдущем интервале дискретности управления.

Таблица 7.3. Соответствие между номером вектора выходного напряжения  $\overline{U}_n$  и компонентами вектора управляющих воздействий фазами инвертора  $\overline{U}_y(U_{ya}, U_{yb}, U_{yc})$

$\overline{U}_n$	$\overline{U}_1$	$\overline{U}_2$	$\overline{U}_3$	$\overline{U}_4$	$\overline{U}_5$	$\overline{U}_6$	$\overline{U}_7$	$\overline{U}_8$
$U_{ya}, U_{yb}, U_{yc}$	1,0,0	1,1,0	0,1,0	0,1,1	0,0,1	1,0,1	0,0,0	1,1,1

Алгоритм перехода на «шестиугольный» алгоритм управления в области больших токовых ошибок:

если  $(|\Delta I_a| > \delta_d)$ , или  $(|\Delta I_b| > \delta_d)$ , или  $(|\Delta I_c| > \delta_d)$ , то  $n = N_{\text{sec}I}$ ,

где  $\delta_d$  — пороговое значение токовой ошибки, при котором осуществляется переход на «шестиугольный» алгоритм управления.

Распределитель импульсов формирует необходимую величину задержек переключения ключей ( $t_{0\min}$ ), относящихся к одной фазе, и распределяет импульсы управления по шести ключам инвертора.

Заметим, что частота коммутаций инвертора в алгоритмах управления, использующих нулевые векторы напряжения, сильно зависит от режима работы электропривода, в частности от величины ЭДС, наводимой в обмотке статора. При постоянной величине гистерезиса релейного регулятора тока ( $\delta = \text{const}$ ) частота коммутаций может изменяться в рабочих режимах привода в 5...10 раз. При необходимости уменьшить пределы изменения частоты коммутаций  $\delta$  изменяется в функции режима работы электропривода. В частности, введение простейшей трехэлементной кусочно-линейной зависимости  $\delta$  от частоты тока задания позволяет ограничить кратность изменения частоты коммутаций на уровне 1,5...2. Также возможна организация замкнутого контура стабилизации частоты коммутаций.

## **8. Алгоритмы пространственно-векторного управления матричным преобразователем частоты**

Матричный преобразователь частоты (МПЧ) является одним из наиболее перспективных полупроводниковых преобразователей энергии с непосредственной связью источника и нагрузки для применения в тех случаях, когда требуется наличие режима рекуперации энергии в питающую сеть и предъявляются повышенные требования к качеству потребляемой и возвращаемой энергии. Его преимуществами относительно ПЧ с неуправляемым выпрямителем являются: двунаправленный обмен энергии между сетью и нагрузкой; возможность формирования синусоидального входного тока с единичным коэффициентом сдвига; отсутствие в силовой схеме конденсаторов большой емкости, являющихся довольно дорогостоящим и одним из самых ненадежных элементов традиционных двухзвенных ПЧ с инвертором напряжения; высокий КПД и показатели электромагнитной совместимости с питающей сетью. Относительно двухзвенных ПЧ с активным выпрямителем (АВ) и инвертором напряжения (ИН) [38,27,7] МПЧ более компактен, надежен, энергетически эффективен и потенциально менее дорог. К недостаткам МПЧ относительно двухзвенных ПЧ с АВ и ИН можно отнести увеличенное количество полупроводниковых приборов (36 против 24); меньший коэффициент использования входного на-

пряжения; более сложное управление; менее отработанную и освоенную на данный момент времени технологию производства полупроводниковых модулей и микропроцессорных контроллеров, специализированных под топологию преобразователя.

В настоящее время промышленностью выпускаются специализированные IGBT- модули, ориентированные на топологию матричного преобразователя, в частности, выполненные в одном корпусе по схеме соединения транзисторов с общим коллектором [46,47]. Разработан метод четырехэтапной коммутации двунаправленных ключей МПЧ, обеспечивающий отсутствие в алгоритме коммутации интервалов короткого замыкания между входными фазами и приводящих к перенапряжениям интервалов разрыва тока нагрузки. Это существенно повысило надежность МПЧ и устранило необходимость применения снабберных цепей [41]. Для формирования управляющих воздействий на ключи МПЧ применяют как стратегию пространственно-векторного управления, так и традиционный подход, основанный на сравнении модулирующего и несущего сигналов [46,44,36,37]. Известно [36], что традиционный подход при синусоидальном модулирующем сигнале ограничивает коэффициент использования напряжения на уровне 0,5. Некоторого повышения этого коэффициента добиваются введением в модулирующий сигнал высших гармонических составляющих. Более ощутимых результатов можно добиться применением стратегии пространственно-векторной модуляции. Ее суть и применение к управлению мостовыми инверторами напряжения изложена в [38,2,3], а применительно к непосредственным преобразователям частоты в [42,22]. Стратегия изначально ориентирована на микропроцессорную реализацию системы управления и позволяет синтезировать алгоритмы управления по определенным заданным критериям, в частности, с предельно достижимым значением коэффициента использования напряжения, с минимизацией пульсаций выходного тока при заданной частоте переключений, с минимизацией числа переключений преобразователя в цикле модуляции и по другим критериям. Многообразие выходных состояний МПЧ, возможных вариантов их комбинации при синтезе управляющих воздействий и критериев синтеза определяет сложность и многогранность задачи синтеза алгоритмов управления, которая на данное время изучена недостаточно.

Рассматриваются вопросы синтеза алгоритмов управления МПЧ в рамках стратегии пространственно-векторного формирования ШИМ с жестко заданным законом коммутации [54]. Рассматривается также методика синтеза и полученные на ее основе алгоритмы управления МПЧ, позволяющие получить максимальный коэффициент использования входного напряжения, равный 0,867 при синусоидальной форме выходного напряжения и входного тока.

## 8.1. Векторное описание состояний матричного преобразователя частоты

Силовая часть матричного преобразователя частоты (рис.8.1) включает в себя входной LC- фильтр, предназначенный для сглаживания высокочастотных пульсаций сетевого тока, полупроводниковый коммутатор, содержащий девять двунаправленных силовых ключей, и активно-индуктивную нагрузку. Нагрузкой МПЧ могут служить трех-фазные обмотки электродвигателей переменного тока. Для корректной работы преобразователя (отсутствие интервалов короткого замыкания фаз сети и разрыва тока нагрузки) необходимо выполнять следующее условие: из девяти ключей МПЧ одновременно замкнутыми (активными) всегда должны быть три ключа, относящиеся к разным фазам нагрузки. Таким образом, в каждый момент времени МПЧ может принимать одно из 27 состояний, которые характеризуются различными комбинациями ключей, находящихся в активном состоянии. Все эти состояния ключей, соответствующие им схемы подключения фаз нагрузки к фазам сети и обозначения результирующих векторов выходного напряжения МПЧ сведены в табл. 8.1.

Амплитуда и направление результирующего вектора напряжения на выходе МПЧ при заданном состоянии его ключей зависят от величины и направления вектора напряжения питающей сети. Процессы формирования выходного напряжения будем рассматривать в жесткой связи с направлением вектора входного напряжения МПЧ. Влияние входного фильтра пока не учитываем. Угловые положения векторов входного напряжения  $\mathbf{U}_{\text{вх}}(U_A, U_B, U_C)$  и тока  $\mathbf{I}_{\text{вх}}(I_A, I_B, I_C)$  МПЧ будем определять в соответствии с векторными диаграммами напряжений и токов, изображенных на рис.8.2. Оси, изображенные на диаграммах, определяют направления фазных и линейных векторов напряжения сети в некоторый момент времени, принятый в качестве начального. Диаграмма напряжений разбита на двенадцать секторов, границы которых совпадают с осями фазных и линейных напряжений. Диаграмма токов разбита на шесть секторов, границы которых совпадают с осями линейных напряжений. Угловые положения векторов напряжения и тока в пределах всей диаграммы будем определять относительно фазы  $A$  питающей сети, а в пределах рабочего сектора (сектора, в пределах которого находится соответствующий вектор) – относительно границы сектора, принятой в качестве базовой.



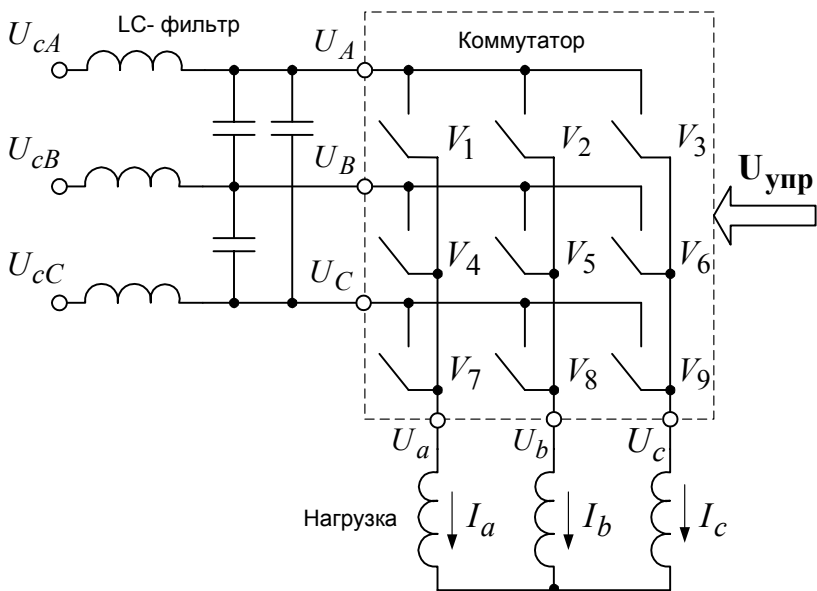
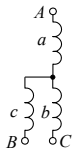
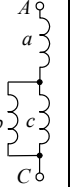
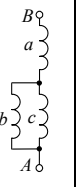
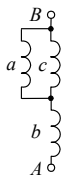
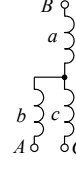
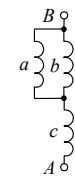
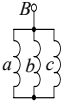
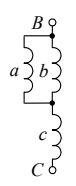
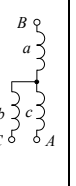
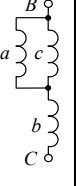
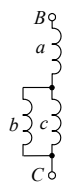
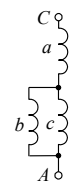
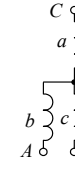
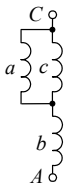
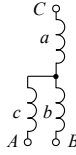
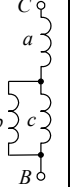
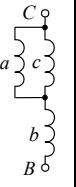
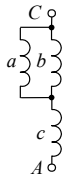
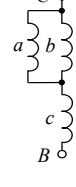
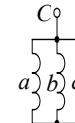


Рис.8.1. Структурная схема силовой части матричного преобразователя частоты

Таблица 8.1. Состояния МПЧ

Результующий вектор	$U_{p1}$	$U_{p2}$	$U_{p3}$	$U_{p4}$	$U_{p5}$	$U_{p6}$	$U_{p7}$
Активные ключи	$V_1 V_2$ $V_3$	$V_1 V_2$ $V_6$	$V_1 V_2$ $V_9$	$V_1 V_5$ $V_3$	$V_1 V_5$ $V_6$	$V_1 V_5$ $V_9$	$V_1 V_8$ $V_3$
Схема подключения нагрузки							

Окончание табл. 8.1

Результирующий вектор	$U_{p8}$	$U_{p9}$	$U_{p10}$	$U_{p11}$	$U_{p12}$	$U_{p13}$	$U_{p14}$
Активные ключи	$V_1 V_8$ $V_6$	$V_1 V_8$ $V_9$	$V_4 V_2$ $V_3$	$V_4 V_2$ $V_6$	$V_4 V_2$ $V_9$	$V_4 V_5$ $V_3$	$V_4 V_5$ $V_6$
Схема подключения нагрузки							
Результирующий вектор	$U_{p15}$	$U_{p16}$	$U_{p17}$	$U_{p18}$	$U_{p19}$	$U_{p20}$	$U_{p21}$
Активные ключи	$V_4 V_5$ $V_9$	$V_4 V_8$ $V_3$	$V_4 V_8$ $V_6$	$V_4 V_8$ $V_9$	$V_7 V_2$ $V_3$	$V_7 V_2$ $V_6$	$V_7 V_2$ $V_9$
Схема подключения нагрузки							
Результирующий вектор	$U_{p22}$	$U_{p23}$	$U_{p24}$	$U_{p25}$	$U_{p26}$	$U_{p27}$	
Активные ключи	$V_7 V_5$ $V_3$	$V_7 V_5$ $V_6$	$V_7 V_5$ $V_9$	$V_7 V_8$ $V_3$	$V_7 V_8$ $V_6$	$V_7 V_8$ $V_9$	
Схема подключения нагрузки							

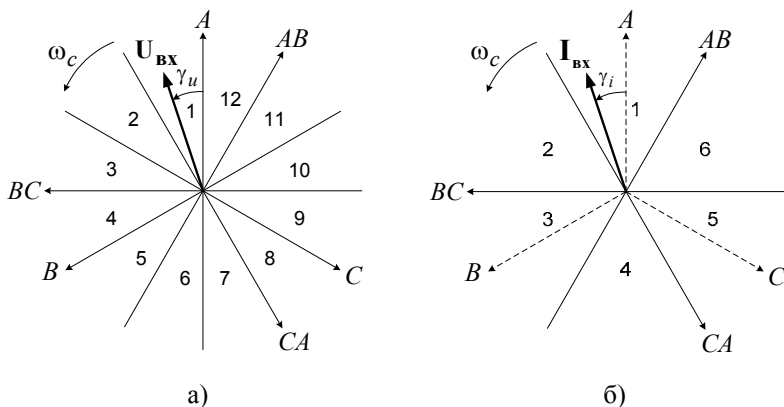


Рис.8.2. Векторные диаграммы входных напряжений (а) и входных токов (б) МПЧ

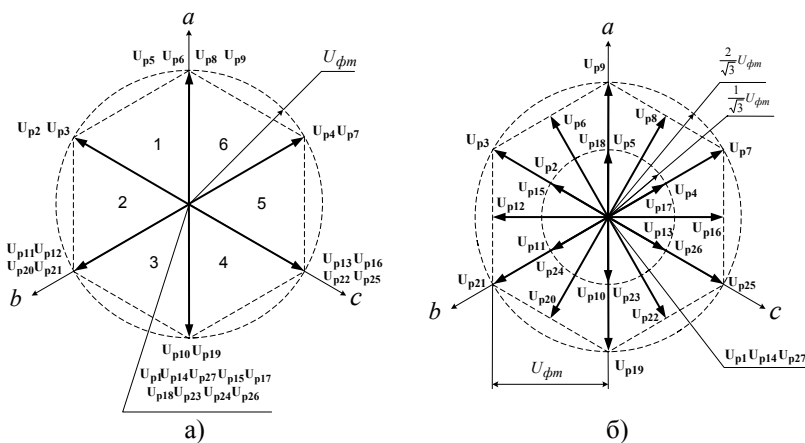


Рис.8.3. Векторные диаграммы выходных напряжений МПЧ, представленные в виде результирующих векторов: а —  $\gamma_u = 0$ ; б —  $\gamma_u = \pi / 6$

На рис.8.3 представлены векторные диаграммы выходных напряжений МПЧ для двух положений вектора входного напряжения:  $\gamma_u = 0$ ;  $\gamma_u = \pi / 6$ . Диаграммы построены в симметричных трехфазных осях (a,b,c), ориентированных по магнитным осям нагрузки. Аналогичные диаграммы могут быть построены для любого положения вектора входного напряжения. В результате анализа векторных диаграмм все многообразие выходных векторов МПЧ можно разбить на следующие группы:

1) группу нулевых векторов:  $U_{p1}, U_{p14}, U_{p27}$ . Формируются при подключении всех фаз нагрузки к одной из фаз питающей сети;

2) группу вращающихся симметричных векторов прямой последовательности фаз:

$$U_{p6} = U_{fm} e^{j\omega_c t}; U_{p20} = U_{fm} e^{j(\omega_c t + 2\pi/3)}; U_{p16} = U_{fm} e^{j(\omega_c t + 4\pi/3)},$$

где  $U_{fm}$  — амплитуда фазного напряжения питающей сети;  $\omega_c$  — частота питающей сети.

3) группу вращающихся симметричных векторов обратной последовательности фаз:

$$U_{p8} = U_{fm} e^{-j\omega_c t}; U_{p12} = U_{fm} e^{-j(\omega_c t - 2\pi/3)}; U_{p22} = U_{fm} e^{-j(\omega_c t - 4\pi/3)};$$

4) шесть групп симметричных векторов, пульсирующих вдоль фазных осей в функции времени:

$$U_{p18} = U_{1m}; U_{p24} = U_{1m} e^{j2\pi/3}; U_{p26} = U_{1m} e^{j4\pi/3};$$

$$U_{p10} = U_{2m}; U_{p4} = U_{2m} e^{j2\pi/3}; U_{p2} = U_{2m} e^{j4\pi/3};$$

$$U_{p19} = U_{3m}; U_{p7} = U_{3m} e^{j2\pi/3}; U_{p3} = U_{3m} e^{j4\pi/3};$$

$$U_{p23} = U_{4m}; U_{p17} = U_{4m} e^{j2\pi/3}; U_{p15} = U_{4m} e^{j4\pi/3};$$

$$U_{p5} = U_{5m}; U_{p11} = U_{5m} e^{j2\pi/3}; U_{p13} = U_{5m} e^{j4\pi/3};$$

$$U_{p9} = U_{6m}; U_{p21} = U_{6m} e^{j2\pi/3}; U_{p25} = U_{6m} e^{j4\pi/3},$$

где  $U_{1m} \dots U_{6m}$  — амплитуды групп пульсирующих векторов, вычисляемые по выражению

$$U_{im} = \frac{2}{\sqrt{3}} U_{fm} \sin(\omega_c t + (i-1)\frac{\pi}{3}), i = 1, 2 \dots 6.$$

## 8.2. Синтез алгоритма управления

Алгоритм управления МПЧ должен удовлетворять следующим требованиям.

1. В максимально возможном диапазоне регулирования выходного напряжения требуется обеспечить синусоидальные законы изменения выходного напряжения и входного тока МПЧ.

2. Коэффициент сдвига входного тока относительно входного напряжения МПЧ должен быть равным единице. Предусматривается возможность регулирования коэффициента сдвига в заданном диапазоне.
3. При уровнях выходных напряжений, близких к предельно достижимым, допускается плавный переход в области работы с отклонением от синусоидального закона изменения входного тока и выходного напряжения.
4. Элементарная комбинация результирующих векторов напряжения, используемая для формирования вектора заданного напряжения и закона изменения входного тока, должна быть по возможности минимизирована по числу результирующих векторов, количеству коммутаций в преобразователе, величине пульсаций выходного тока при заданной частоте переключений. Любое отклонение от указанных критериев оптимизации должно быть обосновано.

Процедура синтеза алгоритма управления МПЧ в рамках пространственно-векторной стратегии с жестко заданным законом коммутации включает в себя следующие этапы:

- 1) выбор состава и последовательности включения векторов элементарной комбинации в зависимости от вектора заданного напряжения, вектора напряжения сети и предыдущих состояний преобразователя;
- 2) расчет временных интервалов включения всех векторов напряжения, входящих в элементарную комбинацию.

Состав и последовательность векторов элементарной комбинации определяются заранее (вне реального времени работы преобразователя) для всех возможных комбинаций входных условий, в результате чего формируются таблицы элементарных комбинаций векторов. Расчет продолжительностей включения векторов осуществляется в реальном времени по заранее заданному алгоритму.

#### *1. Выбор состава и последовательности включения векторов напряжения*

Примем во внимание, что использование при формировании алгоритма управления вращающихся векторов прямой и обратной последовательностей фаз существенно усложняет всю процедуру синтеза, вносит в нее дополнительный элемент нерегулярности и практически не дает дополнительных преимуществ с точки зрения критериев, принятых при постановке задачи синтеза. Эти векторы сразу исключим из рассмотрения на предмет выбора состава элементарной комбинации. Известно [2], что для удовлетворения критерию минимизации величины пульсаций выходного тока нужно ограничивать токовые производные и, следовательно, выбирать состав элементарной комбинации результирующих векторов из векторов, формирующих минимальное

пространство вокруг конца вектора заданного выходного напряжения МПЧ. Если исключить из рассмотрения группы вращающихся векторов, то такими пространствами оказываются треугольники, вершинами которых являются концы результирующих векторов, ориентированных по фазным осям, ближайшим к направлению вектора задания, либо нулевые результирующие векторы, размещенные в начале координат. В дальнейшем эти векторы будем называть образующими. Например, для случая, представленного на рис.8.3,а, такими векторами являются  $U_{p3}, U_{p9}, U_{p5}$ .

Если бы речь шла только о формировании выходного напряжения МПЧ, то такой подход к формированию алгоритма управления мог быть вполне приемлемым. Однако для одновременного формирования входного тока МПЧ этого не достаточно. Позднее будет показано, что минимально возможным набором образующих векторов для одновременного формирования выходного напряжения и входного тока являются четыре значащих вектора, направленные вдоль границ сектора векторной диаграммы напряжений, в котором находится вектор заданного напряжения, и по крайней мере один из нулевых векторов. Для случая на рис.8.3,а в минимальный набор будут входить значащие векторы  $U_{p3}, U_{p9}, U_{p5}, U_{p2}$  и по крайней мере один из нулевых векторов  $U_{p1}, U_{p14}, U_{p27}$ . По критерию минимизации числа переключений (не более одного переключения при переходе к новому состоянию МПЧ) сформируем из данного набора образующих векторов следующие их комбинации в пределах элементарного цикла повторяемости (элементарные комбинации):

$$U_{p9}-U_{p3}-U_{p2}-U_{p5}-U_{p14}-U_{p5}-U_{p2}-U_{p3}-U_{p9}-U_{p27}; \quad (8.1)$$

$$U_{p9}-U_{p3}-U_{p1}-U_{p2}-U_{p5}-U_{p14}-U_{p5}-U_{p2}-U_{p1}-U_{p3}-U_{p9}-U_{p27}. \quad (8.2)$$

Полные элементарные циклы повторяемости обеих последовательностей включения векторов состоят из двух элементарных полуциклов. Состав значащих векторов обоих полуциклов одинаков, и формирование средних значений заданного выходного напряжения и входного тока полностью завершается в пределах каждого из них. Отличие полуциклов заключается в последовательности включения векторов (прямая/обратная) и в типе нулевого вектора, завершающего полуцикл. Выбор элементарной комбинации, составленной из двух элементарных полуциклов, обеспечивает минимизацию числа переключений преобразователя. Если в качестве элементарной комбинации выбрать любой из элементарных полуциклов, то число переключений на интервале формирования средних значений напряжения и тока возрастает в 7/5 раза для комбинации (8.1) и в 4/3 раза для комбинации (8.2).

Элементарная комбинация (8.2) отличается от комбинации (8.1) введением дополнительного нулевого вектора напряжения посередине каждого элементарного полуцикла. Это увеличивает число переключений в пределах элементарной комбинации с 10 до 12, однако в алгоритме управления, построенном на основе комбинации (8.2), появляются следующие преимущества в сравнении с алгоритмом, построенным на основе комбинации (8.1).

1. Каждый полуцикл комбинации (8.2) разбивается на две элементарные тройки векторов, включающие два одинаковых по амплитуде значащих вектора напряжения, направленных вдоль границ сектора нахождения  $U_z$ , и один из нулевых векторов напряжения. Такая структура элементарной комбинации становится более удобной с точки зрения реализации алгоритма, а именно: уменьшается с 5 до 3 количество таймеров, необходимых для отсчета временных интервалов выдачи сигналов коммутации ключей МПЧ от момента начала нового полуцикла; несколько упрощается реализация самого алгоритма, т.к. каждая элементарная тройка может формироваться независимо от другой.

2. Появляется дополнительная возможность для минимизации величины пульсаций выходного тока за счет выбора оптимального соотношения интервалов включения двух нулевых векторов напряжения элементарного полуцикла.

3. Ограничение на минимальную ширину импульса управления одним ключом МПЧ для алгоритма 2 проявляется исключительно в ограничении минимальной продолжительности включения нулевых векторов напряжения и, следовательно, не вносит угловой погрешности в формируемое напряжение при попадании в область ограничений. Погрешность проявляется только в отклонении амплитуды формируемого вектора напряжения от ее заданного значения и только в области напряжений, близких к предельно достижимым. Для алгоритма 1 это ограничение проявляется не только в амплитудной, но и в угловой ошибке, появляющейся при каждом переходе вектора заданного напряжения из сектора в сектор, так как на границах секторов продолжительность включения одного из значащих векторов  $U_{p2}$  или  $U_{p3}$  должна обращаться в нуль, что противоречит ограничению на минимальную ширину импульса управления. При этом угловая погрешность на границах секторов присутствует при всех уровнях напряжения задания.

Принимая во внимание все вышесказанное, в качестве базовой элементарной комбинации образующих векторов для представленного на рис.8.3,а расположения вектора  $U_z$  выбираем комбинацию (8.2). Для других секторов расположения вектора  $U_z$  выбор элементарной

комбинации образующих векторов осуществляется аналогично. В результате выполнения первого этапа синтеза алгоритма управления МПЧ составляется табл. 8.2 элементарных комбинаций образующих векторов в зависимости от номера сектора, в котором находится вектор заданного выходного напряжения ( $N_{\text{sec}U_z} = 1 \dots 6$ ), и номера сектора, в котором должен находиться вектор входного тока ( $N_{\text{sec}I} = 1 \dots 6$ ).

Таблица 8.2. Элементарные комбинации образующих векторов напряжения, представленные в виде последовательностей их индексов

$N_{\text{sec}I}$	$N_{\text{sec}U_z}$					
	1	2	3	4	5	6
1	9,3,1, 2,5,14	21,3,1, 2,11,14	21,19, 1,10,11, 14	25,19,1, 10,13, 14	25,7,1 4,13,14	9,7,1, 4,5,14
2	15,18, 27,9, 3,1	15,24, 27,21, 3,1	23,24, 27,21, 19,1	23,26, 27,25, 19,1	17,26, 27,25, 7,1	17,18, 27,9, 7,1
3	10,13, 14,15, 18,27	4,13,14, 15,24, 27	4,5,14, 23,24, 27	2,5,14, 23,26, 27	2,11,14, 17,26, 27	10,11, 14,17, 18,27
4	25,19, 1,10, 13,14	25,7,1, 4,13,14	9,7,1, 4,5,14	9,3,1, 2,5,14	21,3,1, 2,11,14	21,19,1, 10,11,14
5	23,26, 27,25, 19,1	17,26, 27,25, 7,1	17,18, 27,9, 7,1	15,18, 27,9, 3,1	15,24, 27,21, 3,1	23,24, 27,21, 19,1
6	2,5,14, 23,26, 27	2,11, 14,17, 26,27	10,11, 14,17, 18,27	10,13, 14,15, 18,27	4,13,14, 15,24, 27	4,5,14, 23,24,27

## 2. Расчет интервалов включения векторов напряжения

Определение интервалов включения векторов элементарной комбинации выполним на основе векторных расчетных схем (рис.8.4), обобщающих принципы расчета для любого сектора векторных диаграмм выходного напряжения и входного тока. Обобщенная расчетная схема формирования выходного напряжения в пределах сектора векторной диаграммы, к которой могут быть приведены все возможные комбинации положений входного и выходного векторов МПЧ, представлена на рис.8.4,а. Введем в рассмотрение следующие новые понятия и обозначения:



- $U_1, U_2$  — пара основных (максимальных по величине) образующих векторов сектора;
- $U_3, U_4$  — пара вспомогательных (не максимальных) образующих векторов сектора;
- $U_0$  — нулевой образующий вектор (без учета фактического способа его формирования);
- $U_1 - U_2 - U_0 - U_4 - U_3 - U_0$  — расчетная элементарная комбинация векторов (соответствует одному полуциклу выбранного алгоритма без учета фактической последовательности включения векторов);
- прямая последовательность включения векторов в основной и вспомогательной элементарных тройках:  $U_1 - U_2 - U_0$ ;  $U_3 - U_4 - U_0$ ;
- обратная последовательность включения векторов в основной и вспомогательной элементарных тройках:  $U_2 - U_1 - U_0$ ;  $U_4 - U_3 - U_0$ ;
- $\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4$  — интервалы включения образующих векторов  $U_1, U_2, U_3, U_4$ ;
- $\tau_{01}, \tau_{02}$  — интервалы включения нулевого вектора в основной и вспомогательной элементарных тройках;
- базовая граница сектора — граница, от которой отсчитывается угол  $\alpha_{U \text{ sec}}$ .

Исходной информацией для расчета интервалов включения векторов являются:

- вектор заданного выходного напряжения;
- вектор входного напряжения;
- угол смещения между вектором входного напряжения и направлением вектора входного тока, соответствующим режиму потребления активной мощности из сети. В рассматриваемом частном случае равен 0.

На основе исходной информации определяются:

- амплитуда вектора заданного напряжения  $U_z$ ;
- номер сектора заданного напряжения  $N_{\text{sec}U_z}$ ;
- угловое положение вектора заданного напряжения в пределах сектора векторной диаграммы выходных напряжений  $\alpha_{U \text{ sec}}$ ;
- линейные входные напряжения:  $U_{AB}, U_{BC}, U_{CA}$ ;
- номер сектора входного напряжения  $N_{\text{sec}U_c}$ ;

- амплитуды основных и вспомогательных образующих векторов  $U_{v1}, U_{v2}$ ;
- номер сектора входного тока  $N_{secI}$ ;
- угловое положение вектора входного тока в пределах сектора векторной диаграммы токов  $\alpha_{Isec}$ .

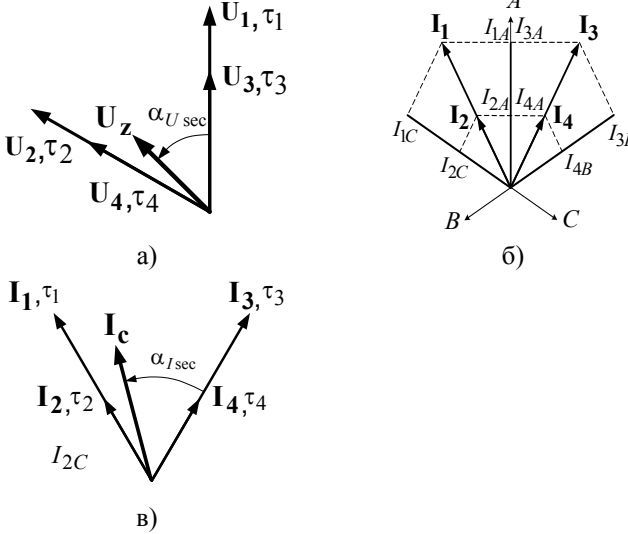


Рис.8.4. Векторные диаграммы, поясняющие алгоритм расчета интервалов включения векторов элементарной комбинации: а — обобщенная расчетная схема формирования выходного напряжения; б — диаграмма формирования входных токов; в — расчетная схема токов при  $N_{secUz}=1$ ,  $N_{secUc}=1$ ,  $N_{secI}=1$

В качестве примера нахождения соответствия между векторами расчетных схем и реальными результирующими векторами МПЧ рассмотрим случай, когда выходное напряжение, входное напряжение и входной ток находятся в первых секторах своих векторных диаграмм:  $N_{secUz}=1$ ,  $N_{secUc}=1$ ,  $N_{secI}=1$ . В этом случае будем иметь следующее соответствие между напряжениями и токами:

$$U_1 = U_{p9}; U_2 = U_{p3}; U_3 = U_{p5}; U_4 = U_{p2};$$

$$I_{1A} = I_a; I_{1B} = 0; I_{1C} = -I_a;$$

$$I_{2A} = -I_c; I_{2B} = 0; I_{2C} = I_c;$$

$$I_{3A} = I_a; I_{3B} = -I_a; I_{3C} = 0;$$

$$I_{4A} = -I_c; I_{4B} = I_c; I_{4C} = 0.$$

Результирующие векторы входных токов формируются согласно рис.8.4,б. Рассмотренному случаю соответствует расчетная схема токов, изображенная на рис.8.4,в.

Из геометрии расчетных схем на рис.8.4,а и 8.4,в легко получить следующие соотношения между интервалами включения значащих результирующих векторов:

$$\frac{\tau_1}{\tau_2} = \frac{\tau_3}{\tau_4} = \frac{\sin(\pi/3 - \alpha_{Usec})}{\sin(\alpha_{Usec})} = K_{sw1}; \quad (8.3)$$

$$\frac{\tau_3}{\tau_1} = \frac{\tau_4}{\tau_2} = \frac{\sin(\pi/3 - \alpha_{Isec})}{\sin(\alpha_{Isec})} = K_{sw2}, \quad (8.4)$$

где  $K_{sw1}, K_{sw2}$  — коэффициенты относительной продолжительности включения разнонаправленных и однонаправленных результирующих векторов напряжения.

Чтобы исключить неопределенность вида «деление на нуль», выражения (8.3), (8.4) применяются при условии, что  $\alpha_{Usec}, \alpha_{Isec}$  принадлежат интервалу  $[\pi/6 \dots \pi/3]$ . Если  $\alpha_{Usec}, \alpha_{Isec}$  принадлежат интервалу  $[0 \dots \pi/6]$ , то для вычисления коэффициентов  $K_{sw1}, K_{sw2}$  вместо (8.3), (8.4) используются обратные им выражения.

*Выполним расчет предельного режима работы без нелинейных искажений выходных напряжений и входных токов МПЧ.*

Для данного режима справедливо следующее выражение для периода полупериода управления:

$$T_c = \tau_{1m} + \tau_{2m} + \tau_{3m} + \tau_{4m}. \quad (8.5)$$

Интервалы включения значащих векторов предельного режима вычисляются по следующим выражениям, полученным с учетом (8.3), (8.4):

$$\begin{aligned} \tau_{1m} &= \frac{T_c}{1 + K_{sw1} + K_{sw2} + K_{sw1}K_{sw2}}; \tau_{2m} = K_{sw1}\tau_{1m}; \\ \tau_{3m} &= K_{sw2}\tau_{1m}; \tau_{4m} = K_{sw2}\tau_{2m} \\ \text{при } \alpha_{Usec} &= [0 \dots \pi/6[; \end{aligned} \quad (8.6)$$

$$\begin{aligned} \tau_{2m} &= \frac{T_c}{1 + K_{sw1} + K_{sw2} + K_{sw1}K_{sw2}}; \tau_{1m} = K_{sw1}\tau_{2m}; \\ \tau_{3m} &= K_{sw2}\tau_{1m}; \tau_{4m} = K_{sw2}\tau_{2m} \end{aligned}$$

при  $\alpha_{U_{\text{sec}}} = [\pi/6 \dots \pi/3[$ .

Предельное значение эквивалентного (усредненного на полуцикле управления) значения выходного напряжения преобразователя

$$U_{\text{max}} = (U_{\text{max}1}(\tau_{1m} + \tau_{2m}) + U_{\text{max}2}(\tau_{3m} + \tau_{4m}))/T_c, \quad (8.7)$$

где  $U_{\text{max}1}, U_{\text{max}2}$  — предельные эквивалентные напряжения для основных и вспомогательных образующих векторов в заданном направлении формирования выходного вектора напряжения, вычисляемые по выражениям

$$U_{\text{max}1} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{U_{v1}}{\cos(\alpha_{U_{\text{sec}}} - \pi/6)}; \quad (8.8)$$

$$U_{\text{max}2} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{U_{v2}}{\cos(\alpha_{U_{\text{sec}}} - \pi/6)}.$$

Амплитуды основных и вспомогательных образующих векторов ( $U_{v1}, U_{v2}$ ) вычисляются на основе информации о номере сектора входного напряжения МПЧ в соответствии с табл. 8.3.

Таблица 8.3. Формулы вычисления амплитуд образующих векторов

$N_{\text{sec}U_c}$	$U_{v1}$	$U_{v2}$
1,7	$\frac{2}{3} U_{CA} $	$\frac{2}{3} U_{AB} $
2,8	$\frac{2}{3} U_{CA} $	$\frac{2}{3} U_{BC} $
3,9	$\frac{2}{3} U_{BC} $	$\frac{2}{3} U_{CA} $
4,10	$\frac{2}{3} U_{BC} $	$\frac{2}{3} U_{AB} $
5,11	$\frac{2}{3} U_{AB} $	$\frac{2}{3} U_{BC} $
6,12	$\frac{2}{3} U_{AB} $	$\frac{2}{3} U_{CA} $

Расчет интервалов включения образующих векторов может выполняться по трем различным вариантам в зависимости от соотношения амплитуды заданного напряжения и предельных эквивалентных

значений выходного напряжения. Для всех вариантов расчета справедливо выражение

$$T_c = \tau_1 + \tau_2 + \tau_{01} + \tau_3 + \tau_4 + \tau_{02}. \quad (8.9)$$

*Вариант 1.* Если выполняется условие

$$U_z \leq U_{\max} \frac{T_c - 2\tau_{\min}}{T_c}, \quad (8.10)$$

где  $\tau_{\min}$  — минимально допустимая ширина импульса переключения силового ключа МПЧ, то выходное напряжение и входной ток формируются без искажений (вектор эквивалентного выходного напряжения и угловое положение вектора входного тока строго соответствуют своим заданным значениям). Расчеты выполняются следующим образом

1) Суммарная величина нулевых интервалов полуцикла

$$\tau_{sum0} = (1 - U_z / U_{\max}) T_c. \quad (8.11)$$

2) Интервалы включения значащих векторов

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \frac{T_c - \tau_{sum0}}{T_c} \tau_{1m}; \tau_2 = K_{sw1} \tau_1; \tau_3 = K_{sw2} \tau_1; \\ \tau_4 &= K_{sw2} \tau_2 \\ \text{при } \alpha_{U_{\sec}} &= [0 \dots \pi/6]; \end{aligned} \quad (8.12)$$

$$\begin{aligned} \tau_2 &= \frac{T_c - \tau_{sum0}}{T_c} \tau_{2m}; \tau_1 = K_{sw1} \tau_2; \tau_3 = K_{sw2} \tau_1; \\ \tau_4 &= K_{sw2} \tau_2 \\ \text{при } \alpha_{U_{\sec}} &= [\pi/6 \dots \pi/3]. \end{aligned}$$

3) Интервалы включения нулевых векторов рассчитываются исходя из условия равенства эквивалентных напряжений элементарных троек, входящих в элементарный полуцикл, что обеспечивает минимизацию пульсаций выходного тока при заданной частоте переключений:

$$\begin{aligned} \tau_{01} &= \frac{(\tau_1 + \tau_2)((\tau_3 + \tau_4)(U_{\max 1} - U_{\max 2}) + U_{\max 1} \tau_{sum0})}{U_{\max 1} (\tau_1 + \tau_2) + U_{\max 2} (\tau_3 + \tau_4)}, \\ \tau_{02} &= \tau_{sum0} - \tau_{01}. \end{aligned} \quad (8.13)$$

Вариант 2. Если выполняется условие

$$U_{\max} \frac{T_c - 2\tau_{\min}}{T_c} < U_z \leq U_{\max 1} \frac{T_c - 2\tau_{\min}}{T_c}, \quad (8.14)$$

то выходное напряжение формируется без искажений, а угловое положение вектора входного тока может отклоняться от заданного значения. Расчет интервалов включения векторов выполняется таким образом, чтобы отклонение углового положения вектора входного тока от своего заданного значения было минимальным.

- 1) Интервалы включения нулевых векторов приравниваются минимально допустимой ширине импульса управления силовыми ключами преобразователя:

$$\tau_{01} = \tau_{\min}; \tau_{02} = \tau_{\min}. \quad (8.15)$$

- 2) Если выполняется условие  $U_{\max 1} - U_{\max 2} \geq \Delta U$ , где  $\Delta U$  — малая величина допустимого отклонения от заданного напряжения, то расчет интервалов включения значащих векторов напряжения выполняется следующим образом:

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \tau_{\text{sum}1} / (1 + K_{\text{sw}1}); \tau_2 = \tau_{\text{sum}1} - \tau_1; \\ \tau_3 &= \tau_{\text{sum}2} / (1 + K_{\text{sw}1}); \tau_4 = \tau_{\text{sum}2} - \tau_3 \\ \text{при } \alpha_{U \text{ sec}} &= [0 \dots \pi/6[; \end{aligned} \quad (8.16)$$

$$\begin{aligned} \tau_2 &= \tau_{\text{sum}1} / (1 + K_{\text{sw}1}); \tau_1 = \tau_{\text{sum}1} - \tau_2; \\ \tau_4 &= \tau_{\text{sum}2} / (1 + K_{\text{sw}1}); \tau_3 = \tau_{\text{sum}2} - \tau_4 \end{aligned}$$

$$\text{при } \alpha_{U \text{ sec}} = [\pi/6 \dots \pi/3[ ,$$

где

$$\tau_{\text{sum}1} = \frac{U_z T_c - U_{\max 2} (T_c - 2\tau_{\min})}{U_{\max 1} - U_{\max 2}};$$

$\tau_{\text{sum}2} = T_c - 2\tau_{\min} - \tau_{\text{sum}1}$  — суммарные интервалы включения основных и вспомогательных образующих векторов.

- 3) Если условие  $U_{\max 1} - U_{\max 2} \geq \Delta U$  не выполняется, то точность расчета по п.2 становится неудовлетворительной и расчет интервалов включения значащих векторов выполняется по формулам (8.12) при условии, что  $\tau_{\text{sum}0} = 2\tau_{\min}$ .

*Вариант 3.* Если выполняется условие

$$U_z > U_{\max} \frac{T_c - 2\tau_{\min}}{T_c}, \quad (8.17)$$

то выходное напряжение и направление вектора входного тока формируются с вынужденным отклонением от их заданных значений. В этом режиме из алгоритма управления полностью исключается вспомогательная элементарная тройка векторов и для формирования алгоритма используются только основные (максимальные) образующие векторы. Расчет интервалов включения векторов выполняется следующим образом:

$$1) \tau_3 = 0; \tau_4 = 0; \tau_{02} = 0.$$

$$2) \tau_{01} = (1 - \frac{U_z}{U_{\max}})T_c; \text{ если } \tau_{01} < \tau_{\min} \text{ то } \tau_{01} = \tau_{\min}.$$

$$3) \tau_1 = \frac{T_c - \tau_{01}}{1 + K_{sw1}}; \tau_2 = T_c - \tau_{01} - \tau_1 \text{ при } \alpha_{U_{\sec}} = [0... \pi/6[;$$

$$\tau_2 = \frac{T_c - \tau_{01}}{1 + K_{sw1}}; \tau_1 = T_c - \tau_{01} - \tau_2 \text{ при } \alpha_{U_{\sec}} = [\pi/6... \pi/3[.$$

В формирование алгоритма управления МПЧ, кроме рассмотренных выше, входят следующие операции:

1. Назначение соответствия между вектором напряжения и продолжительностью его включения. Расчет интервалов включения векторов напряжения по расчетным схемам рис.8.4 производится безотносительно к их фактической последовательности включения в формируемом элементарном полуцикле. Всего возможно четыре варианта следования векторов в пределах одного и того же их состава, выбранного по табл. 8.2 и минимизированного по числу переключений преобразователя.

*Вариант 1.* Прямая последовательность элементарных троек (начала основная, затем вспомогательная) и прямая последовательность векторов в первой элементарной тройке:

$$U_1 - U_2 - U_{01} - U_4 - U_3 - U_{02}.$$

*Вариант 2.* Прямая последовательность элементарных троек и обратная последовательность векторов в первой элементарной тройке:

$$U_2 - U_1 - U_{01} - U_3 - U_4 - U_{02}.$$

*Вариант 3.* Обратная последовательность элементарных троек и прямая последовательность векторов в первой элементарной тройке:

$$\mathbf{U}_3 - \mathbf{U}_4 - \mathbf{U}_{02} - \mathbf{U}_2 - \mathbf{U}_1 - \mathbf{U}_{01}.$$

*Вариант 4.* Обратная последовательность элементарных троек и обратная последовательность векторов в первой элементарной тройке:

$$\mathbf{U}_4 - \mathbf{U}_3 - \mathbf{U}_{02} - \mathbf{U}_1 - \mathbf{U}_2 - \mathbf{U}_{01}.$$

Последовательность элементарных троек каждый раз изменяется на противоположную при переходе к новому полуциклу. Последовательность векторов в первой элементарной тройке определяется следующим логическим выражением:

$$\text{Order}V = [(\text{Odd}(N_{\text{sec } l})) \text{and} (\text{Odd}(N_{\text{sec } Uz}))] \text{or} \\ [(\text{Odd}(N_{\text{sec } l})) \text{and} (\text{Odd}(N_{\text{sec } Uz}))],$$

где  $\text{Odd}(X)$  — функция, возвращающая логическую единицу при нечетном значении своего целочисленного аргумента  $X$ .

2. Назначение соответствия между комбинациями векторов напряжения и состояниями силовых ключей МПЧ. Выполняется в соответствии с табл. 8.1.

3. Расчет интервалов коммутации ключей МПЧ в пределах формируемого элементарного полуцикла векторов напряжения, отсчитываемых от момента окончания предыдущего полуцикла.

4. Формирование импульсов управления всеми активными элементами (транзисторами) преобразователя, в частности, согласно методу четырехэтапной коммутации для двунаправленных силовых ключей с общим коллектором.

### 8.3. Результаты моделирования

На рис.8.5...8.7 представлены результаты моделирования процессов, протекающих в МПЧ с рассмотренными выше алгоритмами управления при его работе в составе асинхронного электропривода с двигателем 4А112МА6У3 ( $P_{\text{ном}} = 3 \text{ кВт}$ ;  $N_{\text{ном}} = 950 \text{ об/мин}$ ;  $I_{\text{ном}} = 7,4 \text{ А}$ ;  $M_{\text{ном}} = 30 \text{ Нм}$ ).

На рис.8.5 изображены временные диаграммы выходного напряжения фазы  $a$  ( $U_a$ ), его эквивалентного (усредненного на полуцикле модуляции) значения ( $U_{ae}$ ), выходного тока фазы  $a$  ( $I_a$ ), входного



напряжения фазы  $A$  ( $U_A$ ), входного тока фазы  $A$  ( $I_A$ ) и его эквивалентного значения ( $I_{Ae}$ ) для двух установившихся режимов работы привода: а)  $f_{\text{вых}} = 20 \text{ Гц}$ ,  $M_c = M_{\text{ном}}$ ; б)  $f_{\text{вых}} = 100 \text{ Гц}$ ,  $M_c = 0,5M_{\text{ном}}$ .

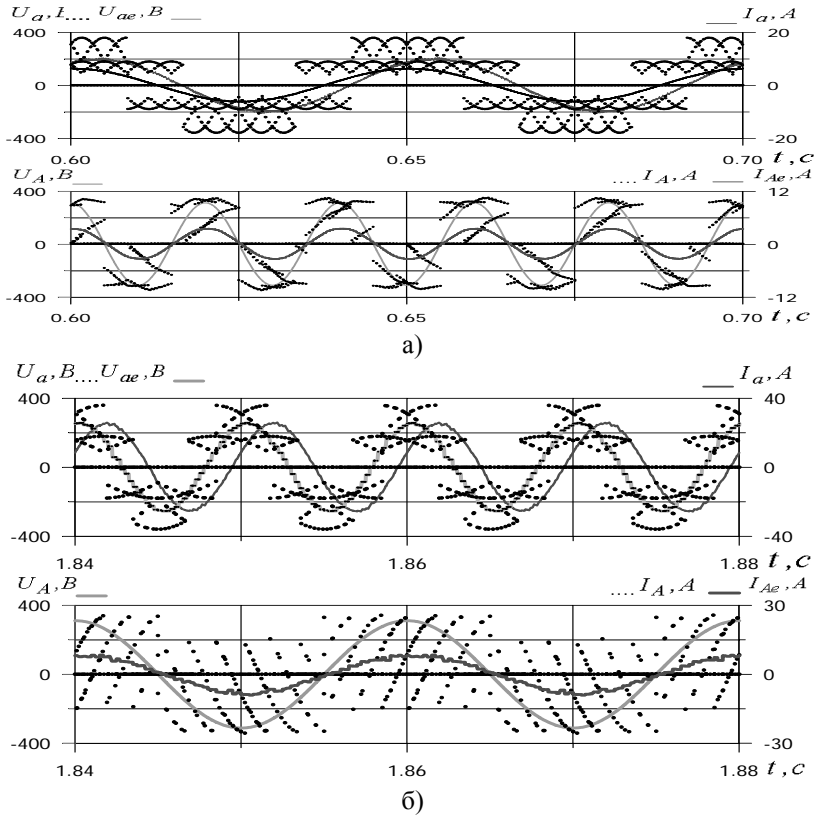


Рис.8.5. Временные диаграммы входных и выходных переменных МПЧ в установившемся режиме работы асинхронного привода: а —  $f_{\text{вых}} = 20 \text{ Гц}$ ,  $M_c = M_{\text{ном}}$ ; б —  $f_{\text{вых}} = 100 \text{ Гц}$ ,  $M_c = 0,5M_{\text{ном}}$

В целях большей наглядности мгновенные значения выходного напряжения и входного тока показаны точечными диаграммами без соединительных линий. Мгновенные значения входных напряжения и тока показаны для условия питания МПЧ от сети бесконечно большой мощности и отсутствия входного  $LC$ -фильтра. Подключение  $LC$ -

фильтра обеспечивает желаемый уровень высокочастотных (определяемых частотой коммутации ключей) пульсаций тока, потребляемого (отдаваемого) питающей сетью. Так как частота модуляции достаточно высока относительно частоты сети (2...10 кГц), то необходимый фильтр оказывается достаточно легким. Из диаграмм эквивалентных значений переменных отчетливо виден синусоидальный закон изменения выходного напряжения и входного тока при коэффициенте сдвига основной гармоники входного тока относительно входного напряжения, близком к единице.

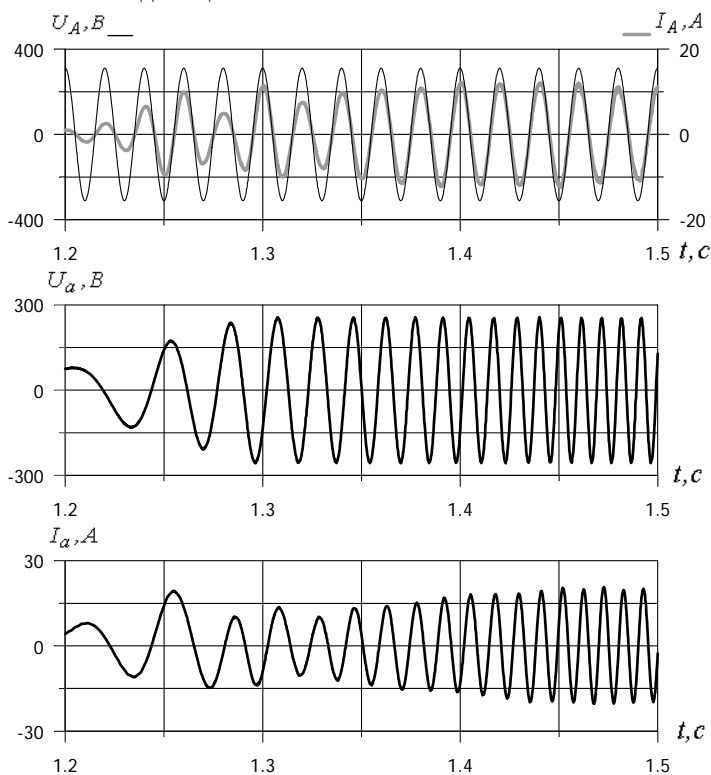


Рис.8.6. Временные диаграммы переменных МПЧ в режиме разгона асинхронного привода по задатчику интенсивности с  $f = 10 \text{ Гц}$  до  $f = 100 \text{ Гц}$

На рис.8.6 изображены временные диаграммы входного напряжения и эквивалентного значения входного тока фазы  $A$ , эквивалентных значений выходного напряжения и тока фазы  $\alpha$ , полученные в режиме разгона привода с частоты 10 Гц до частоты 100 Гц с интенсивностью

330 Гц/с при уровне ограничения предельного значения заданного выходного напряжения:  $0,82 U_{\text{вх}}$ , где  $U_{\text{вх}}$  — уровень напряжения на входе. Система регулирования — разомкнутая с реализацией статического закона частотного управления, формирующего номинальное потокоцепление ротора в режиме холостого хода двигателя. Из диаграмм видно, что во всех режимах сохраняется совпадение по фазе входного напряжения и тока и обеспечивается синусоидальный закон изменения эквивалентных значений выходного напряжения и входного тока МПЧ. При выходных напряжениях, превышающих  $0,82 U_{\text{вх}}$ , законы изменения эквивалентных значений выходного напряжения и входного тока будут отклоняться от синусоидальных. Однако даже в этом случае гармонический состав входного тока в области низких частот значительно лучше гармонического состава входного тока традиционного ШИМ-преобразователя частоты с неуправляемым выпрямителем. Максимальный коэффициент передачи МПЧ по напряжению  $k_{U_{\text{max}}} = 0,82$  без искажений выходного напряжения и входного тока был получен при следующих параметрах системы управления: периоде полуцикла модуляции  $T_c = 125$  мкс; минимально допустимой ширине импульса переключения  $\tau_{\text{min}} = 3,5$  мкс. При идеальных ключах преобразователя ( $\tau_{\text{min}} = 0$ ) максимальный коэффициент равен своему теоретическому пределу:  $k_{U_{\text{max}}} = \sqrt{3}/2$ .

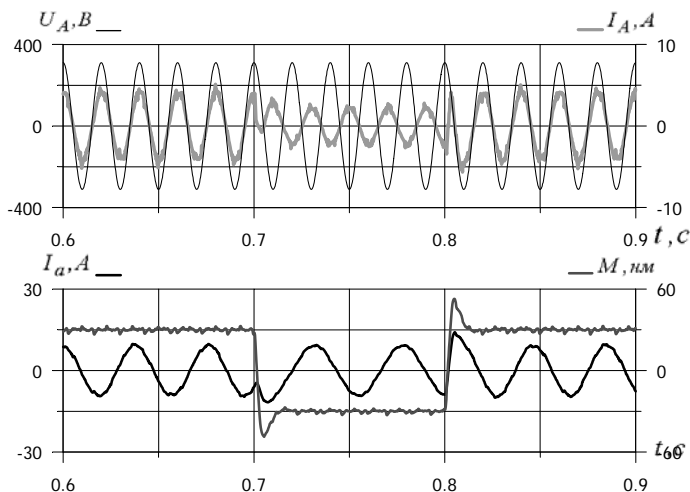


Рис.8.7. Временные диаграммы переменного векторно-управляемого асинхронного привода с МПЧ в режиме реверса момента нагрузки с уровня  $M_c = M_{\text{ном}}$  на скорости  $0,5\omega_{\text{ном}}$

На рис.8.7 изображены временные диаграммы входного напряжения и эквивалентного значения входного тока фазы  $A$ , электромагнитного момента и эквивалентного значения тока статора фазы  $a$  двигателя в режиме реверса момента нагрузки с уровня  $M_c = M_{nom}$  на скорости  $0,5\omega_{nom}$  при работе МПЧ в составе асинхронного электропривода с системой адаптивно-векторного управления [18]. На диаграммах виден переход преобразователя в режим рекуперации энергии в сеть. Входной ток МПЧ становится противофазным входному напряжению, при этом сохраняется закон его изменения, близкий к синусоидальному.

## **9. Построение тепловой защиты преобразователя частоты на основе динамической тепловой модели IGBT- модуля**

Выбор силовых полупроводниковых приборов, работающих в устройствах с большими кратностями перегрузок по току, в частности в высокودинамичных электроприводах переменного тока с векторным управлением, определяется, как правило, не номинальными значениями нагрузок, а необходимой перегрузочной характеристикой, то есть зависимостью тока перегрузки от времени при заданном температурном режиме работы преобразователя. Важнейшим условием, определяющим надежность работы полупроводникового преобразователя, является наличие защиты его силовых ключей от токовых перегрузок. Наиболее эффективная защита ключей реализуется на основе контроля температуры их кристаллов. Так как непосредственное измерение температуры кристалла выполнить весьма проблематично, то реализацию температурной защиты преобразователя осуществляют обычно на основе контроля температуры в других точках: на охлаждающем в непосредственной близости от силового модуля либо с помощью встроенного в модуль датчика, измеряющего температуру корпуса кристаллов. Очевидно, что вследствие инерционности датчиков температуры и наличия переходных тепловых сопротивлений «охладитель—корпус» и «корпус—кристалл» контроль температуры в указанных точках может эффективно защищать модуль только при относительно длительных перегрузках с небольшими кратностями перегрузочного тока. В результате приходится ограничивать допустимую величину перегрузки по току на заведомо заниженном уровне, чтобы кратковременные большие токовые перегрузки, не отслеживаемые датчиком температуры, не приводили к тепловому разрушению кристалла. Реализация

времятоковой защиты по широко известному критерию  $\int I^2 dt$  в случае с кратковременными перегрузками IGBT также не способна защитить кристалл от теплового разрушения. Существенно расширить диапазон допустимых токовых перегрузок (в некоторых режимах работы привода более чем на 50 %) позволяет построение температурной защиты преобразователя частоты на основе динамической модели тепловых процессов IGBT-модуля.

Методология и алгоритмы расчета потерь в элементах модуля и температуры кристаллов достаточно хорошо изложены в публикациях ведущих фирм-производителей IGBT, таких как EUPEC, SEMIKRON, Mitsubishi, и в других работах, в частности в [48]. В настоящее время все упомянутые фирмы-производители распространяют на своих сайтах программы автоматического теплового расчета IGBT-модулей: IPOSIM, SEMISEL, MelcoSim соответственно. Эти программы и положенные в их основу алгоритмы расчетов специально разрабатывались для автоматизации теплового анализа режимов работы силовых ключей и процесса выбора модуля на этапе проектирования изделия по наиболее напряженному квазиустановившемуся тепловому режиму его работы. Программы оснащены хорошими средствами визуализации входных данных и результатов расчета. Результаты тепловых расчетов представляются в виде набора функциональных зависимостей потерь, температур, предельных выходных токов IGBT-модуля в зависимости от режима его работы. В качестве входных данных задаются тип модуля и его корпуса, а также интегральные характеристики выбранного установившегося режима работы, а именно действующее значение выходного тока; частота основной гармоники; частота ШИМ; входное напряжение инвертора; коэффициент модуляции;  $\cos(\varphi)$  нагрузки; температура корпуса. Если в тепловой расчет входит выбор системы охлаждения, как у фирмы SEMIKRON, то дополнительно задаются необходимые для этого параметры, а именно температура окружающей среды; количество ключей и параллельно соединенных модулей на одном радиаторе; способ охлаждения; скорость воздуха или жидкости в системе принудительного охлаждения; тепловое сопротивление «теплосток — окружающая среда».

Однако принятый в этих моделях алгоритм вычислений, основанный на задании интегральных параметров установившегося режима работы, и тем более форма представления результатов, получаемых в процессе расчетов, не удобны для построения температурной защиты IGBT-модуля по следующим причинам.

1. Эффективная тепловая защита должна в реальном масштабе времени учитывать изменения всех основных параметров, влияющих на мгновенное значение температуры кристалла, во всех возмож-

ных режимах работы привода, как в статических, так и в динамических.

2. В реальном частотно-регулируемом электроприводе частота основной гармоники, выходной ток, коэффициент модуляции,  $\cos(\varphi)$  являются переменными величинами, изменяющимися в широких пределах.
3. Частота модуляции в современных приводах также является переменной. В системах с жестким законом формирования ШИМ она доступна для изменения пользователю в широких пределах (от единиц до десятков кГц). В системах с релейным способом формирования ШИМ, в частности в системах прямого управления моментом и в системах с релейным контуром тока, понятие фиксированной частоты модуляции вообще отсутствует.
4. Тепловая защита должна учитывать особенности конкретного алгоритма формирования ШИМ и ограничения, связанные с «неидеальностями» динамических свойств силовых ключей и системы управления.

### 9.1. Тепловая модель IGBT-модуля

При построении тепловой модели [51] были приняты следующие базовые принципы и допущения.

1. Тепловой расчет выполняется на основе информации о мгновенных значениях переменных: токов, протекающих через элементы модуля (транзисторы и обратные диоды); входного напряжения инвертора; мгновенного состояния всех элементов модуля. Такой подход обеспечивает инвариантность алгоритма теплового расчета к интегральным, усредненным на периоде основной гармоники, значениям переменных, а также к способу формирования и виду ШИМ. Усреднение переменных допускается только на малых интервалах, меньших значения самой малой тепловой постоянной времени кристаллов.

Анализ параметров тепловых моделей IGBT-модулей 3-го поколения серий FP, FS фирмы EUPEC показал, что тепловые постоянные времени кристаллов в основном лежат в интервале  $[0,002...0,1]$  с. Среднеквадратичная оценка постоянной времени кристаллов при аппроксимации тепловой модели одним экспоненциальным участком составляет величину, близкую к 0,03 с для всех типоразмеров модулей. С учетом этого интервал усреднения потерь может выбираться из условия  $T_{hc} \leq 2 \text{ мс}$ . Полагаем, что на интервалах времени, меньших  $T_{hc}$ , надежную защиту модуля обеспечивает двухуровневая максимально-токовая защита: первый уровень – программный, второй – аппаратный, реализованный на основе контроля насыщения силовых ключей.

2. Наиболее эффективная защита от теплового разрушения кристаллов во всех возможных режимах работы инвертора, в том числе и при несимметричной загрузке силовых ключей, реализуется на основе поэлементного расчета температуры всех транзисторов и обратных диодов IGBT-модуля. Уменьшить количество элементов модуля, участвующих в тепловом расчете, можно вводя дополнительные ограничения на допустимые режимы работы преобразователя, например:
  - ограничение величины тока в генераторных режимах работы нагрузки преобразователя ( $\cos(\varphi) < 0$ ) на определенном расчетном уровне (позволяет контролировать температуру только транзисторов модуля, так как температура обратных диодов оказывается заведомо не превышающей предельно допустимых значений);
  - допущение о симметрии выходных токов преобразователя (позволяет строить его тепловую защиту на основе контроля температур элементов одного плеча трехфазного моста).
3. Временные изменения температуры, вызванные взаимосвязью отдельных элементов модуля, пренебрежимо малы по сравнению с эффектами самонагрева кристаллов [48]. Увеличение температуры из-за тепловой связи элементов друг с другом может считаться относительно медленно изменяющейся величиной, измеряемой встроенным датчиком температуры корпуса IGBT-модуля.
4. Потери включения диода пренебрежимо малы по сравнению с потерями выключения.

Основные этапы расчета тепловых процессов IGBT-модуля, выполняемые на каждом интервале усреднения потерь.

1. Расчет времени проводящего состояния элементов модуля:  $T_{cond_i}$ , где  $i = 1, 2 \dots p$ ,  $p$  — число элементов модуля, участвующих в его тепловом расчете.
2. Расчет числа включений ( $N_{on}$ ) и выключений ( $N_{off}$ ) элементов модуля.
3. Расчет тока через элемент ( $I_v$ ).
4. Расчет мощности потерь в элементах инвертора.
5. Расчет температуры кристаллов.

Рассмотрим этапы расчета тепловых процессов модуля более подробно. Топология цепей модуля и нагрузки с принятыми обозначениями, нумерацией элементов и датчиками представлены на рис.9.1.

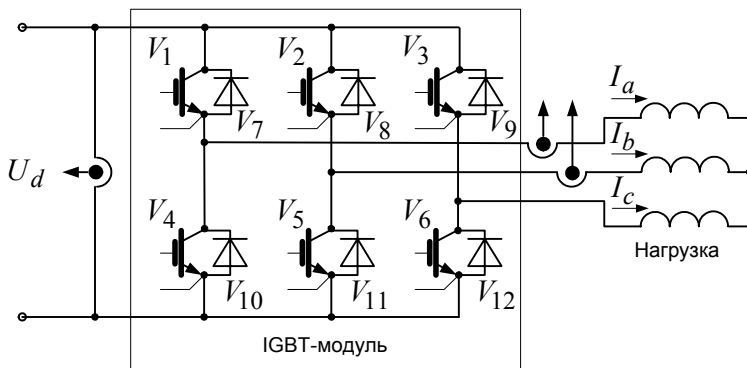


Рис.9.1. Топология цепей модуля и нагрузки

Расчет времени проводящего состояния и числа переключений выполняется на основе определения состояния элемента (проводит или не проводит ток) в каждый текущий момент времени. Текущее состояние каждого элемента модуля однозначно характеризуется мгновенными значениями выходных напряжений и направлениями выходных токов ПЧ. Однако измерять все эти шесть переменных нецелесообразно. В типовой набор переменных, измеряемых в электроприводе с преобразователем частоты, входят два выходных фазных тока и входное напряжение инвертора. В качестве информации о выходном напряжении удобно использовать логические сигналы управления фазами инвертора, образующие вектор управляющих воздействий  $\mathbf{U}_y(S_{ua}, S_{ub}, S_{uc})$ . Логической единице соответствует подключение фазы нагрузки к положительному, а логическому нулю – к отрицательному полюсу источника питания инвертора. Направления выходных токов инвертора определим трехкомпонентным вектором логических сигналов  $\mathbf{S}_I(S_{Ia}, S_{Ib}, S_{Ic})$ . Логической единице соответствует направление тока от инвертора к нагрузке, логическому нулю – от нагрузки к инвертору.

Чтобы указанный набор измеряемых и формируемых в процессе управления переменных был достаточным для оценки мгновенного состояния элементов инвертора, необходимо принять следующие допущения:

- 1) в выходных токах отсутствует нулевая последовательность фаз, т.е. выполняется условие  $I_c = -(I_a + I_b)$ ;
- 2) транзисторы, относящиеся к одной фазе моста, коммутруются в противофазе, т.е. состояние шести транзисторов инвертора однозначно



характеризуется тремя логическими сигналами состояния фаз ( $S_{ua}, S_{ub}, S_{uc}$ ).

Введем понятие вектора проводящих элементов  $Cnd(Cnd_a, Cnd_b, Cnd_c)$ , составленного из порядковых номеров элементов инвертора, проводящих выходные фазные токи, при заданном состоянии управляющих воздействий и выходных токов.

В табл. 9.1 приведены компоненты вектора проводящих элементов при всех возможных сочетаниях управляющих воздействий и токов.

Таблица 9.1. Порядковые номера элементов инвертора, находящихся в проводящем состоянии, в зависимости от управляющих воздействий и направления выходных токов

$S_{ua}, S_{ub}, S_{uc}$	$S_{Ia}, S_{Ib}, S_{Ic}$							
	1,0,0	1,1,0	0,1,0	0,1,1	0,0,1	1,0,1	0,0,0	1,1,1
1,0,0	1,5,6	1,11,6	7,11,6	7,11,12	7,5,12	1,5,12	7,5,6	1,11,12
1,1,0	1,8,6	1,2,6	7,2,6	7,2,12	7,8,12	1,8,12	7,8,6	1,2,12
0,1,0	10,8,6	10,2,6	4,2,6	4,2,12	4,8,12	10,8,12	4,8,6	10,2,12
0,1,1	10,8,9	10,2,9	4,2,9	4,2,3	4,8,3	10,8,3	4,8,9	10,2,3
0,0,1	10,5,9	10,11,9	4,11,9	4,11,3	4,5,3	10,5,3	4,5,9	10,11,3
1,0,1	1,5,9	1,11,9	7,11,9	7,11,3	7,5,3	1,5,3	7,5,9	1,11,3
0,0,0	10,5,6	10,11,6	4,11,6	4,11,12	4,5,12	10,5,12	4,5,6	10,11,12
1,1,1	1,8,9	1,2,9	7,2,9	7,2,3	7,8,3	1,8,3	7,8,9	1,2,3

Время проводящего состояния каждого элемента  $T_{cond_i}$  на интервале усреднения потерь  $T_{hc}$  рассчитывается как сумма всех времен проводящих состояний элемента на данном интервале. Анализ нового состояния элементов выполняется при каждом изменении вектора управляющих воздействий  $\mathbf{U}_y$  и вектора направления выходных токов  $\mathbf{S}_I$ . В системах с жестким законом формирования ШИМ по «треугольному» алгоритму [18] оценку вектора направления токов допускается выполнять один раз за период модуляции посередине интервала включения нулевого вектора.

Расчет числа включений и выключений элементов модуля выполняется на основе анализа изменений в каждом новом векторе проводящих элементов относительно его предыдущего состояния и поэлементного суммирования всех включений и выключений на интервале

усреднения потерь. В системах с жестким законом формирования ШИМ учет новых переключений допускается выполнять один раз на периоде модуляции. В системах с релейным способом формирования ШИМ учет новых переключений выполняется при каждом изменении вектора управляющих воздействий.

*Расчет токов*, протекающих через элементы инвертора на интервале усреднения потерь, выполняется на основе информации о мгновенных значениях выходных токов по следующему алгоритму:

- вычисляется мгновенное значение тока элемента. Соответствие между мгновенными токами, протекающими через проводящий элемент, и выходными токами инвертора устанавливается табл. 9.2;

Таблица 9.2. Таблица соответствия токов проводящих элементов и выходных токов инвертора

Номер проводящего элемента	1, 10	2, 11	3, 12	4, 7	5, 8	6, 9
Ток проводящего элемента	$I_a$	$I_b$	$I_c$	$-I_a$	$-I_b$	$-I_c$

- ток элемента на интервале усреднения потерь вычисляется по формуле

$$I_v = \sum_{i=1}^k I_i \tau_i / \sum_{i=1}^k \tau_i,$$

где  $I_i$  — ток элемента на  $i$ -м участке проводимости;  $\tau_i$  — продолжительность участка проводимости;  $k$  — общее число участков проводимости элемента на интервале усреднения потерь.

В системах с жестким законом формирования ШИМ по «треугольному» алгоритму допускается применение упрощенного способа расчета среднего тока элемента по формуле

$$I_v = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n I_i,$$

где  $I_i$  — эквивалентный (усредненный на периоде модуляции) ток элемента, вычисленный по замеру мгновенного выходного тока инвертора посередине интервала включения нулевого вектора напряжения;  $n$  — число периодов модуляции на интервале усреднения потерь.

*Расчет мощности потерь в элементах инвертора.*

Потери проводимости (статические потери) вычисляются по формуле

$$P_s = U_v(I_v)I_v \frac{T_{cond}}{T_{hc}}, \quad (9.1)$$

где  $U_v(I_v)$  — зависимость падения напряжения на элементе от его тока. Для IGBT — это зависимость напряжения «коллектор—эмиттер» от тока коллектора при нормированных значениях напряжения «затвор—эмиттер» и температуры кристалла. Для обратного диода — это зависимость его прямого напряжения от тока при нормированном значении температуры кристалла. Зависимости  $U_v(I_v)$  предоставляются фирмой-производителем модулей и с достаточной степенью точности описываются с помощью линейной аппроксимации:

$$U_v = U_{v0} + R_v I_v,$$

где  $U_{v0}, R_v$  — параметры линейной аппроксимации.

Потери переключения (динамические потери) элемента вычисляются по формуле

$$P_d = \frac{1}{T_{hc}} (W_{on}(I_v)N_{on} + W_{off}(I_v)N_{off}) \frac{U_d}{U_{d\_nom}}, \quad (9.2)$$

где  $N_{on}, N_{off}$  — число включений и отключений элемента на интервале усреднения потерь;  $W_{on}(I_v), W_{off}(I_v)$  — зависимости энергий включения и выключения элемента от его тока. Зависимости предоставляются фирмой-производителем при нормированных значениях входного напряжения инвертора, температуры кристалла, напряжения «затвор—эмиттер» и сопротивлений, входящих в цепь затвора при включении и отключении транзистора. Для обратного диода энергия перехода в открытое состояние пренебрежимо мала в сравнении с энергией обратного восстановления и в расчетах не учитывается.

В пределах ограниченной области изменения фактического значения входного напряжения  $U_d$  относительно его нормированного значения  $U_{d\_nom}$  (приблизительно  $\pm 20\%$ ) допускается линейная аппроксимация зависимости потерь переключения от входного напряжения инвертора.

Аналитическое задание функциональных зависимостей энергий включения и выключения с необходимой степенью точности осуществляется с помощью кусочно-линейной аппроксимации. Как правило, достаточно двух линейных участков.

В последнее время при уточненных расчетах тепловых режимов IGBT-модулей стали учитывать потери на активном сопротивлении

выводов. Это связано с тем, что зависимости  $U_v(I_v)$  элементов модуля обычно определяются относительно его выходных выводов и часть потерь проводимости, выделяющихся непосредственно на выводах модуля, нужно рассматривать как внешние, не участвующие в нагреве кристалла. Расчет потерь на выводах модуля выполняется по формуле

$$P_t = R_t I_v^2 \frac{T_{cond}}{T_{hc}},$$

где  $R_t$  — активное сопротивление выводов модуля, рассчитанное для рабочего значения их температуры. Рабочая температура выводов принимается равной температуре корпуса. В справочной информации приводится сопротивление выводов модуля при нормированном значении температуры.

Полные потери элемента IGBT-модуля, идущие на нагрев кристалла, определяются на интервале усреднения потерь как сумма потерь проводимости и потерь переключения за вычетом потерь на выводах:

$$P_v = P_s + P_d - P_t. \quad (9.3)$$

#### *Расчет температуры кристаллов.*

Тепловая структура стандартного IGBT-модуля является восьмислойной, состоящей из следующих слоев [1]: 1 — вывод кристалла (Al), 2 — кристалл (Si), 3 — припой, 4 — металлизация (Cu), 5 — керамическая подложка ( $Al_2O_3$ ), 6 — металлизация (Cu), 7 — припой, 8 — основание модуля (Cu). Каждый слой обладает своей геометрией, теплоемкостью и теплопроводностью, которые сильно варьируются от одного слоя к другому. Процесс нагрева однородного слоя описывается экспоненциальной зависимостью температуры перегрева от мощности потерь. В связи с этим, переходное тепловое сопротивление многослойной структуры IGBT-модуля принято описывать в виде суммы экспоненциальных зависимостей ее отдельных участков:

$$Z_v(t) = \sum_{i=1}^n R_{v,i} (1 - \exp(-\frac{t}{\tau_{v,i}})), \quad (9.4)$$

где  $i = 1, 2 \dots n$ ,  $n$  — количество участков разбиения рассматриваемой области IGBT-модуля;  $R_{v,i}$ ,  $\tau_{v,i}$  — тепловое сопротивление и эквивалентная постоянная времени нагрева  $i$ -го участка. В общем случае все эти участки являются воображаемыми, их количество и параметры не соответствуют числу и параметрам реальных слоев в структуре модуля. Выбор количества участков определяется желаемой точностью воспроизведения переходного теплового сопротивления IGBT.

Встроенный датчик температуры IGBT-модулей 3-го поколения фирмы EUPEC устанавливается на керамической подложке, выполняющей роль корпуса для транзисторов и диодов модуля. Считаем, что датчик измеряет среднюю температуру корпуса  $\Theta_{case}$ . Постоянная времени датчика составляет величину порядка 2 с. Она много больше постоянной времени кристалла и много меньше эквивалентной постоянной времени всей системы охлаждения, включающей, помимо модуля, радиатор и отвод тепла от радиатора в окружающую среду. Таким образом, датчик способен адекватно отслеживать тепловое состояние модуля только при относительно длительных и средних по длительности токовых перегрузках. Данные его измерений могут быть использованы в качестве точки отсчета при расчете температуры кристалла на основе информации о переходном тепловом сопротивлении области «корпус — кристалл» IGBT-модуля.

Температура кристалла в конце интервала усреднения потерь рассчитывается по выражению

$$\Theta_v = \Theta_{case} + \sum_{i=1}^n \Delta\Theta_i, \quad (9.5)$$

где  $\Delta\Theta_i = \Delta\Theta_{m,i} - (\Delta\Theta_{m,i} - \Delta\Theta_i(0)) \exp(-\frac{T_{hc}}{\tau_{v,i}})$ ;

$\Delta\Theta_{m,i} = R_{v,i} P_v$  — установившееся значение перегрева  $i$ -го участка;

$\Delta\Theta_i, \Delta\Theta_i(0)$  — мгновенные значения температуры перегрева  $i$ -го участка в конце и в начале интервала усреднения потерь.

Тепловую модель кристалла IGBT-модуля можно представить в виде эквивалентной электрической схемы замещения (рис.9.2). Потери в кристалле представляются в виде источника тока, превышения температур на отдельных участках — в виде падений напряжения на параллельно включенном активном сопротивлении и емкости участка, температура корпуса вводится в модель в виде источника ЭДС. Постоянная времени нагрева  $i$ -го участка определяется выражением  $\tau_{v,i} = R_{v,i} C_{v,i}$ .

С целью выявить рациональное количество участков разбиения области «корпус—кристалл» при построении динамической модели тепловых процессов IGBT-модуля выполним анализ точности аппроксимации переходного теплового сопротивления согласно (9.4) при разном числе участков ( $n = 1, 2, \dots, 5$ ).

Определение коэффициентов функции, аппроксимирующей переходное тепловое сопротивление, осуществим на основе минимизации среднеквадратического отклонения по критерию

$$J = \sum_{j=1}^k \left( 1 - \frac{\sum_{i=1}^n R_{v,i} (1 - \exp(-\frac{t_j}{\tau_{v,i}}))}{Z_{vr}(t_j)} \right)^2$$

при наложении следующих ограничений:

$$R_{v,i} > 0 ; \tau_{v,i} > 0 ,$$

где  $Z_{vr}(t_j)$ ,  $j = 1..k$  — таблично заданная в  $k$  дискретных точках зависимость переходного теплового сопротивления «корпус—кристалл», предоставляемая фирмой-производителем IGBT-модулей. Условие разрешимости задачи:  $k \geq 2n$ .

Данная задача была решена средствами программной среды Mathcad. В частности, для модуля FP25R12KE фирмы EUPEC получены следующие результаты (см. табл. 9.3, 9.4).

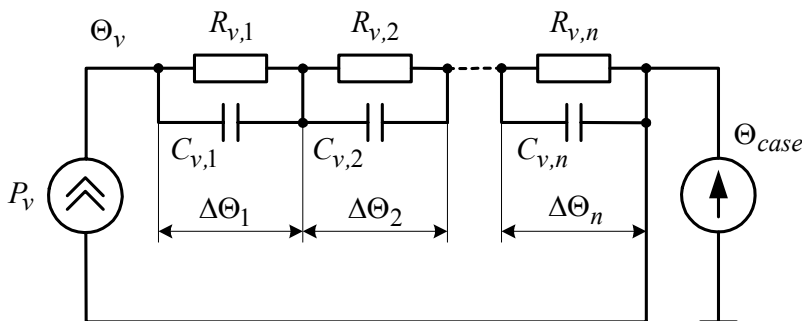


Рис.9.2. Эквивалентная электрическая схема замещения тепловой модели кристалла

Таблица 9.3. Эталонная зависимость переходного теплового сопротивления «корпус—кристалл» IGBT, взятая из технической информации фирмы-производителя

$t_j, \text{с}$	0,001	0,002	0,005	0,01	0,02	0,05	0,1	0,2	0,5	1	2
$Z_{vr}, \text{K/Bm}$	0,046	0,081	0,15	0,22	0,316	0,48	0,6	0,696	0,777	0,8	0,8

Из приведенных результатов видно, что увеличение количества участков от одного к двум и от двух к трем позволяет уменьшить предельное относительное отклонение приблизительно в 7 и 13 раз соот-

ветственно. Дальнейшее увеличение количества участков приводит к существенно меньшему повышению точности аппроксимации переходного теплового сопротивления. Увеличение количества участков выше 4 практически нецелесообразно по критерию «точность аппроксимации». Следует помнить, что точность аппроксимации должна соответствовать точности технической информации о тепловых характеристиках модуля, предоставляемой фирмой-производителем. Как правило, задание переходного теплового сопротивления с точностью (3...5) % является вполне достаточной. Кроме точности вычислений, при выборе тепловой модели, работающей в реальном масштабе времени, следует учитывать критерий временных затрат на вычисления. При учете всех указанных факторов для расчета мгновенного значения температуры элементов IGBT-модуля можно рекомендовать динамические модели, построенные по уравнениям (9.1)...(9.5), с двумя и тремя участками разбиения области «корпус—кристалл».

Таблица 9.4. Параметры тепловых моделей и предельные значения ошибок аппроксимации переходного теплового сопротивления при различном количестве участков разбиения области «корпус—кристалл» IGBT

Количество участков	Параметры тепловых моделей $R_{v,i} (K / Bm), \tau_{v,i} (с)$					Предельное относительное отклонение*
	$R_{v1}$ $\tau_{v1}$	$R_{v2}$ $\tau_{v2}$	$R_{v3}$ $\tau_{v3}$	$R_{v4}$ $\tau_{v4}$	$R_{v5}$ $\tau_{v5}$	
1	0,8 0,028	- -	- -	- -	- -	0,4
2	0,157 0,00378	0,619 0,073	- -	- -	- -	0,056
3	0,095 0,00247	0,369 0,029	0,335 0,173	- -	- -	0,0044
4	0,089 0,00238	0,207 0,021	0,235 0,054	0,268 0,198	- -	0,0021
5	0,084 0,00229	0,144 0,016	0,16 0,039	0,175 0,065	0,238 0,219	0,00195

\* Относительное отклонение модельного значения переходного теплового сопротивления от его эталонного значения

$$\delta_z(t_j) = \frac{Z_{vr}(t_j) - Z_v(t_j)}{Z_{vr}(t_j)}.$$

## 9.2. Перегрузочная способность преобразователя с защитой по динамической тепловой модели IGBT-модуля

Условие срабатывания защиты от токовых перегрузок, построенной по динамической тепловой модели IGBT-модуля, определим как превышение температуры любого из кристаллов модуля порога предельно допустимой рабочей температуры кристалла:

$$\max(\Theta_{v,i})_{i=1..p} > \Theta_{v\_max}.$$

Величина  $\Theta_{v\_max}$  устанавливается исходя из требований фирмы-производителя IGBT-модулей, с учетом предельных значений ошибок вычисления температуры кристалла. Типовое значение  $\Theta_{v\_max}$  для преобразователей частоты серии ЭПВ [11] составляет 125 °С.

Традиционный способ тепловой защиты преобразователя основан на контроле температуры датчика, измеряющего температуру радиатора, или встроенного датчика, измеряющего температуру подложки силового модуля. Вследствие того, что тепловые постоянные времени кристаллов на несколько порядков меньше постоянных времени датчиков температуры радиатора и подложки модуля, контроль этих температур сам по себе не способен надежно защитить модуль от больших кратковременных токовых перегрузок. Важнейшим фактором построения тепловой защиты в этом случае становится ограничение предельного значения тока перегрузки. Если этот ток рассчитать исходя из тепловых процессов модуля, то он оказывается сложной функцией многих переменных, среди которых время перегрузки, частота основной гармоники ( $f$ ), частота ШИМ ( $f_{mod}$ ), входное напряжение инвертора, коэффициент модуляции ( $K_{mod}$ ),  $\cos(\varphi)$  нагрузки, температура корпуса элементов модуля. Так как задать данную функцию в реальном времени работы преобразователя весьма проблематично, то обычно поступают следующим образом: предельно допустимое значение выходного тока  $I_{max}$  принимают постоянным исходя из выбранного типового режима работы преобразователя. Выбор типового режима для расчета  $I_{max}$  является прерогативой разработчика. В качестве примера в табл. 9.5 приведены предельные значения выходного тока для различных режимов работы модуля FP50R12KE3 фирмы EUPEC, рассчитанные по IPOSIM6-0a.

Заметим, что паспортное значение предельно допустимого постоянного тока модуля, заявленное фирмой-производителем при



$T_{case} = 80\text{ }^{\circ}\text{C}$ , составляет 50 А, а повторяющийся пиковый ток с длительностью импульса 1 мс и  $T_{case} = 80\text{ }^{\circ}\text{C}$  — 100 А.

Таблица 9.5. Предельный выходной ток IGBT-модуля

Номер режима	Параметры режима работы						$I_{\max}$ , А
	$f$ , Гц	$f_{mod}$ , Гц	$K_{mod}$	$\cos(\varphi)$	$T_{case}$ , $^{\circ}\text{C}$	$U_d$ , В	
1	5	5000	0,2	0,9	80	520	46
2	5	10000	0,2	0,9	80	520	33
3	5	5000	0,2	0,9	90	520	38
4	5	5000	0,2	0	80	520	53
5	5	5000	0,4	0,9	80	520	44
6	50	5000	1	0,9	80	520	60
7	5	5000	0,2	0,9	80	600	44
8	50	5000	1	0,9	70	520	69
9	5	10000	0,4	0,9	90	600	23

Режим 1 рассмотрим как базовый. Режимы 2...8 показывают, как изменяется  $I_{\max}$  при вариации одного из параметров режима работы относительно параметров базового режима. Режим 9 представляет собой наихудшую комбинацию параметров режима работы преобразователя в рассматриваемых диапазонах их вероятных изменений.

Таким образом, при традиционном способе построения тепловой защиты пиковый выходной ток преобразователя вне зависимости от продолжительности его протекания не должен превышать значения  $I_{\max}$ , определенного из тепловых условий продолжительного режима работы. Для надежной тепловой защиты преобразователя с указанными в табл. 9.5 диапазонами изменения параметров режима работы следует принимать  $I_{\max} = 23\text{ А}$ . Очевидно, что при других сочетаниях параметров режима модуль оказывается существенно недоиспользованным.

Построение тепловой защиты на основе динамической тепловой модели IGBT-модуля позволяет значительно повысить порог ограничения выходного тока. Он может быть установлен на уровне повторяющегося пикового тока с длительностью импульса  $t_{um} \geq T_{hc}$ . Если принять интервал усреднения тепловых потерь (период расчета тепло-

вых процессов)  $T_{hc} = 1 \text{ мс}$ , то для модуля FP50R12KE3 получим  $I_{\text{max}} = 100 \text{ А}$  при  $T_{\text{case}} = 80^\circ \text{C}$ , т.е. в 4,3 раза выше, чем ограничение тока при традиционном способе построения тепловой защиты. Допустимая продолжительность работы преобразователя с заданным уровнем тока автоматически определяется в динамической тепловой модели в зависимости от текущих мгновенных значений параметров режима работы. Таким образом, прямым следствием введения тепловой защиты по динамической тепловой модели IGBT-модуля является значительное повышение перегрузочной способности преобразователя в режимах кратковременных, (0,001...10) с, перегрузок.

### 9.3. Экспериментальные результаты и промышленная реализация

В целях анализа квазиустановившихся и динамических тепловых процессов, протекающих в элементах IGBT-модуля при его работе в составе частотно-регулируемого электропривода, было проведено математическое моделирование асинхронного электропривода с преобразователем частоты, оснащенный представленной выше тепловой моделью. Моделирование выполнено в среде Delphi. На рис.9.3...9.6 изображены временные диаграммы тепловых процессов, полученные в различных режимах работы преобразователя частоты с IGBT-модулем FP50R12KE3 фирмы EUPEC, нагрузкой в виде асинхронного двигателя 4A180M4Y3 при следующих условиях: закон модуляции напряжения – синусоидальный;  $U_d = 520 \text{ В}$ ;  $f_{\text{mod}} = 4000 \text{ Гц}$ ; способ управления приводом – адаптивно-векторный [18]. Все процессы показаны без учета эффекта срабатывания тепловой защиты.

На рис.9.3 приведены временные диаграммы фазных токов, усредненных на интервале модуляции, потерь  $P_{v,1}, P_{v,2}, P_{v,3}$  и температур кристаллов  $\Theta_{v,1}, \Theta_{v,2}, \Theta_{v,3}$  транзисторов  $V_1, V_2, V_3$  верхнего плеча инвертора. Диаграммы получены в установившемся режиме работы преобразователя частоты при следующих условиях: действующее значение тока фазы  $I_{nc} = 44,7 \text{ А}$ ;  $f = 10 \text{ Гц}$ ;  $K_{\text{mod}} = 0,23$ ;  $\cos(\varphi) = 0,91$ ;  $T_{\text{case}} = 68^\circ \text{C}$ .

На рис.9.4 приведены временные диаграммы скорости двигателя, тока фазы А, потерь и температуры кристалла транзистора  $V_1$  в переходном режиме разгона двигателя с  $\omega = 20 \text{ рад/с}$  до

$\omega = 120 \text{ рад/с}$  с моментом нагрузки  $M_c = 0,5M_{nom}$  и  $T_{case} = 42^\circ\text{C}$ .

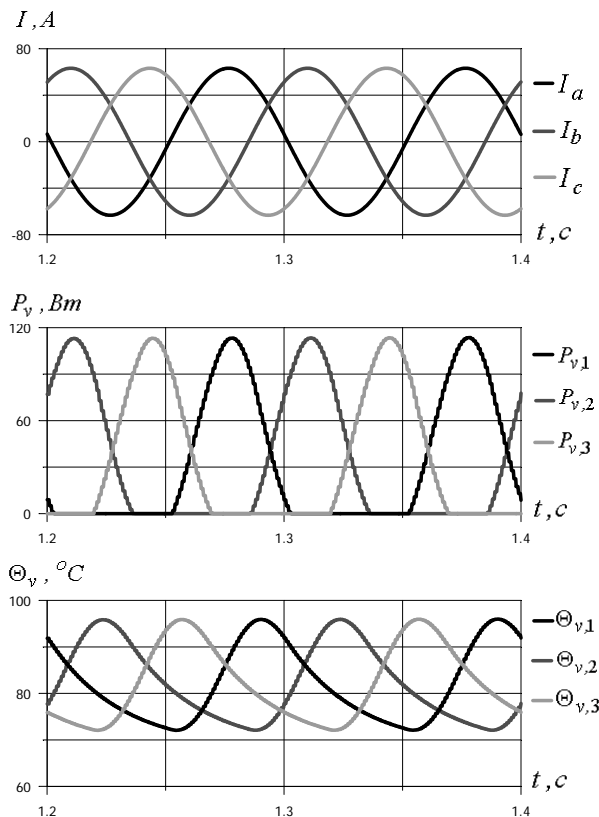


Рис.9.3. Временные диаграммы фазных токов, потерь и температур кристаллов IGBT в установившемся режиме при синусоидальном законе модуляции

На рис.9.5 приведены временные диаграммы скорости двигателя, действующего значения выходного тока преобразователя, температур кристаллов всех шести транзисторов  $V_1...V_6$  IGBT-модуля в режиме разгона двигателя с  $\omega = 20 \text{ рад/с}$  до  $\omega = 100 \text{ рад/с}$  при  $T_{case} = 64^\circ\text{C}$ .

На рис.9.6 приведены временные диаграммы скорости двигателя, активной составляющей выходного тока преобразователя  $I_{акт}$ , максимальных значений температур транзисторов ( $\Theta_{max\_t}$ ) и обратных

диодов ( $\Theta_{\max\_d}$ ), полученные в режиме реверса скорости двигателя с  $\omega = 100 \text{ рад/с}$  при  $T_{\text{case}} = 40^\circ\text{C}$ . Максимальные значения температур транзисторов и обратных диодов определяются выражениями

$$\Theta_{\max\_t} = \max_{i=1}^6 (\Theta_{v,i}); \quad \Theta_{\max\_d} = \max_{i=7}^{12} (\Theta_{v,i}), \text{ где } i \text{ — порядковый номер элемента модуля согласно рис.9.1.}$$

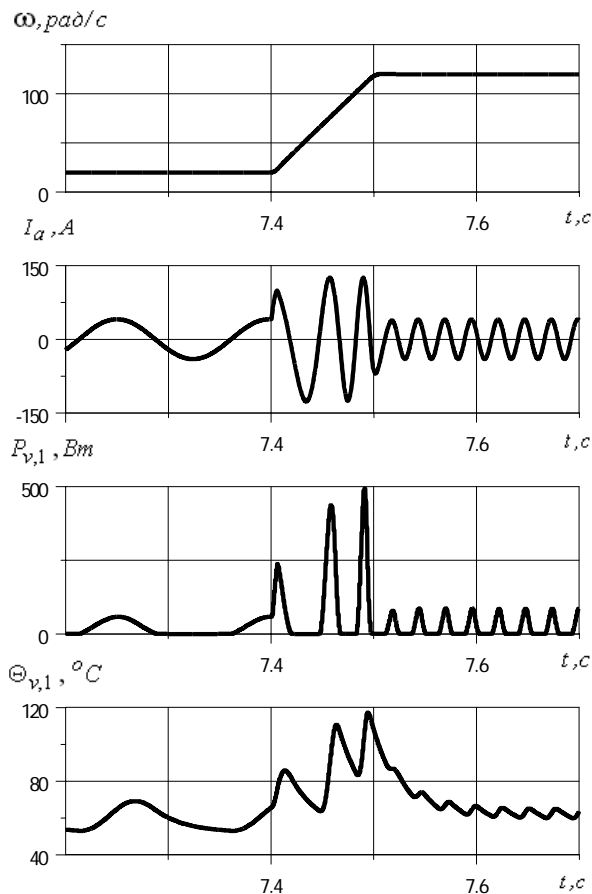


Рис.9.4. Динамические процессы в режиме разгона двигателя с  $\omega = 20 \text{ рад/с}$  до  $\omega = 120 \text{ рад/с}$  с моментом нагрузки  $M_c = 0,5M_{\text{nom}}$ ,  $T_{\text{case}} = 42^\circ\text{C}$

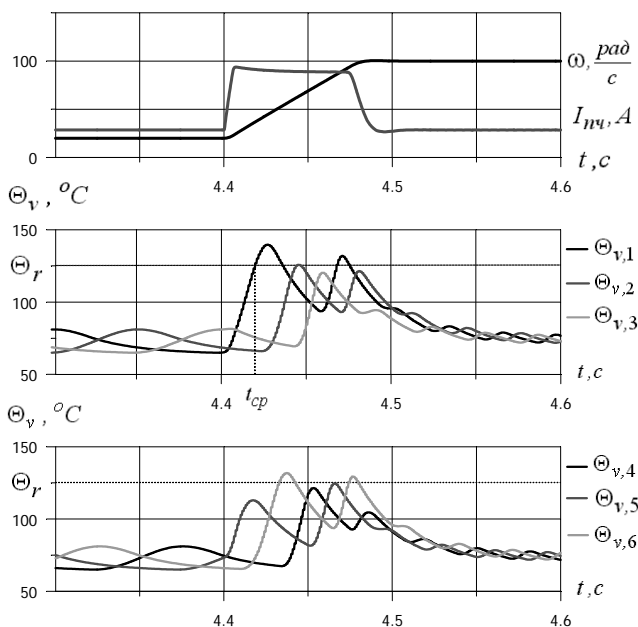


Рис.9.5. Динамические процессы в режиме разгона двигателя с  $\omega = 20 \text{ рад/с}$  до  $\omega = 100 \text{ рад/с}$  с моментом нагрузки  $M_c = 0,5M_{nom}$ ,  $T_{case} = 64^{\circ}C$ .

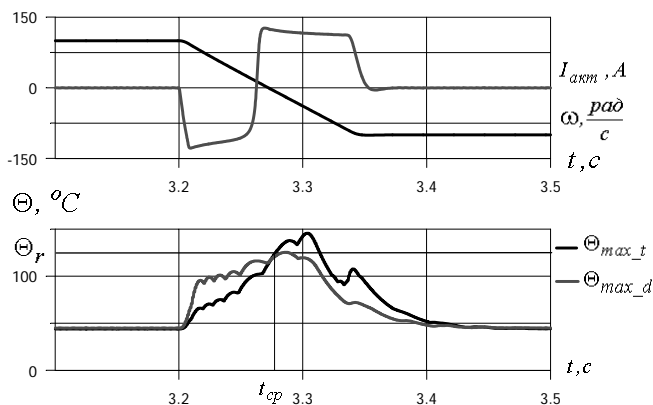


Рис.9.6. Динамические процессы в режиме реверса скорости ненагруженного двигателя с  $\omega = 100 \text{ рад/с}$ ,  $T_{case} = 40^{\circ}C$

Из диаграмм видно, что в установившихся режимах работы при симметричной загрузке фаз процессы изменения температуры всех

транзисторов IGBT-модуля идентичны по форме и сдвинуты друг относительно друга на углы, кратные  $\pi/3$ . В переходных режимах форма процессов и предельные значения температур кристаллов могут существенно отличаться друг от друга. Следовательно, для построения надежной тепловой защиты в динамических режимах требуется информация о температурах всех элементов модуля. Точная оценка температур одних элементов модуля на основе информации о температурах других его элементов не представляется возможной, так как соотношения между ними существенно нелинейны даже при наличии симметрии фазных токов. Из рис.9.4,9.5 видно, что кратковременная работа с токами, близкими к удвоенному значению предельно допустимого постоянного тока модуля, вполне допустима по температурным условиям. Однако в реальном приводе она может осуществляться только при наличии эффективной тепловой защиты, построенной по динамической тепловой модели IGBT-модуля. Момент срабатывания тепловой защиты ( $t_{cp}$ ) определяется первым пересечением кривой температуры наиболее нагретого элемента модуля ( $\Theta_{v,1}$  на рис.9.5) с заданным порогом срабатывания защиты  $\Theta_r$ . Из рис.9.6 видно, что в режиме рекуперации энергии в сеть ( $I_{акт} < 0$ ) максимальные значения температур обратных диодов превышают максимальные значения температур транзисторов, а в режиме потребления энергии из сети ( $I_{акт} > 0$ ) – все наоборот. Таким образом, если преобразователь должен обеспечивать большие кратности токовых перегрузок в режимах рекуперации энергии, то встроенная тепловая модель модуля должна включать в себя расчет температур кристаллов обратных диодов.

Представленная тепловая модель модуля и построенная на ее основе тепловая защита были реализованы в преобразователях частоты серии ЭПВ [11]. Проверка функционирования встроенной тепловой модели и тепловой защиты модуля проводилась для каждого типоразмера преобразователя по мощности. В качестве критерия проверки было принято соответствие результатов расчета мгновенного значения температуры кристаллов IGBT в модели, встроенной в преобразователь, и в модели IPOSIM6, рекомендуемой фирмой EUPEC для расчета температурных режимов модулей своего производства. Соответствие проверялось в заданных типовых режимах работы при вариации параметров этих режимов: выходного тока преобразователя, частоты основной гармоники, частоты модуляции. Проверка показала, что во всех типовых режимах отклонение предельных значений температур не превышает  $\pm 4^\circ\text{C}$ . Максимальная величина этих отклонений наряду с максимальной погрешностью датчика температуры корпуса учтена при выборе порога срабатывания тепловой защиты.

## 10. Асинхронный электропривод при частотном управлении

По количеству практических применений среди регулируемых асинхронных электроприводов, построенных на основе преобразователей частоты, первое место занимают приводы с системами частотного управления. По своим характеристикам эти приводы удовлетворяют требованиям наиболее широкого класса механизмов, применяющих регулирование скорости, в том числе насосов, вентиляторов и других общепромышленных механизмов с невысокими требованиями к быстродействию, диапазону и точности регулирования скорости.

Рассмотрены расчётные соотношения, структурные схемы и характеристики асинхронного электропривода при частотном управлении. Рассмотрен также пример реализации принципов векторной ориентации переменных в асинхронном электроприводе с частотным управлением серии ЭПВ.

### 10.1. Механические характеристики

Для расчёта момента двигателя и последующего построения механических характеристик может быть использована простая формула, если перейти к схеме замещения с вынесенным намагничивающим контуром: Г-образной схеме замещения (рис.10.1) [34]. При переходе к Г-образной схеме замещения, в которой намагничивающий контур  $j\bar{\omega}_0 x_m$  вынесен на вход схемы, допускается определённая погрешность, возникающая в результате пренебрежения зависимостью намагничивающего тока  $I_m$  и потокосцепления  $\Psi_m$  от нагрузки двигателя, так как намагничивающий контур оказывается включённым непосредственно на напряжение питания  $U_s$ . В результате этого не учитывается падение напряжения от намагничивающего тока в сопротивлении  $R_s + j\bar{\omega}_0 x_{s\sigma}$ . Однако такое представление схемы позволяет получить более простые и наглядные выражения для определения момента и скорости в характерных точках механической характеристики.

Как видно из рис.10.1, роторный ток определяется выражением

$$I_r = \frac{U_s}{\sqrt{(R_s + R_r \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_p)^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2}}, \quad (10.1)$$

где  $x_k$  – индуктивное сопротивление короткого замыкания двигателя,

$$x_k = x_{s\sigma} + x_{r\sigma}.$$

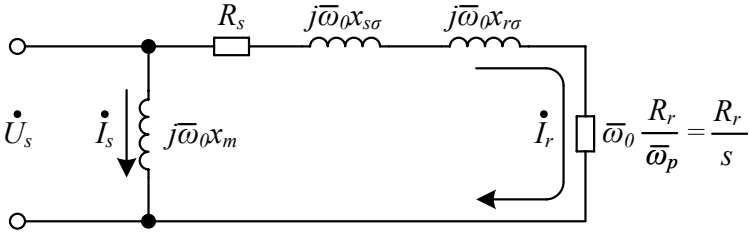


Рис.10.1. Г-образная схема замещения асинхронного двигателя

Электромагнитная мощность трёхфазного двигателя как утроенная мощность, рассеиваемая в сопротивлении  $R_r \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_p$ , определяется выражением  $P_{\mathcal{E}M} = 3I_r^2 R_r \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_p$ . Подставляя в него значение тока ротора из формулы (10.1) и учитывая связь между электромагнитной мощностью и электромагнитным моментом  $M_{\mathcal{D}} = P_{\mathcal{E}M} Z_p / (\bar{\omega}_0 \omega_{0\text{эл.н}})$ , можно получить выражение для электромагнитного момента в виде

$$M_{\mathcal{D}} = 3 \frac{Z_p U_s^2}{\omega_{0\text{эл.н.}}} \frac{R_r}{\bar{\omega}_p [(R_s + R_r \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_p)^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2]}. \quad (10.2)$$

Значение пускового момента определяется с учётом того, что при неподвижном роторе частота роторной ЭДС  $\bar{\omega}_p$  равна частоте напряжения на статоре  $\bar{\omega}_0$ :

$$M_{\Pi} = 3 \frac{Z_p U_s^2}{\omega_{0\text{эл.н.}}} \frac{R_r}{\bar{\omega}_0 [(R_s + R_r)^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2]}. \quad (10.3)$$

Критическое значение относительной частоты роторной ЭДС находится в результате исследования на экстремум выражения (10.2):

$$\bar{\omega}_{p.\text{кр}} = \pm \frac{R_r \bar{\omega}_0}{\sqrt{R_s^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2}}. \quad (10.4)$$

Подставляя это значение в выражение для момента, можно определить значение критического момента:

$$M_{\text{кр}} = \frac{3}{2} \frac{Z_p U_s^2}{\bar{\omega}_0 \omega_{0\text{эл.н.}}} \frac{1}{R_s \pm \sqrt{R_s^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2}}, \quad (10.5)$$



где знак «плюс» соответствует двигателю, а «минус» – тормозному.

Несмотря на наличие погрешности от упрощения схемы замещения, формулы (10.2)...(10.5) широко используются при практических расчётах из-за удобства обращения с ними.

Выражение для момента может быть записано в другой форме, в которой вместо частоты роторной ЭДС используется скольжение. Эти величины связаны между собой выражениями

$$S = (\omega_{0\text{эл}} - Z_p \omega) / \omega_{0\text{эл}} = \omega_p / \omega_{0\text{эл}} = \bar{\omega}_p / \bar{\omega}_0.$$

Поэтому вместо сомножителя  $Z_p / (\omega_{0\text{эл}} \bar{\omega}_p)$  в формуле (10.2) нужно записать

$$Z_p / (\omega_{0\text{эл}} \bar{\omega}_0 s) = 1 / (s \omega_0),$$

где  $\omega_0$  – синхронная скорость двигателя при данной частоте напряжения питания  $\omega_{0\text{эл}}$ ,  $\omega_0 = \omega_{0\text{эл}} / Z_p$ .

Слагаемое  $\bar{\omega}_0^2 x_k^2$  может быть представлено в виде

$$\bar{\omega}_0^2 x_k^2 = \left( \frac{\omega_{0\text{эл}}}{\omega_{0\text{эл.н}}} \right)^2 \omega_{0\text{эл.н}}^2 (L_{s\sigma} + L_{r\sigma})^2 = \omega_{0\text{эл}}^2 (L_{s\sigma} + L_{r\sigma})^2.$$

Величину  $\omega_{0\text{эл}}^2 (L_{s\sigma} + L_{r\sigma})^2$  обычно, так же как в формуле (10.2), обозначают через  $x_k$ , но под ней понимается индуктивное сопротивление короткого замыкания, рассчитанное не при номинальной частоте, а при той частоте, на которой в рассматриваемом режиме работает двигатель. Тогда выражение для электромагнитного момента записывается в виде

$$M_{\text{д}} = \frac{3U_s^2 R_r}{s \omega_0 [(R_s + R_r / s)^2 + x_k^2]}. \quad (10.6)$$

Так же, как это сделано при рассмотрении формулы (10.2), могут быть определены пусковой момент, критическое скольжение  $S_{\text{кр}}$  и критический момент. Эти формулы сведены в табл. 10.1.

Используя формулу (10.6) при расчётах в электроприводах с частотным регулированием, нужно пересчитывать значения индуктивных сопротивлений, приведённых в каталоге, с учётом частоты, на которой работает двигатель в рассматриваемом режиме.

Иногда выражение для электромагнитного момента представляется в ином виде, при введении в него критического момента и критического скольжения:

Таблица 10.1. Формулы для расчёта механических характеристик привода с асинхронным двигателем

Величина	Формулы		
	при расчёте по Т-образной схеме через относительные значения частоты напряжения питания и частоты роторной ЭДС	при расчёте по Г-образной схеме	
		через относительные значения частот	через абсолютное значение синхронной скорости и скольжение
$M_{\text{д}}$	$3 \frac{Z_{\text{п}} U_s^2}{\omega_{0\text{эл.н}}} \frac{\bar{\omega}_p x_m^2 R_r}{(R_s R_r - \sigma \bar{\omega}_0 \bar{\omega}_p x_s x_r)^2 + (R_r \bar{\omega}_0 x_s + R_s \bar{\omega}_p x_r)^2}$	$3 \frac{Z_{\text{п}} U_s^2}{\omega_{0\text{эл.н.}} \bar{\omega}_p} \frac{R_r}{[(R_s + R_r \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_p)^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2]}$	$\frac{3 U_s^2 R_r}{s \omega_0 [(R_s + R_r / s)^2 + x_k^2]}$
$\bar{\omega}_{p.\text{кр}},$ $s_{\text{кр}}$	$\bar{\omega}_{p.\text{кр}} = \pm \frac{R_r}{x_r} \sqrt{\frac{R_s^2 + (\bar{\omega}_0 x_s)^2}{R_s^2 + \sigma^2 (\bar{\omega}_0 x_s)^2}}$	$\bar{\omega}_{p.\text{кр}} = \pm \frac{R_r \bar{\omega}_0}{\sqrt{R_s^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2}}$	$s_{\text{кр}} = \pm \frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + x_k^2}}$
$M_{\text{кр}}$	—	$\frac{3}{2} \frac{Z_{\text{п}} U_s^2}{\bar{\omega}_0 \omega_{0\text{эл.н}}} \frac{1}{R_s \pm \sqrt{R_s^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2}}$	$\frac{3 U_s^2}{2 \omega_0} \frac{1}{R_s \pm \sqrt{R_s^2 + x_k^2}}$
$M_{\text{II}}$	$3 \frac{Z_{\text{п}} U_s^2}{\omega_{0\text{эл.н}}} \frac{\bar{\omega}_p x_m^2 R_r}{(R_s R_r - \sigma \bar{\omega}_0^2 x_s x_r)^2 + \bar{\omega}_0^2 (R_r x_s + R_s x_r)^2}$	$3 \frac{Z_{\text{п}} U_s^2}{\omega_{0\text{эл.н.}} \bar{\omega}_0} \frac{R_r}{[(R_s + R_r)^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2]}$	$\frac{3 U_s^2 R_r}{\omega_0 [(R_s + R_r)^2 + x_k^2]}$

$$M_{\text{д}} = 2M_{\text{к}} \frac{1 + s_{\text{к}} R_s / R_r}{\frac{s}{s_{\text{к}}} + \frac{s_{\text{к}}}{s} + 2s_{\text{к}} \frac{R_s}{R_r}}.$$

Эта формула называется уточнённой формулой Клосса.

## 10.2. U/f-регулирование скорости

U/f-регулированием скорости электропривода с асинхронным двигателем принято называть регулирование, при котором изменение скорости достигается путем воздействия на частоту напряжения статора при одновременном изменении модуля этого напряжения. При U/f-регулировании напряжение и ток рассматриваются как скалярные величины, т.е. используются модули этих величин. Способ регулирования базируется на схеме замещения асинхронного двигателя и на выражении для электромагнитного момента.

При U/f-регулировании вид механической характеристики определяется тем, как соотносятся между собой частота и напряжение питания статора двигателя. Таким образом, частота и напряжение выступают как два управляющих воздействия, которые обычно регулируются совместно. При этом частота принимается за независимое воздействие, а напряжение при данной частоте определяется исходя из того, как должен измениться вид механических характеристик привода при изменении частоты, т.е., в первую очередь, из того, как должен измениться в зависимости от частоты критический момент. Такой способ регулирования скорости привода с асинхронным двигателем называется частотным, а характер согласования напряжения и частоты – законом частотного регулирования, определяемым требованиями, предъявляемыми к приводу конкретного объекта, для которого предназначен электропривод.

В значительном числе случаев желаемым законом регулирования считается такой, при котором во всем диапазоне регулирования скорости поддерживается постоянство перегрузочной способности двигателя:

$$\lambda = \frac{M_{\text{мах доп}}}{M_{\text{н}}},$$

где  $M_{\text{мах доп}}$  – момент, максимально допустимый по условиям работы двигателя;  $M_{\text{н}}$  – номинальный момент.

Для асинхронного двигателя с номинальным моментом  $M_{\text{н}}$  это требование сводится к необходимости поддержания постоянства кри-

тического момента во всём диапазоне регулирования скорости изменением частоты.

Часто для реализации такого закона регулирования необходимо обеспечить постоянство отношения  $U / f = const$  или, что то же самое,  $U_s / \bar{\omega}_0 = const$ . Однако это справедливо лишь при пренебрежении активным сопротивлением обмотки статора. Тогда выражение для момента двигателя приобретёт вид

$$M_{\text{д}} = 3 \frac{Z_{\text{р}} k_s^2}{\omega_{0\text{эл.н}}} \frac{R_r / \bar{\omega}_p}{(R_r / \bar{\omega}_p)^2 + (\sigma x_r)^2} \frac{U_s^2}{\bar{\omega}_0^2} \quad (10.7)$$

где  $k_s = x_m / x_s = L_m / L_s$ .

Исследование этого выражения на экстремум позволяет определить роторную критическую частоту:

$$\bar{\omega}_{p.\text{кр}} = \pm \frac{R_r}{\sigma x_r}.$$

Подставив это значение в выражение для момента двигателя, можно получить формулу для критического момента:

$$M_{\text{кр}} \approx \pm \frac{3}{2} \frac{Z_{\text{р}} k_s^2}{\omega_{0\text{эл.н}} \sigma x_r} \frac{U_s^2}{\bar{\omega}_0^2}, \quad (10.8)$$

из которой следует, что при  $U_s / \bar{\omega}_0 = const$  критический момент остаётся постоянным независимо от частоты. Это доказывает, что если принятое допущение о равенстве нулю активного сопротивления обмоток статора справедливо, то для поддержания постоянства критического момента при частотном регулировании надо менять напряжение на обмотках статора пропорционально частоте.

В реальном двигателе активное сопротивление обмоток статора не равно нулю. Тем не менее допущение, что  $R_s \approx 0$ , оказывается приемлемым при рассмотрении характеристик двигателей большой мощности. Если же рассматривается двигатель малой или средней мощности, то пренебрежение активным сопротивлением статорной обмотки может привести к тому, что требование поддержания постоянства критического момента при изменении частоты выполняться не будет. Следовательно, в общем случае закон частотного регулирования, при котором напряжение меняется пропорционально частоте, не обеспечивает независимости критического момента от частоты.

Между тем, как видно из Т-образной схемы замещения, при пренебрежении активным сопротивлением статорной обмотки напряжение  $U_s$  равно напряжению за активным сопротивлением  $E_a$ . Из этого

следует, что формулы (10.7) и (10.8) могут быть использованы и при  $R_s \neq 0$ , если в них заменить напряжение на статоре  $U_s$  на напряжение за активным сопротивлением статора  $E_a$  и записать эти формулы в виде

$$M_{\text{д}} = 3 \frac{Z_p k_s^2}{\omega_{0\text{эл.н}}} \frac{R_r / \bar{\omega}_p}{(R_r / \bar{\omega}_p)^2 + (\sigma x_r)^2} \left( \frac{E_a}{\bar{\omega}_0} \right)^2; \quad (10.9)$$

$$M_{\text{кр}} = \pm \frac{3}{2} \frac{Z_p k_s^2}{\omega_{0\text{эл.н}}} \frac{1}{\sigma x_r} \left( \frac{E_a}{\bar{\omega}_0} \right)^2.$$

Таким образом, в общем случае для поддержания постоянства перегрузочной способности двигателя при частотном регулировании необходимо выполнять закон частотного регулирования

$$E_a / \bar{\omega}_0 = \text{const}. \quad (10.10)$$

Из формулы (10.9) видно, что при этом момент двигателя зависит только от значения роторной частоты и не зависит от текущего значения частоты напряжения питания. Вид механических характеристик показан на рис.10.2. Частота  $\bar{\omega}_0$  определяет только положение механических характеристик по высоте относительно оси абсцисс.

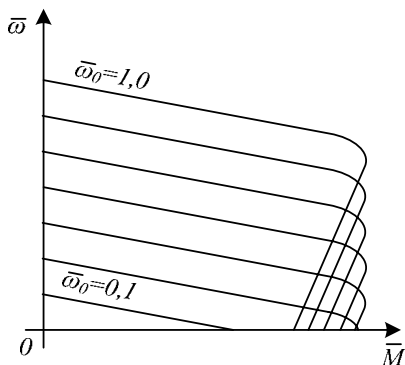


Рис.10.2. Механические характеристики электропривода с асинхронным двигателем при законе частотного регулирования  $E_a / \bar{\omega}_0 = \text{const}$

Для обеспечения закона частотного регулирования, определяемого выражением (10.10), напряжение на статорных обмотках нужно увеличивать по сравнению с  $E_a$  на величину падения напряжения в статорной обмотке  $I_s R_s$  от тока статора. На рис.10.3, где все переменные

The diagram shows a control system for a DC motor. The reference speed  $\bar{\omega}_{nc}$  is compared with the feedback signal  $\bar{E}_{oz} = f(\bar{\omega}_{nc})$  at a summing junction. The output of the summing junction is the error signal  $\bar{U}_c$ , which is then processed by a PI controller  $\Pi Ч$ . The output of the PI controller is the control signal  $\bar{U}_s$ , which is applied to the motor  $M$ . The motor output is the motor speed  $\bar{\omega}_m$ , which is fed back to the summing junction. The motor is represented by a circle with an 'M' inside. The control signal  $\bar{U}_s$  is also fed back to the summing junction through a block labeled  $B$ . The block  $B$  is labeled with the transfer function  $\frac{R_{acm}}{T_s R_n}$ .

Рис.10.3. Способы реализации закона частотного регулирования  $E_a / \bar{\omega}_0 = const$ :

б – схема режима IR-компенсации;  
в – схема с вычислением частоты  
роторной ЭДС

174

сигнал регулятора напряжения, который задает такое напряжение на статоре, при котором напряжение за активным сопротивлением статора будет пропорционально частоте.

Во втором случае (рис.10.3,б) сигнал задания напряжения на статоре  $\bar{U}_{sz} = \bar{E}_{az} - \bar{I}_s \bar{R}_s$  формируется непосредственно как сумма заданного напряжения за активным сопротивлением статора и величины, пропорциональной падению напряжения на активном сопротивлении обмотки статора. Второе слагаемое в правой части этого равенства определяется по измеренному и выпрямленному току статора  $\bar{I}_s$  при известном активном сопротивлении обмотки статора  $\bar{R}_s$ , которое в современных преобразователях автоматически измеряется при первом включении привода. Такой способ реализации требуемого закона регулирования получил название *IR*-компенсации. Наличие блока  $\bar{E}_{az} = f(\bar{\omega}_{0z})$  предусматривает возможность задания различных зависимостей напряжения от частоты.

В варианте, показанном на рис.10.3,в, сигнал задания напряжения рассчитывается с помощью функционального преобразователя (ФП) в зависимости от роторной частоты  $\bar{\omega}_p$  так, чтобы напряжение  $\bar{E}_a$  изменялось пропорционально заданной частоте. Роторная частота рассчитывается через угловую частоту напряжения на выходе преобразователя  $\bar{\omega}_{0эл}$  и угловую скорость двигателя  $\bar{\omega}$ .

Для определения характера изменения потока при рассматриваемом законе частотного регулирования обратимся к следующим выражениям:

$$\begin{aligned}\dot{E}_a &= j\bar{\omega}_0\omega_{0эл.н}\dot{\Psi}_s; \\ \dot{I}_r &= -j\frac{\omega_{0эл.н}}{R_r}\dot{\Psi}_r\bar{\omega}_p; \\ \omega_{0эл.н}\dot{\Psi}_s &= x_s\dot{I}_s + x_m\dot{I}_r; \\ \omega_{0эл.н}\dot{\Psi}_r &= x_m\dot{I}_s + x_r\dot{I}_r.\end{aligned}\tag{10.11}$$

Из первого выражения видно, что при выполнении закона регулирования (10.10) потокосцепление статора

$$\Psi_s = E_a / (\bar{\omega}_0\omega_{0эл.н})\tag{10.12}$$

в установившемся режиме остается постоянным независимо от частоты напряжения питания  $\bar{\omega}_0$  и роторной частоты  $\bar{\omega}_p$ , т.е. от нагрузки

двигателя. Определим, как при этом изменяется потокоцепление ротора. Исключая из двух последних равенств системы уравнений (10.11) ток  $\dot{I}_s$  и подставляя во второе равенство полученное при этом значение  $\dot{I}_r$ , после преобразований будем иметь выражение для модуля потокоцепления ротора:

$$\Psi_r = \frac{k_1 \Psi_s}{\sqrt{1 + (\sigma x_r / R_r)^2 \bar{\omega}_p^2}}. \quad (10.13)$$

Таким образом, при  $E_a / \bar{\omega}_0 = const$  потокоцепление ротора не зависит от частоты напряжения на статоре и однозначно определяется относительной частотой роторной ЭДС, уменьшаясь по мере ее увеличения, т.е. по мере увеличения нагрузки.

При рассматриваемом законе частотного регулирования может быть получено компактное выражение для механической характеристики привода. Электромагнитная мощность двигателя  $P_{ЭМ}$  и электромагнитный момент  $M_{Д}$  определяются выражениями

$$P_{ЭМ} = \frac{3I_r^2 R_r \bar{\omega}_0}{\bar{\omega}_p}; \quad M_{Д} = \frac{P_{ЭМ} Z_p}{\omega_{0эл.н} \bar{\omega}_0}.$$

Подставляя в выражение для  $P_{ЭМ}$  модуль тока  $I_r$  из системы уравнений (10.11), получим выражение для электромагнитного момента:

$$M_{Д} = 3 \frac{\omega_{0эл.н} Z_p}{R_r} \bar{\omega}_p \Psi_r^2.$$

Выразив отсюда относительную роторную частоту и учитывая, что  $\bar{\omega}_p = \bar{\omega}_0 - \bar{\omega} = (\omega_{0эл} - Z_p \omega) / \omega_{0эл.н}$ , можно получить выражение для механической характеристики асинхронного двигателя:

$$\omega = \frac{\omega_{0эл}}{Z_p} - \frac{M_{Д} R_r}{3 Z_p^2 \Psi_r^2}.$$

Эта формула интересна тем, что имеет ту же структуру, что и формула для механической характеристики двигателя постоянного тока с независимым возбуждением. Из этого следует вывод: если организовать управление, при котором будет обеспечиваться постоянство потокоцепления ротора  $\Psi_r$  в установившемся режиме, то механическая характеристика асинхронного двигателя будет иметь тот же вид, что и



механическая характеристика двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.

Одним из недостатков закона регулирования  $E_a / \bar{\omega}_0 = const$  является ограничение на возможность работы при низких частотах. На характеристиках, приведенных на рис.10.2, уже при снижении частоты источника питания примерно в 10 раз двигатель останавливается при моменте нагрузки, значительно меньшем критического из-за ограниченной жесткости рабочей части механических характеристик. Повышение жесткости в области низких частот может быть достигнуто путем увеличения значения  $E_a$  по сравнению с его значением, обеспечивающим постоянство критического момента. Это показано на рис.10.4,а, где на осях частота и напряжение отложены в относительных единицах. При  $\bar{\omega}_0 > \bar{\omega}_{01}$  напряжение  $\bar{E}_a$  меняется пропорционально частоте, в зоне частот от  $\bar{\omega}_{01}$  до  $\bar{\omega}_{02}$  остается постоянным, а при  $\bar{\omega}_0 < \bar{\omega}_{02}$  меняется по закону  $\bar{E}_a = \bar{\omega}_0 + \Delta\bar{E}_a$ . Это приводит к увеличению критического момента на низких скоростях, а так как критическая роторная частота  $\bar{\omega}_{p.kp} = \pm R_r / \sigma x_r$  не зависит от напряжения, – к увеличению жесткости механических характеристик и расширению диапазона регулирования скорости (рис.10.4, б).

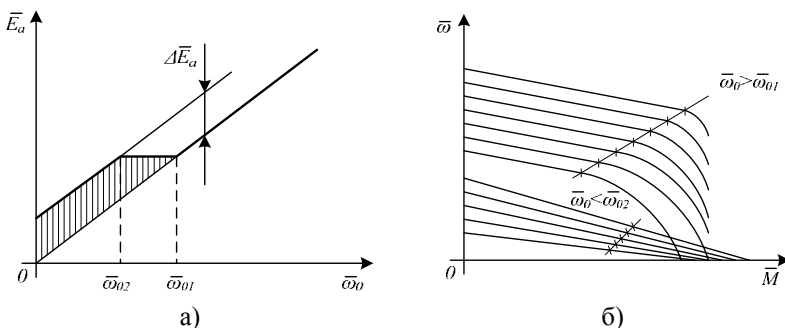


Рис.10.4 Повышение жёсткости механических характеристик в области низких скоростей: а – закон частотного регулирования; б – механические характеристики

В зависимости от конкретных характеристик объекта, для которого предназначен привод, может оказаться целесообразным использовать законы частотного регулирования, отличные от закона, при котором поддерживается критический момент. В тех случаях, когда момент

нагрузки возрастает с увеличением скорости, целесообразно изменять напряжение по закону  $\bar{E}_a = \bar{\omega}_0^n$  ( $n > 1$ ).

Закон частотного регулирования при  $n = 2$  показан на рис.10.5,а. Ему соответствует семейство механических характеристик, показанных на рис.10.5,б. Там же показана так называемая вентиляторная характеристика момента нагрузки  $\bar{M}_c = f(\bar{\omega})$ , при которой момент растет с увеличением скорости. В современных комплектных электроприводах со скалярным регулированием обычно предусматривается возможность устанавливать зависимость  $\bar{E}_a = f(\bar{\omega}_0)$  (или  $U_1 = f(f)$ ) в пределах области, заштрихованной на рис.10.5,а. При  $n < 1$  можно получить семейство механических характеристик, на которых критический момент возрастает с уменьшением частоты.

Рис.10.6,а иллюстрирует способ двухзонного регулирования скорости электропривода с асинхронным двигателем. Такой способ регулирования применяется в тех случаях, когда есть необходимость путем повышения частоты увеличивать скорость до значений, больших номинального, при ограничении напряжения номинальным значением. В первой зоне, где частота изменяется до номинального значения (до  $\bar{\omega}_0 = 1$  в относительных единицах), напряжение  $\bar{E}_a$  изменяется пропорционально частоте, а во второй, где частота изменяется от номинального до максимального значения  $\omega_{0\max}$ ,  $\bar{E}_a$  остается номинальным ( $\bar{E}_a = 1$ ). Соответствующие механические характеристики приведены на рис.10.6,б.

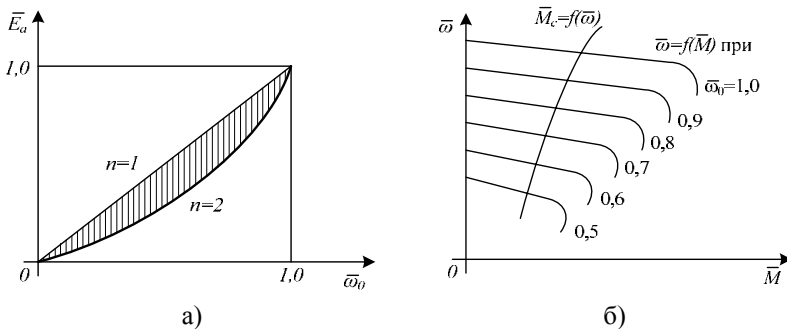


Рис.10.5. Частотное регулирование при  $n = 2$  :

а – закон частотного регулирования; б – механические характеристики

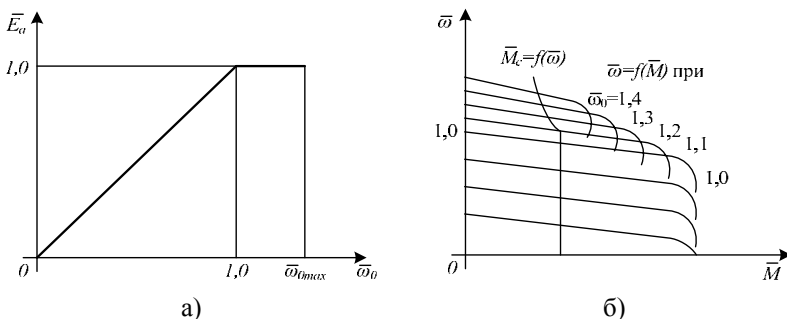


Рис.10.6. Характеристики привода при двухзонном регулировании: а – закон частотного регулирования; б – механические характеристики

Использование такого закона регулирования целесообразно в тех случаях, когда момент нагрузки уменьшается на верхних скоростях. Электропривод с асинхронным двигателем, питающимся от преобразователя частоты при U/f-регулировании без обратной связи по скорости, может обеспечить диапазон регулирования скорости около 20. Введение обратной связи по скорости позволяет увеличить диапазон до 200 и обеспечить режим создания момента двигателя в пределах примерно  $1,5M_n$  при нулевой скорости.

### 10.3. Пример реализации принципов векторной ориентации переменных в асинхронном электроприводе с частотным управлением

Рассмотрим принципы построения системы управления преобразователей частоты серии ЭПВ исполнения 1 (общепромышленное) [28,4,11].

Функциональная схема системы управления (рис.10.7) включает в себя следующие элементы:

- блок ввода и предварительной обработки сигналов;
- модель системы «преобразователь частоты – асинхронный двигатель»;
- формирователь частоты;
- формирователь напряжения;
- векторный модулятор.

В блоке ввода и предварительной обработки сигналов осуществляется выбор режима ввода входных сигналов, их фильтрация, задание интенсивности изменения, формирование желаемого закона регулирования технологической переменной (для случая, когда привод замкнут

по технологической координате: давлению, расходу, температуре и т.д.).

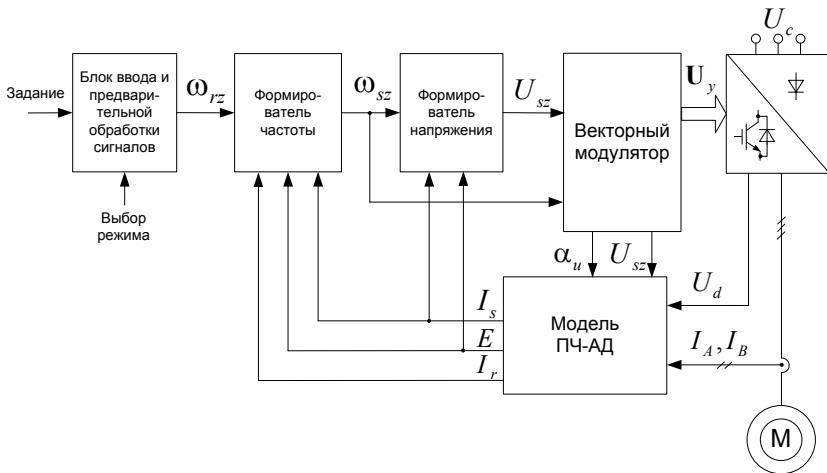


Рис.10.7. Функциональная схема системы управления преобразователей серии ЭПВ исполнения 1

В математической модели «преобразователь частоты – асинхронный двигатель» осуществляется вычисление всей информации, необходимой для реализации алгоритма управления приводом на основе измеряемой информации о токах в двух выходных фазах ПЧ и напряжении в звене постоянного тока.

Формирователь частоты вычисляет сигнал задания по частоте вектора выходного напряжения преобразователя с учетом реализации функций компенсации скольжения двигателя, формирования характеристики частотно-токового ограничения, коррекции динамических свойств привода и ограничения предельного значения сигнала задания по частоте.

Формирователь напряжения вычисляет сигнал задания по амплитуде вектора выходного напряжения преобразователя, обеспечивая реализацию заданного закона частотного управления при случайном характере изменения нагрузки с учетом функций токовой отсечки, динамической и гармонической коррекции амплитуды напряжения.

Векторный модулятор преобразует сигналы задания по частоте и напряжению в импульсные сигналы управления IGBT ключами инвертора на основе пространственно-векторного метода реализации широтно-импульсной модуляции выходного напряжения ПЧ.

Блок ввода и предварительной обработки сигналов (рис.10.8) включает в себя переключатель режима работы, фильтр входного сигнала, технологический регулятор и датчик интенсивности. Переключатель

читель режима устанавливает один из трех режимов работы блока. При среднем положении переключателя режимов на выход блока поступает сигнал задания скорости электропривода с аналогового входа, при верхнем положении – сигнал с выхода технологического регулятора, при нижнем положении – цифровое задание скорости. При верхнем положении переключателя аналоговый вход блока используется для ввода в систему управления сигнала с датчика обратной связи по технологической переменной.

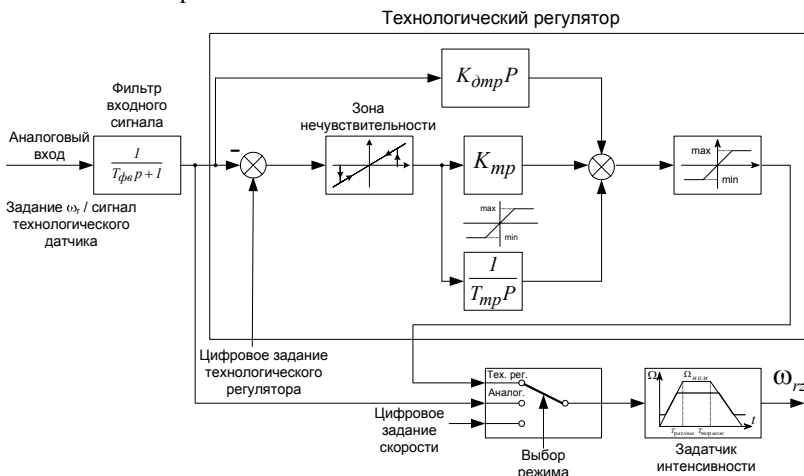


Рис.10.8. Функциональная схема блока ввода и предварительной обработки сигналов

*Фильтр входного сигнала*, выполненный в виде апериодического звена 1-го порядка с постоянной времени  $T_{\phi\psi}$ , осуществляет низкочастотную фильтрацию помех в сигнале, поступающем на аналоговый вход системы управления.

*Технологический регулятор* реализован в виде пропорционально-интегрально-дифференцирующего (ПИД) звена, дополнительно снабженного элементами ограничения и «зоной нечувствительности». С помощью коэффициентов пропорциональной ( $K_{TP}$ ), интегральной ( $T_{TP}$ ) и дифференциальной ( $K_{ДТР}$ ) составляющих технологического регулятора осуществляется настройка системы управления электроприводом, замкнутой по технологической переменной, на параметры объекта регулирования. Элемент «зона нечувствительности» используется при работе с ПИ-структурой регулятора ( $K_{ДТР} = 0$ ) для корректировки режима работы устройства таким образом, чтобы электропривод не реагировал на малые изменения сигнала рассогласования

между заданным и реальным значениями технологической переменной.

*Задатчик интенсивности* формирует динамические характеристики электропривода по каналу управления, задавая время разгона ( $T_{разг}$ ) и время торможения ( $T_{торм}$ ).

В модели системы «преобразователь частоты – асинхронный двигатель» вычисляются вектор ЭДС двигателя и проекции вектора тока статора в ортогональной системе координат, ориентированной по вектору ЭДС.

В области малых частот справедливы следующие соотношения между параметрами Т-образной схемы замещения АД:

$\omega_s L_{\sigma s}, \omega_s L_{\sigma r} \ll R_s, R_r, \omega_s L_m$ , где  $\omega_s$  – частота вращения поля относительно статора.

Это позволяет пренебречь индуктивностями рассеяния статора и ротора, присутствующими в традиционных математических моделях АД, в частности, перейти от традиционной Т-образной схемы замещения фазы двигателя к упрощенной Т-образной схеме замещения (рис.10.9).

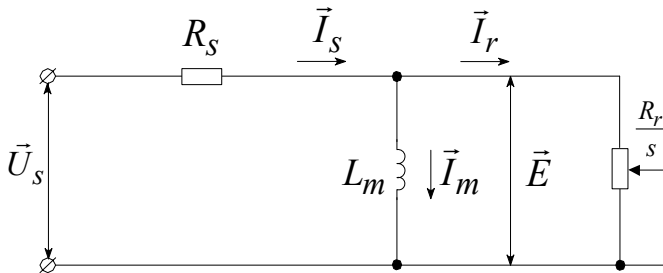


Рис.10.9. Упрощенная схема замещения АД

В данной математической модели отсутствует разделение между ЭДС и потокоцеплениями статора, ротора и намагничивания:

$$\vec{\Psi}_s = \vec{\Psi}_m = \vec{\Psi}_r = \vec{\Psi} ; \quad (10.14)$$

$$\vec{E}_s = \vec{E}_m = \vec{E}_r = \vec{E} .$$

Модель описывается следующей системой уравнений:

$$\begin{aligned} \vec{I}_s &= \vec{I}_r + \vec{I}_m ; \\ \vec{U}_s &= R_s \vec{I}_s + \vec{E} ; \\ \vec{E} &= \frac{R_r}{s} \vec{I}_r ; \end{aligned} \quad (10.15)$$



$$E = I_r \frac{R_r}{S},$$

где  $I_x, I_y, E_x, E_y$  – проекции вектора тока статора и ЭДС в системе координат  $(x, y)$ ;  $\alpha_{eu}$  – угловое положение вектора ЭДС относительно вектора напряжения.

Систему уравнений (10.16) дополним выражениями для потокосцепления и электромагнитного момента:

$$\begin{aligned}\Psi &= L_m I_m; \\ M &= \frac{3}{2} Z_p \Psi I_r = \frac{3}{2} Z_p L_m I_m I_r.\end{aligned}\tag{10.17}$$

Полная система уравнений модели ПЧ-АД с учетом координатных преобразований вектора тока статора в системе координат  $(x, y)$  и в системе координат  $(d, q)$ , примет вид

$$\begin{aligned}I_s &= \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{I_A^2 + I_B^2 + I_A I_B}; \\ I_x &= \frac{2}{\sqrt{3}} \left[ I_A \sin(\alpha_u + \frac{\pi}{3}) + I_B \sin(\alpha_u) \right]; \\ I_y &= \frac{2}{\sqrt{3}} \left[ I_A \cos(\alpha_u + \frac{\pi}{3}) + I_B \cos(\alpha_u) \right]; \\ E_x &= U_s - R_s I_x; \\ E_y &= -R_s I_y; \\ E &= \sqrt{E_x^2 + E_y^2}; \\ \alpha_e &= \alpha_u + \operatorname{arccctg} \frac{E_x}{E_y}; \\ I_r &= \frac{2}{\sqrt{3}} \left[ I_A \sin(\alpha_e + \frac{\pi}{3}) + I_B \sin(\alpha_e) \right]; \\ I_m &= \frac{2}{\sqrt{3}} \left[ I_A \cos(\alpha_e + \frac{\pi}{3}) + I_B \cos(\alpha_e) \right].\end{aligned}\tag{10.18}$$

Напряжение статора вычисляется из заданного значения  $U_{sz}$  с учетом напряжения на входе инвертора  $U_d$ :



$$U_s = \frac{U_d}{U_d^{\bar{}}} U_{sz},$$

где  $U_d^{\bar{}}$  – базовое значение напряжения на входе инвертора, при котором реальное выходное напряжение преобразователя равно заданному.

Применение упрощенной модели двигателя существенно снижает объем вычислений, уменьшает список параметров, необходимых для реализации алгоритма управления, за счет исключения из этого списка индуктивностей рассеяния статора и ротора. При этом обеспечивается желаемая точность вычисления переменных, в том числе на малых частотах вращения. Ошибка в обработке задания по частоте на больших и средних частотах, возникающая вследствие применения упрощенной модели АД, не превышает 2–3 %, что вполне приемлемо для класса бездатчиковых электроприводов.

В результате реализации принципа ориентации осуществляется разложение вектора тока статора на активную составляющую, пропорциональную электромагнитному моменту, и на реактивную составляющую, пропорциональную потокосцеплению двигателя. Первая составляющая равна току ротора  $I_r$ , вторая – току цепи намагничивания  $I_m$ .

*Формирователь частоты* (рис.10.11) осуществляет вычисление заданного значения частоты напряжения статора ( $\omega_{sz}$ ). Он включает в себя блок компенсации скольжения, блок частотно-токового ограничения, блок коррекции и ограничитель выходного сигнала.

*Блок компенсации скольжения* формирует на своем выходе промежуточный сигнал задания по частоте  $\omega_{s1}$ , учитывающий наличие скольжения. Из упрощенной схемы замещения имеем

$$E = I_r \frac{R_r}{s}, \text{ где } s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} - \text{относительное скольжение.}$$

Выразим частоту поля:

$$E\omega_s - E\omega_r = R_r I_r \omega_s; \omega_s = \frac{E\omega_r}{E - R_r I_r}.$$

С учетом этого уравнения блока компенсации скольжения записываются в виде

$$\omega_{s1} = \begin{cases} \frac{E\omega_{rz}}{E - R_r I_r}, & \text{если } \omega_{sz} \geq \omega_{\min}; \\ \omega_{rz}, & \text{если } \omega_{sz} < \omega_{\min}, \end{cases} \quad (10.19)$$

где  $\omega_{rz}$  – задание по электрической частоте вращения ротора.

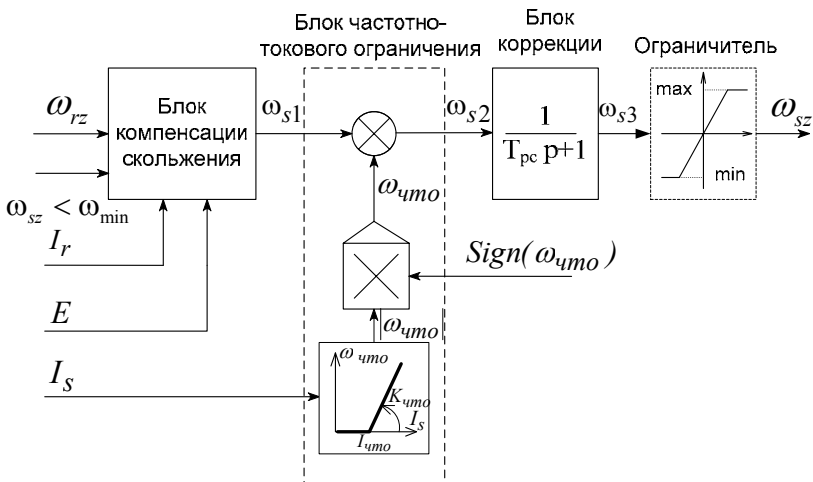


Рис.10.11. Функциональная схема формирователя частоты

Уравнение (10.19) позволяет осуществлять функцию компенсации скольжения во всех четырех квадрантах механической характеристики электропривода. При переходе электропривода в генераторный режим работы изменяется знак тока  $I_r$ . При изменении направления вращения изменяется знак сигнала задания по частоте  $\omega_{rz}$ . Необходимость изменения структуры блока компенсации скольжения на малых частотах связана с ограниченным частотным диапазоном ориентации по ЭДС (вектор ЭДС обращается в ноль при нулевой частоте вращения поля).

Блок частотно-токового ограничения осуществляет формирование механической характеристики привода в области больших (превышающих номинальные) нагрузок (наклонный участок характеристики рис.10.12).

Блок работает в соответствии со следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} \omega_{s2} &= \omega_{s1} + \omega_{что} ; \\ \omega_{что} &= Sign(\omega_{что}) |\omega_{что}| ; \\ |\omega_{что}| &= \begin{cases} 0, & \text{если } I_s < I_{что} , \\ \frac{I_s - I_{что}}{I_{что}} \omega_{ном} K_{что}, & \text{если } I_s \geq I_{что} ; \end{cases} \end{aligned} \quad (10.20)$$

$$\text{Sign}(\omega_{\text{что}}) = \begin{cases} -1, & \text{если } \text{Sign}(\omega_{s1}) = \text{Sign}(I_r), \\ +1, & \text{если } \text{Sign}(\omega_{s1}) \neq \text{Sign}(I_r), \end{cases}$$

где  $|\omega_{\text{что}}|$ ,  $\text{Sign}(\omega_{\text{что}})$  – модуль и знак сигнала частотно-токового ограничения  $\omega_{\text{что}}$ ;  $I_{\text{что}}$  – уставка порога срабатывания частотно-токового ограничения;  $K_{\text{что}}$  – безразмерный коэффициент, определяющий крутизну наклона электромеханической характеристики в области частотно-токового ограничения. При  $K_{\text{что}} = 1$  крутизна электромеханической характеристики  $S_{\text{что}} = -\omega_{\text{ном}}/I_{\text{что}}$ .

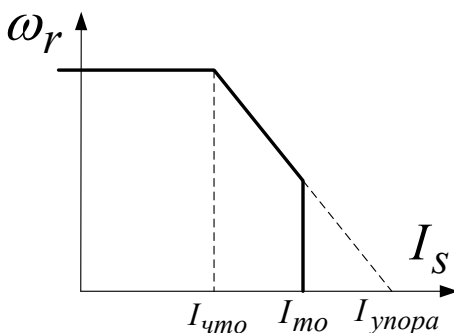


Рис.10.12. Электромеханическая характеристика привода с учётом частотно-токового ограничения

Изменение знака  $\omega_{\text{что}}$  в зависимости от режима работы электропривода позволяет осуществлять частотно-токовое ограничение во всех четырех квадрантах механической характеристики.

*Блок коррекции*, выполненный в виде апериодического звена первого порядка, осуществляет последовательную коррекцию динамических характеристик электропривода. Выходной сигнал блока коррекции поступает на выход формирователя частоты через *ограничитель*, устанавливающий значения верхнего и нижнего порога задания по частоте.

*Формирователь напряжения* (рис.10.13) включает в себя блок задания закона управления, корректор режима малых частот, регулятор ЭДС, блок токовой отсечки, блок гармонической коррекции и блок динамической коррекции. Входными сигналами формирователя напряжения являются задание по частоте  $\omega_{sz}$ , ток статора  $I_s$  и ЭДС  $E$ .

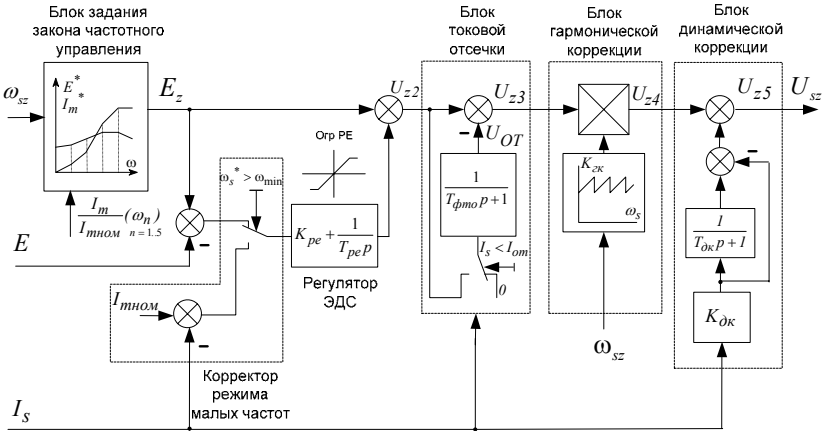


Рис.10.13. Функциональная схема формирователя напряжения

Блок задания закона управления формирует зависимость заданного значения ЭДС от частоты  $E_z(\omega_{sz})$ . Задание закона управления осуществляется с пульта управления по точкам в масштабе относительных значений тока намагничивания (всего предусмотрено задание пяти точек). В процессе работы выполняется перерасчет закона управления в масштаб ЭДС на основе линейной аппроксимации зависимости между соседними точками.

Блок работает по следующему алгоритму.

1. Определяется отрезок частотного диапазона, которому принадлежит текущее значение частоты  $\omega_{sz} \in [\omega_{нач}, \omega_{кон}]$ .
2. Определяется текущее значение относительного тока намагничивания

$$\delta I = \delta I_{нач} + \frac{\delta I_{кон} - \delta I_{нач}}{\omega_{кон} - \omega_{нач}} (\omega_{sz} - \omega_{нач}), \quad (10.21)$$

где  $\delta I_{нач}$ ,  $\delta I_{кон}$  – относительные значения тока намагничивания в крайних точках отрезка частоты.

3. Определяются текущие значения задания по току намагничивания и ЭДС:

$$I_{mz} = \delta I \cdot I_{ном};$$

$$E_z = \delta I \cdot U_{ном} \frac{\omega_{sz}}{\omega_{ном}}, \quad (10.22)$$

где  $U_{ном}$ ,  $\omega_{ном}$  – номинальные значения напряжения и частоты двигателя.

*Корректор режима малых частот* обеспечивает нормальное функционирование электропривода вплоть до полного его останова. Для этого на определенном уровне частоты  $\omega_s = \omega_{min}$ , при котором точность вычисления ЭДС, а следовательно, и точность ориентации других переменных, становится недопустимо низкой, производится отключение регулятора ЭДС и переход в режим стабилизации тока статора на уровне номинального значения тока намагничивания. Это обеспечивает необходимый уровень тока намагничивания вплоть до нулевой частоты. Порог частоты, на которой переключается структура регулятора определяет минимальный уровень регулирования скорости привода. Он находится в пределах 1–2 Гц.

*Регулятор ЭДС* обеспечивает соблюдение заданного статического закона частотного управления во всех режимах работы электропривода, в том числе при случайном характере изменения нагрузки. Пропорционально-интегральная структура регулятора обеспечивает минимизацию статической ошибки регулирования и формирование желаемых динамических свойств контура ЭДС.

*Блок токовой отсечки* реализует второй уровень ограничения тока статора, осуществляемый дополнительным воздействием на канал формирования напряжения. Блок работает следующим образом. Если ток статора не превышает уровень уставки токовой отсечки  $I_{om}$ , то блок токовой отсечки передает входной сигнал задания по напряжению  $U_{z2}$  на свой выход без каких-либо изменений. В противном случае, на второй вход суммирующего элемента блока через корректирующий фильтр токовой отсечки подается с отрицательным знаком входной сигнал задания по напряжению. В результате передаточная функция блока токовой отсечки принимает вид реального дифференцирующего звена с постоянной времени  $T_{фто}$ :

$$H_{фто}(p) = \frac{U_{z3}(p)}{U_{z2}(p)} = \frac{T_{фто}p}{T_{фто}p + 1}. \quad (10.23)$$

Выходной сигнал блока токовой отсечки  $U_{z3}$  начинает уменьшаться по экспоненциальному закону от значения  $U_{z2}$  до нуля с постоянной времени фильтра  $T_{фто}$ . Если при этом ток статора уменьшается ниже уровня уставки токовой отсечки  $I_{om}$ , то блок начинает работать в режиме переключений, обеспечивая поддержание среднего значения тока статора на уровне уставки. Возвращение системы управления из

режима токовой отсечки в нормальный режим работы также происходит с постоянной времени фильтра токовой отсечки  $T_{фто}$ , что исключает нежелательные резкие скачки в напряжении задания. На рис.10.12 области действия токовой отсечки соответствует вертикальный участок электромеханической характеристики привода.

Заметим, что блок токовой отсечки, так же как и блок частотно-токового ограничения, в силу определенной инерционности своего действия не обеспечивает защиту электропривода от резких изменений выходного тока преобразователя, вызываемых, например, короткими замыканиями в нагрузке. В таких режимах срабатывает максимально-токовая защита преобразователя.

Блок гармонической коррекции осуществляет стыковку участков синхронного алгоритма модуляции по амплитуде основной гармоники выходного напряжения преобразователя. Использование принципа синхронной модуляции с коэффициентом, кратным 6, обеспечивает минимизацию субгармонических составляющих в переменных привода. Заметное воздействие этого блока на канал формирования напряжения проявляется только на больших частотах работы привода ( $f_u > 400 \text{ Гц}$ ). При  $f_u < 400 \text{ Гц}$  коэффициент гармонической

коррекции  $K_{\text{ск}} \approx 1$ . Всего алгоритм модуляции выходного напряжения содержит несколько синхронных и 1 асинхронный участок. Коэффициенты коррекции определены на границах синхронных участков. Внутри каждого участка их расчет осуществляется на основе линейной аппроксимации коэффициентов на границах.

*Блок динамической коррекции* обеспечивает формирование желаемого запаса устойчивости электропривода во всем диапазоне регулирования частоты. Вообще говоря, проблема обеспечения устойчивости во всем рабочем диапазоне очень характерна именно для приводов с частотным управлением. Иногда эту проблему решают за счет «вырезания» определенных участков частотного спектра. В нашем случае проблема устойчивости решена за счет введения быстродействующей гибкой отрицательной обратной связи по току статора. Гибкой – то есть воздействующей на канал напряжения только в динамике и не влияющей на статические характеристики привода.

Передаточная функция блока динамической коррекции может быть представлена в виде реального дифференцирующего звена с передаточной функцией вида

$$H_{\text{ок}}(p) = \frac{U_{\text{ок}}(p)}{I_s(p)} = -\frac{K_{\text{ок}} T_{\text{ок}} p}{T_{\text{ок}} p + 1}.$$

Сигналы задания по частоте  $\omega_{sz}$  с выхода формирователя частоты и по амплитуде напряжения статора с выхода формирователя напряжения подаются на вход векторного модулятора. Он осуществляет формирование импульсов управления шестью транзисторными ключами инвертора напряжения на основе метода векторной модуляции.

## **11. Системы векторного управления асинхронным электроприводом**

Векторное управление электроприводом с асинхронным двигателем применяется при повышенных требованиях к динамическим или статическим характеристикам регулирования выходных переменных привода, а также в случаях, когда регулируемой переменной является момент. Векторное управление применяется в электроприводах главного движения и подачи металлорежущих станков, в намоточных механизмах, требующих регулирования натяжения материала, в сервоприводах, выполняющих задачу быстродействующего регулирования положения, в тяговом электроприводе, в приводе электродов дуговых сталеплавильных печей и множестве других механизмов.

Рассматриваются различные варианты построения систем векторного управления асинхронным электроприводом, среди которых системы векторного управления асинхронным двигателем с непосредственным измерением потокосцепления и с моделью роторной цепи [34], система прямого управления моментом, система частотно-токового управления, цифровая релейно-векторная система управления асинхронным электроприводом. На примере построения системы векторного управления в асинхронном электроприводе серии ЭПВ рассмотрена процедура синтеза регуляторов.

### **11.1. Принцип ориентации переменных по полю**

Основополагающим принципом векторного управления является ориентация векторных переменных электропривода друг относительно друга. Ориентация может выполняться практически по любой векторной переменной, однако обычно выбирают переменные, ориентация по которым позволяет получить:

- 1) наилучшие динамические и статические свойства привода;
- 2) наиболее простую структуру системы управления.

Наиболее широкое распространение в системах векторного управления получил способ ориентации переменных по вектору потокосцепления ротора (рис.11.1). Часто такой способ называют ориентацией по полю.

Асинхронный двигатель (АД) при ориентации по полю приобретает характеристики, близкие к характеристикам двигателя постоянного тока, а в электроприводе обеспечивается:

- 1) раздельное регулирование магнитного потока и электромагнитного момента двигателя;
- 2) предельно допустимое быстродействие при управлении моментом в режиме поддержания постоянства потокосцепления ротора.

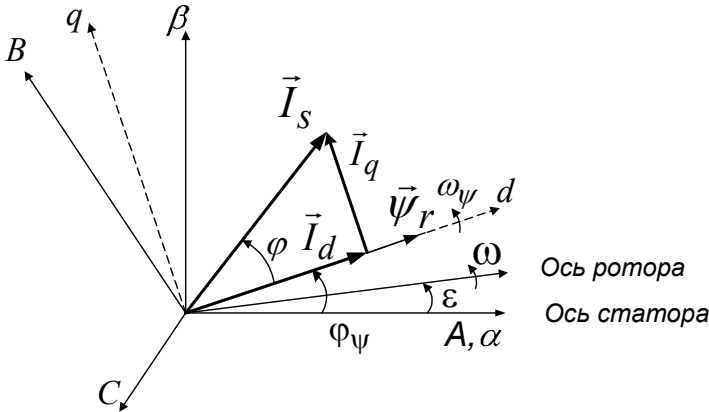


Рис.11.1. Ориентация по вектору потокосцепления ротора

Уравнения электромагнитных процессов АД, записанные относительно токов статора и потокосцеплений ротора в синхронной ортогональной системе координат  $(d, q)$ , ориентированной по вектору потокосцепления ротора, имеют следующий вид:

$$\sigma L_s \frac{dI_d}{dt} = -R_s I_d + U_d + \sigma L_s \omega_\psi I_q - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_r}{dt}; \quad (11.1)$$

$$\sigma L_s \frac{dI_q}{dt} = -R_s I_q + U_q - \sigma L_s \omega_\psi I_d - \frac{L_m}{L_r} \omega_\psi \Psi_r; \quad (11.2)$$

$$T_r \frac{d\Psi_r}{dt} = -\Psi_r + L_m I_d; \quad (11.3)$$

$$\omega_\psi = \omega_{re} + \omega_{ск} = \omega_{re} + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_q}{\Psi_r}; \quad (11.4)$$

$$M = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \Psi_r I_q, \quad (11.5)$$



где  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  – постоянная времени роторной цепи;  $R_s, R_r$  – активные сопротивления фаз статора и ротора;  $L_s, L_r, L_m$  – индуктивности фаз статора, ротора, взаимная;  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  – коэффициент рассеяния;  $U_d, U_q, I_d, I_q$  – проекции векторов напряжения и тока статора на оси  $d$  и  $q$ ;  $\omega_\psi$  – частота вращения вектора потокосцепления ротора;  $\omega_{re} = Z_p \omega_r$  – электрическая частота вращения ротора;  $\omega_{ск}$  – частота скольжения.

Системы векторного управления, называемые также системами с ориентацией по полю, можно подразделить на системы с прямой и косвенной ориентацией по полю. Трактовка этих понятий не однозначна.

При первой трактовке к системам с прямой ориентацией по полю относят только те системы, в которых осуществляется непосредственное измерение потока с помощью тех или иных датчиков потока. Вторая трактовка относит к системам с прямой ориентацией и те системы, в которых поток рассчитывается по модели двигателя, так как это дает возможность, так же как при непосредственном измерении потока, построить замкнутый контур его регулирования. К системам с косвенным измерением в этом случае относят только системы, в которых поток не измеряется и не рассчитывается, а формируется путем задания других переменных (рис.11.2). На нем предполагается, что двигатель М представлен в виде математической модели во вращающейся системе координат  $(\alpha, \beta)$ . Так же представлен и преобразователь частоты (ПЧ) с инвертором, управляемым током ПЧ. На рис.11.2,а показана структура привода, поясняющая принцип векторного управления с прямой ориентацией по полю. Асинхронный двигатель получает питание от преобразователя частоты. Входными сигналами для преобразователя служат  $I_{s\alpha}$  и  $I_{s\beta}$  – проекции пространственного вектора тока статора на оси вращающейся системы координат. В модели двигателя по истинным значениям токов  $I_{s\alpha}$  и  $I_{s\beta}$  и значению скорости двигателя  $\omega$  рассчитываются значения электромагнитного момента  $\hat{M}_д$  и потокосцепления ротора  $\hat{\Psi}_r$ . (Значком ^ над символами помечены величины, определяемые в модели.) Там же рассчитывается мгновенное

значение угла поворота  $\theta_c$  вращающейся системы координат  $(d, q)$  относительно неподвижной системы координат  $(\alpha, \beta)$ . Потокосцепление ротора  $\hat{\Psi}_r$  сравнивается с сигналом задания  $\Psi_{rz}$  на входе регулятора потока (РПТ), а момент двигателя  $\hat{M}_д$  – с сигналом задания момента на входе регулятора момента (РМ). Контур регулирования момента выполнен как внутренний по отношению к внешнему контуру скорости с регулятором скорости (РС).

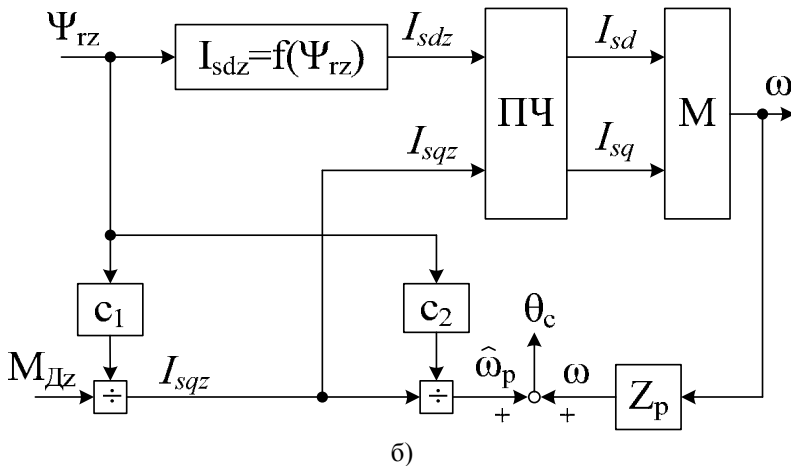
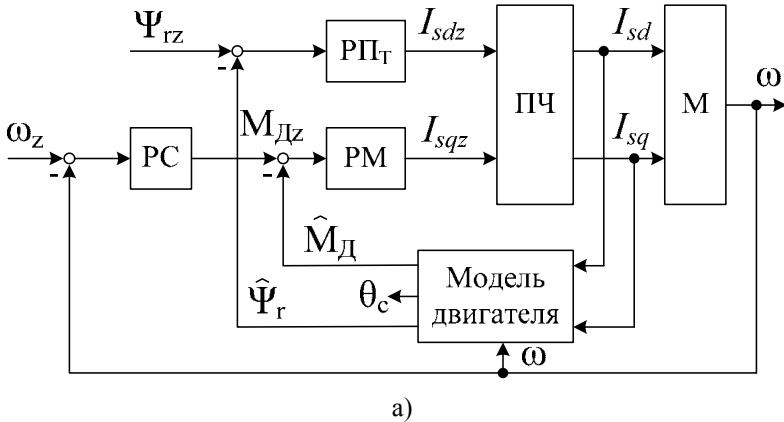


Рис.11.2. Структура привода с прямой и косвенной ориентацией по полю: а – с моделью двигателя; б – с косвенной ориентацией

Система с косвенной ориентацией по полю (рис.11.2,б) не содержит узлов измерения или расчета потокосцепления ротора. Требуемые

сигналы задания составляющих тока статора формируются на основании заданных значений потокосцепления  $\Psi_{rz}$  и электромагнитного момента (внешний контур скорости, аналогичный контуру с регулятором РС, на рис.11.2,б не показан). При определении задающих значений токов используется математическое описание двигателя в виде структурной схемы с ориентацией вектора  $\vec{\Psi}_r$  по оси  $d$ . Так, по выражению  $I_{sdz} = \Psi_{rdz} (T_s p + 1) / L_m$ , куда входят значения задающих величин, находится зависимость  $I_{sdz} = f(\Psi_{rz})$ . Из выражения для составляющей тока по оси  $q$   $I_{sqz} = M_{Dz} / ((3/2) Z_p k_r \Psi_{rz})$  определяется коэффициент  $c_1 = 1 / ((3/2) Z_p k_r)$ . Коэффициент  $c_2$  определяется на основании равенства  $\omega_p = k_r R_r I_{sq} / \Psi_r$  как  $c_2 = 1 / k_r R_r$ , где  $k_r = \frac{L_m}{L_r}$ .

Структурная схема асинхронного двигателя во вращающейся системе координат содержит в качестве входных и выходных величин проекции соответствующих пространственных векторов на оси вращающейся системы координат. Эти величины являются величинами постоянного тока, что позволяет строить систему управления приводом так же, как систему управления электроприводом постоянного тока. Между тем в реальной системе с трехфазным асинхронным двигателем напряжения и токи представляют собой трехфазные системы синусоидальных величин. Поэтому при построении системы управления электроприводом в нее должны быть введены преобразователи координат, осуществляющие преобразование величин постоянного тока во вращающейся системе координат в трёхфазную систему величин в неподвижной системе координат и обратно.

Аналогия с двигателем постоянного тока становится еще более очевидной, если в преобразователе, от которого питается двигатель, с помощью быстродействующих токовых контуров формируются непосредственно составляющие тока статора  $I_{sd}$  и  $I_{sq}$ . На рис.11.3,а показана часть структурной схемы, иллюстрирующая процесс формирования электромагнитного момента в этом случае, а на рис.11.3,б – схема формирования электромагнитного момента в двигателе постоянного тока с независимым возбуждением. На ней  $k_\phi$  – коэффициент, связывающий в линеаризованном описании двигателя постоянного тока поток возбуждения  $\Phi$  с током возбуждения  $I_B$ . Видно, что составляю-

щая тока статора асинхронного двигателя  $I_{sd}$  в приводе с векторным управлением играет ту же роль, что ток возбуждения в машине постоянного тока, постоянная времени ротора  $T_r$  эквивалентна постоянной времени возбуждения  $T_B$ , а коэффициент  $3Z_p k_r / 2$  соответствует машинной постоянной двигателя постоянного тока  $c_D$ .

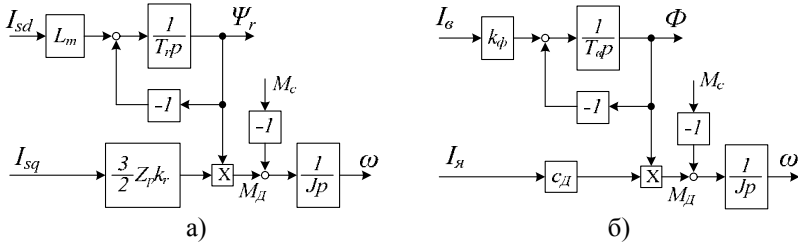


Рис.11.3. Сравнение структуры асинхронного двигателя при векторном управлении (а) со структурой двигателя постоянного тока независимого возбуждения (б)

Улучшение динамических свойств привода с асинхронным двигателем при векторном управлении является результатом того, что в переходных процессах имеется возможность поддерживать постоянство потоко-сцепления ротора в отличие от скалярного регулирования, где потоко-сцепление ротора в переходных процессах изменяется при изменении токов статора и ротора, что приводит к снижению темпа изменения электромагнитного момента. В приводе с векторным управлением, где потоко-сцепление ротора можно поддерживать постоянным, электромагнитный момент изменяется так быстро, как быстро изменяется составляющая тока статора  $I_{sq}$  (аналогия с изменением момента при изменении тока якоря  $I_y$  в машине постоянного тока).

## 11.2. Система векторного управления асинхронным двигателем с непосредственным измерением потоко-сцепления

Первая промышленная векторная система регулирования скорости электропривода с асинхронным двигателем была разработана в конце 60-х годов XX века фирмой Siemens.

В системе выполнено непосредственное измерение главного маг-нитного потока с помощью установленных в зазоре двигателя датчи-ков, действие которых основано на эффекте Холла. Он проявляется следующим образом: если пластину из проводникового или полупро-водникового материала поместить в магнитное поле с напряженностью  $H$  и пропустить через нее ток  $I$  (рис.11.4), то в ней возникает элек-

трическое поле в направлении, перпендикулярном векторам напряженности и тока. При этом на боковых гранях пластины возникает ЭДС Холла  $U$ . Если плотность тока  $J$  постоянна, то эта ЭДС пропорциональна напряженности магнитного поля, т. е. магнитному потоку.

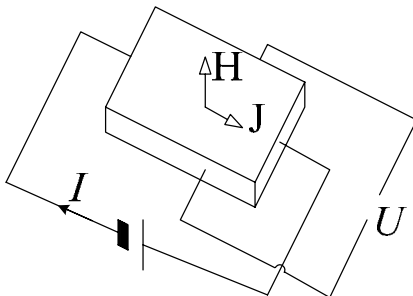


Рис.11.4. Принцип работы датчика Холла

В рассматриваемой системе два датчика Холла, сдвинутых в плоскости поперечного сечения двигателя на  $90^\circ$  эл. град. друг относительно друга, установлены в зазоре между статором и ротором двигателя, т. е. находятся под действием главного магнитного потока (потока в зазоре). Поскольку вектор потока вращается в пространстве, напряжение на выходе датчика после того, как отфильтрованы высшие гармоники, имеет синусоидальную форму. Наличие пространственного сдвига между датчиками приводит к тому, что выходные напряжения датчиков сдвинуты друг относительно друга на  $90^\circ$  во времени и представляют собой взятые в определенном масштабе проекции вектора главного потокосцепления  $\Psi_{m\alpha}$  и  $\Psi_{m\beta}$  на оси неподвижной системы координат.

В основу построения системы регулирования скорости положены принципы, вытекающие из математического описания асинхронного двигателя во вращающейся системе координат, при направлении оси  $d$  по пространственному вектору потокосцепления ротора.

Принцип построения системы поясняет функциональная схема (рис.11.5). Асинхронный двигатель М питается от преобразователя частоты (ПЧ) со звеном постоянного тока и автономным инвертором напряжения. На входе преобразователя действует трехфазная система задающих напряжений  $U_{sAz}$ ,  $U_{sBz}$ ,  $U_{sCz}$ . Система регулирования выполнена во вращающейся системе координат. Преобразование координат в прямом канале (ПКП) и в канале обратной связи (ПКО) производится в соответствии с правилами преобразования координат в системе векторного управления.

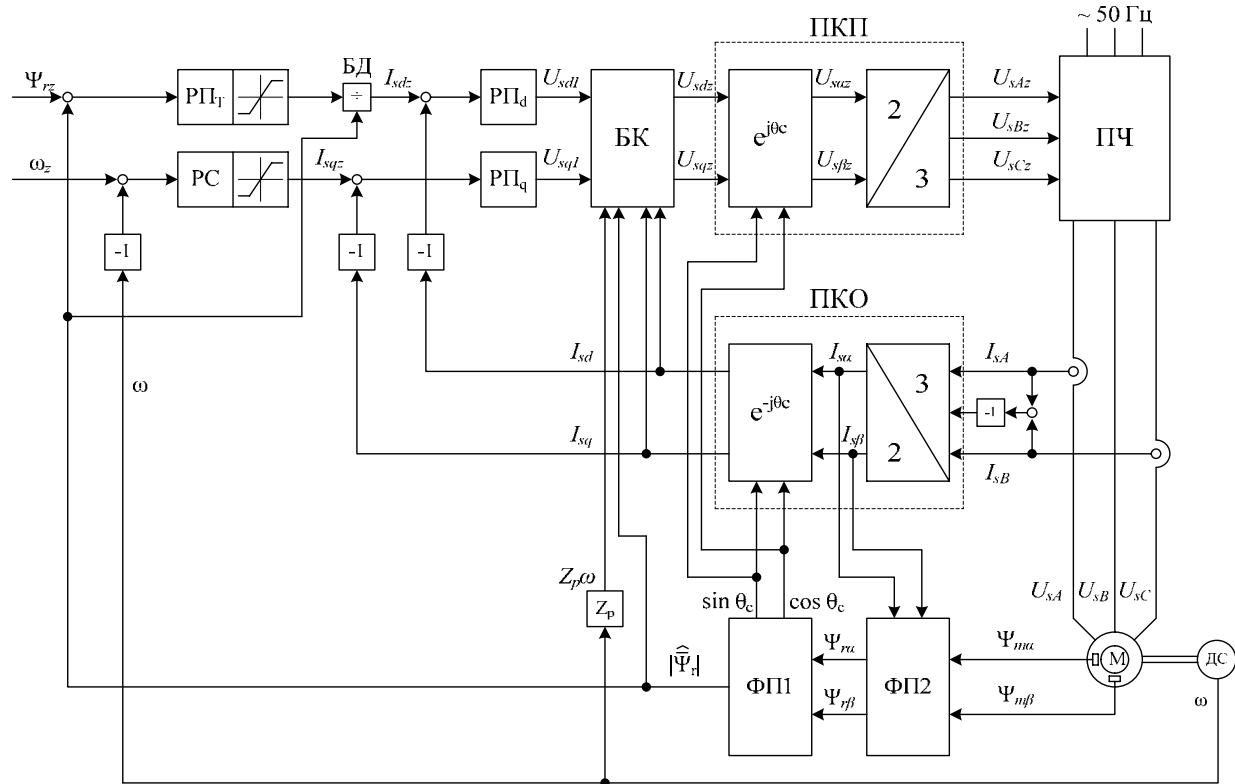


Рис.11.5. Система регулирования скорости с векторным управлением и непосредственным изменением потока

Для преобразования переменных из вращающейся системы координат в неподвижную систему координат и обратно необходимо воспользоваться формулами и располагать значениями  $\sin \theta_c$  и  $\cos \theta_c$  ( $\theta_c$  – угол между осью  $\alpha$  неподвижной системы координат и осью  $d$  вращающейся системы координат). Связанные с этим вычисления, а также определение модуля вектора потокоцепления ротора, по которому замыкается контур регулирования потока, выполняются в функциональном преобразователе ФП2 по выражениям

$$|\vec{\Psi}_r| = \sqrt{\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2};$$

$$\sin \theta_c = \Psi_{r\alpha} / |\vec{\Psi}_r|;$$

$$\cos \theta_c = \Psi_{r\beta} / |\vec{\Psi}_r|.$$

Однако с помощью датчиков Холла определяются проекции пространственного вектора главного потокоцепления, а не проекции вектора потокоцепления ротора. Поэтому предварительно должен быть выполнен соответствующий пересчет. Пространственный вектор главного потокоцепления определяется суммой векторов статорного тока и роторного тока, приведенного к статору.

Потокоцепление ротора отличается от главного потокоцепления на величину потокоцепления рассеяния ротора. Эти соотношения представляются равенствами, записанными для пространственных векторов:  $\vec{\Psi}_m = L_m(\vec{I}_s + \vec{I}_r)$  и  $\vec{\Psi}_r = \vec{\Psi}_m + L_{r\sigma}\vec{I}_r$ , откуда после исключения вектора тока ротора получается выражение для вектора потокоцепления ротора в виде  $\vec{\Psi}_r = \vec{\Psi}_m / k_r - L_{r\sigma}\vec{I}_s$ .

В проекциях на оси системы координат  $(\alpha, \beta)$  последнее выражение запишется в виде

$$\Psi_{r\alpha} = \Psi_{m\alpha} / k_r - L_{r\sigma} I_{s\alpha};$$

$$\Psi_{r\beta} = \Psi_{m\beta} / k_r - L_{r\sigma} I_{s\beta}.$$

Преобразования, необходимые для получения значения потокоцепления ротора в соответствии с этими выражениями, выполняются в функциональном преобразователе ФП1 (см. рис.11.5). В преобразованиях используются измеренные значения  $\Psi_{m\alpha}$  и  $\Psi_{m\beta}$  и значения проекций вектора тока статора на оси неподвижной системы координат  $I_{s\alpha}$  и  $I_{s\beta}$ , которые вычисляются в блоке 3/2 по измеренным мгновенным значениям фазных токов статора.

Для того чтобы обеспечить независимое управление потокоцеплением ротора и электромагнитным моментом (скоростью) двигателя, необходимо во вращающейся системе координат исключить взаимное влияние проекций вектора тока статора  $I_{sd}$  и  $I_{sq}$ , характеризующее в структурной схеме наличием перекрестных связей по этим проекциям. В рассматриваемой системе эта задача решается специальным блоком компенсации (БК), где компенсация перекрестных связей выполняется путем введения на вход ПКП таких же перекрестных связей, как в структуре двигателя, но взятых с обратными знаками. Сказанное поясняет рис.11.6, на котором воспроизведена часть структурной схемы двигателя (тонкие линии) и структурная схема блока компенсации (пунктирные линии). Поскольку в схеме привода (см. рис.11.5) не фигурирует в явном виде частота напряжения питания  $\omega_{0эл}$ , вместо нее с определенной погрешностью используется величина, пропорциональная скорости двигателя  $Z_p \omega$ . По тому же принципу построена предусмотренная в БК компенсация обратной связи по ЭДС вращения двигателя  $E = k_r \Psi_r \omega_{0эл}$  (см. рис.11.6).

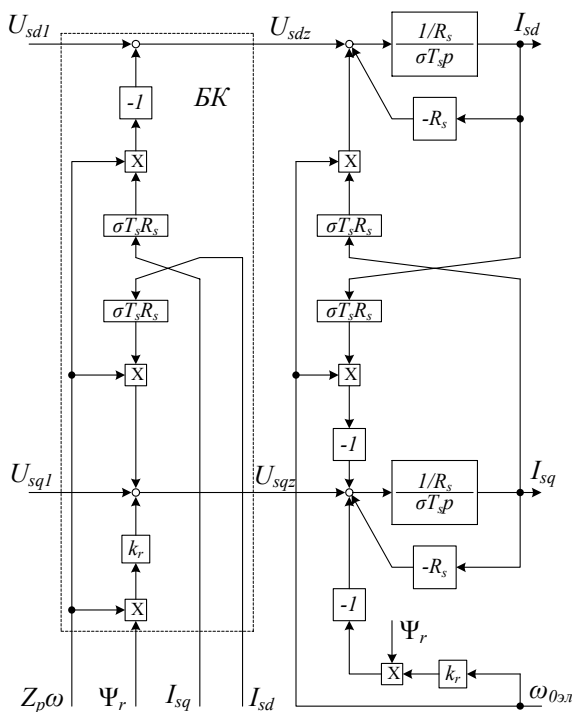


Рис.11.6. Блок компенсации



Система управления привода выполнена как система подчиненного регулирования (см. рис.11.5). Она включает в себя внутренние контуры регулирования токов по прямой и квадратурной осям  $I_{sd}$  и  $I_{sq}$  с регуляторами РТд и РТq. Внешними по отношению к токовым контурам являются контур регулирования потокосцепления ротора с регулятором РПт и контур регулирования скорости с регулятором РС. Первый из них замкнут по модулю вектора потокосцепления ротора, вычисленному в функциональном преобразователе ФП2, второй – по сигналу скорости с датчика скорости ДС. Для того чтобы при изменениях потокосцепления ротора сохранялось значение требуемого момента, заданное значением тока  $I_{sd}$ , на выходе РС предусмотрен блок деления (БД) на модуль вектора потокосцепления ротора.

### 11.3. Система векторного управления асинхронным двигателем с моделью роторной цепи

Развитие векторных систем пошло по пути перехода от непосредственного измерения потока к определению его значения с помощью математической модели электромагнитных процессов в асинхронном двигателе (модели потока). Такое направление развития векторных систем стало возможным в результате успехов в области силовой электроники и микропроцессорной техники.

Функциональная схема системы регулирования скорости электропривода при векторном управлении асинхронным двигателем и определении потокосцепления ротора по модели потока приведена на рис.11.7,а. Питание двигателя осуществляется от преобразователя частоты со звеном постоянного тока и инвертором, управляемым током. В показанном на рис.11.7,а варианте схемы быстродействующие токовые контуры выполнены во вращающейся системе координат. Поэтому контуры регулирования токов по прямой  $I_{sd}$  и квадратурной  $I_{sq}$  осям включают в себя преобразователи координат прямого и обратного каналов (ПКП и ПКО). На входах регуляторов токов РТд и РТq сравниваются между собой сигналы задания токов  $I_{sdz}$  и  $I_{sqz}$  и истинные значения соответствующих токов. Выходные сигналы регуляторов тока  $U_{sdz}$  и  $U_{sqz}$  являются сигналами задания напряжения инвертора. Во вращающейся системе координат напряжения на выходе инвертора  $U_{sA}$ ,  $U_{sB}$  и  $U_{sC}$  создают токи в статорных обмотках двигателя  $I_{sA}$ ,

Рис.11.7. Функциональная схема системы регулирования скорости при векторном управлении асинхронным двигателем: а – схема системы; б – модель потока

$I_{sB}$  и  $I_{sC}$ , которые после преобразования их в ПКО во вращающуюся систему координат служат сигналами обратных связей по току.

Модель потока показана на рис.11.7,б. Получаемые в модели значения потокосцепления ротора и частоты роторной ЭДС записываются в виде

$$\hat{\Psi}_r = \frac{L_m}{T_r p + 1} I_{sd};$$

$$\hat{\omega}_p = \frac{k_r R_r I_{sq}}{\hat{\Psi}_r} = \frac{L_m I_{sq}}{T_r \Psi_r},$$

где  $T_r = L_r / R_r$ ;  $k_r = L_m / L_r$ .

Первое из этих выражений показывает, что при ориентации вещественной оси вращающейся системы координат по вектору потокосцепления ротора значение потокосцепления однозначно определяется составляющей тока статора по прямой оси  $d$ . Второе – дает возможность при известном значении потокосцепления рассчитать значение частоты роторной ЭДС по составляющей тока статора по квадратурной оси  $q$ . Расчет потокосцепления ротора и частоты роторной ЭДС по приведенным формулам обеспечивает ориентацию оси  $d$  по вектору  $\vec{\Psi}_r$ .

Кроме модуля потокосцепления ротора и роторной частоты в модели потока рассчитывается текущее значение угла поворота  $\theta_c$  вращающейся системы координат  $(d, q)$  относительно связанной со статором неподвижной системы координат  $(\alpha, \beta)$ , а также значение электромагнитного момента двигателя  $M_d$ . Сумма измеренного значения скорости, умноженного на число пар полюсов и рассчитанного в модели значения роторной частоты, определяет текущее значение частоты напряжения на статоре  $\hat{\omega}_{0эл} = Z_p \omega + \hat{\omega}_p$ . Интегрирование этой величины в интеграторе дает текущее значение угла  $\theta_c$ . Это значение используется в блоках  $e^{j\theta_c}$  и  $e^{-j\theta_c}$  преобразователей координат прямого канала и канала обратной связи для расчета необходимых значений  $\sin \theta_c$  и  $\cos \theta_c$ .

При ориентации оси  $d$  по вектору  $\vec{\Psi}_r$  и расчете через амплитудное значение потокосцепления ротора и проекцию вектора тока статора на квадратурную ось электромагнитный момент рассчитывается по выражению

$$M_{д} = \frac{3}{2} Z_p k_r \Psi_r I_{sq}.$$

Если бы  $\Psi_r$  и  $I_{sq}$  представляли собой проекции пространственных векторов, модули которых приняты равными эффективным (действующим) значениям величин, то для определения момента нужно было бы воспользоваться формулой

$$M_{д} = 3 Z_p k_r \Psi_{r\phi} I_{sq\phi}.$$

Система управления электроприводом выполнена во вращающейся системе координат и построена по принципам подчиненного регулирования. Внешним по отношению к контуру тока по оси  $d$  является контур регулирования потокосцепления ротора с регулятором потока РПт. Выходной сигнал регулятора потока представляет собой сигнал задания составляющей тока статора по вещественной оси  $I_{sdz}$ . На входе регулятора сравниваются сигнал задания  $\Psi_{rz}$  и истинное значение потокосцепления ротора  $\hat{\Psi}_r$ , определенное в модели потока. Внешним по отношению к контуру регулирования тока  $I_{sq}$  является контур регулирования момента со своим регулятором РМ. На его входе сравниваются выходной сигнал регулятора скорости  $M_{dz}$ , который задает значение электромагнитного момента, и сигнал обратной связи по моменту  $\hat{M}_{д}$ , вычисленный в модели. Контур регулирования скорости с регулятором РС замкнут по сигналу с выхода датчика скорости ДС.

В рассматриваемой схеме исключение влияния перекрестных связей, имеющих в математической модели двигателя, обеспечивается путем использования быстродействующих контуров регулирования токов. Это позволяет рассматривать подсистему регулирования потокосцепления ротора как не связанную с подсистемой регулирования момента и делает возможным независимое регулирование потокосцепления ротора подобно тому, как происходит регулирование потока возбуждения в двигателе постоянного тока с независимым возбуждением. В частности, существует возможность предварительного намагничивания двигателя, т. е. возможность установить поток до того, как на контур скорости будет подан сигнал задания скорости и когда скорость двигателя равна нулю.

Если требуется двухзонное регулирование скорости, то в системе предусматривается функциональный преобразователь (ФП). Входной сигнал на нем определяется значением скорости. До тех пор пока скорость не превышает номинальное значение, сигнал на выходе ФП за-

дает номинальный поток и остается постоянным. Когда скорость превысит номинальное значение, сигнал на выходе ФП будет уменьшаться и скорость, большая номинальной, будет достигнута при ослаблении потокосцепления ротора и значении напряжения на статоре, близком к постоянному.

На входе системы предусмотрен задатчик интенсивности (ЗИ). При подаче на его вход сигнала задания скорости любой, например ступенчатой, формы изменение сигнала задания скорости на выходе задатчика происходит по линейному или другому заданному закону, что обеспечивает плавный характер разгона и торможения привода.

В соответствии с принципом подчиненного регулирования для ограничения выходной величины внутреннего («подчиненного») контура надо ограничить выходной сигнал регулятора внешнего по отношению к нему контура. Поэтому для ограничения токов статора по прямой и квадратурной осям предельно допустимыми значениями, в регуляторах потока РПт и момента РМ предусмотрены блоки ограничения выходных сигналов  $I_{sdz}$  и  $I_{sqz}$ . Аналогичный блок для ограничения момента двигателя предусмотрен в регуляторе скорости.

Ограничение выходного сигнала регулятора внешнего контура вступает в действие, если в переходном процессе сигнал ошибки на его входе, представляющий собой разность между сигналом задания и сигналом обратной связи, станет недопустимо большим. При наличии блока ограничения выходная величина регулятора внешнего контура фиксируется на предельном значении до тех пор, пока ошибка на его входе не снизится до допустимого значения. Наличие блока ограничения не только на регуляторе момента, но и на регуляторе скорости позволяет независимо ограничивать значения момента двигателя и тока статора по оси  $q$ .

При выборе значений ограничения токов  $I_{sd}$  и  $I_{sq}$  надо иметь в виду, что они должны быть выбраны так, чтобы модуль полного тока статора, определяемый как  $I_s = \sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2}$ , не превышал предельно допустимого значения  $I_{s\text{огр}}$ . Это поясняется пространственной векторной диаграммой рис.11.8,а, на которой показаны пространственный вектор тока статора  $\vec{I}_s$  и токи статора по прямой и квадратурной осям.

На рис.11.8,б приведена структура блока ограничения тока, обеспечивающего ограничение сигналов задания токов статора по прямой и квадратурной осям таким образом, что полный ток ограничивается на уровне  $I_{s\text{огр}}$ , независимо от соотношения между токами  $I_{sd}$  и  $I_{sq}$ . На входе схемы действуют выходные величины регуляторов РПт и

РМ, которые в этом случае не содержат блоков ограничения. Эти величины обозначены как  $\vec{I}'_{sdz}$  и  $\vec{I}'_{sqz}$ . После возведения их в квадрат в блоке  $\sqrt{\quad}$  рассчитываются текущее значение модуля сигнала задания тока статора  $|\vec{I}'_{sz}| = \sqrt{(I'_{sdz})^2 + (I'_{sqz})^2}$  и тригонометрические функции угла между текущим положением вектора тока статора и осью  $d$  вращающейся системы координат:

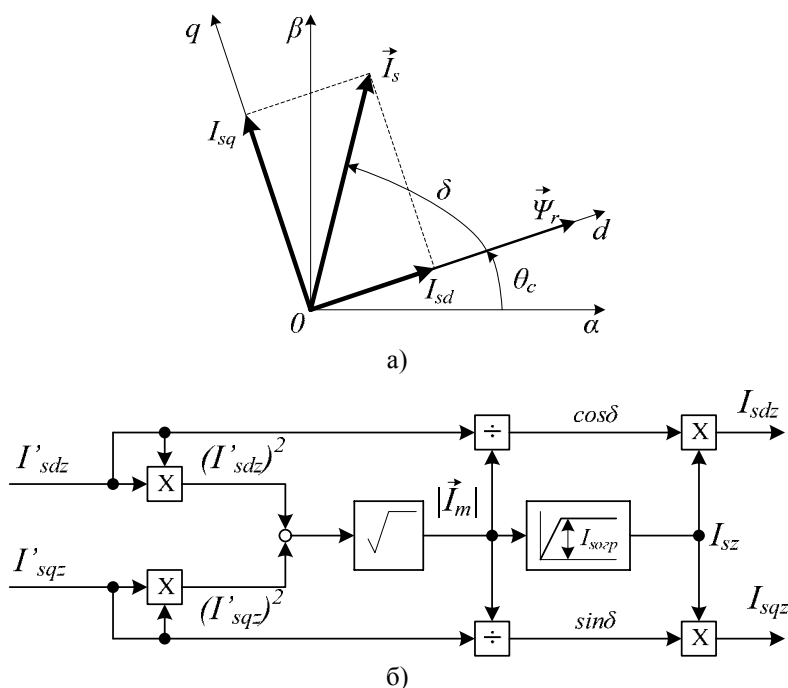
$$\sin \delta = I'_{sqz} / |\vec{I}'_{sz}|, \quad \cos \delta = I'_{sdz} / |\vec{I}'_{sz}|.$$


Рис.11.8. Ограничение модуля тока статора: а – пространственная векторная диаграмма; б – структура блока ограничения

Сигнал на выходе звена ограничения модуля тока обозначен как  $I_{sz}$ . Сигналы на выходах блока ограничения  $I_{sdz}$  и  $I_{sqz}$  являются сигналами задания для контуров регулирования тока.

Если  $|\vec{I}'_{sz}| \leq I_{согр}$ , то  $I_{sz} = |\vec{I}'_{sz}|$ , в результате чего  $I_{sdz} = \vec{I}'_{sdz}$  и  $I_{sqz} = \vec{I}'_{sqz}$ , т. е. блок ограничения не оказывает влияния на работу

схемы. Если  $|\vec{I}_{sz}^*| > I_{sorp}$ , то  $I_{sz} = I_{sz}^*$  и выполняются следующие равенства:

$$I_{sdz} = I_{sorp} \cos \delta = I_{sorp} \frac{I_{sdz}^*}{|\vec{I}_{sz}^*|} = I_{sorp} \frac{I_{sdz}^*}{\sqrt{(I_{sdz}^*)^2 + (I_{sqz}^*)^2}};$$

$$I_{sqz} = I_{sorp} \sin \delta = I_{sorp} \frac{I_{sqz}^*}{|\vec{I}_{sz}^*|} = I_{sorp} \frac{I_{sqz}^*}{\sqrt{(I_{sdz}^*)^2 + (I_{sqz}^*)^2}}.$$

С учётом этих выражений модуль сигнала задания тока статора, определённый как корень квадратный из суммы квадратов токов  $I_{sdz}$  и  $I_{sqz}$ , будет равен

$$\sqrt{(I_{sdz})^2 + (I_{sqz})^2} = I_{sorp},$$

т.е. независимо от соотношения сигналов на выходах регуляторов потока и момента модуль полного тока всегда будет ограничен на уровне  $I_{sorp}$ .

В приводе с асинхронным двигателем режим предварительного намагничивания обеспечивается заданием прямой составляющей тока статора, формирующей потокосцепление ротора, раньше, чем будет задана квадратурная составляющая, формирующая момент. В рассматриваемом блоке при подаче сигнала задания  $\Psi_{rz}$  на вход контура регулирования потокосцепления ротора величина  $I_{sdz}$  ограничивается значением  $I_{sorp}$ , обеспечивая форсированное нарастание потокосцепления. В то же время при раздельном ограничении токов  $I_{sd}$  и  $I_{sq}$  (см. рис.11.7,а) величина  $I_{sdz}$  ограничивается значением меньшим, чем  $I_{sorp}$ , т. е. поток нарастает медленнее.

При рассмотрении принципа построения системы (см. рис.11.7) предполагалось, что параметры двигателя стабильны во времени, а параметры модели потока точно соответствуют параметрам двигателя и остаются неизменными. В действительности параметры двигателя могут изменяться в зависимости от внешних причин. Например, активное сопротивление обмоток статора и ротора зависит от температуры, которая зависит от тока, протекающего по ним, и от температуры окружающей среды. Кроме того, магнитную систему двигателя не всегда можно рассматривать как ненасыщенную, характеризующуюся постоянными значениями индуктивностей. Расхождения между изменившимися

мися реальными параметрами двигателя и неизменными параметрами модели приводят к отклонению процессов в приводе от расчетных, не позволяя в полной мере использовать достоинства векторного управления. Поэтому необходима подстройка модели к нестабильным параметрам двигателя. Это одна из важных задач, возникающих при разработке системы. Существует ряд методов ее решения. Остановимся на двух сравнительно простых задачах параметрической адаптации, позволяющих учитывать в модели потока изменение сопротивления из-за нагрева обмоток и насыщение магнитной системы машины.

Для решения первой задачи в двигателе предусматривается автоматический контроль температуры обмоток с помощью датчиков температуры. В зависимости от нее сопротивления обмоток рассчитываются системой управления на основании специальной тепловой модели двигателя. По полученным значениям в реальном времени корректируется модель.

На основании выражения для постоянной времени ротора  $T_r = L_r / R_r$  в ненасыщенной машине уравнения роторной цепи можно записать в виде

$$\begin{aligned} p\hat{\Psi}_r &= L_m R_r I_{sd} / L_r - R_r \hat{\Psi}_r / L_r ; \\ \hat{\omega}_p &= L_m R_r I_{sq} / (L_r \hat{\Psi}_r) . \end{aligned} \quad (11.6)$$

Главная индуктивность  $L_m$ , входящая в эти выражения непосредственно или как составная часть полной индуктивности ротора  $L_r = L_m + L_{r\sigma}$ , входит во все слагаемые, стоящие в правых частях. Следовательно, если учитывать изменение индуктивности за счет насыщения, то надо вносить изменения в три члена этих равенств. Задачу можно упростить.

Будем под  $L_m$  по-прежнему понимать главную индуктивность ненасыщенной машины, а индуктивность насыщенной машины обозначим через  $\dot{L}_m$ . Связь между значениями этих индуктивностей определим следующим образом:

$$\dot{L}_m = \lambda L_m ,$$

где  $\lambda$  – нелинейный коэффициент, значение которого может быть определено по известной характеристике  $\dot{L}_m = f(|\vec{I}_m|)$  с учетом того, что в ненасыщенной части характеристики выполняется равенство  $\dot{L}_m = L_m$ . Введем величину  $I_{m0}$  как ток, который соответствовал бы данному значению потокоцепления ротора, если бы характеристика была линейной:



$$I_{m0} = \hat{\Psi}_r / L_m,$$

откуда можно выразить потокосцепление ротора в виде

$$\hat{\Psi}_r = L_m I_{m0}. \quad (11.7)$$

Считая так же, что индуктивность рассеяния не зависит от насыщения, можно полную индуктивность ротора в насыщенном состоянии записать в виде  $\dot{L}_r = \dot{L}_m + L_{r\sigma}$ . Тогда вместо первого из равенств (11.6) можно записать

$$L_m p I_{m0} = \dot{L}_m R_r I_{sd} / \dot{L}_r - R_r L_m I_{m0} / \dot{L}_r.$$

Имея в виду, что  $\dot{L}_m \gg L_{r\sigma}$ , можно с определенной погрешностью принять, что  $\dot{L}_r = \dot{L}_m + L_{r\sigma} = \lambda \dot{L}_m + L_{r\sigma} \approx \lambda \dot{L}_r$ . С учетом этого последнее равенство приобретет вид

$$L_m p I_{m0} = L_m \lambda \frac{R_r}{\lambda L_r} I_{sd} - \frac{R_r}{\lambda L_r} L_m I_{m0}.$$

После введения обозначения  $T_r = L_r / R_r$  и сокращения на  $L_m$  получим математическое описание части модели, в которой потокосцепление ротора определяется по выражению (11.7):

$$p I_{m0} = \frac{1}{T_r} \left( I_{sd} - \frac{I_{m0}}{\lambda} \right).$$

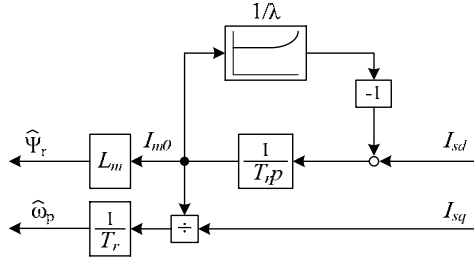


Рис.11.9. Модель потока с учётом насыщения

Путём аналогичных преобразований может быть получено выражение для рассчитываемой в модели частоты роторной ЭДС:

$$\omega_p = \frac{1}{T_r} \frac{I_{sq}}{I_{m0}}.$$

Структурная схема рассматриваемой модели потока, построенная по этим формулам с учётом равенства (11.7), показана на рис.11.9. Для

учёта нелинейности характеристики намагничивания только потребовалось ввести в модель нелинейный блок  $1/\lambda$ .

#### 11.4. Пример построения системы векторного управления в асинхронном электроприводе серии ЭПВ

В основу синтеза системы векторного управления [18] положена математическая модель асинхронного двигателя в системе координат  $(d, q)$ , ориентированной по вектору потокоцепления ротора (11.1)...(11.5).

Функциональная схема системы управления представлена на рис.11.10.

Система управления реализована на микропроцессорном контроллере управления двигателем ADMC401 фирмы «АНАЛОГ ДИВАЙС».

Информация о векторе потокоцепления ротора (его модуль  $(\Psi_r)$ , угловое положение относительно фазы А статора  $(\varphi_\psi)$  и мгновенная частота вращения  $(\omega_\psi)$ ) вычисляется в модели роторной цепи по следующим уравнениям, полученным из (11.3), (11.4):

$$\begin{aligned} T_r \frac{d\Psi_r}{dt} &= -\Psi_r + L_m I_d; \\ \omega_\psi &= \omega_{re} + \omega_{ск} = Z_p \omega_r + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_q}{\Psi_r}; \\ \varphi_\psi &= \int \omega_\psi dt = \int Z_p \omega_r dt + \int \omega_{ск} dt = Z_p \varphi_r + \int \omega_{ск} dt. \end{aligned} \quad (11.8)$$

Структурная схема модели роторной цепи изображена на рис.11.11.

Преобразователь координат  $ABC \rightarrow dq$  выполняет преобразование фазных токов статора АД из естественной трехфазной системы координат  $(A, B, C)$  в ортогональную синхронную систему координат  $(d, q)$  по уравнениям

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{2}{\sqrt{3}} [I_A \sin(\varphi_\psi + \frac{\pi}{3}) + I_B \sin(\varphi_\psi)]; \\ I_q &= \frac{2}{\sqrt{3}} [I_A \cos(\varphi_\psi + \frac{\pi}{3}) + I_B \cos(\varphi_\psi)]. \end{aligned} \quad (11.9)$$

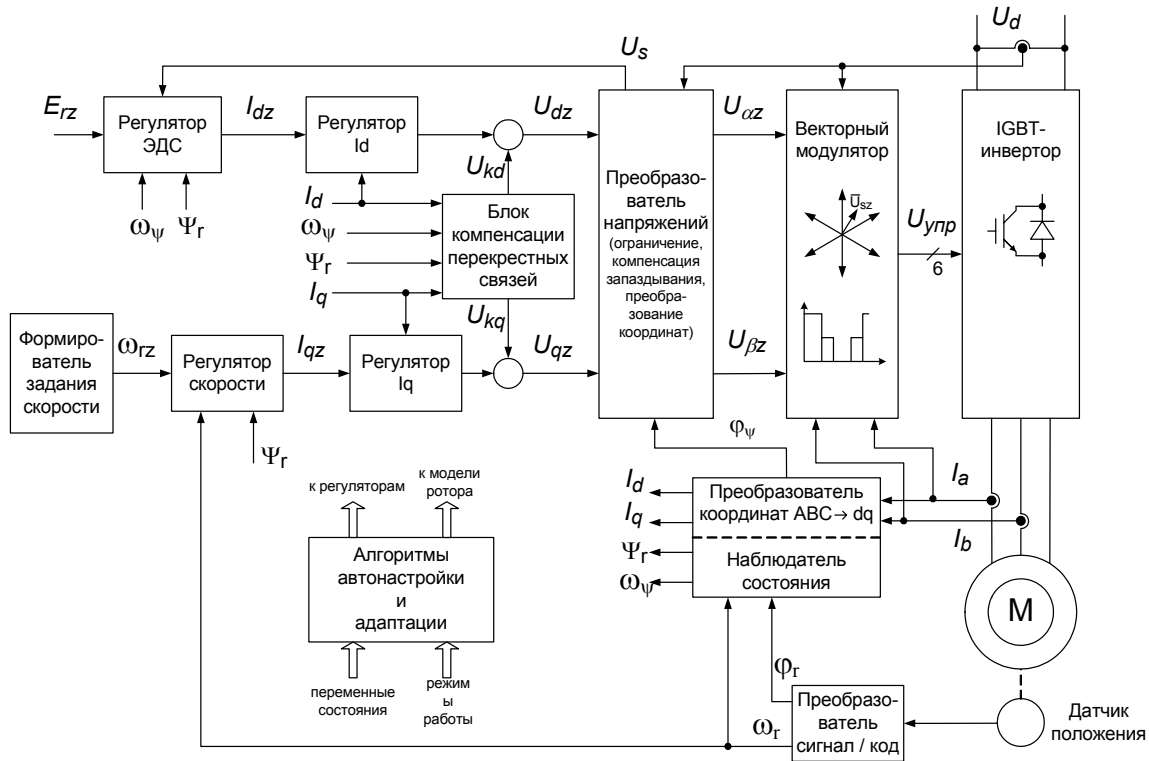


Рис.11.10. Функциональная схема системы векторного управления приводом серии ЭПВ

Преобразователь напряжений реализует функции ограничения максимального значения заданного напряжения, обратного преобразования координат и компенсации запаздывания, вносимого системой управления.

Алгоритм работы ограничителя напряжения организован таким образом, чтобы во всех режимах работы привода величина заданного выходного напряжения инвертора не превышала его максимального значения с учетом фактического значения входного напряжения инвертора ( $U_d$ ) и ограничений, связанных с неидеальностью силовых ключей.

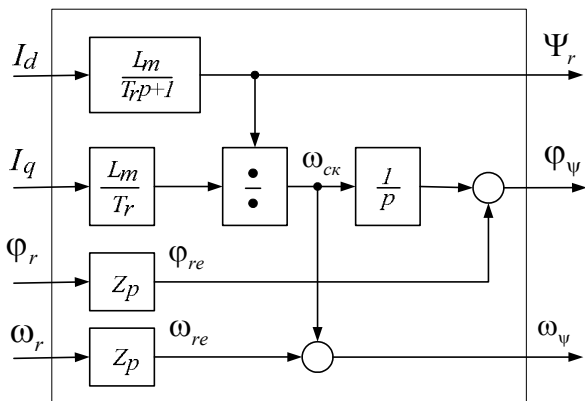


Рис.11.11. Структурная схема модели роторной цепи

Алгоритм ограничителя напряжения можно представить в виде блок-схемы (рис.11.12).

При работе привода в условиях ограничения напряжения канал оси  $d$  имеет приоритет перед каналом оси  $q$ , то есть в первую очередь обеспечивается желаемый уровень потокоцепления, а уже затем формируется требуемый электромагнитный момент. Данная логика обеспечивает корректное функционирование привода во второй зоне регулирования скорости (вверх от номинальной).

Обозначения на рисунке:  $U_{sz}$  – амплитуда вектора заданного напряжения статора;  $U_{s \max}$  – максимальное значение выходного напряжения инвертора, вычисляемое по выражению

$$U_{s \max} = \frac{U_d}{\sqrt{3}} \frac{T_m - t_{0 \min}}{T_m}, \quad (11.10)$$

где  $U_d$  – входное напряжение инвертора, измеряемое с помощью датчика напряжения, установленного в звене постоянного напряжения преобразователя частоты;  $T_m$  – период модуляции выходного напряжения инвертора;  $t_{0\min}$  – минимально допустимая ширина импульса управления ключами инвертора, определяемая их быстродействием.

Обратное преобразование заданных напряжений статора из системы координат  $(d, q)$  в систему  $(\alpha, \beta)$  выполняется по уравнениям

$$\begin{aligned} U_{\alpha z} &= U_{dz} \cos \varphi_\psi - U_{qz} \sin \varphi_\psi ; \\ U_{\beta z} &= U_{dz} \sin \varphi_\psi + U_{qz} \cos \varphi_\psi . \end{aligned} \quad (11.11)$$

Алгоритм компенсации запаздывания формирует угловое положение вектора заданного напряжения  $\varphi_u$  с учетом углового запаздывания, вносимого системой управления.

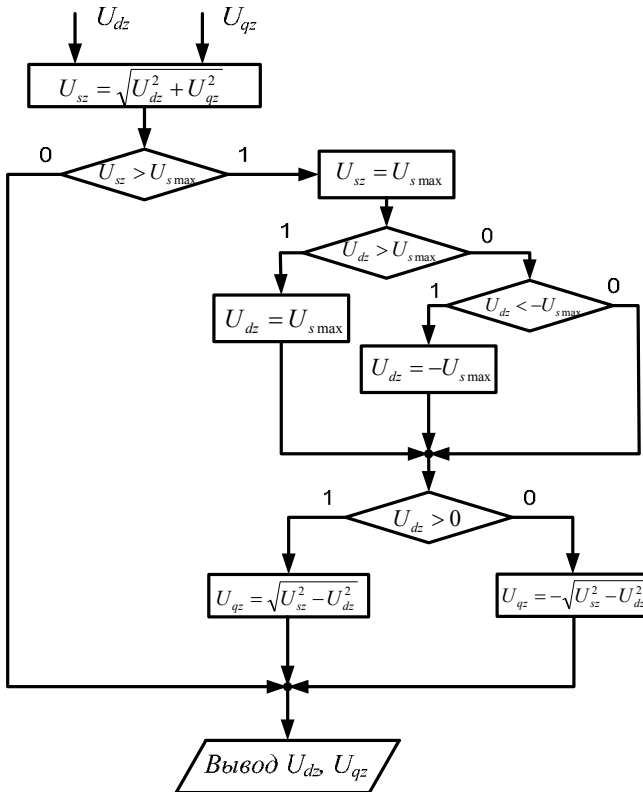


Рис. 11.12. Алгоритм ограничения напряжения

Векторный модулятор преобразует напряжения статора, заданные в системе координат  $(\alpha, \beta)$ , в импульсы управления ключами инвертора напряжения на основе метода векторного формирования ШИМ [2,3,1].

Блок компенсации перекрестных связей формирует сигналы, компенсирующие влияние перекрестных связей (двух последних составляющих в уравнениях (11.1), (11.2)) на процессы в контурах регулирования составляющих вектора тока статора, в соответствии с выражениями

$$\begin{aligned} U_{kd} &= \frac{1}{k_{nc}} (-\sigma L_s \omega_\psi I_q + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_r}{dt}); \\ U_{kq} &= \frac{1}{k_{nc}} (\sigma L_s \omega_\psi I_d + \frac{L_m}{L_r} \omega_\psi \Psi_r), \end{aligned} \quad (11.12)$$

где  $k_{nc}$  – коэффициент передачи преобразователя частоты (ПЧ) по амплитуде напряжения.

Регуляторы активной ( $I_q$ ) и реактивной ( $I_d$ ) составляющих тока статора обеспечивают желаемый характер процессов в обоих каналах регулирования.

#### 11.4.1. Синтез регуляторов тока

Синтез регулятора выполним при следующих допущениях:

- 1) ориентация по  $\bar{\Psi}_r$  выполнена идеально;
- 2)  $|\bar{\Psi}_r| = const$  ( $I_d = const$ );
- 3) влияние перекрестных связей скомпенсировано подачей соответствующих сигналов на выход регулятора;
- 4) динамика преобразователя частоты (ПЧ) по каналу q приближенно описывается линейным звеном чистого запаздывания на период модуляции:

$$H_{nc}^q(p) = k_{nc} \cdot e^{-T_m p} \approx \frac{k_{nc}}{T_m p + 1},$$

где  $p = d/dt$  – оператор дифференцирования;

- 5) быстродействие контура тока и период дискретности расчета его управляющих воздействий соотносятся таким образом, что последующая дискретизация регулятора тока, синтезированного в не-

прерывном времени, существенным образом не влияет на качество переходных процессов.

Структурная схема контура тока по оси  $q$  представлена на рис.11.13. Пунктиром обозначены перекрестные связи и сигналы их компенсации.  $T_{\kappa m}$  – малая некомпенсируемая постоянная времени контура тока, включающая  $T_m$  и другие малые временные задержки и постоянные времени, входящие в замкнутый контур тока, в частности постоянную времени фильтра датчика тока;  $T_s = \sigma L_s / R_s$  – постоянная времени статорной цепи;  $k_{\partial m}$  – коэффициент передачи датчика тока.

Настройку контура тока произведем на стандартный переходный процесс, соответствующий фильтру Баттерворта 2-го порядка, быстродействие которого определяется малой некомпенсируемой постоянной времени  $T_{\kappa m}$ . Передаточная функция такого фильтра имеет вид

$$H_B(p) = \frac{1}{2T_{\kappa m}^2 p^2 + 2T_{\kappa m} p + 1},$$

или для разомкнутого контура

$$H_B^{raz}(p) = \frac{1}{2T_{\kappa m}^2 p^2 + 2T_{\kappa m} p} = \frac{1}{2T_{\kappa m} p(T_{\kappa m} p + 1)}. \quad (11.13)$$

Передаточная функция разомкнутого контура тока имеет вид

$$H_{\kappa m}^{raz}(p) = H_{pm}(p) \cdot \frac{k_{nч} k_{\partial m}}{R_s (T_{\kappa m} p + 1)(T_s p + 1)}. \quad (11.14)$$

Приравнивая (11.13) и (11.14), получим передаточную функцию регулятора тока:

$$H_{pm}(p) = \frac{T_s p + 1}{(2T_{\kappa m} k_{nч} k_{\partial m} / R_s) p} = k_p + \frac{k_i}{p}, \quad (11.15)$$

$$\text{где } k_p = \frac{\sigma L_s}{2T_{\kappa m} k_{nч} k_{\partial m}}, \quad k_i = \frac{R_s}{2T_{\kappa m} k_{nч} k_{\partial m}}.$$

Таким образом, получили ПИ- регулятор тока по оси  $q$ . Передаточная функция замкнутого контура тока примет вид

$$H_{\kappa m}(p) = \frac{1/k_{\partial m}}{2T_{\kappa m}^2 p^2 + 2T_{\kappa m} p + 1}, \quad (11.16)$$

что соответствует стандартному переходному процессу с перерегулированием 4,3 % и временем регулирования  $3\sqrt{2}T_{km}$ .

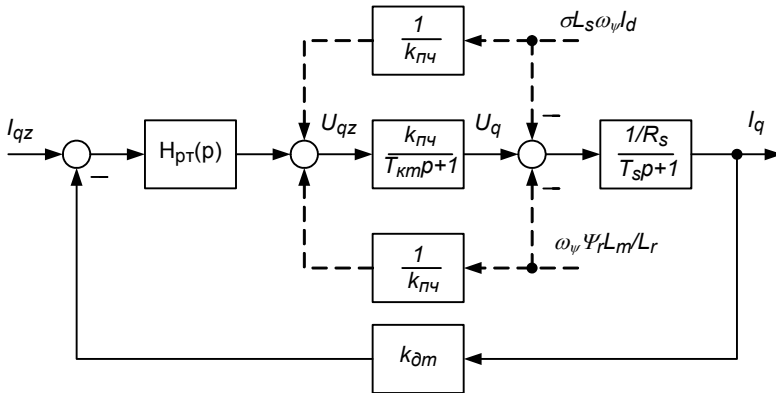


Рис.11.13. Структурная схема контура тока по оси  $q$

Дискретизация процессов в регуляторе выполняется на основе одного из методов приближенного интегрирования, например метода трапеций.

Синтез регулятора тока по оси  $d$  выполняется аналогично. Структура и параметры регулятора тока по оси  $d$  полностью совпадают со структурой и параметрами регулятора по оси  $q$ . Различаться могут лишь ограничения их выходных сигналов. Предельные значения ограничений выходных сигналов регуляторов тока определяются по формуле (11.10), где в качестве  $U_d$  используется его номинальное значение. Заметим, что в связи с наличием в структуре привода блока компенсации перекрестных связей значения этих ограничений могут быть существенно ниже предельных.

#### 11.4.2. Синтез регулятора скорости

Формирование задания по активной составляющей тока статора осуществляется в замкнутом контуре регулирования скорости электропривода. Рассмотрим процедуру синтеза регулятора скорости для привода с жесткой механикой, описываемой уравнением

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = M - M_c, \quad (11.17)$$

где  $J, M_c$  – момент инерции и момент нагрузки, приведенные к валу АД.

При синтезе регулятора скорости учтем следующее:



- 1) выполненный ранее синтез процессов в контуре момента (активной составляющей тока) позволяет приближенно описать динамику контура тока по оси  $q$  апериодическим звеном 1-го порядка:

$$H_{\kappa\tau}(p) \approx \frac{1/k_{\partial m}}{2T_{\kappa\tau}p + 1}; \quad (11.18)$$

- 2) быстродействие контура скорости и период дискретности расчета соотносятся таким образом, что последующая дискретизация регулятора скорости, синтезированного в непрерывном времени, существенным образом не влияет на качество переходных процессов;
- 3) в контуре скорости должен быть обеспечен астатизм к постоянно-му возмущающему воздействию.

Структурная схема контура скорости представлена на рис.11.14. Блок деления (изображен пунктиром) включен для осуществления структурной линеаризации контура скорости, обеспечивающей постоянство его коэффициента передачи при изменении модуля потокосцепления.  $k_{\partial c}$  – коэффициент передачи датчика скорости;  $H_{\phi c}(p)$  – передаточная функция фильтра датчика скорости.

Настройку регулятора скорости выполним на симметричный оптимум, что соответствует следующей передаточной функции разомкнутого контура скорости:

$$H_{\partial c}^{raz}(p) = \frac{4T_{\kappa c}p + 1}{8T_{\kappa c}^2 p^2 (T_{\kappa c}p + 1)}, \quad (11.19)$$

где  $T_{\kappa c}$  – малая некомпенсируемая постоянная времени контура скорости, включающая  $2T_{\kappa\tau}$  в соответствии с (11.18) и другие малые временные задержки и постоянные времени, входящие в замкнутый контур скорости, в частности постоянную времени фильтра датчика скорости.

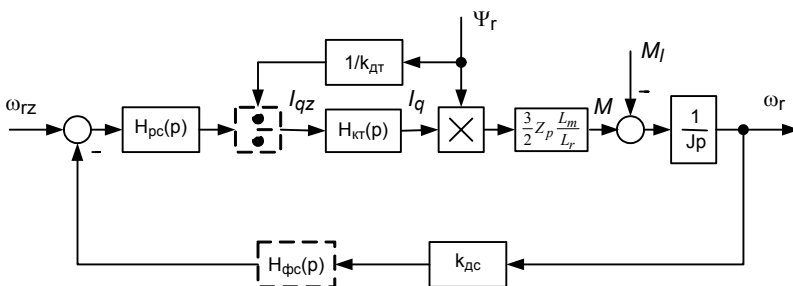


Рис.11.14. Структурная схема контура скорости

Передаточная функция разомкнутого контура скорости с учетом схемной линеаризации

$$H_{\kappa c}^{раз}(p) = H_{pc}(p) \frac{3Z_p L_m k_{\partial c}}{2JL_r k_{\partial m} (T_{\kappa c} p + 1)p}. \quad (11.20)$$

Приравнивая (11.19) и (11.20), получим передаточную функцию регулятора скорости:

$$H_{pc}(p) = \frac{JL_r k_{\partial m} (4T_{\kappa c} p + 1)}{12Z_p L_m k_{\partial c} T_{\kappa c}^2 p} = k_{\omega p} + \frac{k_{\omega i}}{p}, \quad (11.21)$$

$$\text{где } k_{\omega p} = \frac{JL_r k_{\partial m}}{3Z_p L_m k_{\partial c} T_{\kappa c}}, \quad k_{\omega i} = \frac{JL_r k_{\partial m}}{12Z_p L_m k_{\partial c} T_{\kappa c}^2}.$$

Таким образом, получили ПИ-регулятор скорости. Передаточная функция замкнутого контура скорости примет вид

$$H_{\kappa c}(p) = \frac{(4T_{\kappa c} p + 1)/k_{\partial c}}{8T_{\kappa c}^3 p^3 + 8T_{\kappa c}^2 p^2 + 4T_{\kappa c} p + 1}. \quad (11.22)$$

Чтобы получить в контуре скорости процессы, соответствующие стандартному фильтру Баттерворта 3-го порядка (перерегулирование – 8 %, время регулирования –  $12T_{\kappa c}$ ), на его вход включается НЧ-фильтр первого порядка с передаточной функцией

$$H_{\phi}(p) = \frac{1}{4T_{\kappa c} p + 1}. \quad (11.23)$$

Разностное уравнение входного фильтра, полученное на основе точного аналитического решения описывающего его дифференциального уравнения, запишется в виде

$$\omega_{fz_{k+1}} = k_{f1} \cdot \omega_{fz_k} + k_{f2} \cdot \omega_{z_{k+1}}, \quad (11.24)$$

$$\text{где } k_{f1} = \exp\left(-\frac{T_{\omega 0}}{4T_{\kappa c}}\right), \quad k_{f2} = 1 - \exp\left(-\frac{T_{\omega 0}}{4T_{\kappa c}}\right) - \text{коэффициенты}$$

разностного уравнения фильтра ( $T_{\omega 0}$  – период дискретности расчета процессов в контуре скорости);  $\omega_{z_{k+1}}$ ,  $\omega_{fz_{k+1}}$  – входной и выходной сигналы фильтра на интервале расчета  $k + 1$ .

Ограничение выходного сигнала регулятора скорости рассчитывается исходя из заданной кратности перегрузки привода по моменту  $k_M$  по формуле

$$I_{qz \max} = k_M \sqrt{2I_{s \text{ nom}}^2 - I_{d \text{ nom}}^2},$$

где  $I_{s \text{ nom}}$  – номинальный ток двигателя (действующее значение).

### 11.4.3. Формирование заданного тока статора по оси $d$

В простейшем случае, когда привод работает только в первой зоне регулирования скорости ( $\omega_r < \omega_{\text{nom}}$ ) при соблюдении закона  $\Psi_r = \text{const}$ , формирователь задания по реактивной составляющей тока вырождается в задатчик сигнала постоянного уровня, как правило, соответствующего номинальному уровню потокосцепления ротора:

$$I_{dz} = I_{d \text{ nom}} = \Psi_{r \text{ nom}} / L_m. \quad (11.25)$$

Изменение потокосцепления в процессе работы привода требуется в следующих случаях:

- 1) при регулировании скорости во второй зоне (вверх от номинальной);
- 2) при регулировании скорости на уровне, близком к номинальному в условиях перегрузки по моменту и отсутствия необходимого запаса по напряжению питания;
- 3) при оптимизации процессов в приводе по определенным критериям, в частности энергетическим.

Формирование задания по реактивной составляющей тока в условиях наличия функции ослабления поля при работе во второй зоне регулирования скорости может осуществляться в соответствии с выражением

$$I_{dz} = \begin{cases} I_{d \text{ nom}}, & \text{если } |\omega_\psi| \leq \omega_{\psi \text{ nom}}; \\ I_{d \text{ nom}} \frac{\omega_{\psi \text{ nom}}}{|\omega_\psi|}, & \text{если } |\omega_\psi| > \omega_{\psi \text{ nom}}. \end{cases} \quad (11.26)$$

Требование к формированию желаемых динамических свойств привода при работе в условиях ослабления поля приводит к целесообразности формирования  $I_{dz}$  в замкнутом контуре стабилизации ЭДС (напряжения статора). Рассмотрим процедуру синтеза процессов в контуре ЭДС.

*Синтез регулятора ЭДС* выполним при следующих условиях:

- 1) отсутствует внутренний контур регулирования потокосцепления ротора;

- 2) отсутствует структурная линейризация контура ЭДС;
- 3) динамика контура тока по оси d приближенно описывается выражением  $H_{\kappa m}(p) \approx \frac{1/k_{\partial m}}{2T_{\kappa m}p + 1}$  ;
- 4) синтез регулятора ЭДС допустимо выполнять в непрерывном времени с последующей дискретизацией алгоритма его реализации;
- 5) в рассматриваемых режимах работы привода трансформаторная составляющая ЭДС существенно меньше ЭДС вращения и ей допустимо пренебречь.

Структурная схема контура ЭДС представлена на рис.11.15.  $T_{\kappa \varepsilon}$  – малая некомпенсируемая постоянная времени контура ЭДС, выбираемая из условия  $T_{\kappa \varepsilon} \geq 2T_{\kappa m}$ . Настройку нелинейного контура ЭДС выполним на модульный оптимум при условии  $\omega_{\psi} = \omega_{\psi \max}$ , где  $\omega_{\psi \max}$  – предельное значение частоты вращения вектора потокосцепления ротора.

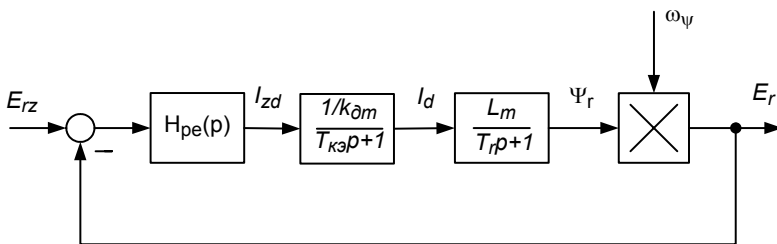


Рис.11.15. Структурная схема контура ЭДС

Желаемая передаточная функция разомкнутого контура ЭДС

$$H_{\kappa \varepsilon}^{raz}(p) = \frac{1}{2T_{\kappa \varepsilon} p (T_{\kappa \varepsilon} p + 1)} . \quad (11.27)$$

Передаточная функция разомкнутого контура ЭДС при условии  $\omega_{\psi} = \omega_{\psi \max}$

$$H_{\kappa \varepsilon}^{raz}(p) = H_{p \varepsilon}(p) \frac{L_m \omega_{\psi \max} / k_{\partial m}}{(T_{\kappa \varepsilon} p + 1)(T_r p + 1)} . \quad (11.28)$$

Приравнявая (11.27) и (11.28), получим передаточную функцию регулятора ЭДС.

$$H_{pэ}(p) = \frac{T_r p + 1}{(2T_{кэ} L_m \omega_{\psi \max} / k_{dm}) p} = k_{ep} + \frac{k_{ei}}{p}, \quad (11.29)$$

$$\text{где } k_{ep} = \frac{k_{dm} T_r}{2T_{кэ} L_m \omega_{\psi \max}}, \quad k_{ei} = \frac{k_{dm}}{2T_{кэ} L_m \omega_{\psi \max}}.$$

Очевидно, что процессы в контуре ЭДС при  $\omega_{\psi} < \omega_{\psi \max}$  отличаются от оптимальных (становятся более монотонными). Этим эффектом можно пренебречь при небольшом диапазоне регулирования скорости во второй зоне. Практически полностью этот эффект устраняется с помощью структурной линеаризации контура ЭДС за счет введения в прямой канал блока деления на  $\omega_{\psi}$ . В этом случае коэффициенты ПИ-регулятора ЭДС, рассчитанные по (11.29), следует домножить на  $\omega_{\psi \max}$ . Ограничение выходного сигнала регулятора ЭДС осуществляется из условия формирования в первой зоне регулирования скорости номинального значения потокосцепления ротора, т.е. задается на уровне  $I_{d \text{ ном}}$ .

Кроме рассмотренных элементов базовой структуры системы управления приводом, в нем реализованы функции автоматической настройки системы управления на параметры двигателя, адаптации привода к изменениям постоянной времени ротора и момента инерции.

### 11.5. Пример построения цифровой релейно-векторной системы управления асинхронным электроприводом

Один из возможных вариантов построения функциональной схемы привода с релейно-векторным управлением изображен на рис.11.16.

Релейный контур тока может быть выполнен в соответствии с одним из известных [1] вариантов реализации, в частности в цифровом исполнении со встроенным формирователем оптимального алгоритма управления ключами инвертора [14].

Векторный регулятор, включающий модель роторной цепи, преобразователь координат  $d, q \rightarrow ABC$ , регуляторы скорости и потокосцепления, реализован в ортогональной системе координат, ориентированной по вектору потокосцепления ротора.

Модель роторной цепи строится аналогично варианту, рассмотренному при описании электропривода серии ЭПВ (см. рис.11.11). Отличием данной схемы является то, что входными сигналами модели роторной цепи служат не реальные, а заданные значения компонент

вектора тока статора в системе координат  $(d, q)$ . Это предполагает, что во всех рабочих режимах привода вектор тока статора соответствует своему заданному значению с точностью до малой величины, определяемой гистерезисом релейного регулятора. Иными словами, во всех режимах работы привода (в том числе и в динамических) должны выполняться условия существования скользящего режима в релейном контуре тока:

$$U_d > \sqrt{3} \left| \sigma L_s \frac{dI_{zj}}{dt} + R_s I_{zj} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_{rj}}{dt} \right|, \quad (11.30)$$

где  $L_s, R_s$  – индуктивность и активное сопротивление фазы статора;

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  – коэффициент рассеяния;  $j = a, b, c$ .

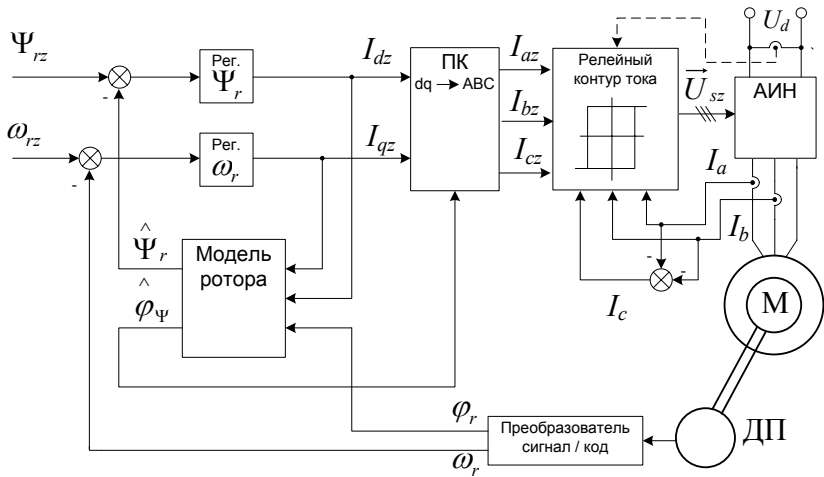


Рис.11.16. Функциональная схема асинхронного ЭП с релейно-векторной системой управления

Из (11.30) видно, что условия существования скользящего режима накладывают ограничения не только на реальные переменные двигателя (ток статора и скорость изменения потокоцепления ротора), но и на производную тока задания. Это может обеспечиваться за счет последовательного включения в каналы формирования  $I_{dz}$  и  $I_{qz}$  дополнительных элементов, реализующих алгоритмы нелинейного ограничения скорости их изменения. Однако электропривод оказывается работоспособным и без указанных дополнений, так как интервалы выпа-

дения контура тока из скользящего режима при ступенчатом изменении задания являются кратковременными (доли миллисекунды), а наблюдатель состояния обладает свойствами фильтра нижних частот.

Преобразователь координат выполняет преобразование заданных токов статора из синхронной системы координат  $(d, q)$  в трехфазную неподвижную относительно статора систему координат  $(A, B, C)$  по уравнениям

$$I_{az} = I_{dz} \cos(\hat{\phi}_\psi) - I_{qz} \sin(\hat{\phi}_\psi);$$

$$I_{bz} = I_{dz} \cos(\hat{\phi}_\psi - \frac{2\pi}{3}) - I_{qz} \sin(\hat{\phi}_\psi - \frac{2\pi}{3});$$

$$I_{cz} = -(I_{az} + I_{bz}),$$

где  $\hat{\phi}_\psi$  – оценка углового положения вектора потокосцепления ротора.

Синтез регуляторов скорости и потокосцепления выполняется аналогично рассмотренному выше для асинхронного адаптивно-векторного электропривода серии ЭПВ: на основе принципов подчиненного регулирования, с учетом дискретного характера процессов в системе управления, с использованием метода структурной линейризации контуров регулирования переменных.

## 11.6. Пример построения системы прямого управления моментом асинхронного двигателя

Прямое управление моментом (Direct Torque Control – DTC) является продолжением и развитием векторного подхода к построению систем управления асинхронным двигателем. Принципы такого управления были опубликованы в 1985 г., и через 10 лет появились первые сообщения о промышленных образцах систем управления фирмы ABB, построенных на этих принципах.

Задачей прямого управления моментом является обеспечение быстрой реакции электромагнитного момента двигателя на управляющее воздействие. В отличие от «традиционных» систем векторного управления, где изменение момента производится путем воздействия на ток статора, который, таким образом, является управляемой величиной, в системе с прямым управлением моментом управляемой величиной является потокосцепление статора. Изменение потокосцепления достигается путем оптимального переключения ключей инвертора напряжения, от которого питается асинхронный двигатель.

Для рассмотрения принципа прямого управления моментом могут быть использованы два полученных ранее выражения: уравнение рав-

новесия напряжений статорной цепи в неподвижной системе координат

$$\vec{U}_{s\alpha-\beta} = R_s \vec{I}_{s\alpha-\beta} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{s\alpha-\beta} \quad (11.31)$$

и выражение для электромагнитного момента двигателя, записанного через потокосцепления статора и ротора в неподвижной системе координат  $(\alpha, \beta)$ :

$$M_{\text{д}} = \frac{3}{2} Z_p \frac{k_s}{\sigma L_r} (\Psi_{s\alpha} \Psi_{r\beta} - \Psi_{s\beta} \Psi_{r\alpha}).$$

Как видно из рис.11.17, проекции векторов потокосцеплений на оси неподвижной системы координат можно записать через модули векторов и текущие значения углов поворота относительно оси абсцисс:

$$\Psi_{s\alpha} = |\vec{\Psi}_s| \cos \theta_s; \quad \Psi_{s\beta} = |\vec{\Psi}_s| \sin \theta_s;$$

$$\Psi_{r\alpha} = |\vec{\Psi}_r| \cos \theta_r; \quad \Psi_{r\beta} = |\vec{\Psi}_r| \sin \theta_r,$$

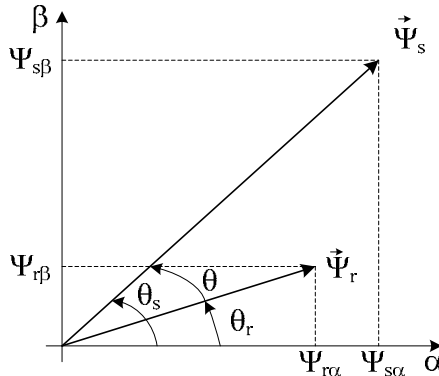


Рис.11.17. Пространственные векторы потокосцеплений статора и ротора

Отсюда выражение для момента получается в виде

$$M_{\text{д}} = \frac{3}{2} Z_p \frac{k_s}{\sigma L_r} |\vec{\Psi}_s| |\vec{\Psi}_r| \sin \theta, \quad (11.32)$$

где  $\theta$  – угол между векторами потокосцеплений статора и ротора,  
 $\theta = \theta_s - \theta_r$ .

Учитывая, что постоянная времени ротора асинхронного двигателя достаточно велика, можно считать, что на каждом шаге расчета модуль потокосцепления ротора  $|\vec{\Psi}_r|$  остается неизменным. Если, воз-



действуя на пространственный вектор напряжения на статоре  $\vec{U}_s$  поддерживать постоянство модуля потокосцепления статора  $|\vec{\Psi}_s|$ , то электромагнитный момент двигателя можно изменить так быстро, как быстро можно изменить угол  $\theta$ . Изменение этого угла может быть также достигнуто воздействием на вектор напряжения статора  $\vec{U}_s$ .

Для рассмотрения влияния напряжения на вектор потокосцепления статора обратимся к выражению (11.31), полагая, что активное сопротивление обмотки статора пренебрежимо мало:

$$\vec{U}_{s\alpha-\beta} = \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{s\alpha-\beta}. \quad (11.33)$$

Тогда проекции вектора напряжения статора на оси неподвижной системы координат,  $U_{s\alpha} = d\Psi_{s\alpha} / dt$  и  $U_{s\beta} = d\Psi_{s\beta} / dt$ , будут определять собой скорость изменения проекций вектора потокосцепления статора в зависимости от значения приложенного напряжения. Если перейти от производных к отношению малых конечных величин, то на основании формулы (11.33) получится  $\Delta\vec{\Psi}_{s\alpha-\beta} = \vec{U}_{s\alpha-\beta}\Delta t$  или в приращениях  $\Delta\Psi_{s\alpha} = U_{s\alpha}\Delta t$  и  $\Delta\Psi_{s\beta} = U_{s\beta}\Delta t$ . Полные значения проекций вектора потокосцепления определяются следующим образом:

$$\Psi_{s\alpha} = \Psi_{s\alpha\text{нач}} + U_{s\alpha}\Delta t; \quad \Psi_{s\beta} = \Psi_{s\beta\text{нач}} + U_{s\beta}\Delta t,$$

где  $\Psi_{s\alpha\text{нач}}$ ,  $\Psi_{s\beta\text{нач}}$  – проекции вектора потокосцепления статора, существовавшего до изменения вектора  $\vec{U}_{s\alpha-\beta}$ ;  $\Delta t$  – отрезок времени, в течение которого действует приложенный вектор напряжения.

Таким образом, изменяя вектор напряжения, т. е. воздействуя на  $U_{s\alpha}$  и  $U_{s\beta}$ , можно поворачивать вектор  $\vec{\Psi}_r$  и изменять угол  $\theta$ , воздействуя этим на значение момента двигателя. Если на данном отрезке времени какая-то из проекций напряжения равна нулю, то при принятом допущении о равенстве нулю активного сопротивления обмотки статора соответствующая проекция вектора потокосцепления остается неизменной и равной начальному значению.

На рис. 11.18 показана плоскость, на которой отмечены оси неподвижной системы координат  $(\alpha, \beta)$  и расположены векторы напряжения и потокосцепления статора. Плоскость поделена на шесть секторов  $\gamma(1) - \gamma(6)$  по 60 эл. градусов каждый. Пространственный вектор напряжения на выходе инвертора, от которого питается обмотка статора двигателя, может занимать одно из шести фиксированных ненуле-

вых положений и два нулевых положения. Ненулевые векторы  $\vec{U}_{s1} - \vec{U}_{s6}$  и нулевые, обозначаемые как  $\vec{U}_{s7}$  и  $\vec{U}_{s8}$ , рассматриваются как самостоятельные базовые векторы. На рис.11.18 показано мгновенное положение вектора потокосцепления статора, который в данный момент времени расположен в секторе  $\gamma(1)$ . В процессе регулирования переключения могут осуществляться только между базовыми векторами. Переключения векторов происходят тогда, когда момент двигателя или потокосцепление превышают заданное значение на величину, большую принятой допустимой ошибки.

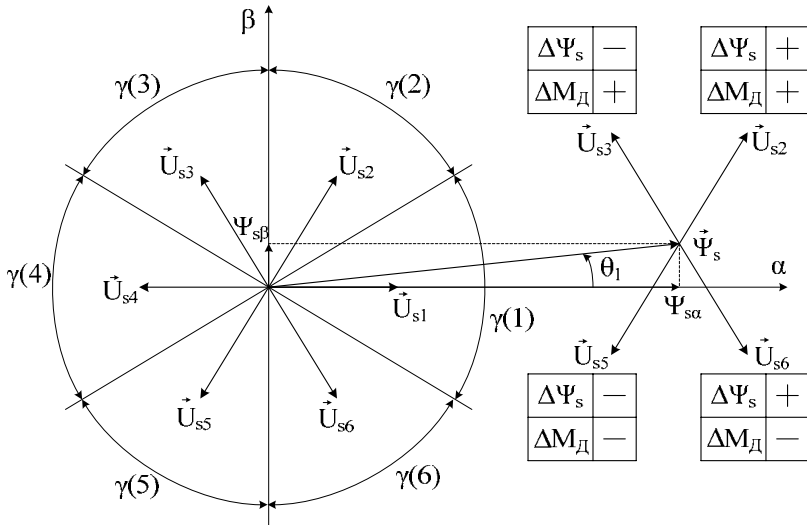


Рис. 11.18. Оценка влияния переключения ключей инвертора на потокосцепление и момент двигателя

Для того чтобы показать, как переключение векторов влияет на значение электромагнитного момента, надо воспользоваться выражением (11.32), из которого следует, что при данных модулях векторов потокосцеплений статора и ротора момент возрастает, если угол  $\theta$  между этими векторами возрастает, т. е. если вектор потокосцепления статора поворачивается по направлению вращения двигателя. Положению вектора  $\vec{\Psi}_s$ , показанному на рис.11.18, соответствует подключение векторов  $\vec{U}_{s2}$  или  $\vec{U}_{s3}$ , при котором угол  $\theta_s$  возрастает, т.е.  $\theta_{с\text{кон}} > \theta_{с\text{нач}}$ , и момент двигателя увеличивается. Подключение векто-

ров  $\vec{U}_{s5}$  или  $\vec{U}_{s6}$  приводит к уменьшению угла  $\theta$  по сравнению с начальным значением, т. е.  $\theta_{\text{скон}} < \theta_{\text{знач}}$ , что означает уменьшение момента.

На рис.11.18 начала векторов напряжения  $\vec{U}_{s2}$ ,  $\vec{U}_{s3}$ ,  $\vec{U}_{s5}$  и  $\vec{U}_{s6}$  перенесены в конец вектора  $\vec{\Psi}_{\text{знач}}$ . Каждый вектор указывает на табличку, в которой отмечены знаки приращений потокосцепления статора и момента, возникающие в результате подключения каждого вектора в ситуации, описанной в примере. Знак «плюс» в табличке означает, что величина увеличивается, а знак «минус» — уменьшается. Например, если в данный момент времени модуль вектора  $|\vec{\Psi}_s|$  велик, а электромагнитный момент мал, то надо подключить вектор  $\vec{U}_{s3}$ , что приведет к уменьшению потокосцепления и увеличению электромагнитного момента; если обе величины малы, то надо подключить вектор  $\vec{U}_{s2}$  и т.д.

Полученные для сектора  $\gamma(1)$  результаты могут быть распространены на все другие секторы. В общем виде результат может быть сформулирован следующим образом: если в данный момент времени вектор потокосцепления статора расположен в некотором секторе, то при приложении вектора напряжения любого из соседних с ним секторов (на рис.11.18 —  $\gamma(2)$  и  $\gamma(6)$ ) модуль вектора потокосцепления возрастает. При приложении вектора напряжения любого из секторов, сдвинутых на две единицы относительно данного (на рис.11.18 —  $\gamma(3)$  и  $\gamma(5)$ ), модуль вектора потокосцепления уменьшается. Электромагнитный момент двигателя увеличивается, когда вектор потокосцепления статора поворачивается по направлению вращения двигателя, и уменьшается при повороте вектора против направления вращения.

В отличие от системы векторного управления скоростью асинхронного двигателя в системе прямого управления моментом нет широтно-импульсной модуляции с постоянной частотой, поэтому не требуется преобразования координат. Переключение ключей в инверторе напряжения преобразователя частоты АИН (рис.11.19) осуществляется в зависимости от отклонения истинных значений модуля вектора потокосцепления статора и электромагнитного момента двигателя от их заданных значений. Выбор требуемого переключения ключей инвертора производится в соответствии с таблицей оптимальных переключений. Входными величинами для таблицы служат выходные сигналы компараторов потока и момента, на входах которых действуют разно-

сти заданного (предписанного) и рассчитанного в модели (истинного) значения величин.

Выходной сигнал компаратора потока может принимать значения 1 или 0. Если текущее значение потокосцепления статора  $|\vec{\Psi}_s|$  меньше заданного значения модуля вектора  $|\vec{\Psi}_{sz}|$  на величину, превышающую допустимое отклонение  $\Delta\Psi_s$ , то его надо увеличить, чему соответствует выходной сигнал компаратора  $\delta\Psi = 1$ ; если же оно превышает заданное значение на величину, большую  $\Delta\Psi_s$ , то  $\delta\Psi = 0$ , что означает необходимость уменьшения потокосцепления.

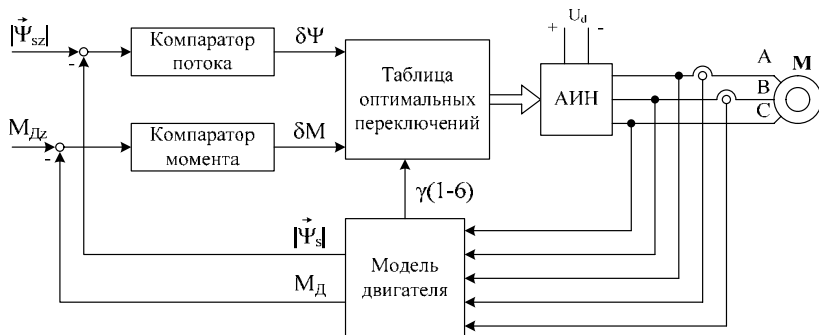


Рис.11.19. Структура прямого управления моментом

Выходной сигнал компаратора момента может принимать три различных значения момента: 1, -1 и 0. Значению  $\delta M = 1$  соответствует состояние, при котором требуется увеличение момента двигателя, при значении  $\delta M = -1$  момент должен быть уменьшен, значение  $\delta M = 0$  означает, что момент лежит в допустимых пределах.

В соответствии с этими алгоритмами формируется таблица оптимальных переключений инвертора. В табл. 11.1 указан вектор напряжения, а следовательно, и набор ключей инвертора, который должен быть включен в зависимости от значений  $\delta\Psi$  и  $\delta M$  для каждого сектора, в котором в данный момент времени располагается вектор потокосцепления. Из нулевых векторов  $\vec{U}_{s7}$  и  $\vec{U}_{s8}$  выбирается тот, для включения которого в данной ситуации требуется меньшее число переключений ключей.

Таким образом, для организации прямого управления моментом надо располагать текущими значениями потокосцепления статора и

момента двигателя. Эти значения рассчитываются в модели двигателя на основании значений тока и напряжения на выходе инвертора (см. рис.11.19). Кроме того, в таблицу оптимальных переключений должен вводиться номер сектора, в котором в данный момент находится вектор потокоосцепления статора. Его определение также производится в модели.

Измеряются мгновенные значения фазных токов и линейные напряжения на выходе автономного инвертора АИН. Для расчета значений потокоосцепления статора и электромагнитного момента необходимо располагать проекциями векторов тока и напряжения в системе координат  $(\alpha, \beta)$ . Поэтому в модели выполняется преобразование симметричной трехфазной системы токов и напряжений в проекции соответствующих векторов на оси неподвижной системы координат.

Таблица 11.1. Оптимальные переключения векторов напряжения (ключей инвертора)

$\delta\Psi$	$\delta M$	Сектор					
		$\gamma(1)$	$\gamma(2)$	$\gamma(3)$	$\gamma(4)$	$\gamma(5)$	$\gamma(6)$
1	1	$\vec{U}_{s2}$	$\vec{U}_{s3}$	$\vec{U}_{s4}$	$\vec{U}_{s5}$	$\vec{U}_{s6}$	$\vec{U}_{s1}$
	0	$\vec{U}_{s7}$	$\vec{U}_{s8}$	$\vec{U}_{s7}$	$\vec{U}_{s8}$	$\vec{U}_{s7}$	$\vec{U}_{s8}$
	-1	$\vec{U}_{s6}$	$\vec{U}_{s1}$	$\vec{U}_{s2}$	$\vec{U}_{s3}$	$\vec{U}_{s4}$	$\vec{U}_{s5}$
0	1	$\vec{U}_{s3}$	$\vec{U}_{s4}$	$\vec{U}_{s5}$	$\vec{U}_{s6}$	$\vec{U}_{s1}$	$\vec{U}_{s2}$
	0	$\vec{U}_{s8}$	$\vec{U}_{s7}$	$\vec{U}_{s8}$	$\vec{U}_{s7}$	$\vec{U}_{s8}$	$\vec{U}_{s7}$
	-1	$\vec{U}_{s5}$	$\vec{U}_{s6}$	$\vec{U}_{s1}$	$\vec{U}_{s2}$	$\vec{U}_{s3}$	$\vec{U}_{s4}$

С учётом того, что в симметричной системе достаточно измерить ток двух фаз, например  $I_{sA}$  и  $I_{sB}$ , и определить третий ток как  $I_{sC} = -(I_{sA} + I_{sB})$ , для расчёта проекций вектора статорного тока можно воспользоваться формулами

$$I_{s\alpha} = I_{sA}; I_{s\beta} = (I_{sB} - I_{sC})/\sqrt{3} = (I_{sA} + 2I_{sB})/\sqrt{3}.$$

Аналогичное выражение может быть записано для проекций вектора напряжения:

$$U_{s\alpha} = U_{sA}; U_{s\beta} = (U_{sA} + 2U_{sB})/\sqrt{3}.$$

Если измеряются линейные напряжения  $U_{BA} = U_{sA} - U_{sB}$  и  $U_{AC} = U_{sC} - U_{sA}$ , то с учётом равенства  $U_{sA} + U_{sB} + U_{sC} = 0$  выражения для фазных напряжений через линейные записываются в виде  $U_{sA} = (U_{BA} - U_{AC})/3$ ;  $U_{sB} = -(U_{AC} + 2U_{BA})/3$ .

После их подстановки в формулы для проекций вектора напряжения получим

$$U_{s\alpha} = (U_{BA} - U_{AC})/3; U_{s\beta} = -(U_{AC} + U_{BA})/\sqrt{3}.$$

Оценка вектора потокосцепления статора в модели потока может быть произведена на основании выражения

$$\vec{\Psi}_{s\alpha-\beta} = \int_0^t (\vec{U}_{s\alpha-\beta} - R_s \vec{I}_{s\alpha-\beta}) dt$$

или для проекций вектора потокосцепления на оси неподвижной системы координат –

$$\Psi_{s\alpha} = \int_0^t (U_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt; \Psi_{s\beta} = \int_0^t (U_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt.$$

При введении обозначения  $d/dt = p$  эти равенства записываются следующим образом:

$$\Psi_{s\alpha} = \frac{U_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}}{p}; \Psi_{s\beta} = \frac{U_{s\beta} - R_s I_{s\beta}}{p},$$

т.е. проекции вектора потокосцепления статора получаются как результат интегрирования разностей проекций напряжения на статоре и падения напряжения на сопротивлении обмотки статора от проекций статорного тока. Модуль вектора потокосцепления определяется через сумму квадратов проекций:  $|\vec{\Psi}_s| = \sqrt{\Psi_{s\alpha}^2 + \Psi_{s\beta}^2}$ .

При таком определении потокосцепления требуется учитывать изменение сопротивления обмоток статора при нагреве и низкочастотный дрейф интегратора, не охваченного обратной связью.

Проблема, связанная с изменением сопротивления обмотки статора при нагреве, решается корректировкой значения  $R_s$  в зависимости от температуры с применением тепловой модели двигателя.

Простейшим решением, направленным на уменьшение дрейфа интегратора, является применение в цепи интегратора фильтра низких частот с передаточной функцией

$$W_\phi(p) = T_\phi p / (T_\phi p + 1),$$

где  $T_\phi$  – постоянная времени фильтра.

В результате связь между оценкой проекции вектора потокоцепления, например проекции по оси  $\alpha$ ,  $\hat{\Psi}_{s\alpha}$  и входным сигналом  $(U_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha})$  вместо  $\hat{\Psi}_{s\alpha} = (U_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) / p$  приобретает вид  $\hat{\Psi}_{s\alpha} = (U_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) T_\Phi / (T_\Phi p + 1)$ .

Сомножителю  $T_\Phi / (T_\Phi j\omega + 1)$  соответствует частотная передаточная функция  $W(j\omega) = T_\Phi / (T_\Phi j\omega + 1)$  вместо  $1/(j\omega)$ . На рис.11.20 для сравнения показаны логарифмические амплитудные частотные характеристики  $Lm |W_1(j\omega)|$  и  $Lm |1/(j\omega)|$ . Видно, что в области верхних частот, т.е. при больших скоростях двигателя, эти характеристики практически совпадают. Но на частотах, близких к  $1/T_\Phi$ , точность интегрирования снижается, а при  $\omega \ll 1/T_\Phi$  оценка становится равной  $\hat{\Psi}_{s\alpha} \approx (U_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha})$ , т.е. полностью перестаёт соответствовать значению потокоцепления.

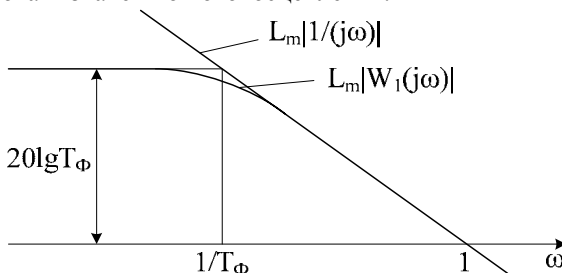


Рис.11.20. Амплитудные частотные характеристики для определения потокоцепления статора в модели двигателя

Один из возможных способов обеспечения работоспособности модели на низких скоростях при  $\omega < 1/T_\Phi$  состоит в замене оценки потокоцепления статора его задающей величиной. В этой зоне частот оценка рассчитывается по выражениям

$$\hat{\Psi}_{s\alpha} = \frac{T_\Phi (U_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) + \Psi_{s\alpha z}}{T_\Phi p + 1}, \quad \hat{\Psi}_{s\beta} = \frac{T_\Phi (U_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) + \Psi_{s\beta z}}{T_\Phi p + 1},$$

где  $\Psi_{s\alpha z}$  и  $\Psi_{s\beta z}$  – проекции вектора задания потокоцепления статора в неподвижной системе координат.

В ряде случаев для повышения точности работы модели приходится применять более сложные методы получения оценки потокоцепления, которые не рассматриваются в данной работе.

В зависимости от сектора (см. рис.11.18), в котором в данный момент времени расположен вектор потокосцепления статора, выбираются переключаемые векторы напряжения. Поэтому в модели должен определяться номер сектора, в котором в данный момент находится вектор  $\vec{\Psi}_s$ . Этот номер определяется через рассчитанные в модели проекции вектора потокосцепления  $\Psi_{s\alpha}$  и  $\Psi_{s\beta}$ . Момент двигателя оценивается по пространственным векторам тока и потокосцепления статора, проекции которых на оси неподвижной системы координат  $(\alpha, \beta)$  рассчитываются в модели. Формула для  $M_d$  может быть записана через проекции векторов  $\vec{\Psi}_s$  и  $\vec{I}_s$  в неподвижной системе координат:

$$M_d = (3/2)Z_p (\Psi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Psi_{s\beta} I_{s\alpha}). \quad (11.34)$$

По этому выражению в модели рассчитывается момент (см. рис.11.19).

Каждая из величин в скобках этого выражения изменяется по гармоническому закону, тем не менее в каждом данном режиме работы двигателя момент является величиной постоянной. На рис.11.21 показано взаимное расположение векторов тока и потокосцепления статора в некоторый момент времени. Момент, определяемый по формуле (11.34), можно переписать с учетом углов поворота векторов:

$$M_d = (3/2)Z_p |\vec{\Psi}_s| |\vec{I}_s| (\cos \theta_c \sin \theta_I - \sin \theta_c \cos \theta_I),$$

или

$$M_d = (3/2)Z_p |\vec{\Psi}_s| |\vec{I}_s| \sin(\theta_I - \theta_c).$$

Таким образом, значение момента определяется значениями модулей векторов тока и потокосцепления статора и угла между этими векторами, который в установившемся режиме является величиной постоянной.

Для определения проекций вектора потокосцепления необходимо располагать проекциями пространственного вектора напряжения статора на оси неподвижной системы координат. В структуре прямого управления моментом (см. рис.11.19) предполагается, что на вход модели двигателя подаются два непосредственно измеренных линейных напряжения. Однако непосредственного измерения модулированного выходного напряжения инвертора можно избежать, заменив его косвенной оценкой при непосредственном измерении напряжения  $U_d$  постоянного тока в промежуточном звене преобразователя частоты,



что проще, чем измерение модулированных напряжений на выходе инвертора.

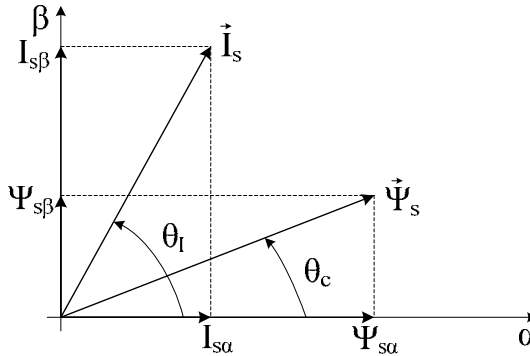


Рис.11.21. Взаимное расположение векторов тока и потокоцепления

Выходное напряжение инвертора формируется в результате переключения базовых векторов при данном напряжении в звене постоянного тока преобразователя частоты. Применяя к напряжению на статоре правило получения пространственного вектора на основе мгновенных значений переменных, можно записать в неподвижной системе координат

$$\vec{U}_{s\alpha-\beta} = \mathbf{a}[U_A U_B U_C]^T = \frac{2}{3} \left( U_A + U_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + U_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right), \quad (11.35)$$

где  $\mathbf{a} = \frac{2}{3} [1 \ a \ a^2]$ ,  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -1/2 + j\sqrt{3}/2$ .

Мгновенные значения напряжения на выходе инвертора  $U_A$ ,  $U_B$  и  $U_C$ , входящие в это выражение, в зависимости от состояния ключей инвертора могут принимать значения  $U_d/3$ ;  $2U_d/3$ ;  $-U_d/3$ ;  $-2U_d/3$  и 0, соответствующие базовым векторам.

Для реализации косвенной оценки напряжения в рассмотрение вводятся переменные  $S_A$ ,  $S_B$ ,  $S_C$ , каждая из которых характеризует состояние ключей плеча моста инвертора, в который включены фазы обмоток статора А, В и С (см. рис.6.3а):

- $S_A = 1$  — замкнут ключ 1 и разомкнут ключ 4;
- $S_A = 0$  — замкнут ключ 4 и разомкнут ключ 1;
- $S_B = 1$  — замкнут ключ 3 и разомкнут ключ 6;
- $S_B = 0$  — замкнут ключ 6 и разомкнут ключ 3;
- $S_C = 1$  — замкнут ключ 5 и разомкнут ключ 2;

$S_C = 0$  — замкнут ключ 2 и разомкнут ключ 5.

Тогда выражение (11.35) может быть заменено выражением

$$\begin{aligned}\vec{U}_{s\alpha-\beta} &= \frac{2}{3} \left( U_A + U_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + U_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \\ &= \frac{2}{3} U_d \left[ S_A + S_B \left( -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) + S_C \left( -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right].\end{aligned}$$

Поскольку пространственный вектор напряжения записывается через проекции на оси координат  $\alpha$ ,  $\beta$

$$\vec{U}_{s\alpha-\beta} = U_{s\alpha} + jU_{s\beta},$$

эти проекции будут определяться следующим образом:

$$U_{s\alpha} = \frac{2}{3} U_d \left[ S_A - \frac{1}{2} (S_B + S_C) \right]; \quad U_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} U_d (S_B - S_C).$$

Описанная оценка проекций вектора напряжения производится микропроцессорной системой в реальном времени. Она может быть использована не только в рассматриваемом случае, но и в других приложениях, где необходимо иметь значение напряжения на выходе инвертора с широтно-импульсной модуляцией.

Если необходимо располагать мгновенными значениями фазных напряжений, микропроцессорная система должна рассчитывать их по формулам

$$U_{sA} = U_{s\alpha};$$

$$U_{sB} = -0,5(U_{s\alpha} - \sqrt{3}U_{s\beta});$$

$$U_{sC} = -0,5(U_{s\alpha} + \sqrt{3}U_{s\beta}).$$

## 11.7. Пример системы частотно-токового управления

Функциональная схема одного из вариантов построения системы частотно-токового управления представлена на рис.11.22.

В отличие от систем векторного управления с *непосредственной* ориентацией по полю здесь реализуется принцип *косвенной* ориентации, при которой не производится непосредственного вычисления ориентирующего вектора. При этом происходит автоматическая самоориентация переменных в замкнутой системе управления. Точность самоориентации определяется соответствием параметра  $T_r$  своему реальному значению. Динамические характеристики таких систем обычно уступают характеристикам приводов с векторными системами

управления, но превосходят характеристики систем частотного управления. Путем введения в систему частотно-токового управления дополнительных корректирующих связей (показаны на рисунке пунктирными линиями) ее характеристики могут быть приближены к характеристикам систем векторного управления с непосредственной ориентацией по полю. Задача корректирующих сигналов – обеспечить самоориентацию привода не только в статических, но и в динамических режимах работы привода.

В основу построения системы управления положено алгебраическое соотношение между частотой скольжения и моментной составляющей тока статора, получающееся при ориентации по полю:

$$\omega_{ск} = \frac{1}{T_r} \frac{I_q}{I_d}.$$

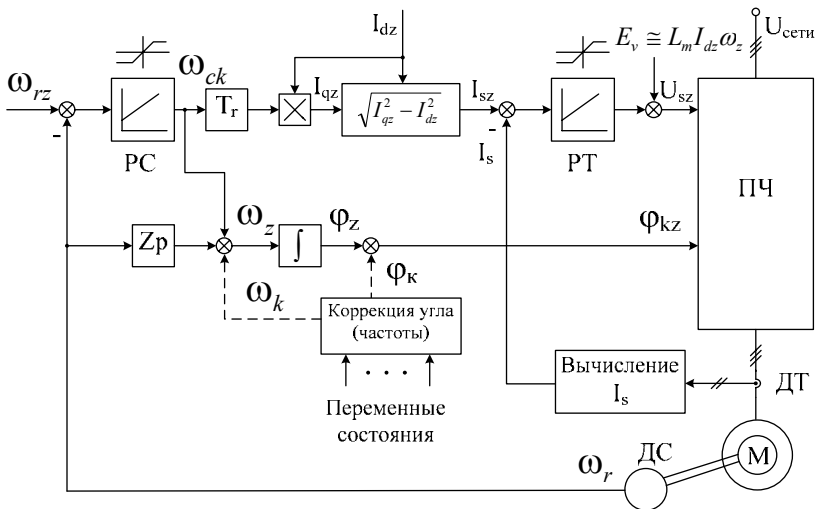


Рис.11.22. Система частотно-токового управления

В системе управления присутствуют два канала регулирования: замкнутый контур регулирования модуля тока статора с регулятором тока РТ и контур регулирования угла (частоты) с упреждающей связью. Задание по частоте скольжения  $\omega_{ск}$  формируется на выходе регулятора скорости (РС).

Вычисление модуля тока статора выполняется по выражению

$$I_s = \sqrt{\frac{2}{3} (I_A^2 + I_B^2 + I_C^2)} = \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{I_A^2 + I_B^2 + I_A I_B}.$$

## 12. Идентификация переменных и параметров в асинхронном электроприводе

На качество процессов регулирования в электроприводе, и в частности в электроприводе с векторным управлением, существенное влияние оказывает объем и точность информации о текущем состоянии привода, то есть о его переменных и параметрах. К легко доступной для измерения информации в частотно-регулируемом приводе будем относить фазные токи статора и напряжение звена постоянного тока. В электроприводе с широким диапазоном и высокой точностью регулирования скорости оправданным является применение датчиков скорости (положения), устанавливаемых на валу двигателя. Все остальные переменные и параметры привода, используемые в процессе управления, необходимо вычислять в специальных устройствах, имеющих наблюдателями состояния или идентификаторами.

Очевидно, что в основу построения этих устройств должны быть положены математические модели объекта управления (двигателя, преобразователя, механизма). Проблема идентификации усугубляется тем, что ряд параметров моделей объекта изменяются в процессе работы привода в зависимости от времени, внешних воздействий и переменных состояния. Применительно к асинхронному приводу такими параметрами являются активные сопротивления обмоток статора и ротора, изменяющиеся в зависимости от температуры, взаимная индуктивность, изменяющаяся в связи с эффектом насыщения магнитной системы главным магнитным потоком, момент инерции привода, меняющийся при изменении момента инерции нагрузочного механизма. Очевидно, что изменениям подвержены и другие параметры моделей двигателя [13], но эти изменения, как правило, в гораздо меньшей степени сказываются на качестве регулирования. Задачу идентификации параметров привода обычно разбивают на две составляющие: 1) первоначальную настройку системы управления на параметры силового канала привода; 2) адаптацию системы управления к изменению параметров привода в процессе его работы.

На примере электроприводов серии ЭПВ рассматриваются следующие вопросы: автоматическая настройка параметров системы управления на параметры привода, адаптация привода к изменению постоянной времени ротора, адаптация к изменению параметров механической части привода, построение наблюдателя состояния асинхронного электропривода с адаптивно-векторным управлением без датчика на валу двигателя. Также представлены другие известные варианты построения вычислителей скорости в асинхронном электроприводе.

## 12.1. Автоматическая настройка параметров системы управления на параметры силового канала электропривода

Наличие функции автоматической настройки параметров системы управления, реализуемой в виде опции, выбираемой пользователем, является одной из характерных особенностей современного цифрового электропривода [18,4,50]. Как правило, она реализуется с помощью набора тестовых режимов, при выполнении которых осуществляется начальная установка параметров привода. Для расчета системой векторного управления всех своих параметров и коэффициентов необходима информация об активных сопротивлениях статора и ротора ( $R_s, R_r$ ), индуктивности намагничивания ( $L_m$ ), эквивалентной индуктивности рассеяния на зажимах статорной цепи ( $\sigma L_s$ ) и моменте инерции привода.

Одним из показателей эффективности автоматической настройки параметров является простота и возможность реализации автонастраечных режимов исключительно внутренними ресурсами привода в реальных условиях его работы. Ряд известных методов экспериментального определения параметров двигателя предполагает привлечение дополнительных средств, связанных, например, с фиксацией вала в режиме короткого замыкания АД, измерением напряжения на зажимах АД в режиме его отключения от источника питания постоянным током. Наиболее удачным тестовым режимом, в этом смысле, является режим, выполняемый при питании двигателя «неподвижным» вектором напряжения (частота вращения вектора напряжения равна нулю). В качестве тестового режима используют также режим реального холостого хода двигателя.

*Определение активного сопротивления статорной цепи* осуществляется в режиме «неподвижного» вектора, соответствующего формированию на обмотках статора постоянного эквивалентного напряжения. Операции выполняются в определенной последовательности.

1. Определяется уровень постоянного напряжения, соответствующий номинальному току двигателя, в режиме пошагового инкрементирования задания по выходному напряжению и контроля амплитуды тока на каждом шаге.
2. Производится серия замеров тока статора на установленном уровне постоянного напряжения.
3. Вычисляется активное сопротивление статорной цепи по формуле

$$R_s = \frac{U_s}{I_{scp}},$$

где  $I_{scp} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n I_{si}$ ,  $n$  – число замеров тока статора.

*Определение индуктивности намагничивания* осуществляется в режиме холостого хода на частоте, близкой к номинальной частоте двигателя. Напряжение статора формируется в соответствии со следующим законом:

$$\frac{U_s}{f_u} = \frac{U_{ном}}{f_{ном}}.$$

Система управления разомкнута за исключением цепей, осуществляющих динамическую коррекцию. Электропривод разгоняется до заданной частоты ( $f_u \approx 0,9 f_{ном}$ ), и выполняется серия из  $n$  замеров тока статора. Индуктивность намагничивания рассчитывается по формуле

$$L_m = \frac{1}{\omega_s} \frac{E_{cp}}{I_{mcp}},$$

где  $E_{cp} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n E_i$ ;  $I_{mcp} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n I_{mi}$  ( $E_i, I_{mi}$  – ЭДС и ток намагничивания на  $i$ -м интервале измерения).

*Определение  $\sigma L_s$*  осуществляется в режиме неподвижного вектора.

Производятся две выборки тока статора ( $I_{s1}, I_{s2}$ ) на интервале включения нулевого вектора напряжения в пределах цикла модуляции (рис.12.1).

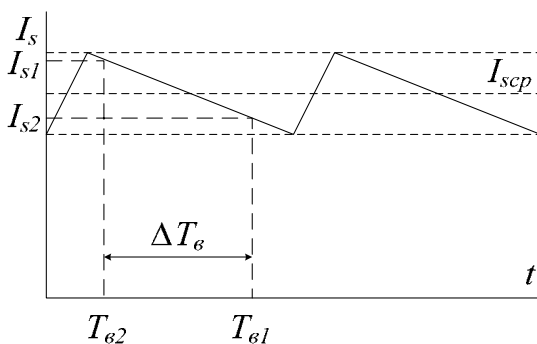


Рис.12.1. К определению  $\sigma L_s$

Расчет  $\sigma L_s$  выполняется на основе линейной аппроксимации кривой изменения мгновенного значения тока по формуле

$$\sigma L_s = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{R_s I_{scp} \Delta T_g}{(I_{s1})_i - (I_{s2})_i},$$

где  $I_{scp}$  – среднее значение тока статора;  $\Delta T_g$  – интервал между выборками тока;  $n$  – число опытов.

Параметры тестового режима ( $I_{scp}$ , период модуляции, ориентация вектора напряжения в пространстве, расположение моментов выборок, число опытов) задаются таким образом, чтобы минимизировать ошибки измерения и расчетные погрешности, связанные с линейной аппроксимацией кривой тока.

Рассмотрим *методы определения  $R_r$* , реализация которых не требует привлечения каких-либо дополнительных средств, кроме программных.

Метод 1. *Активное сопротивление роторной цепи* вычисляется на основании схемы замещения АД по формуле

$$R_r = E_{ном} S_{ном} / I_{rном},$$

где  $I_{rном} = \sqrt{I_{sном}^2 - I_{mном}^2}$  ( $I_{mном} = \frac{E_{ном}}{\omega_{sном} L_m}$ ;  $I_{rном}$ ,  $I_{mном}$  – рас-

четные значения токов ротора и намагничивания для номинального режима работы двигателя);  $E_{ном}$  – расчетное значение ЭДС ротора для номинального режима работы двигателя;  $\omega_{sном}$  – номинальная частота вращения поля.

Метод 2. Основан на тестовом режиме однофазного питания АД переменным напряжением пониженной частоты.

Питание подается на две фазы АД. Третья фаза отключена. В этом режиме вал двигателя оказывается неподвижным и необходимость в его механической фиксации отсутствует. Введение в напряжение питания небольшой постоянной составляющей обеспечивает дополнительную стабилизацию вала в неподвижном состоянии. Процессы в фазе относительно переменной составляющей оказываются эквивалентными процессам режима короткого замыкания АД на пониженной частоте питания, реализуемом с помощью механической фиксации вала ротора. Частота переменной составляющей напряжения питания выбирается из соотношения  $\omega_{кз} \approx R_s / L_m$ . В этом случае минимизируется расчетная погрешность, вызываемая ошибками измерения переменных и принимаемыми в расчетах допущениями, а также практи-

чески не сказывается эффект вытеснения тока в проводниках ротора. Оценка  $R_r$  выполняется на основе упрощенной схемы замещения фазы АД (рис.12.2) при пренебрежении индуктивностями рассеяния статора и ротора ( $R_s, R_r, \omega_{\kappa 3} L_m \gg \omega_{\kappa 3} L_{\sigma s}, \omega_{\kappa 3} L_{\sigma r}$ ) по следующим уравнениям:

$$\hat{R}_r = \frac{E_m}{\sqrt{I_s^2 - I_m^2}}; \quad I_m = \frac{E_m}{\omega_{\kappa 3} L_m};$$

$$E_m = \sqrt{(U_s - R_s \cdot I_s \cdot \cos \varphi_{\kappa 3})^2 + (R_s \cdot I_s \cdot \sin \varphi_{\kappa 3})^2} = \\ = \sqrt{U_s^2 - 2U_s I_s R_s \cos \varphi_{\kappa 3} + (R_s I_s)^2},$$

где  $E_m, I_m$  – расчетные значения ЭДС и тока цепи намагничивания;  $U_s, I_s$  – действующие значения основных гармоник переменных составляющих напряжения и тока фазы статора;  $\varphi_{\kappa 3}$  – угол между основными гармониками напряжения и тока фазы.

Вывод этих формул поясняется векторной диаграммой на рис.12.3 и выражениями для проекций векторов ЭДС намагничивания  $\vec{E}_m$  и тока статора  $\vec{I}_s$  в систему координат ( $x, y$ ), ось  $x$  которой ориентирована по вектору напряжения статора  $\vec{U}_s$ :

$$E_{mx} = U_s - R_s I_x; \quad I_x = I_s \cos \varphi_{\kappa 3}; \\ E_{my} = -R_s I_y; \quad I_y = I_s \sin \varphi_{\kappa 3}.$$

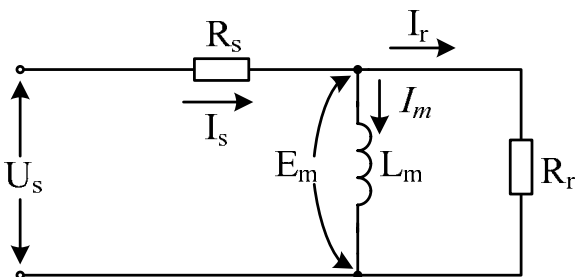


Рис.12.2. Упрощенная схема замещения АД в тестовом режиме однофазного питания напряжением пониженной частоты

В качестве основной гармоники фазного напряжения статора допускается использование заданного значения выходного напряжения



инвертора. В целях снижения вычислительной ошибки, связанной с неточным соответствием выходного напряжения статора заданному значению, опыт выполняется при невысокой частоте модуляции (0,5–2 кГц). Измеряются фазные токи и входное напряжение инвертора.

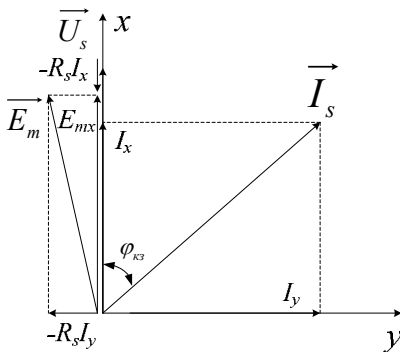


Рис.12.3. К оценке  $R_r$  методом несимметричного питания АД

Метод 3. Реализуется на основе тестового режима включения «неподвижного» вектора напряжения при нулевых начальных условиях АД (рис.12.4,а). В кривой тока статора фиксируется установившееся значение тока ( $I_y$ ) и значение тока в точке излома ( $I_u$ ), определяющего момент окончания быстрых процессов, характеризующих постоянную времени статорной цепи, и переход к медленным процессам, характеризующимся постоянной времени ротора. Оценка сопротивления ротора выполняется по выражению

$$\hat{R}_r = \frac{R_s (I_y - I_u)}{I_u},$$

которое непосредственно следует из рассмотрения процессов, происходящих в схеме замещения (рис.12.4,б) одной фазы двигателя для режима короткого замыкания. В этом случае напряжение статорной цепи в точке излома при пренебрежении постоянной времени статора можно записать в виде

$$U_s \approx (R_s + R_r) I_u.$$

В установившемся режиме  $U_s = R_s I_y$ . Из этих двух выражений легко получить формулу для вычисления  $R_r$ .

Точность данного метода в значительной степени определяется точностью фиксации точки излома кривой тока, которая выполняется

системой управления в автоматическом режиме на основе математического анализа выборок измерения.

Заметим, что в режиме включения «неподвижного» вектора напряжения при нулевых начальных условиях АД помимо  $R_r$  могут быть вычислены оценки других интересующих нас параметров, а именно  $L_m$  и  $\sigma L_s$ , поскольку в кривую тока входят составляющие как быстрой (статорной), так и медленной (роторной) динамики. Однако выделить их в чистом виде (независимо от других неизвестных параметров) можно только на основе допущений, влияющих на точность самих оценок  $L_m$  и  $\sigma L_s$ .

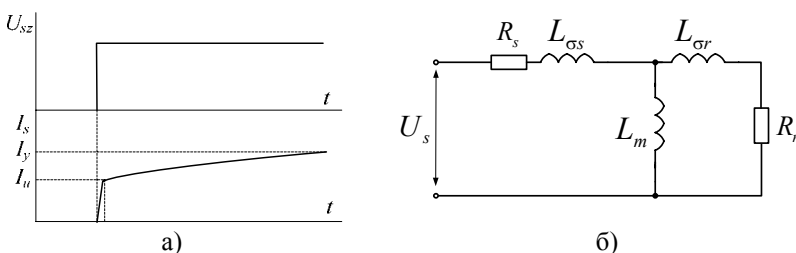


Рис.12.4. К оценке  $R_r$  методом включения на неподвижный вектор напряжения: а – временные диаграммы тестового режима; б – схема замещения фазы двигателя в режиме короткого замыкания

## 12.2. Адаптация к изменению постоянной времени ротора

Характеристики системы векторного управления асинхронным электроприводом с датчиком скорости/положения существенно зависят от постоянной времени роторной цепи. Основным фактором, влияющим на эту постоянную, является температурное изменение активного сопротивления обмотки ротора (до 50 % в рабочем диапазоне температур двигателя).

Известны следующие способы адаптации к изменению  $T_r$ :

1) адаптация с помощью вычисления дополнительной оценки ЭДС ротора по уравнениям статорной цепи на основе информации о напряжениях и токах статора. Недостатки метода:

- зависимость от  $R_s$ , которое также является функцией температуры;
- ограниченный диапазон действия адаптации из-за снижения ее точности на малых скоростях (т.к.  $E_r \rightarrow 0$ );

- невозможность применения в приводе без датчика скорости/положения;
  - низкая точность адаптации в режимах малых нагрузок;
- 2) адаптация на основе вычисления реактивной мощности (энергетический подход). Он инвариантен к  $R_s$ , может применяться в приводах без датчика скорости/положения и обеспечивает работоспособность алгоритма адаптации вплоть до нулевой скорости вала;
- 3) адаптация на основе анализа реакции привода в определенных динамических или квазистатических режимах работы, вызванных специальными тестовыми сигналами либо возникших в естественном процессе работы привода;
- 4) адаптация на основе построения расширенных нелинейных (или билинейных) наблюдателей состояния;
- 5) адаптация на основе нелинейных адаптивных наблюдателей с эталонной моделью;
- 6) адаптация на основе аналитического выражения для  $T_r$ , полученного из математической модели АД для статических режимов работы.

Рассмотрим алгоритм адаптации привода к изменению  $T_r$  на основе энергетического подхода [18]. В нем используется взаимосвязь между потокосцеплением и реактивной мощностью АД, вычисляемой по информации о напряжениях и токах статора.

Уравнения статорной и роторной цепей АД, записанные относительно тока статора и потокосцепления ротора в системе координат, неподвижной относительно статора, имеют вид

$$\vec{U}_s = R_s \vec{I}_s + \sigma L_s \frac{d\vec{I}_s}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt}; \quad (12.1)$$

$$\frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \vec{\Psi}_r + L_m \frac{R_r}{L_r} \vec{I}_s + j\omega_r \vec{\Psi}_r. \quad (12.2)$$

Уравнение для мгновенной реактивной мощности:

$$q = \frac{3}{2} \vec{U}_s \times \vec{I}_s; \quad (12.3)$$

Запишем выражение для реактивной мощности с учетом (12.1), (12.2), исключив из него вектор напряжения статора. Для этого из (12.2) выразим ток статора:

$$\vec{I}_s = \frac{L_r}{L_m R_r} \left[ \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \vec{\Psi}_r - j\omega_r \vec{\Psi}_r \right], \quad (12.4)$$

подставим (12.1) и (12.4) в (12.3). После несложных преобразований получим

$$\frac{2}{3}q = \sigma L_s I_s^2 \omega_i + \frac{1}{L_r} \Psi_r^2 \omega_\psi + \frac{\omega_r}{R_r} \frac{d\Psi_r}{dt} \Psi_r, \quad (12.5)$$

где  $\omega_i$  – мгновенная частота вращения вектора тока статора.

При условии соблюдения закона  $\Psi_r = const$ , который, как правило, реализуется в первой зоне регулирования скорости векторных систем управления приводом, будем иметь

$$\frac{2}{3}q = \sigma L_s I_s^2 \omega_i + \frac{1}{L_r} \Psi_r^2 \omega_\psi. \quad (12.6)$$

Заметим, что (12.5) и (12.6) не зависят от  $R_s, R_r, \omega_r$ .

Оценка  $\omega_i$  может выполняться по известной информации об угловом положении вектора тока статора. Однако на основании того, что процессы формирования управляющих воздействий разнесены по времени с относительно медленными процессами теплового изменения  $T_r$  и соответственно с требуемой динамикой контура адаптации, допустимо принять  $\omega_i = \omega_\psi$ , что, строго говоря, выполняется только в установившихся режимах работы привода.

При пренебрежении индуктивностями рассеяния статора и ротора уравнение (12.5) вырождается в уравнение вида

$$\frac{2}{3}q = \frac{1}{L_m} \Psi_m^2 \omega_\psi + \frac{\omega_r}{R_r} \frac{d\Psi_m}{dt} \Psi_m$$

или при условии  $\Psi_m = const$

$$\frac{2}{3}q = \frac{1}{L_m} \Psi_m^2 \omega_\psi,$$

где  $\Psi_m$  – потокосцепление цепи намагничивания.

Оценка  $T_r(R_r)$  формируется на выходе регулятора по отклонению либо в разомкнутом контуре вычислений на основании обработки информации о потокосцеплении ротора (реактивной мощности), рассчитываемых двумя различными способами по уравнениям (12.3), (12.6) и уравнениям роторной цепи (12.2).

Согласно уравнениям роторной цепи (12.2) необходимым условием идентифицируемости  $T_r$  является наличие хотя бы небольшой ак-

тивной составляющей тока статора. В связи с этим, при  $I_q < I_{q\text{пор}}$ , где  $I_{q\text{пор}}$  – некоторое пороговое значение активной составляющей тока статора, действие алгоритма адаптации прекращается и  $T_r$  сохраняет свое значение неизменным. Дополнительным условием корректной работы алгоритма адаптации является превышение частоты поля некоторого порогового значения  $\omega_\psi > \omega_{\psi\text{min}}$ .

Структурное представление одного из вариантов реализации алгоритма адаптации к изменению  $T_r$  приведено на рис.12.5.

$T_a$  – постоянная времени регулятора, определяющая динамические свойства контура адаптации. Выбирается из условия  $T_r \ll T_a < T_t$ ,  $T_t$  – постоянная времени нагрева обмотки ротора;  $T_{r0}$  – начальное значение постоянной времени ротора. Определяется расчетным путем из каталожных данных двигателя или в результате автонастройки.

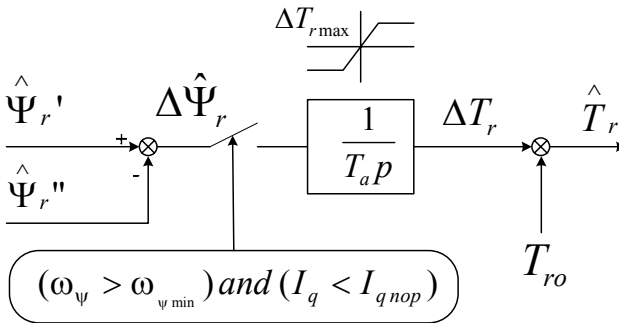


Рис.12.5. Структурная схема адаптации к изменению  $T_r$ .

Другим эффективным способом адаптации привода к изменению постоянной времени ротора является адаптация на основе аналитического выражения для  $T_r$ , полученного из математической модели АД в статических режимах работы. Путем преобразований системы уравнений (3.9) можно получить следующее выражение:

$$T_r = \frac{R_s I_s - U_s \cos \varphi_{ui}}{\omega_{ск} (\omega_0 \sigma L_s I_s + U_s \sin \varphi_{ui})}, \quad (12.7)$$

где  $\omega_{ск}$  – частота скольжения;  $\omega_0$  – частота вращения поля;  $\varphi_{ui}$  – угол между векторами напряжения и тока статора;  $U_s, I_s$  – модули векто-

ров напряжения и тока статора. При этом тригонометрические функции могут быть выражены через проекции векторов напряжения и тока. Например, в осях  $d, q$

$$\sin \varphi_{ui} = \frac{U_d I_q - U_q I_d}{U_s I_s}; \quad \cos \varphi_{ui} = \frac{U_d I_q + U_q I_d}{U_s I_s}.$$

По аналогии с  $T_r$  из уравнений статики могут вычисляться и другие параметры двигателя, подверженные изменениям в процессе работы, например, для идентификации индуктивности статора можно использовать следующее выражение:

$$L_s = \frac{[-U_s + R_s I_s \cos \varphi_{ui} - \omega_{ck} (\omega_0 \sigma L_s I_s \cos \varphi_{ui} + R_s I_s \sin \varphi_{ui}) T_r]}{\omega_0 I_s \sin \varphi_{ui}}. \quad (12.8)$$

При применении (12.7), (12.8) в целях адаптации к изменению параметров следует помнить, что на алгоритм вычислений должны быть наложены следующие дополнительные ограничения:

- частота скольжения и частота поля должны быть отличны от нуля;
- из алгоритма адаптации должны быть исключены динамические режимы, способные приводить к недопустимым ошибкам в оценке параметров.

### 12.3. Адаптация к изменению параметров механической части привода

В качестве базового элемента механической части привода рассмотрим жесткую механическую массу, характеризуемую моментом инерции  $J$ , к которой приложено два воздействия: известное управляющее и неизвестное возмущающее. В зависимости от конфигурации механической части привода этими воздействиями могут быть электромагнитный момент АД ( $M$ ), упругие моменты ( $M_{y1}, M_{y2}, \dots$ ), действующие на жесткие массы в многомассовых упругих механических системах, момент нагрузки ( $M_l$ ). Для частного случая жесткой механической системы имеем следующее уравнение движения:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = M - M_l, \quad (12.9)$$

где частота вращения  $\omega_r$  является известной (измеряемой либо вычисляемой) переменной.

Уравнение движения (12.9) дополним дифференциальным уравнением, определяющим характер изменения момента нагрузки. Про-

стейшие динамические модели нагрузки основываются на допущении об ограничении темпа изменения  $M_l$  таким образом, что на интервале вычислений можно с высокой степенью точности принять

$$\frac{dM_l}{dt} = 0 \quad (12.10)$$

или

$$\frac{dM_l}{dt} = const \quad \left( \frac{d^2 M_l}{dt^2} = 0 \right).$$

Задача адаптации к изменению параметров механической части привода разбивается на три подзадачи:

- 1) предварительная оценка  $J$  при выполнении процедуры автонастройки в специально заданном тестовом режиме работы привода;
- 2) оценка  $J$  и  $M_l$  в процессе работы электропривода;
- 3) коррекция параметров системы управления приводом по результатам оценки  $J$  и  $M_l$ .

Рассматриваемый метод оценки  $J$  и  $M_l$  основан на совместном дискретном решении уравнений (12.9) и (12.10), выполненном на нескольких последовательных интервалах дискретности [43,45]. Оценка  $J$  и  $M_l$  выполняется по следующему алгоритму [18].

1. Если активизирован тестовый режим автонастройки  $J$ , то осуществляется расчет и задание параметров тестового режима. Предполагается, что контур момента привода настроен. Регулятор скорости принимается пропорциональным с оптимальной настройкой на минимально возможное значение момента инерции ( $J_{мин}$ ), в качестве которого обычно принимается паспортное значение момента инерции ротора АД. В качестве тестового сигнала, который подается на вход задания скорости дополнительно к некоторому постоянному сигналу, устанавливающему средний уровень скорости, используется синусоида (могут применяться и другие формы сигналов, в частности пила и меандр). Амплитуда и частота тестового сигнала устанавливаются таким образом, чтобы сформировать в приводе величину пульсаций электромагнитного момента и скорости, которая является оптимальной по критерию точности оценки  $J$ , с учетом погрешностей измерения и вычисления переменных.

2. Интервал оценки  $J$  разбивается на три равных подынтервала общей продолжительностью  $(1/3 \dots 2/3)$  периода тестового сигнала. Формируются выборки средних за подынтервал значений электромаг-

нитных моментов ( $M_{j12}, M_{j23}, M_{j34}$ ) и мгновенных значений скорости на границах подынтервалов ( $\omega_{j1}, \omega_{j2}, \omega_{j3}, \omega_{j4}$ ). Данные выборки обрабатываются следующим образом:

- 1) проверяется выполнение условия идентифицируемости  $J$  на данном интервале измерения:

$$|\omega_{j3} - 2\omega_{j2} + \omega_{j1}| > \omega_{\min}, \quad (12.11)$$

где  $\omega_{\min}$  – минимальное значение скорости, регистрируемое с заданной точностью (с относительной погрешностью измерения не более 3...5 %).

Если условие (12.11) не выполняется, то оценка  $J$  на данном интервале прекращается, в противном случае обработка выборки продолжается;

- 2) вычисляются оценки момента инерции  $\hat{J}$ , момента нагрузки  $\hat{M}_{lj}$ , скорости в конце третьего подынтервала  $\hat{\omega}_{j4}$  и обобщенный показатель точности вычислений  $\delta\omega_j$  по уравнениям

$$a_1 = \omega_{j3} - \omega_{j2}; \quad a_2 = \omega_{j2} - \omega_{j1}; \quad a = a_1 - a_2;$$

$$b = M_{j23} - M_{j12}; \quad c = b/a;$$

$$\hat{J} = c \cdot T_j; \quad \hat{M}_{lj} = M_{j23} - c \cdot a_1; \quad \hat{\omega}_{j4} = \omega_{j3} + (M_{j34} - \hat{M}_{lj})/c;$$

$$\delta\omega_j = \begin{cases} \left| \frac{\hat{\omega}_{j4} - \omega_{j4}}{\omega_{j4} - \omega_{j3}} \right|, & \text{если } \omega_{j4} - \omega_{j3} \neq 0; \\ \delta\omega_{j\max}, & \text{если } \omega_{j4} - \omega_{j3} = 0, \end{cases}$$

где  $T_j$  – продолжительность подынтервала оценки  $J$ .

Обобщенный показатель точности вычислений, выполняемых по результатам замеров на первых двух подынтервалах оценки  $J$ , представляет собой отношение разности вычисленной и измеренной скорости в конце третьего подынтервала к приращению скорости на этом подынтервале;

- 3) выполняется ограничение оценки  $J$  в пределах уставок его минимального и максимального значений ( $J_{\min}, J_{\max}$ ):



$$\hat{J} = \begin{cases} J_{\min} , & \text{если } \hat{J} < J_{\min} ; \\ J_{\max} , & \text{если } \hat{J} > J_{\max} ; \end{cases}$$

- 4) выполняется алгоритм автономной фильтрации оценки момента инерции с помощью дискретного фильтра Калмана 1-го порядка:

$$\hat{J}_f = (1 - k_f) \hat{J}_{f0} + k_f \hat{J} ,$$

где  $\hat{J}_f, \hat{J}_{f0}$  – выходные сигналы фильтра на текущем и предыдущем циклах вычисления;  $k_f \in [0...1]$  – весовой коэффициент фильтра, в общем случае являющийся функцией обобщенного показателя точности вычислений  $\delta\omega_j$ . Например, реализация обратно пропорциональной зависимости между  $k_f$  и  $\delta\omega_j$  обеспечивает ограничение относительной ошибки, вносимой в выходной сигнал фильтра каждым новым замером  $J$ , на уровне близком к постоянному значению. Константа  $\delta\omega_j \cdot k_f$  задает желаемый уровень относительной ошибки в оценке  $J$ . Выбор ее из диапазона рекомендуемых значений  $[0,002 \div 0,02]$  осуществляется независимо от параметров конкретного привода, при этом снижение точности измерительных каналов привода автоматически приводит к снижению быстродействия алгоритма оценки  $J$ .

3. Автономная оценка момента нагрузки  $\hat{M}_l$  выполняется асинхронно с алгоритмом оценки  $J$  по уравнению

$$\hat{M}_l = (M_e + M_{e0}) / 2 - \hat{J}_f (\omega_e - \omega_{e0}) / T_m , \quad (12.12)$$

где  $M_e, \omega_e, M_{e0}, \omega_{e0}$  – эквивалентные (усредненные на интервале оценки  $M_l$ ) значения электромагнитного момента и скорости на текущем и предыдущем интервалах оценки  $M_l$ ;  $T_m$  – продолжительность интервала оценки  $M_l$ .

Уравнение (12.12) дает точную оценку усредненного на интервале измерения значения  $M_l$  в случае, если  $M$  и  $M_l$  изменяются равноускоренно или постоянны. Для прочих условий изменения  $M$  и  $M_l$  (12.12) дает приближенную оценку. Точная оценка может быть получена с помощью уравнения, записанного относительно мгновенных значений скорости ( $\omega, \omega_0$ ), на границах интервала оценки  $M_l$ :

$$\hat{M}'_l = M_e - \hat{J}_f (\omega_e - \omega_{e0}) / T_m. \quad (12.13)$$

Однако использование (12.13) дает более точные результаты в сравнении с (12.12) только в идеальном случае отсутствия шума в канале измерения скорости и вычисления электромагнитного момента. В реальных условиях зашумленности сигналов с датчика скорости и вычисления момента вычисления по (12.12) оказываются более помехоустойчивыми.

Заметим, что алгоритм оценки  $J$  предполагает наличие информации о мгновенных значениях скорости на границах подынтервалов оценки. Импульсные устройства обработки сигналов датчиков положения позволяют получить точную информацию о мгновенном положении вала двигателя  $\varphi$  в дискретные моменты времени, в общем случае асинхронные по отношению к тактовому периоду системы управления приводом, и скорость вала, как правило, усредненную на определенном интервале времени, который не может быть меньше интервала дискретности измерения положения. Оценки мгновенных значений скорости на границах интервалов измерения положения могут быть получены на основе решения дискретных уравнений механической части привода [43], записанных для двух последовательных интервалов измерения, относительно скорости и момента нагрузки в конце последнего интервала:

$$\omega_k = \frac{1}{2T} (3\varphi_k - 4\varphi_{k-1} + \varphi_{k-2}) + \frac{T}{4J} (M_{k-1} - M_{k-2}); \quad (12.14)$$

$$M_{ik} = \frac{J}{T^2} (-\varphi_k + 2\varphi_{k-1} - \varphi_{k-2}) + \frac{1}{2} (M_{k-1} + M_{k-2}),$$

где  $M_{k-2}, M_{k-1}, \varphi_{k-2}, \varphi_{k-1}, \varphi_k$  – значения электромагнитного момента и положения вала в дискретные моменты времени  $t_{k-2}, t_{k-1}, t_k$ ;  $T$  – период дискретности измерения положения вала.

Непосредственное применение (12.14) для расчета мгновенных значений скорости в определенные моменты времени затрудняется тем, что для некоторых типов датчиков положения (в частности, инкрементальных) тактовые импульсы датчика приходят асинхронно тактовым импульсам системы управления и требуются дополнительные меры, чтобы рассчитать точное угловое положение вала в момент прихода тактового импульса системы управления. Это несколько усложняет расчетный алгоритм.

Более эффективным в этом случае может оказаться метод приближенного расчета мгновенного значения скорости, основанный на разнесении интервалов измерения скорости ( $T_\omega$ ) и подынтервала оценки

$J$  таким образом, чтобы во всех режимах работы выполнялось условие  $T_{\omega} \ll T_j$ . Очевидно, что этот метод предъявляет повышенные требования к числу меток датчика положения, при этом он намного проще расчетного метода и абсолютно независим от параметров механической части привода.

Соответствующий выбор параметров автономного фильтра обеспечивает работоспособность и монотонный характер процессов в контуре оценки  $J$  даже в условиях высокого уровня зашумленности каналов измерения (вычисления) скорости и электромагнитного момента.

Особенностью рассмотренного алгоритма оценки  $J$  является то, что вычисление  $J$  может выполняться в обычных режимах работы привода, то есть без внедрения в привод специального тестового сигнала, применяемого, в частности, в режиме предварительной автонастройки с целью максимально ускорить выполнение этой процедуры. В данном случае в процессе обработки выборок переменных алгоритма оценки  $J$  автоматически выделяются такие интервалы оценки, на которых  $J$  идентифицируема. Как правило, это динамические режимы работы привода, вызываемые изменением задания по скорости. Остальные интервалы просто игнорируются.

Другой особенностью рассмотренного алгоритма является то, что расчет параметров базового элемента механики, который может представлять собой только часть сложной механической системы, производится абсолютно автономно. Тем самым обеспечивается простота поэтапной настройки привода, управляющего сложной механической системой.

#### **12.4. Пример построения наблюдателя состояния асинхронного электропривода с адаптивно-векторным управлением без датчика на валу двигателя**

Рассмотрим пример реализации идентификатора в бездатчиковом асинхронном электроприводе с адаптивно-векторным управлением серии ЭПВ [8, 52]. Структура самой системы управления практически аналогична рассмотренной ранее в п.11.4 применительно к приводу ЭПВ с датчиком угловых перемещений. Основные отличия заключаются в способе вычисления переменных, необходимых для реализации процесса управления. Структурная схема наблюдателя состояния приведена на рис.12.6.

Для вычисления необходимых переменных введена ортогональная система координат  $(x, y)$ . Система  $(x, y)$  синхронно вращается с частотой

той поля, ее угловое положение не фиксируется относительно какой-либо переменной или оси двигателя и может быть произвольным, т.е. «плавающим». Принципиальными факторами являются не угловое положение, а синхронность системы  $(x,y)$ , которая обеспечивает в установившихся режимах работы двигателя постоянные значения вычисляемых переменных, и относительно высокая ее инерционность (скорость изменения углового положения должна быть ограничена), что обеспечивает желаемую степень устойчивости цифровых вычислительных алгоритмов.

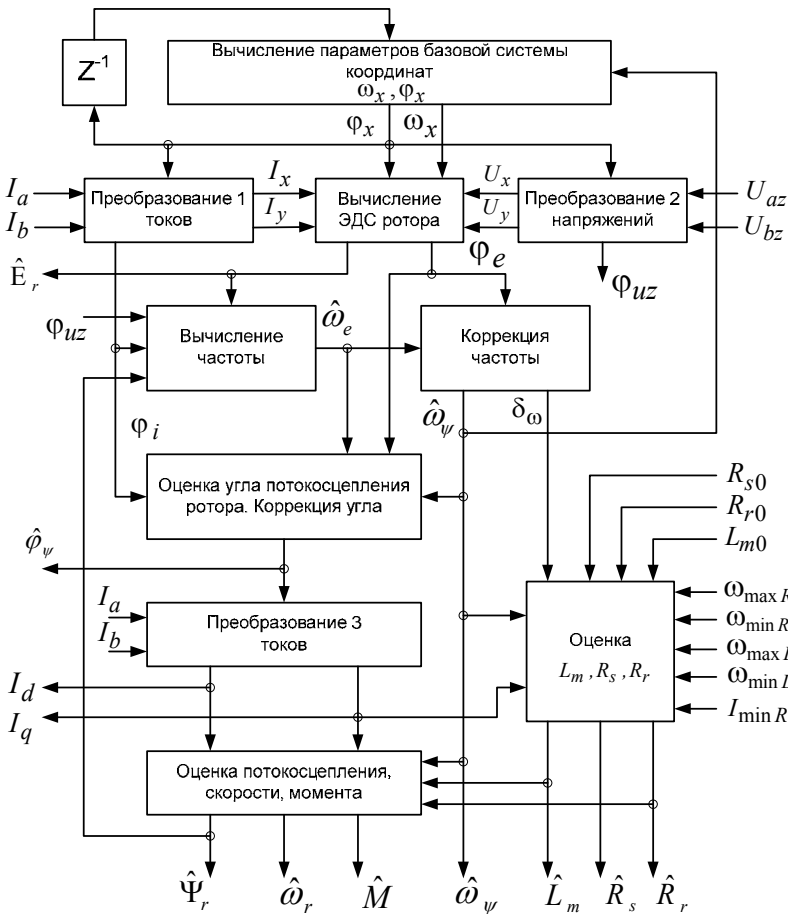


Рис.12.6. Структурная схема наблюдателя состояния

В качестве частоты вращения системы координат  $(x,y)$  могут приниматься переменные, величина которых в установившихся режимах

работы равна частоте вращения поля, в частности, частоты вращения векторов потокосцеплений, отфильтрованные значения частоты вращения векторов напряжения или тока статора. В рассматриваемом частном случае частота вращения системы  $(x,y)$  принята равной оценке частоты вращения вектора потокосцепления ротора  $\hat{\omega}_\psi$ . Угловое положение и частота системы координат на  $k$ -м интервале расчета переменных наблюдателя вычисляются по выражениям

$$\begin{aligned}\omega_{x,k} &= \hat{\omega}_{\psi,k-1}; \\ \varphi_{x,k} &= \varphi_{x,k-1} + \omega_{x,k} T_0,\end{aligned}\tag{12.15}$$

где  $T_0$  – интервал расчета переменных наблюдателя.

Преобразование 1 токов и преобразование 2 напряжений из системы координат  $(a,b,c)$  в систему координат  $(x,y)$  осуществляются по выражениям

$$I_x = \frac{2}{\sqrt{3}}[I_a \sin(\varphi_{x,k} + \frac{\pi}{3}) + I_b \sin(\varphi_{x,k})];\tag{12.16}$$

$$I_y = \frac{2}{\sqrt{3}}[I_b \cos(\varphi_{x,k} + \frac{\pi}{3}) + I_a \cos(\varphi_{x,k})];$$

$$U_x = \frac{2}{\sqrt{3}}[U_{az} \sin(\varphi_{x,k-1} + \frac{\pi}{3}) + U_{bz} \sin(\varphi_{x,k-1})];\tag{12.17}$$

$$U_y = \frac{2}{\sqrt{3}}[U_{az} \cos(\varphi_{x,k-1} + \frac{\pi}{3}) + U_{bz} \cos(\varphi_{x,k-1})],$$

где  $I_a, I_b, U_{az}, U_{bz}$  – токи и заданные напряжения статора фаз  $a$  и  $b$ .

Использование для преобразования напряжений углового положения системы координат на предыдущем интервале расчета  $(\varphi_{x,k-1})$  связано с наличием запаздывания в измерении тока по отношению к формированию напряжения. Переход в полярную систему координат, неподвижную относительно статора, дает угловые положения векторов заданного напряжения и тока статора  $(\varphi_{uz}, \varphi_i)$ .

Расчет ЭДС ротора осуществляется на основе цифрового решения уравнений статорной цепи АД, записанных в системе координат  $(x,y)$ :

$$U_x = R_s I_x + \sigma L_s \frac{dI_x}{dt} - \sigma L_s \omega_x I_y + E_{rx}; \quad (12.18)$$

$$U_y = R_s I_y + \sigma L_s \frac{dI_y}{dt} + \sigma L_s \omega_x I_x + E_{ry},$$

$$\text{где } E_{rx} = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_{rx}}{dt} - \omega_x \frac{L_m}{L_r} \Psi_{ry}; \quad E_{ry} = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_{ry}}{dt} + \omega_x \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rx} -$$

проекции вектора ЭДС ротора в системе координат (x,y) ( $\Psi_{rx}, \Psi_{ry}$  – проекции вектора потокосцепления ротора в системе координат (x,y));

$R_s$  – активное сопротивление статора;  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  – коэффициент

рассеяния ( $L_m, L_s, L_r$  – индуктивности взаимная, статора, ротора).

Преобразование  $E_{rx}, E_{ry}$  в полярную систему координат, неподвижную относительно статора, дает оценки модуля и углового положения вектора ЭДС ротора ( $\hat{E}_r, \varphi_e$ ).

Вычисление модуля первой оценки частоты вращения вектора потокосцепления ротора выполняется в предположении, что трансформаторная составляющая ЭДС ротора  $\frac{L_m}{L_r} \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt}$  пренебрежимо мала в

сравнении с ЭДС вращения  $j\omega_\psi \frac{L_m}{L_r} \vec{\Psi}_r$ , по выражению

$$|\hat{\omega}_e| = \frac{L_r}{L_m} \frac{\hat{E}_r}{\hat{\Psi}_r}, \quad (12.19)$$

где  $\hat{\Psi}_r$  – оценка потокосцепления ротора.

Знак частоты вращения вектора потокосцепления ротора вычисляется по информации об угловых положениях векторов заданного напряжения и тока статора, модуле частоты вращения на текущем и предыдущих интервалах расчета и знаке частоты вращения на предыдущем интервале расчета.

Коррекция оценки частоты вращения вектора потокосцепления ротора по фактической мгновенной частоте вращения вектора ЭДС ротора, вычисленной из его углового положения  $\varphi_e$ , выполняется с целью устранить в оценке частоты ошибку, вызванную структурной и параметрической неадекватностью модели статорной цепи, погрешно-

стями измерительных каналов и приближенным характером вычислений. Коррекция выполняется на основе интегрального регулятора частоты, коэффициент которого устанавливается исходя из желаемого характера движения ошибки.

Оценка углового положения вектора потокоцепления ротора  $\hat{\phi}_\psi$  выполняется на основе информации об угловых положениях векторов ЭДС ротора, тока статора и оценок частоты вращения вектора потокоцепления ротора  $\hat{\omega}_e, \hat{\omega}_\psi$ . С учетом пренебрежения малой величиной трансформаторной ЭДС угловые положения векторов ЭДС и потокоцепления ротора отстоят друг от друга на угол  $\pm \frac{\pi}{2}$ . Знак определяется направлением вращения векторов (знаком частоты). На малых частотах ЭДС ротора стремится к нулю, и, следовательно, диапазон вычисления положения вектора ЭДС с заданной точностью ограничен некоторым минимальным значением частоты  $\omega_{\psi \min}$ . Чтобы обеспечить работоспособность наблюдателя состояния на частотах, меньших  $\omega_{\psi \min}$ , осуществляется переход от ориентации по вектору ЭДС к ориентации по вектору тока статора. Алгоритм вычислений организован таким образом, что этот переход осуществляется только в режимах малых скольжений, т.е. близких к холостому ходу двигателя. В этом случае положение вектора тока статора оказывается близким к положению вектора потокоцепления ротора и переход на ориентацию по току не приводит к большим ошибкам в точности вычисления переменных.

Дополнительная коррекция оценки углового положения вектора потокоцепления ротора выполняется в целях минимизации влияния на точность вычисления переменных двигателя ошибок, вызываемых следующими факторами:

- 1) малыми динамическими отклонениями разности угловых положений векторов ЭДС и потокоцепления ротора от величины  $\pm \frac{\pi}{2}$ ;
- 2) динамическими ошибками вычисления вектора ЭДС ротора;
- 3) наличием скачков в оценке положения вектора потокоцепления, вызванных изменением структуры наблюдателя состояния в области малых частот при переходе с ориентации по вектору ЭДС к ориентации по вектору тока.

Коррекция выполняется на основе П-регулятора положения. Параметры регулятора выбираются исходя из желаемого характера движения ошибки между нескорректированным и скорректированным значениями углового положения вектора потокоцепления ротора. Для

устранения возможности накопления больших ошибок вычисления угла потокосцепления при переходных процессах «в большом» в коррекцию угла введен алгоритм безынерционного устранения ошибок, превышающих определенное пороговое значение.

Преобразование токов статора из системы координат  $(a, b, c)$  в ортогональную систему координат  $(d, q)$ , ориентированную по оценке углового положения вектора потокосцепления ротора, осуществляется по выражениям

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{2}{\sqrt{3}} [I_a \sin(\hat{\phi}_\psi + \frac{\pi}{3}) + I_b \sin(\hat{\phi}_\psi)]; \\ I_q &= \frac{2}{\sqrt{3}} [I_a \cos(\hat{\phi}_\psi + \frac{\pi}{3}) + I_b \cos(\hat{\phi}_\psi)]. \end{aligned} \quad (12.20)$$

Для оценки параметров двигателя, к изменениям которых привод оказывается наиболее чувствительным, а именно взаимной индуктивности, активных сопротивлений статора и ротора, используется сигнал невязки  $\delta_\omega$  между скорректированным значением частоты вращения вектора потокосцепления ротора  $\hat{\omega}_\psi$  и ее первой оценкой  $\hat{\omega}_e$ . В качестве исходных значений вычисляемых параметров  $(L_{m0}, R_{s0}, R_{r0})$  используются значения, определенные в результате выполнения процедуры автонастройки привода или введенные пользователем на основе паспортных данных двигателя. Так как невязка одна, а оцениваемых параметров три, то для обеспечения сходимости оценок к истинным значениям параметров алгоритмы вычисления оценок разнесены во времени и в зависимости от режима работы привода (уровня частоты и нагрузки). С этой целью в блок оценки параметров вводится дополнительная информация о пределах функционирования алгоритмов оценки  $(\omega_{\max R}, \omega_{\min R}, \omega_{\max L}, \omega_{\min L}, I_{\min R})$  и переменные, характеризующие частоту и нагрузку. Для оценки  $R_s$  использован интегральный регулятор, для оценки  $L_m$  – пропорционально-интегральный. Настройки регуляторов произведены таким образом, чтобы обеспечить желаемый характер движения ошибок оценки параметров. Оценка температурного изменения  $R_r$  выполняется косвенным образом по оценке температурного изменения активного сопротивления статора.

Оценка потокосцепления ротора, скорости ротора и электромагнитного момента осуществляется в соответствии с уравнениями



$$\begin{aligned}
\hat{T}_r \frac{d\hat{\Psi}_r}{dt} &= -\hat{\Psi}_r + \hat{L}_m I_d; \\
\hat{\omega}_r &= \frac{1}{Z_p} (\hat{\omega}_\psi - \frac{\hat{L}_m}{\hat{T}_r} \frac{I_q}{\hat{\Psi}_r}); \\
\hat{M} &= \frac{3}{2} Z_p \frac{\hat{L}_m}{\hat{L}_r} \hat{\Psi}_r I_q,
\end{aligned}
\tag{12.21}$$

где  $Z_p$  – число пар полюсов двигателя;  $\hat{L}_r = L_{r0} \frac{\hat{L}_m}{L_{m0}}$ ;  $\hat{T}_r = \frac{\hat{L}_r}{\hat{R}_r}$  –

оценки индуктивности и постоянной времени ротора.

### 12.5. Бездатчиковое определение скорости в асинхронном электроприводе

Бездатчиковое определение скорости может выполняться с использованием различных методов, сложность которых в значительной степени определяется требуемым диапазоном регулирования привода и требованиями к точности измерения скорости. В [49] приведена классификация, в соответствии с которой методы определения скорости асинхронного двигателя подразделяются на пять групп.

К *первой* группе относятся неадаптивные методы, в которых скорость определяется непосредственно через измеряемые напряжение и ток статора, и методы, основанные на определении скорости через рассчитываемые в схеме частоты напряжения питания и роторной ЭДС. *Вторую* группу составляют адаптивные методы. Они ориентированы на замкнутые системы регулирования электропривода, в которых адаптация применена для повышения точности измерительной системы. В *третью* группу входят методы, основанные на конструктивных особенностях двигателя и использующие, например, информацию, которую несет в себе кривая намагничивания машины. *Четвертая* группа – это нелинейные методы, базирующиеся на теории нейронных цепей, а последняя, *пятая*, группа – группа методов, использующих для повышения точности дополнительные высокочастотные сигналы или другую дополнительную информацию.

Рассмотрим наиболее простые неадаптивные методы, основанные на формах математического описания асинхронных двигателей, известных из предыдущих разделов.

Для асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором уравнения, записанные в векторной форме в неподвижной системе координат  $(\alpha, \beta)$ , имеют вид

$$\vec{U}_{s\alpha-\beta} = R_s \vec{I}_{s\alpha-\beta} + \frac{d\vec{\Psi}_{s\alpha-\beta}}{dt}; \quad (12.22)$$

$$0 = R_r \vec{I}_{r\alpha-\beta} + \frac{d\vec{\Psi}_{r\alpha-\beta}}{dt} - jZ_p \omega \vec{\Psi}_{r\alpha-\beta}; \quad (12.23)$$

$$\vec{\Psi}_{s\alpha-\beta} = L_s \vec{I}_{s\alpha-\beta} + L_m \vec{I}_{r\alpha-\beta}; \quad (12.24)$$

$$\vec{\Psi}_{r\alpha-\beta} = L_m \vec{I}_{s\alpha-\beta} + L_r \vec{I}_{r\alpha-\beta}. \quad (12.25)$$

Наличие скорости  $\omega$  в уравнении (12.23) позволяет определить ее значение через значения других переменных. Далее рассматривается вариант схемы бездатчикового измерения скорости (рис.12.7), реализуемый в неподвижной системе координат [34].

В схеме на основе измеряемых напряжения и тока статора рассчитываются частота напряжения питания и частота роторной ЭДС. На основании этого скорость двигателя определяется следующим образом:

$$\omega = (\omega_{0эл} - \omega_p) / Z_p. \quad (12.26)$$

Входными величинами для схемы являются проекции пространственных векторов  $\vec{U}_s$  и  $\vec{I}_s$  на оси неподвижной системы координат  $(\alpha, \beta)$ , связанной со статором.

Записывая систему уравнений (12.22) – (12.25) относительно векторов тока статора и потокосцепления ротора и выражая потокосцепление ротора, получим

$$\vec{\Psi}_{r\alpha-\beta} = \frac{1}{p} \frac{L_r}{L_m} \left( \vec{U}_{s\alpha-\beta} - R_s \vec{I}_{s\alpha-\beta} - \sigma L_s \frac{d\vec{I}_{s\alpha-\beta}}{dt} \right),$$

где  $p = d / dt$ .

Или в виде проекций на оси системы координат

$$\Psi_{r\alpha} = \frac{1}{p} \frac{L_r}{L_m} \left( U_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{dI_{s\alpha}}{dt} \right); \quad (12.27)$$

$$\Psi_{r\beta} = \frac{1}{p} \frac{L_r}{L_m} \left( U_{s\beta} - R_s I_{s\beta} - \sigma L_s \frac{dI_{s\beta}}{dt} \right).$$

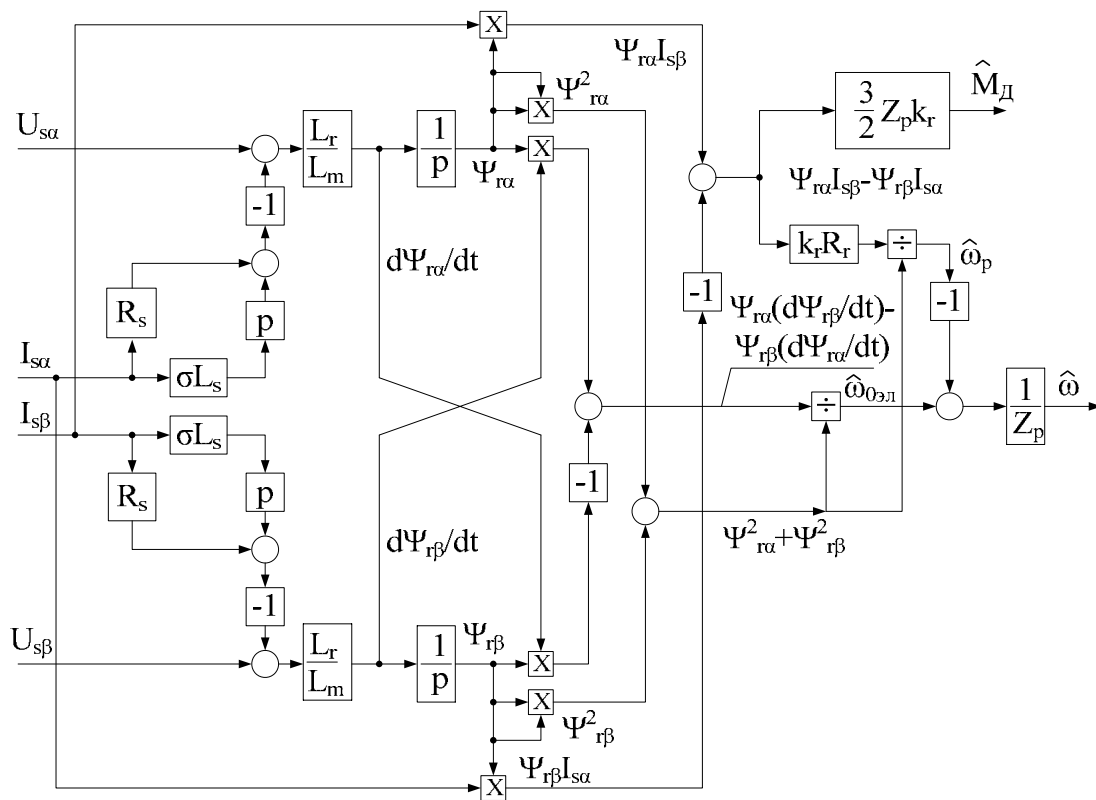


Рис.12.7. Схема бездатчикового определения скорости привода с асинхронным двигателем

Частота напряжения питания в схеме определяется как производная от угла  $\theta_c$  между вращающейся и неподвижной системами координат. Если система регулирования привода выполнена на основе векторной структурной схемы двигателя, в которой ось  $d$  направлена по вектору потокоцепления ротора, то угол  $\theta_c$  может быть найден как арктангенс отношения проекции пространственного вектора  $\vec{\Psi}_r$  на ось  $\beta$  к его проекции на ось  $\alpha$  неподвижной системы координат:

$$\omega_{0эл} = \frac{d\theta_c}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \arctg \frac{\Psi_{r\beta}}{\Psi_{r\alpha}} \right) = \frac{1}{1 + (\Psi_{r\beta} / \Psi_{r\alpha})^2} \frac{d}{dt} \left( \frac{\Psi_{r\beta}}{\Psi_{r\alpha}} \right).$$

При введении обозначения  $p = d/dt$  формула для определения частоты напряжения питания принимает вид

$$\omega_{0эл} = \frac{\Psi_{r\alpha} p \Psi_{r\beta} - \Psi_{r\beta} p \Psi_{r\alpha}}{\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2}. \quad (12.28)$$

Чтобы иметь возможность воспользоваться для определения скорости выражением (12.26), необходимо располагать значением частоты роторной ЭДС, которую можно определить как

$$\omega_p = k_r R_r I_{s\beta} / |\vec{\Psi}_r|.$$

Электромагнитный момент находится по выражению

$$M_d = (3/2) Z_p k_r |\vec{\Psi}_r| I_{s\beta},$$

где  $k_r = L_m / L_r$ . Выразив составляющую вектора тока статора  $I_{s\beta}$  и подставив результат в формулу для частоты  $\omega_p$ , получим уравнение, связывающее частоту роторной ЭДС с моментом двигателя:

$$\omega_p = \frac{2R_r M_d}{3Z_p |\vec{\Psi}_r|^2}. \quad (12.29)$$

Квадрат модуля вектора потокоцепления ротора определяется по выражению

$$|\vec{\Psi}_r|^2 = \Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2,$$

где  $\Psi_{r\alpha}$ ,  $\Psi_{r\beta}$  – проекции вектора потокоцепления ротора на оси неподвижной системы координат.

В рассматриваемой схеме бездатчикового определения скорости используются измеренные значения проекций вектора тока статора в неподвижной системе координат  $I_{s\alpha}$  и  $I_{s\beta}$  и рассчитанные по выра-

жениям (12.27) проекции вектора потокосцепления ротора  $\Psi_{r\alpha}$  и  $\Psi_{r\beta}$ . Поэтому для определения значения момента целесообразно воспользоваться следующим выражением:

$$M_d = (3/2)Z_p k_r (\Psi_{r\alpha} I_{s\beta} - \Psi_{r\beta} I_{s\alpha}).$$

Стоящее в скобках выражение рассчитывается в структурной схеме вычисления скорости и, таким образом, определяет собой величину

$$\frac{2}{3} \frac{M_d}{Z_p k_r} = \Psi_{r\alpha} I_{s\beta} - \Psi_{r\beta} I_{s\alpha},$$

которая может быть использована для нахождения текущего значения момента двигателя. Для расчета значения частоты роторной ЭДС в соответствии формулой (12.29) величину  $\Psi_{r\alpha} I_{s\beta} - \Psi_{r\beta} I_{s\alpha}$ , полученную в схеме (см. рис.12.7), надо умножить на  $k_r R_r$  и поделить на  $|\tilde{\Psi}_r|^2$ .

Принцип построения схемы бездатчикового определения скорости синхронного двигателя с постоянными магнитами аналогичен рассмотренному выше для асинхронной машины. Отличие состоит в том, что угловая частота вращения поля синхронной машины, вычисляемая из уравнений статорной цепи, однозначно определяет ее скорость  $\omega = \omega_{0эл} / Z_p$ . Пример построения наблюдателя состояния СДПМ в бездатчиковом электроприводе серии ЭПВ рассмотрен в [10].

### 13. Специальные режимы работы асинхронных электроприводов с частотным и векторным управлением

Одной из современных тенденций развития преобразовательной техники для регулируемого электропривода является постоянное расширение ее функциональных возможностей, режимов работы и интеллектуальных свойств. Широко распространенными в асинхронном частотно-регулируемом электроприводе можно считать такие режимы, как автоматическая настройка на параметры двигателя, режим энергосбережения, пуск на вращающийся двигатель с поиском частоты вращения, торможение постоянным током, автоматическое ограничение темпа торможения, управление по циклограмме в относительном и реальном времени. Ряд преобразователей оснащен интерфейсом с персональным компьютером, с различными типами датчиков угловых перемещений, поддерживает функции программирования пользователем,

стандартные каналы связи и протоколы обмена с микропроцессорными устройствами. Введение новых объектно-ориентированных опций позволяет расширять область применения привода, снижать себестоимость проектов автоматизации промышленных установок и технологических комплексов, в частности, за счет переноса функций внешнего контроллера на программно-аппаратные средства преобразователя.

В дополнение к вышеуказанным функциональным возможностям преобразователи частоты серии ЭПВ [11] оснащены функциями «самопитания» (управления за счет энергии торможения), «синхрокоммутации» (плавного переключения двигателя между ПЧ и питающей сетью), функцией защиты по динамической тепловой модели IGBT-модуля, а также могут комплектоваться программно-аппаратным модулем управления многодвигательной установкой. Рассмотрим некоторые наиболее интересные специальные режимы работы на примере их реализации в электроприводах серии ЭПВ.

### 13.1. Режим управления за счет энергии торможения

Данный режим обеспечивает работоспособность электропривода при кратковременных провалах или пропадании напряжения питания. Реализация режима основана на использовании кинетической энергии, накопленной движущимися механическими массами нагрузки и возвращаемой в инвертор при частотном торможении. Одним из способов реализации данного режима является переход электропривода к структуре управления с внешним контуром регулирования входного напряжения инвертора и внутренним контуром регулирования активной составляющей тока. Наиболее органично эта концепция вписывается в системы векторного управления электроприводом, в которых контуры регулирования активной и реактивной составляющих тока входят в базовую структуру регулирования скорости (например, системы управления, рассмотренные в разд. 11.2, 11.3, 11.4). При переходе в режим «самопитание» регулятор входного напряжения инвертора включается вместо регулятора скорости. При восстановлении питания осуществляется обратный переход к регулированию скорости. Настройка пропорционально-интегрального регулятора напряжения выполняется на симметричный оптимум. На рис.13.1 приведены временные диаграммы скорости ( $\omega$ ), электромагнитного момента ( $M$ ), входного напряжения инвертора ( $U_d$ ) привода исполнения 2 при кратковременном пропадании напряжения питания и активной опции «самопитание». Эксперимент проводился при следующих условиях: преобразователь частоты ЭПВ-ТТПТ-10-380-2АП; двигатель асинхронный 4А112МА6У3; момент нагрузки  $M_c = 0,5M_{ном} = 15 \text{ нм}$ ; момент

инерции  $J = 0,17 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$ ; порог активизации режима «самопитание»  $U_{d0} = 460 \text{ В}$ ; заданный уровень стабилизации входного напряжения инвертора  $U_{dz} = 450 \text{ В}$ .

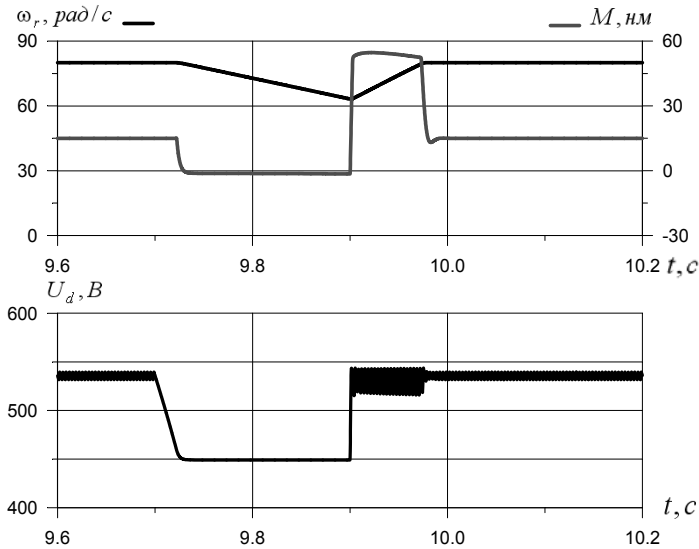


Рис.13.1. Временные диаграммы работы векторного привода при кратковременном пропадании напряжения питания

Из диаграмм видно, что при пропадании напряжения питающей сети в момент времени  $t = 9,7 \text{ с}$  некоторое время привод продолжает работать с электромагнитным моментом, равным нагрузочному, потребляя мощность из звена постоянного тока, пока напряжение  $U_d$  не снизится до порога активизации режима «самопитание». Далее момент быстро снижается до нуля (двигатель переводится в режим холостого хода), а напряжение  $U_d$  стабилизируется на заданном уровне (450 В). Скорость двигателя начинает плавно снижаться под действием момента нагрузки. При восстановлении напряжения питающей сети в момент времени  $t = 9,9 \text{ с}$  конденсатор звена постоянного тока быстро заряжается, а скорость привода выходит на заданный уровень.

Основными достоинствами рассмотренного способа реализации режима «самопитание» являются высокая динамическая и статическая точность регулирования напряжения, отсутствие низкочастотных колебаний в напряжениях и токах, режим работы двигателя, близкий к холостому ходу и характеризующийся малыми потерями энергии.



При реализации рассмотренной концепции режима «самопитание» в рамках систем частотного управления без датчика скорости, в базовых структурах которых отсутствует регулятор активного тока, возникает проблема «мягкого» переключения между структурами (главным образом, проблема «мягкого» возврата к базовой структуре управления из режима «самопитание»). Решением проблемы является построение вычислителя частоты для режима «самопитание» или использование опции «самоподхват» (плавный пуск на вращающийся двигатель с функцией поиска частоты вращения) при возвращении к базовой структуре управления. При этом алгоритмы реализации режима «самопитание» в системе частотного управления оказываются более сложными, требующими большего объема изменений базового программного обеспечения, чем в векторных системах.

Другой способ реализации режима «самопитание» основан на построении релейного контура регулирования входного напряжения инвертора внешним по отношению к контуру регулирования скорости (частоты). Алгоритм работы привода в этом режиме реализуется следующим образом.

1. Активизация режима происходит при установленном бите опции «самопитание» и выполнении условия  $U_d < U_{d0}$ . Начинается торможение привода с заданной интенсивностью.

2. Торможение привода останавливается по условию

$(U_d > U_{d1}) \text{ or } (I_d < -I_{d0})$  и возобновляется по условию

$(U_d < U_{d0}) \text{ and } (I_d > 0)$ , где  $U_{d0}, U_{d1}, I_{d0}$  – программируемые пороговые значения входного напряжения и тока инвертора;  $I_d$  – входной ток инвертора, вычисляемый из фазных токов и напряжений.

В ортогональной системе координат  $(x, y)$ , вращающейся с произвольной скоростью, входной ток инвертора вычисляется по выражению

$$I_d = \frac{3}{2} \frac{U_x I_x + U_y I_y}{U_d}.$$

3. При останове торможения производится коррекция заданного значения скорости (частоты) по его фактическому значению, чтобы перевести двигатель в режим, близкий к холостому ходу.

4. Если после останова торможения оно не возобновляется в течение определенного интервала времени, то считается, что питание преобразователя восстановлено, и он переходит на один из следующих режимов работы, выбранный пользователем: отработка текущего задания по скорости или управляемый останов привода.

На рис.13.2 приведены временные диаграммы напряжения на входе инвертора и частоты выходного напряжения ПЧ ( $f$ ) работы асинхронного привода с частотным управлением в режиме «самопитание» при кратковременном пропадании питания. На интервале  $t_0...t_1$  отключено напряжение сети и действует алгоритм «самопитание».

На интервале  $t_1...t_2$  осуществляется подтверждение восстановления напряжения сети. Способ выхода из режима «самопитание» программируется пользователем: либо возвращение к текущему заданию скорости, либо аварийный останов привода. Особенностью реализации режима «самопитание» с релейным контуром регулирования  $U_d$  является то, что базовая часть структуры регулирования скорости не претерпевает изменений при включении режима. Это исключает проблемы, связанные с переключением структур в системах частотного управления. Однако в переменных привода присутствуют низкочастотные колебания, приводящие к дополнительным потерям энергии.

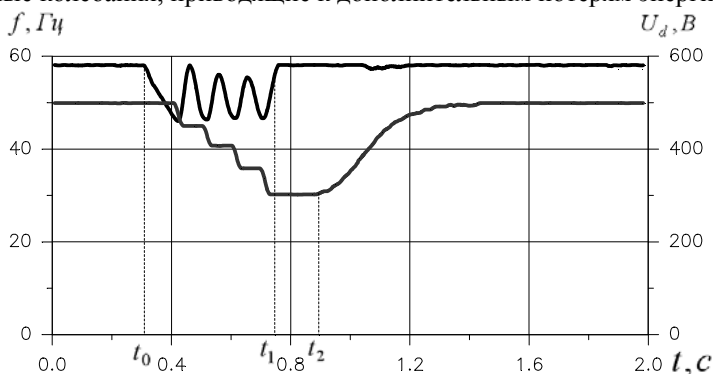


Рис.13.2. Временные диаграммы работы привода с частотным управлением в режиме «самопитание»

Использование режима «самопитание» совместно с опциями «плохая сеть» и автоматический перезапуск существенно повышают устойчивость работы электропривода в условиях низкого качества напряжения питающей сети.

### 13.2. Режим безударного переключения двигателя между ПЧ и питающей сетью

Плавное (без паузы на отключение питания) переключение двигателя между ПЧ серии ЭПВ и сетью выполняется за счет синхронизации выходного напряжения ПЧ с напряжением сети и формирования сигналов управления контакторами подключения двигателя к сети и к

ПЧ (рис.13.3). При этом обеспечивается возможность кратковременной работы ПЧ параллельно с сетью. Синхронизация производится путем мониторинга мгновенных значений напряжений фаз сети с помощью датчиков, установленных на встроенной в ПЧ плате расширения ЕС4. На основе информации с датчиков вычисляется частота вращения, амплитуда и фазовый угол вектора напряжения сети. Эти значения используются в качестве задания на формирование выходного напряжения инвертора. Система управления выполняет последовательное согласование напряжения по частоте, по амплитуде и по фазе. В целях исключения возможности возникновения аварийных режимов из-за несоответствия заданного преобразователем и реального состояний силовых контактов контакторов  $KM1$ ,  $KM2$  в ПЧ введены логические сигналы с их блок-контактов. Использование этих сигналов позволяет реализовать алгоритм управления, инвариантный к времени срабатывания контакторов, и минимизировать время переключения.

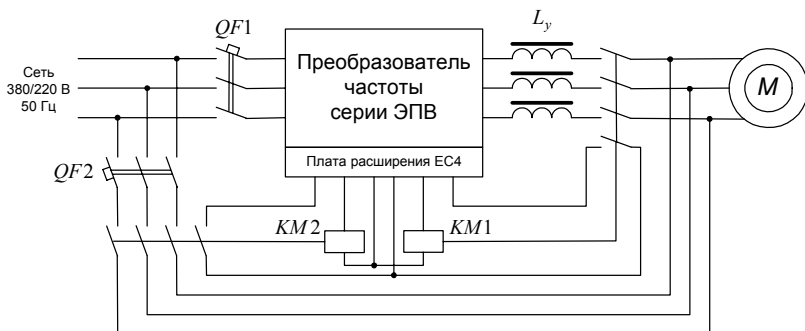


Рис.13.3. Упрощенная схема подключения ПЧ для работы в режиме «синхрокмутация»

На рис.13.4 представлены временные диаграммы фазного тока и скорости двигателя при его переключении от ПЧ к сети при отсутствии (а) и наличии (б) временной паузы на затухание поля двигателя.  $KM1$ ,  $KM2$  – состояния одноименных контакторов, подключающих двигатель к ПЧ и к сети соответственно. Ограничение уравнивающего тока между выходом ПЧ и сетью на интервале перекрытия активных состояний контакторов осуществляется 3- фазным уравнительным реактором  $L_\gamma$  с падением напряжения на номинальном токе 4...8 % от номинального напряжения сети с частотой 50 Гц. Уравнительный реактор может быть исключен из схемы подключения ПЧ при выборе режима переключения с временной паузой на затухание поля. Диаграммы получены на экспериментальной установке, включающей преобразователь ЭПВ-ТППТ-10-380-1АО, двигатель 4А112МА6УЗ, при отсутствии нагрузки на валу двигателя.

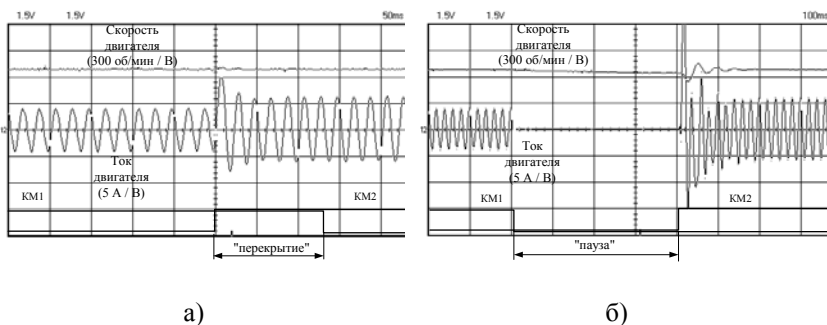


Рис.13.4. Временные диаграммы режима «синхροкоммутация» при отсутствии (а) и наличии (б) временной паузы на затухание поля двигателя

Использование этого режима в модуле управления многодвигательной установкой позволяет осуществлять регулирование технологического параметра путем изменения числа работающих двигателей и регулирования скорости одного из них от ПЧ с плавным переключением двигателя от ПЧ к сети.

### 13.3. Режим плавного пуска на вращающийся двигатель

Режим плавного пуска на вращающийся двигатель (режим «самоподхват») обеспечивает автоматическое определение скорости асинхронного двигателя (АД) и мягкое включение преобразователя в работу на вращающийся двигатель. Режим поиска частоты может быть востребован при работе электропривода на механизмы с высокими моментами инерции или с активным моментом нагрузки, когда при кратковременной блокировке преобразователя частоты сигналами управления или срабатыванием защит не происходит быстрого останова двигателя выбегом.

Для реализации этого режима работы используется специальный поисковый алгоритм – частотное сканирование АД на пониженном напряжении по критерию достижения минимума тока статора.

При активизации режима выполняется определенная последовательность действий.

1. Реализуется выдержка времени, достаточная для затухания поля в двигателе (при первоначальном пуске выдержка времени не выполняется).
2. Запускается процедура поиска фактической скорости двигателя путем сканирования частоты на пониженном напряжении с контролем тока статора и определением его минимума. Темп поиска задается пользователем. Поиск начинается от верхней (по модулю) границы диапазона поиска частоты в направлении ее уменьшения

до момента определения фактической частоты вращения (момент фиксации экстремума тока статора) или до минимальной частоты 1 Гц. Если частота не была определена и разрешен поиск в обоих направлениях, то сканирование продолжается в противоположном направлении, также начиная с верхней границы до момента нахождения фактической частоты вращения или до минимальной частоты.

3. Найденная частота фиксируется, и осуществляется плавное нарастание напряжения с заданной интенсивностью до уровня, соответствующего найденной частоте с соблюдением соотношения  $U_{ном} / F_{ном} = const$ .

4. Далее привод переходит к обработке текущего задания и разгоняется до заданной скорости с ускорением, соответствующим установленным параметрам задатчика интенсивности.

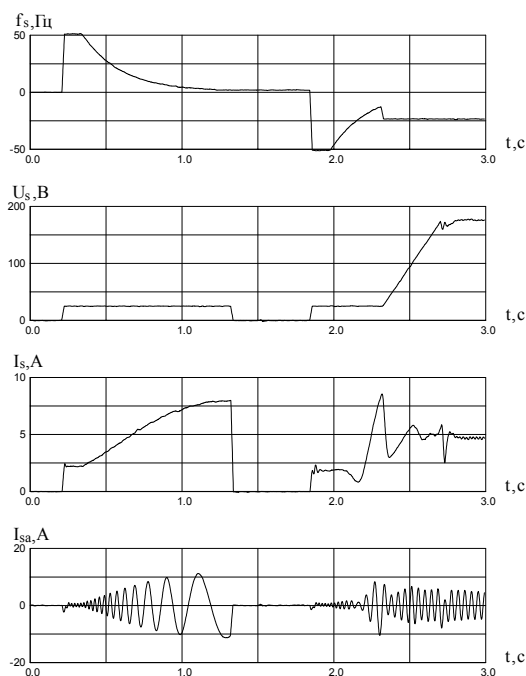


Рис.13.5. Осциллограммы режима «самоподхват»

На рис.13.5 приведены осциллограммы частоты напряжения статора  $f_s$ , действующего значения выходного напряжения преобразователя частоты  $U_s$ , действующего значения тока статора  $I_s$  и мгновен-

ного значения фазного тока  $I_{sa}$  в режиме поиска частоты. Скорость двигателя соответствует фактической частоте –25 Гц. На диаграммах хорошо видны все этапы выполнения поискового алгоритма с двуправленным сканированием, переход к отработке текущего задания не показан. Сканирование начинается с положительного направления вращения двигателя, и после того, как результат поиска в этом направлении оказывается отрицательным, сканирование продолжается в противоположном направлении до момента обнаружения минимума в токе статора.

При настройке алгоритма «самоподхват» могут задаваться следующие его параметры: верхняя граница диапазона поиска, интенсивность частотного сканирования, направления поиска, интенсивность нарастания напряжения после завершения поиска частоты, чувствительность алгоритма обнаружения экстремума.

## **14. Системы управления электроприводами на основе синхронного электродвигателя**

Рассматриваются системы управления синхронными машинами, статорные обмотки которых питаются от полупроводниковых преобразователей частоты. Как правило, это машины с постоянными магнитами (системы управления по каналу возбуждения здесь не рассматриваются). В сравнении с векторно-управляемым асинхронным электроприводом (см. гл. 11) синхронные электроприводы имеют ряд преимуществ и недостатков, главным образом определяющих сферу их применения. К преимуществам относятся:

- улучшенные массогабаритные показатели двигателей;
- более высокий коэффициент мощности двигателя, что потенциально позволяет получить более высокое отношение между электромагнитным моментом двигателя и током, потребляемым от преобразователя;
- уменьшенный момент инерции, позволяющий повышать предельные динамические показатели привода.

К недостаткам синхронного электропривода отнесем более высокую стоимость двигателей, несколько меньшую их надежность и технологичность производства, практическое отсутствие возможности работать во второй зоне регулирования скорости путем ослабления поля.

Рассмотрены различные варианты систем управления электроприводами, построенными на основе синхронных машин с постоянными магнитами. В отечественной литературе эти машины иногда называют вентильными, подчеркивая тот факт, что без полупроводникового преобразователя они неработоспособны, в отличие от общепромышленных асинхронных двигателей и традиционных синхронных двигателей

с обмоткой возбуждения и демпферной обмоткой. На примере синхронного привода серии ЭПВ описана процедура синтеза регуляторов. Рассмотрен принцип действия электропривода с бесконтактным двигателем постоянного тока, который является «близким родственником» синхронной машины с постоянными магнитами.

#### **14.1. Пример построения системы векторного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами**

Рассмотрим построение системы векторного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами (СДПМ).

*Область применения* таких систем: высококачественный электропривод подач металлорежущих станков. Основные характеристики контура регулирования скорости: диапазон регулирования – не менее 10000, полоса пропускания – не менее 100 Гц.

Синтез системы управления выполним на основе динамической модели СДПМ в системе координат  $(d, q)$ , ориентированной по магнитной оси ротора [39]:

$$\begin{aligned}\frac{dI_d}{dt} &= \frac{1}{L_d} (U_d - R_s I_d + \omega L_q I_q); \\ \frac{dI_q}{dt} &= \frac{1}{L_q} (U_q - R_s I_q - \omega L_d I_d - \omega \Psi_f); \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{1}{J} (M - M_C - \beta \cdot \Omega); \quad \omega = Z_p \Omega; \\ M &= \frac{3}{2} Z_p [\Psi_f I_q + (L_d - L_q) I_d I_q],\end{aligned}\tag{14.1}$$

где  $I_d, I_q, U_d, U_q$  – токи и напряжения статора по осям  $d$  и  $q$ ;  $M, M_C$  – электромагнитный и нагрузочный моменты;  $\omega$  – частота вращения ротора, электрическая;  $J$  – момент инерции ротора;  $\beta$  – коэффициент вязкого трения (коэффициент демпфирования);  $\Psi_f$  – потокосцепление, создаваемое постоянным магнитом;  $L_d, L_q$  – индуктивности обмотки статора по продольной и поперечной осям ротора.

Для частного случая неявнополюсной конструкции ротора двигателя  $L_d = L_q = L_s$ .

Функциональная схема системы векторного управления СДПМ изображена на рис.14.1.

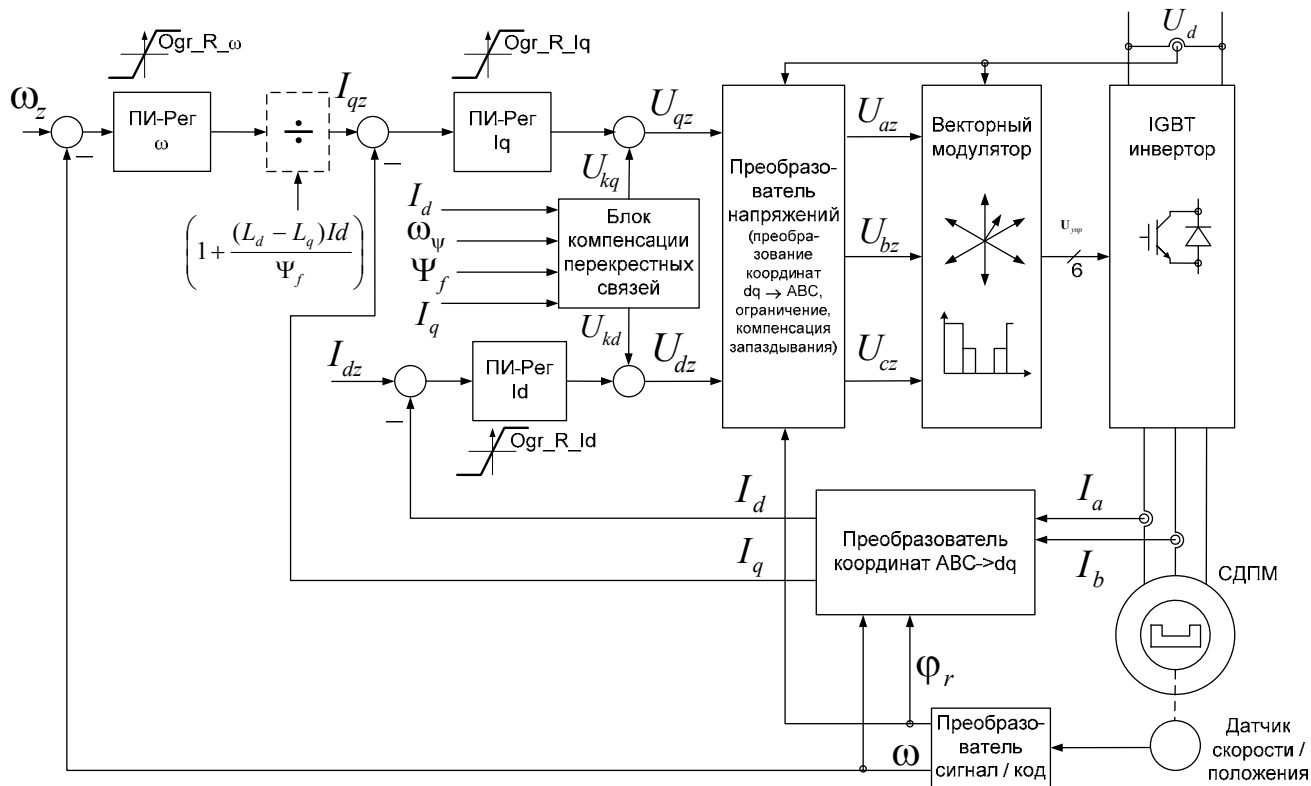


Рис.14.1. Функциональная схема системы векторного управления СДПМ



Нулевое задание тока по оси  $d$  обеспечивает минимизацию тока статора при заданной величине момента нагрузки. В этом случае ток статора во всех режимах работы привода направлен перпендикулярно магнитной оси ротора (по оси  $q$ ) в соответствии с векторной диаграммой двигателя на рис.14.2.

Преобразователь координат  $ABC \rightarrow dq$  выполняет преобразование фазных токов статора АД из естественной трехфазной системы координат  $(A,B,C)$  в ортогональную синхронную систему координат  $(d,q)$  по уравнениям

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{2}{\sqrt{3}} [I_A \sin(\varphi_r + \frac{\pi}{3}) + I_B \sin(\varphi_r)]; \\ I_q &= \frac{2}{\sqrt{3}} [I_A \cos(\varphi_r + \frac{\pi}{3}) + I_B \cos(\varphi_r)], \end{aligned} \quad (14.2)$$

где  $\varphi_r$  – угловое положение ротора (электрическое), полученное с датчика положения.

Алгоритмы работы преобразователя напряжений и векторного модулятора аналогичны рассмотренным в разд. 11.4 для векторной системы управления асинхронным двигателем.

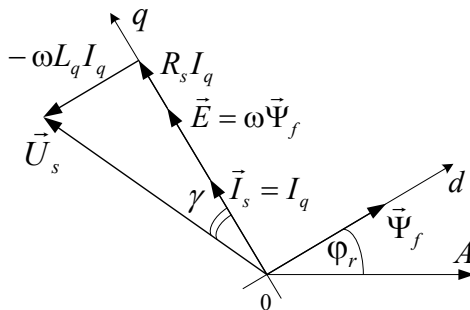


Рис.14.2. Векторная диаграмма СДПМ

Блок компенсации перекрестных связей работает по следующим уравнениям:

$$\begin{aligned} U_{kd} &= -\frac{1}{k_{nc}} L_q \omega I_q; \\ U_{kq} &= \frac{1}{k_{nc}} \omega (L_d I_d + \Psi_f). \end{aligned} \quad (14.3)$$

Синтез регуляторов осуществим на основе принципов подчиненного регулирования с использованием метода компенсации нелинейных связей.

Выполним *синтез регулятора тока по оси d*.

Структурная схема контура тока по оси *d* изображена на рис.14.3.

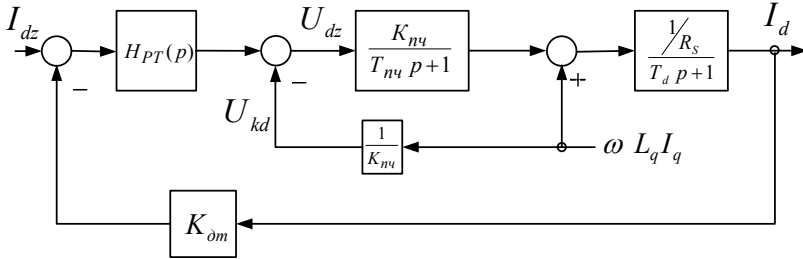


Рис.14.3. Структурная схема контура тока по оси *d*

Обозначения:  $T_d = \frac{L_d}{R_s}$  – постоянная времени статорной цепи по оси

*d*;  $U_{kd} = -\frac{1}{K_{nc}} \omega L_q I_q$  – сигнал компенсации влияния нелинейной перекрестной связи.

Считая влияние перекрестной связи полностью скомпенсированным, выполним настройку контура на модульный оптимум с малой некомпенсируемой постоянной времени  $T_{km} = T_{nc}$ . В результате получим:

$$H_{PT}(s) \frac{K_{nc} K_{dm} \frac{1}{R_s}}{(T_{km} p + 1)(T_d p + 1)} = \frac{1}{2 T_{km} p (T_{km} p + 1)};$$

$$H_{PT}(s) = \frac{R_s (T_d s + 1)}{2 K_{nc} K_{dm} T_{km} p} = \frac{L_d}{2 K_{nc} K_{dm} T_{km}} + \frac{R_s}{2 K_{nc} K_{dm} T_{km}} \frac{1}{p}.$$

Таким образом, коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих ПИ регулятора тока по оси *d* определяются выражениями

$$K_{pid} = \frac{L_d}{2 K_{nc} K_{dm} T_{km}}; K_{iid} = \frac{R_s}{2 K_{nc} K_{dm} T_{km}}.$$

Передаточная функция замкнутого контура тока

$$H_{\kappa m}(p) = \frac{1/k_{\partial m}}{2T_{\kappa m}^2 p^2 + 2T_{\kappa m} p + 1}.$$

Синтез регулятора тока по оси  $q$  выполняется аналогично, с учетом следующих условий:

$$1) \quad T_q = \frac{L_q}{R_s}; \quad H_{PT}(s) = \frac{L_q}{2K_{нч} K_{\partial m} T_{\kappa m}} + \frac{R_s}{2K_{нч} K_{\partial m} T_{\kappa m}} \frac{1}{p};$$

2) Сигнал возмущающей перекрестной связи, подлежащей компенсации, имеет вид

$$U_{kq} = \omega(L_d I_d + \Psi_f).$$

Выполним синтез регулятора скорости.

Структурная схема контура скорости для общего случая изображена на рис.14.4.

Второй (реактивной) составляющей момента (см. последнее уравнение системы (14.1)) можно пренебречь в следующих случаях:

- 1) для неявнополюсных машин ( $L_d = L_q$ );
- 2) при управлении по закону  $I_d = 0$  для любых типов СДПМ.

В этих случаях

$$M = \frac{3}{2} Z_p \Psi_f I_q, \quad (14.4)$$

где  $\Psi_f = \text{const}$ .

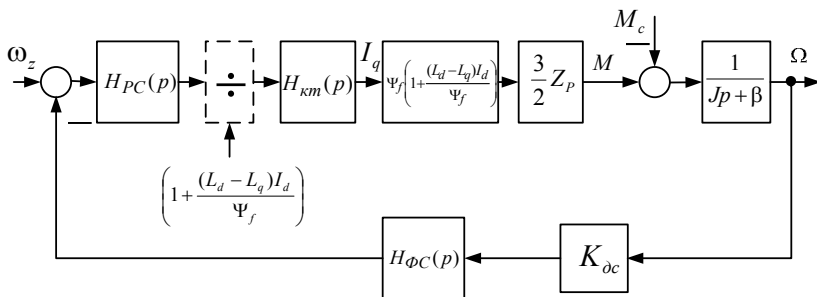


Рис.14.4. Структурная схема контура скорости

Для частного случая  $\beta = 0$  настройка контура скорости выполняется на симметричный оптимум. В результате получается ПИ-регулятор скорости с передаточной функцией

$$H_{pc}(p) = k_{op} + \frac{k_{oi}}{p},$$

$$\text{где } k_{op} = \frac{K_{om} J}{3 T_{kc} \cdot \Psi_f \cdot Z_p \cdot K_{oc}}; k_{oi} = \frac{K_{om} J}{12 T_{kc}^2 \cdot \Psi_f \cdot Z_p \cdot K_{oc}};$$

$$T_{kc} = 2T_{km} + T_{\phi c}, T_{\phi c} - \text{постоянная времени фильтра скорости.}$$

Для общего случая  $\beta \neq 0$  настройка контура скорости выполняется на модульный оптимум.

## 14.2. Принцип действия электропривода с бесконтактным двигателем постоянного тока

Работу самоуправляемого синхронного двигателя удобно рассмотреть на примере электропривода с бесконтактным двигателем постоянного тока, работающего при прямоугольной форме тока статора [34]. Структура привода может быть представлена в виде рис.14.5,а. Для упрощения рассмотрения принято, что число пар полюсов обмотки статора равно единице, это позволяет не различать физическое и электрическое пространства, а нагрузка на валу отсутствует. Обмотки фаз статора А, В, С получают питание от автономного инвертора тока (АИТ), в котором управление ключами, обозначенными цифрами 1 – 6, осуществляется датчиком положения ротора (ДПР). В рассматриваемом случае ротор датчика выполнен в виде сегмента, расположенного на валу двигателя и вращающегося вместе с ним.

На неподвижной части датчика расположены шесть чувствительных элементов, пронумерованных цифрами 1–6, так же как и ключи инвертора. Когда сегмент перекрывает собой данный чувствительный элемент, элемент активизируется и через систему управления инвертором (СУИ) воздействует на соответствующий ключ инвертора, замыкая его и удерживая в замкнутом состоянии все время, пока элемент перекрыт вращающимся сегментом. В любой момент времени замкнут один ключ из группы 1 – 3 – 5 и один из группы 4 – 6 – 2 и ток  $I_{sd}$  протекает через две фазы обмотки статора двигателя. Если допустить определенную идеализацию и считать, что переключение активных элементов ДПР происходит без перекрытия, т. е. в любой момент времени замкнуты только два ключа инвертора, то можно проиллюстрировать замкнутые состояния ключей и фазные токи графиками, приведенными на рис.14.5,б.

При  $\omega t = \omega t_0$  ротор занимает положение, показанное на рис.14.5,а. Этому соответствует замкнутое положение ключей инвер-

тора 1 и 6, а вектор потока ротора  $\Phi$  и ориентированная по нему продольная ось  $d$  вращающейся системы координат  $(d, q)$ , связанной с ротором, направлены горизонтально. Если обозначить угол поворота ротора относительно неподвижной системы координат  $(\alpha, \beta)$  через  $\theta_c$ , то этому положению соответствует значение  $\theta_c = 0$ .

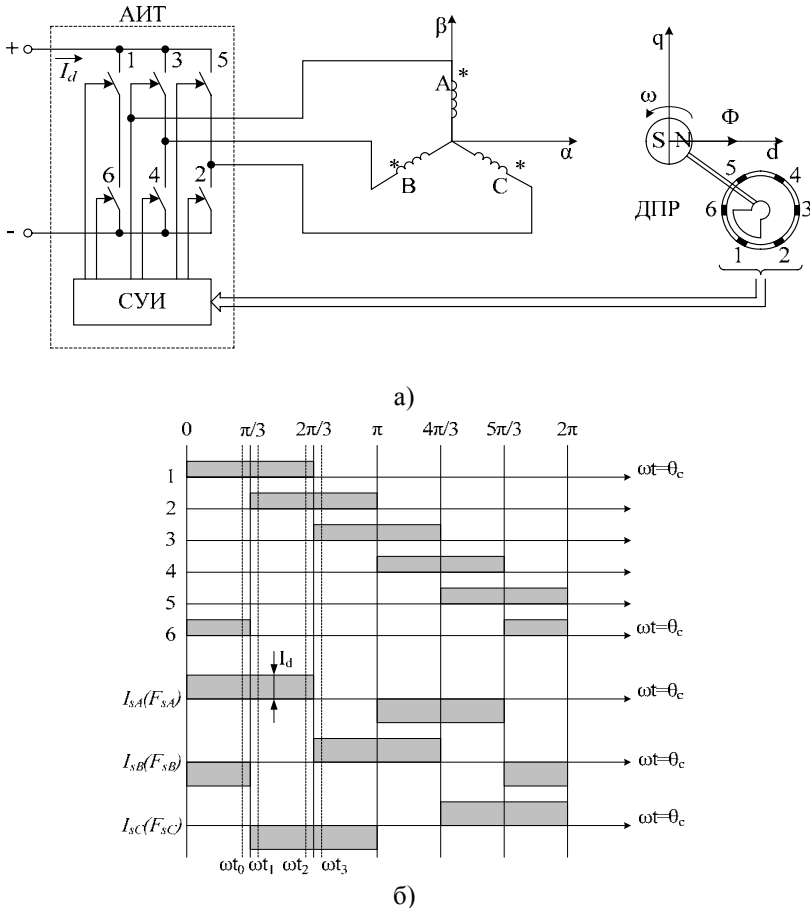


Рис.14.5. Бесконтактный двигатель постоянного тока: а – структура двигателя; б – алгоритм включения ключей инвертора и форма фазных токов

На рис.14.6 для трех моментов времени показано взаимное расположение пространственных векторов намагничивающих сил  $\vec{F}_{sA}$ ,  $\vec{F}_{sB}$ ,

$\vec{F}_{sC}$  фазных обмоток статора. В каждый момент времени ток  $I_{sd}$  протекает через две из них. Там же показано положение вектора результирующей намагничивающей силы  $\vec{F}_s$  и магнитного потока ротора  $\vec{\Phi}$ . Вектор результирующей намагничивающей силы определен как геометрическая сумма намагничивающих сил двух фаз, обтекаемых током, с учетом направления тока относительно начала и конца обмотки. Начала обмоток отмечены значком \*.

При вращении двигателя против хода часовой стрелки в момент времени  $t_1$ , непосредственно следующий за моментом времени  $t_0$  (см. рис.14.5,а), замкнулся ключ инвертора 2 вместо разомкнувшегося ключа 6. Ток протекает от начала к концу фазы А и от конца к началу фазы С, что определяет положение векторов  $\vec{F}_{sA}$  и  $\vec{F}_{sB}$  и результирующего вектора  $\vec{F}_s$  (см. рис.14.6,а). Ротор, а следовательно, и связанный с ним вектор потока  $\vec{\Phi}$  еще находятся в положении, показанном на рис.14.5,а. Двигатель развивает электромагнитный момент

$$M_d = \frac{3}{2} Z_p |\vec{F}_s| |\vec{\Phi}| \sin \theta,$$

где  $|\vec{F}_s|$ ,  $|\vec{\Phi}|$  – модули намагничивающей силы и магнитного потока ротора соответственно;  $\theta$  – угол между векторами, равный в данный момент времени  $2\pi/3$  рад.

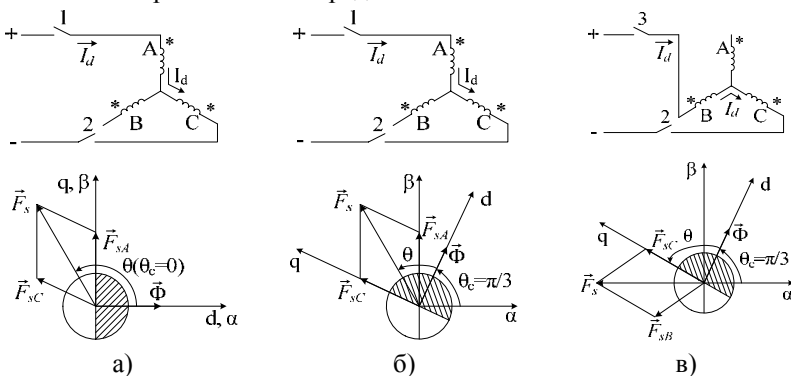


Рис.14.6. Положение пространственного вектора намагничивающей силы в бесконтактном двигателе постоянного тока:

а – при  $t = t_1$ ; б – при  $t = t_2$ ; в – при  $t = t_3$

Под действием электромагнитного момента ротор двигателя поворачивается против часовой стрелки и угол  $\theta$  уменьшается. Когда он

уменьшится до значения  $\pi/2$ , момент двигателя достигнет максимума, а при дальнейшем уменьшении угла момент начнет уменьшаться. Когда при  $\omega t = \omega t_2$  угол  $\theta$  станет равным  $\theta_c = \pi/3$  рад (см. рис.14.6, б), момент двигателя уменьшится до значения, существовавшего при  $\omega t = \omega t_1$ . Если бы состояние ключей инвертора и далее оставалось неизменным, то ротор продолжал бы поворачиваться, стремясь к положению, при котором пространственные векторы  $\vec{F}_s$  и  $\vec{\Phi}$  совпадают. Однако при  $\theta = \pi/3$  рад разомкнётся ключ 1 и замкнется ключ 3, что соответствует  $\omega t = \omega t_3$  (см. рис.14.5). В результате вектор  $\vec{F}_s$  скачком повернется на  $\pi/3$  рад (см. рис.14.6, в). Взаимное расположение векторов оказывается при этом таким же, как и на рис.14.6,а, но положение ротора отличается от исходного положения на  $\pi/3$  рад. Описанный процесс повторяется непрерывно, и двигатель вращается.

Момент двигателя и скорость имеют пульсирующий характер. Уровень пульсаций скорости при данном уровне пульсаций момента двигателя зависит от момента инерции привода и проявляется тем больше, чем момент инерции меньше.

Так же как в приводе с асинхронным двигателем, работающим с автономным инвертором тока, в приводе с описанным двигателем необходимо наличие замкнутого контура регулирования скорости. Тогда изменение, например увеличение сигнала задания скорости, приводит к увеличению значения тока  $I_d$  и намагничивающей силы  $F_s$ . Момент двигателя увеличивается, что, в свою очередь, вызывает увеличение скорости. Если момент нагрузки при этом остается неизменным, то по окончании переходного процесса ток  $I_d$ , а следовательно, и момент двигателя вернутся к прежнему значению.

Наличие существенных пульсаций момента и связанная с этим неравномерность вращения двигателя являются одним из основных недостатков рассмотренного принципа построения привода. Этот недостаток устраняется переходом к синусоидальной форме тока в обмотках статора. Частота этого тока, так же как и в рассмотренной схеме, должна определяться датчиком положения ротора.

### 14.3. Принцип построения и математическое описание электропривода с вентильным двигателем на основе двухфазной синхронной машины

Примером электропривода с вентильным двигателем на основе двухфазной синхронной машины с постоянными магнитами на роторе является привод с двигателем ДБМ. Структура электропривода с двигателем ДБМ представлена на рис.14.7,а [26]. На обмотки статора А и В, сдвинутые в пространстве друг относительно друга на угол  $90^\circ / Z_p$ , т.е. на 90 эл. град., подаются синусоидальные напряжения переменного тока  $U_{sA}$  и  $U_{sB}$ . Для образования кругового вращающегося магнитного поля эти напряжения должны быть сдвинуты друг от друга на  $\omega_{0эл} t = 90^\circ$  во времени. Усилители мощности  $Y_A$  и  $Y_B$  усиливают входные синусоидальные сигналы  $U_{sAz}$  и  $U_{sBz}$ , поступающие с преобразователя координат (ПК). Преобразователь координат преобразует сигналы постоянного тока  $U_{dz}$  и  $U_{qz}$  в сигналы переменного тока. Вектор потока постоянных магнитов  $\vec{\Phi}$  и вектор потокосцепления статора от этого потока  $\vec{\Psi}_f$ , жестко связанные с ротором, направлены по продольной оси  $d$ . Вектор  $\vec{\Psi}_f$  показан на рис.14.7,б. Угол  $\theta_c$ , представляющий собой текущее значение угла поворота вращающейся системы координат  $(d, q)$  относительно неподвижной системы координат  $(\alpha, \beta)$ , является и углом поворота ротора в электрическом пространстве. Он измеряется датчиком положения ротора (ДПР), которым в приводе с двигателем ДБМ служит синусно-косинусный вращающийся трансформатор. В дальнейшем будем считать, что датчик положения ротора установлен так, что измеряемый им угол  $\theta_c$  равен нулю при совпадении оси  $d$  вращающейся системы координат с осью  $\alpha$  неподвижной системы координат.

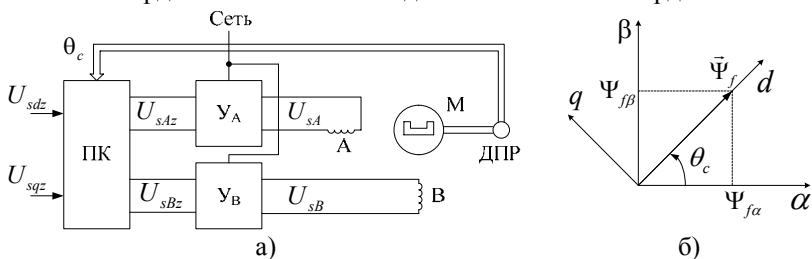


Рис.14.7. Вентильный двигатель на основе машины типа ДБМ:  
а – структура; б – вектор потокосцепления в двух системах координат



Учитывая, что рассматриваемая машина выполнена с неявнополюсным ротором ( $L_s = L_{sd} = L_{sq}$ ), уравнения, описывающие электромагнитные процессы во вращающейся системе координат  $(d, q)$ , будут иметь вид

$$\begin{aligned} U_{sd} &= R_s I_{sd} + p\Psi_{sd} - \omega_{0эл} \Psi_{sq}; \\ U_{sq} &= R_s I_{sq} + p\Psi_{sq} + \omega_{0эл} \Psi_{sd}; \\ \Psi_{sd} &= L_s I_{sd} + \Psi_{fd}; \\ \Psi_{sq} &= L_s I_{sq}. \end{aligned}$$

Или в форме пространственных векторов:

$$\begin{aligned} \vec{U}_{sd-q} &= R_s \vec{I}_{sd-q} + p\vec{\Psi}_{sd-q} + jZ_p \omega \vec{\Psi}_{sd-q}; \\ \vec{\Psi}_{sd-q} &= L_s \vec{I}_{sd-q} + \vec{\Psi}_f. \end{aligned} \quad (14.5)$$

С учетом того, что  $\vec{\Psi}_f = const$  и  $p\vec{\Psi}_f = d\vec{\Psi}_f / dt = 0$ , после подстановки второго равенства в первое получим

$$\vec{U}_{sd-q} = R_s [(T_s p + 1) + jZ_p \omega T_s] \vec{I}_{sd-q} + j\vec{E}, \quad (14.6)$$

где  $j\vec{E}$  – вектор ЭДС вращения, направленный по оси  $q$  вращающейся системы координат,  $j\vec{E} = jZ_p \omega \vec{\Psi}_f$ ;  $T_s$  – постоянная времени статорной обмотки,  $T_s = L_s / R_s$ .

Момент двухфазного двигателя с постоянными магнитами

$$M_d = Z_p I_q \Psi_f. \quad (14.7)$$

Из этих выражений следует, что при  $\Psi_f = const$  электромагнитный момент двигателя однозначно определяется составляющей тока  $I_{sq}$ . Следовательно, наиболее экономичным режимом работы вентильного двигателя является такой, при котором обеспечивается равенство нулю тока  $I_{sd}$ , что соответствует наименьшему значению тока, потребляемого при данной нагрузке.

Переходя от (14.5) к неподвижной системе координат  $(\alpha, \beta)$ , получим

$$\begin{aligned} \vec{U}_{s\alpha-\beta} &= R_s \vec{I}_{s\alpha-\beta} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{s\alpha-\beta}; \\ \vec{\Psi}_{s\alpha-\beta} &= L_s \vec{I}_{s\alpha-\beta} + \vec{\Psi}_{f\alpha-\beta}. \end{aligned}$$

Вектор  $\vec{\Psi}_f$  в неподвижной системе координат запишется в виде

$$\vec{\Psi}_{f\alpha-\beta} = \Psi_f (\cos \theta_c + j \sin \theta_c).$$

С учетом этого проекции вектора напряжения статора выразятся как

$$U_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + L_s p I_{s\alpha} - \Psi_f \omega_{0\text{эл}} \sin \theta_c;$$

$$U_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + L_s p I_{s\beta} - \Psi_f \omega_{0\text{эл}} \cos \theta_c.$$

В этих равенствах сомножитель  $\Psi_f \omega_{0\text{эл}} = Z_p \Psi_f \omega$  представляет собой модуль вектора ЭДС вращения, а  $Z_p \Psi_f$  – коэффициент пропорциональности между этой ЭДС и скоростью. Он же является и коэффициентом пропорциональности между электромагнитным моментом и проекцией тока статора по оси  $q$  в формуле (14.7). Введем обозначение  $c'_D = Z_p \Psi_f$ .

Для двухфазной машины проекции векторов тока и напряжения на оси неподвижной системы координат — это токи статорных обмоток А и В и напряжения на их зажимах. Поэтому при дальнейшем рассмотрении вентильного двигателя на основе машины ДБМ заменим индексы  $\alpha$  и  $\beta$  на А и В. Тогда для токов фаз статора можно записать:

$$I_{sA} = \frac{1}{T_s p} \left( \frac{U_{sA}}{R_s} - I_{sA} + \frac{c'_D \omega}{R_s} \sin \theta_c \right);$$

$$I_{sB} = \frac{1}{T_s p} \left( \frac{U_{sB}}{R_s} - I_{sB} - \frac{c'_D \omega}{R_s} \cos \theta_c \right).$$
(14.8)

Выражая электромагнитный момент через проекции токов в неподвижной системе координат, получим

$$M_D = c'_D (I_{sB} \cos \theta_c - I_{sA} \sin \theta_c).$$
(14.9)

В состав вентильного двигателя входят усилители мощности (см. рис.14.7, а). Если считать, что они могут быть описаны апериодическими звеньями с постоянной времени  $T_y$  и коэффициентом усиления  $k_y$ , то в неподвижной системе координат их математическое описание будет представлено выражениями

$$U_A = (k_y U_{Az} - U_A) / T_y p;$$

$$U_B = (k_y U_{Bz} - U_B) / T_y p.$$
(14.10)

Работа преобразователя координат (ПК) описывается выражениями

$$\begin{aligned} U_{sAz} &= U_{sd} \cos \theta_c - U_{sq} \sin \theta_c ; \\ U_{sBz} &= U_{sd} \sin \theta_c + U_{sq} \cos \theta_c . \end{aligned} \quad (14.11)$$

Структурная схема вентильного двигателя на основе двухфазного ДБМ, построенная на основании выражений (14.8)...(14.11), представлена на рис.14.8. Поскольку синхронный двигатель и усилитель мощности представлены в неподвижной системе координат, показанные на структурной схеме напряжения  $U_{sAz}$ ,  $U_{sBz}$ , так же как токи фаз статора  $I_{sA}$  и  $I_{sB}$ , представляют собой синусоидальные величины, угловая частота которых связана со скоростью двигателя равенством  $\omega_{0эл} = Z_p \omega$ . В отличие от них сигналы на входе преобразователя координат  $U_{sdz}$  и  $U_{sqz}$  являются сигналами постоянного тока.

Поскольку в рассматриваемом случае двигатель управляется сигналами напряжения, следует определить, какими должны быть напряжения  $U_{sd}$  и  $U_{sq}$ , чтобы выполнялось равенство  $I_{sd} = 0$ . Допустим сначала, что индуктивность фазной обмотки пренебрежимо мала, т. е.  $T_s = 0$ . Тогда на основании формулы (14.6) выражения для напряжений в проекциях переменных на оси вращающейся системы координат запишутся в виде

$$\begin{aligned} U_{sd} &= R_s I_{sd} ; \\ U_{sq} &= R_s I_{sq} + E . \end{aligned} \quad (14.12)$$

Это подтверждает то очевидное обстоятельство, что при  $T_s = 0$  для получения экономичного режима достаточно в процессе управления вентильным двигателем поддерживать равным нулю напряжение по продольной оси  $U_{sd} = 0$ . Однако в реальном вентильном двигателе  $T_s \neq 0$  и вектор тока  $\vec{I}_s$  отстает от вектора напряжения  $\vec{U}_s$  на некоторый угол  $\gamma$ , а ток по оси  $d$  не равен нулю (рис.14.9).

Для обеспечения равенства  $I_{sd} = 0$  надо воздействовать на составляющие напряжения на статоре. Требуемый характер изменения  $U_{sd}$  в процессе управления вентильным двигателем может быть определен на основании выражения (14.6). Запишем его в виде проекций векторов на оси вращающейся системы координат:

$$\begin{aligned}
U_{sd} &= R_s (T_s p + 1) I_{sd} - R_s Z_p \omega T_s I_{sq} ; \\
U_{sq} &= R_s Z_p \omega T_s I_{sd} + R_s (T_s p + 1) I_{sq} + E .
\end{aligned}$$

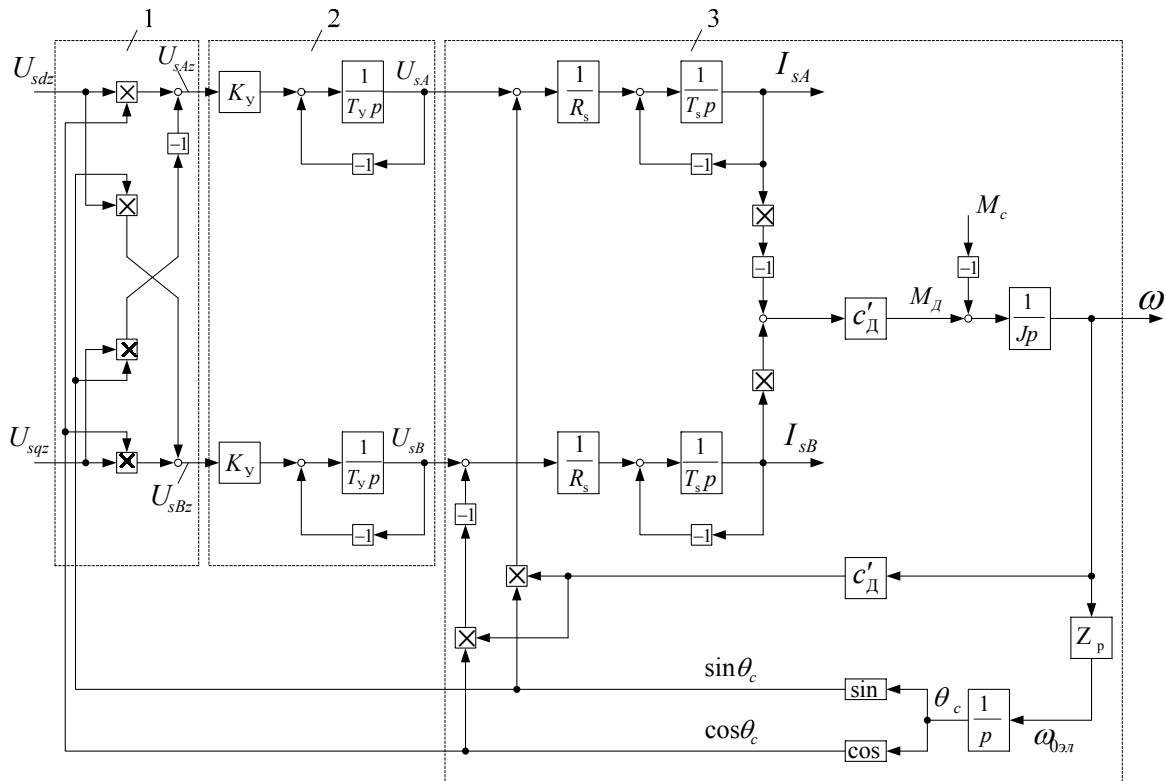


Рис.14.8. Структурная схема вентильного двигателя на основе машины ДБМ в неподвижной системе координат:  
1 – преобразователь координат; 2 – усилитель мощности; 3 – синхронный двигатель

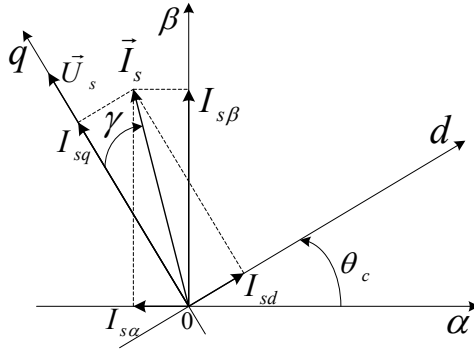


Рис.14.9. Пространственная векторная диаграмма вентильного двигателя

Для определения зависимости тока по продольной оси от проекций пространственного вектора статорного напряжения и ЭДС вращения исключаем из этих формул ток статора по оси  $q$ . После этого выражение для составляющей тока статора по оси  $d$  приобретет вид

$$I_{sd} = \frac{U_{sd}(T_s p + 1) + U_{sq} Z_p \omega T_s - E Z_p \omega T_s}{R_s [(T_s p + 1)^2 + (Z_p \omega T_s)^2]}.$$

Приравняв к нулю числитель, получим, что  $I_{sd} = 0$ , если составляющая напряжения по этой оси будет меняться по закону

$$U_{sd} = \frac{Z_p \omega T_s}{T_s p + 1} (-U_{sq} + E), \quad (14.13)$$

где  $E = c'_d \omega$ .

Таким образом, видно, что  $U_{sd}$  зависит от скорости, т.е. для получения экономичного режима работы двигателя должна применяться специальная коррекция, построенная в соответствии с формулой (4.13). Структурная схема блока коррекции приведена на рис.14.10. Положительный эффект дает и статическая коррекция, которая получается, если в формуле (14.13) принять  $p = 0$ .

Структура блока коррекции усложняется, если нельзя пренебречь инерционностью усилителя мощности. Этот вопрос подробно рассмотрен в работе [26].

Формулы для электромеханической и механической характеристик вентильного двигателя при  $I_{sd} = 0$  получаются из второго равенства (14.12) и выражения для момента двигателя  $M_d = c'_d I_{sq}$ .

Они имеют вид

$$\omega = \frac{U_{sq} - R_s I_{sq}}{c'_d}; \quad \omega = \frac{U_{sq}}{c'_d} - \frac{R_s M}{c'^2_d}.$$

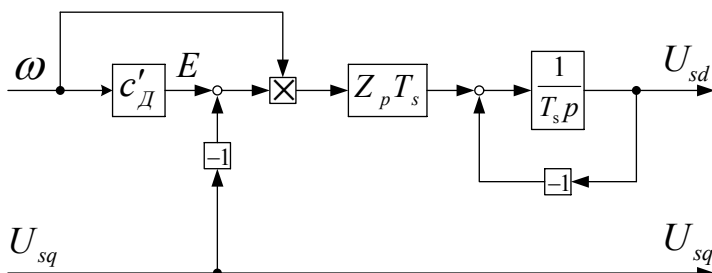


Рис.14.10. Структура блока коррекции

Данные формулы совпадают с формулами для двигателя постоянного тока независимого возбуждения. Прямолинейность характеристик нарушается, если условие равенства нулю составляющей тока по продольной оси не выполняется.

Тормозные режимы вентильного двигателя также совпадают с соответствующими режимами машины постоянного тока, если усилители мощности обеспечивают возможность передачи мощности не только от питающей сети к двигателю, но и от двигателя в питающую сеть.

Описанный способ коррекции не требует измерения токов, что может рассматриваться как его достоинство.

#### 14.4. Математическое описание электропривода с вентильным двигателем на основе трехфазной синхронной машины

Принцип построения вентильного двигателя на основе двигателя ДБМ справедлив и при рассмотрении вентильного двигателя на основе трехфазной синхронной машины с постоянными магнитами и неявнополюсным ротором. Структура трехфазного вентильного двигателя показана на рис.14.11. Отличие от структуры двухфазного двигателя (см. рис.14.8) состоит в том, что обмотка статора двигателя питается от преобразователя частоты с трехфазным инвертором АИН, переключение ключей которого выполняется в зависимости от угла поворота ротора двигателя  $\theta_c$ . В преобразователе координат выполняется преобразование сигналов задания напряжения во вращающейся системе координат  $U_{sdz}$  и  $U_{sqz}$  в трехфазную систему синусоидальных задающих сигналов  $U_{sAz}$ ,  $U_{sBz}$ ,  $U_{sCz}$ , частота которых определяется скоростью двигателя. Задача получения эффективного управления, при ко-

тором ток статора по продольной оси равен нулю, актуальна и в этом случае.

Рассмотрим структурную схему вентильного двигателя во вращающейся с синхронной скоростью системе координат  $(d, q)$ . Для этого обратимся к записанному во вращающейся системе координат выражению (14.6), представив векторы  $\vec{U}_{sd-q}$  и  $\vec{I}_{sd-q}$  в виде проекций на оси  $d$  и  $q$ :

$$U_{sd} = R_s (T_s p + 1) I_{sd} - R_s Z_p \omega T_s I_{sq};$$

$$U_{sq} = R_s (T_s p + 1) I_{sq} + R_s Z_p \omega T_s I_{sd} + E,$$

и определим из этих равенств проекции вектора тока статора:

$$I_{sd} = \frac{1}{T_s p + 1} \left( \frac{U_{sd}}{R_s} + Z_p \omega T_s I_{sq} \right);$$

$$I_{sq} = \frac{1}{T_s p + 1} \left( \frac{U_{sq}}{R_s} - Z_p \omega T_s I_{sd} - \frac{E}{R_s} \right).$$

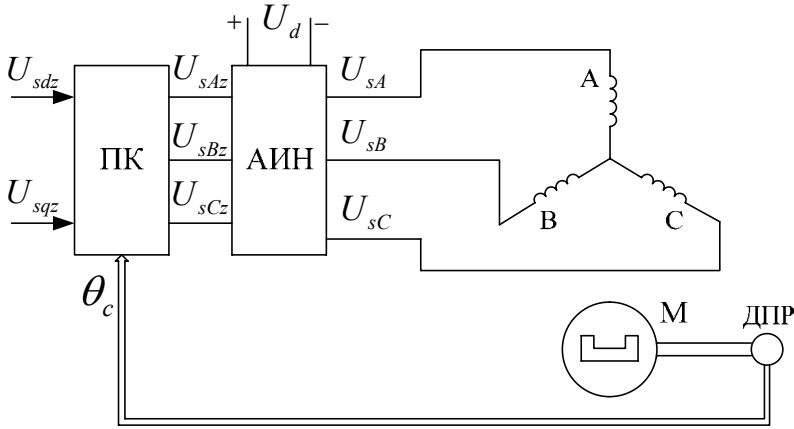


Рис.14.11. Структура трехфазного вентильного двигателя

При постоянном потокоцеплении  $\Psi_f$  ток статора по поперечной оси однозначно определяет электромагнитный момент двигателя, как

$$M_d = \frac{3}{2} Z_p I_{sq} \Psi_f.$$



Инерционность инвертора с ШИМ может быть охарактеризована чистым запаздыванием на величину периода широтно-импульсной модуляции  $T_{ШИМ}$ . Упростим задачу его описания, рассматривая инвертор АИН как линейный усилитель мощности с коэффициентом усиления  $k_H$  и постоянной времени  $T_H = T_{ШИМ}$ , т.е. представляя его математическое описание в виде

$$pU_{sA} = (k_H U_{sAz} - U_{sA}) / T_H;$$

$$pU_{sB} = (k_H U_{sBz} - U_{sB}) / T_H;$$

$$pU_{sC} = (k_H U_{sCz} - U_{sC}) / T_H.$$

С учетом координатных преобразований векторное описание инвертора во вращающейся системе координат  $(d, q)$  без учета эффекта ограничения выходных сигналов будет иметь вид

$$\begin{aligned} U_{sd} &= (k_H U_{sdz} + Z_p \omega T_H U_{sq}) / (T_H p + 1); \\ U_{sq} &= (k_H U_{sqz} - Z_p \omega T_H U_{sd}) / (T_H p + 1). \end{aligned} \quad (14.17)$$

Структурная схема вентильного двигателя, включающая в себя синхронный двигатель и инвертор, управляемый в функции угла поворота ротора, построенная на основе выражений (14.16), (14.15) и (14.17) с учетом уравнения механики  $\omega = (M_d - M_c) / (Jp)$ , представлена на рис.14.12.

Регулирование токов по осям  $d$  и  $q$  осуществляется в регуляторах, имеющих одинаковые передаточные функции  $W_{pT}(p)$ . Ток по оси  $d$  обычно задается нулевым. Сигнал задания тока по поперечной оси  $I_{sqz}$  является при этом сигналом задания момента двигателя.

На рис.14.13 приведены пространственные векторные диаграммы вентильного двигателя, построенные на основании равенств (14.14) в установившемся режиме, когда  $p = d/dt = 0$ . С учетом выражения для постоянной времени статорной обмотки  $T_s = L_s / R_s$ , откуда

$$\begin{aligned} R_s T_s &= L_s, \text{ эти равенства записываются как} \\ U_{sd} &= R_s I_{sd} - Z_p \omega L_s I_{sq}; \\ U_{sq} &= R_s I_{sq} - Z_p \omega L_s I_{sd} + E. \end{aligned} \quad (14.18)$$

При  $I_{sd} = 0$  они приобретают вид

$$U_{sd} = R_s I_{sd} - Z_p \omega L_s I_{sq}; \quad U_{sq} = R_s I_{sq} + E.$$

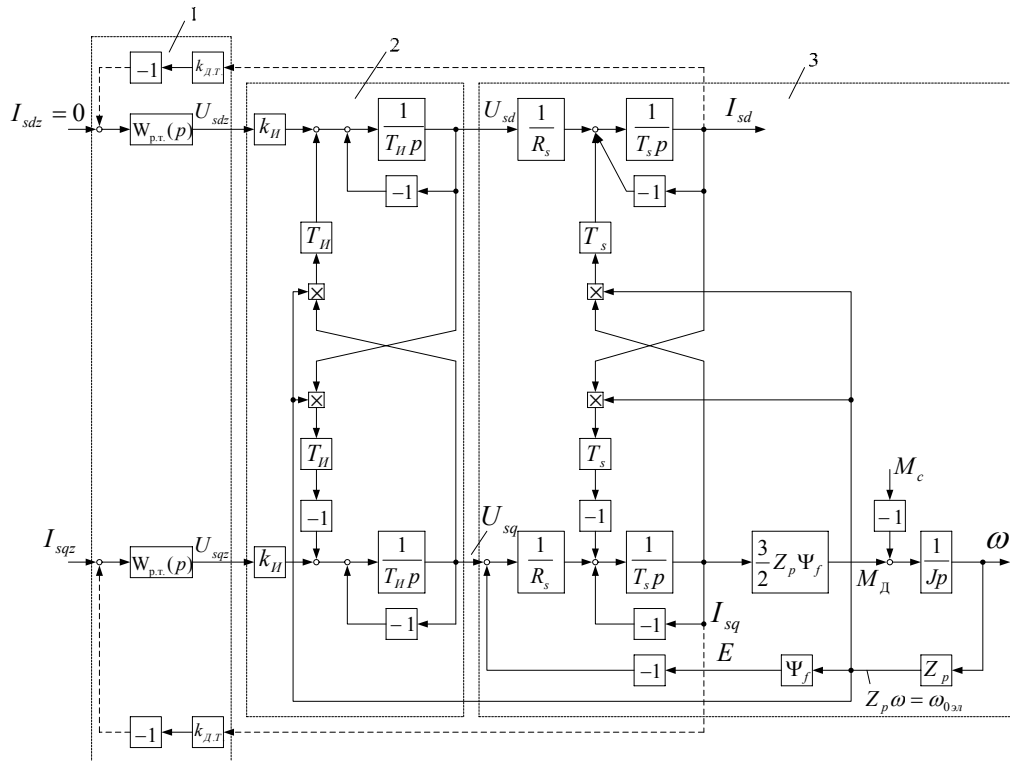


Рис.14.12. Структурная схема вентильного двигателя с инвертором, управляемым током, во вращающейся системе координат:  
1 – контуры токов, 2 – инвертор, 3 – синхронный двигатель

Этим выражениям соответствует векторная диаграмма, приведенная на рис.14.13,а, где вектор ЭДС  $\vec{E}$  опережает вектор потокосцепления ротора  $\vec{\Psi}_f$ , направленный по оси  $d$ , на  $90^\circ$ .

Вектор тока статора направлен по оси  $q$ , совпадающей с направлением вектора ЭДС, и отстает от вектора напряжения на угол  $\gamma$ , значение которого зависит от значения тока статора, т. е. от момента нагрузки.

В вентильном двигателе на основе синхронной машины с постоянными магнитами на роторе непосредственное регулирование потока ротора невозможно. Вместе с тем необходимость «ослабления потока» может возникнуть на высоких скоростях, когда ЭДС  $E = c'_d = Z_p \Psi_f \omega$  близка к максимально возможному значению напряжения на статоре, которое ограничено значением номинального напряжения инвертора (преобразователя частоты), и запас по напряжению мал. Это может привести к тому, что напряжение ограничится, следствием чего явятся ограничение динамического тока и момента в динамических режимах и ухудшение качества реакции привода на изменение нагрузки.

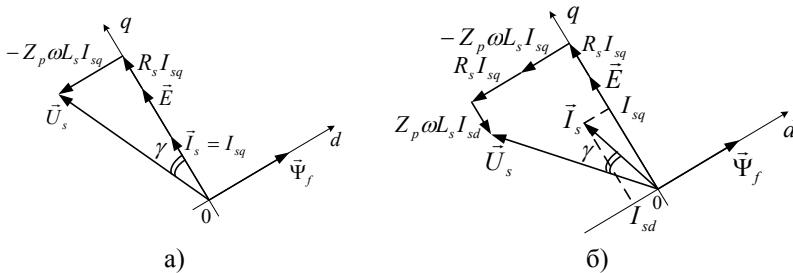


Рис.14.13. Векторные диаграммы вентильного двигателя:

а – при  $I_{sd} = 0$ ; б – при  $I_{sd} < 0$

Выход из положения состоит в организации режима «ослабление поля» путем задания на верхних скоростях отрицательной составляющей вектора тока по оси  $d$ . Сказанное иллюстрирует векторная диаграмма рис.14.13,б, построенная на основании формулы (14.18) при  $I_{sd} < 0$ . Наличие слагаемого  $Z_p \omega L_s I_{sd}$  при отрицательном значении тока  $I_{sd}$  приводит к уменьшению напряжения  $U_s$  при том же значении ЭДС, что и на рис.14.13,а. Конечно, применение такого способа управления приводит к увеличению суммарного тока статора при данном значении момента нагрузки и характеризуется относительно небольшим диапазоном регулирования скорости.

В отличие от вентильного двигателя на основе машины с неявно-полюсным ротором в машине, у которой ротор имеет явно выраженные полюса (явнополюсный ротор), индуктивности обмотки статора по продольной и поперечной осям различны. Для рассмотрения задачи эффективного использования вентильного двигателя с явнополюсным ротором обратимся к выражению для электромагнитного момента

$$M_{\mathcal{D}} = (3/2)Z_p [\Psi_f I_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) I_{sd} I_{sq}]. \quad (14.19)$$

Очевидно, что в отличие от вентильного двигателя на основе машины с неявнополюсным ротором момент двигателя в рассматриваемом случае определяется не только составляющей тока по поперечной оси  $q$ , но и составляющей по продольной оси  $d$ . Поэтому задача получения режима, в котором требуемый момент будет создаваться при минимально возможном токе статора, не сводится к задаче обеспечения равенства  $I_{sd} = 0$ , а требует иного подхода. Этот подход состоит в таком построении системы управления вентильного двигателя, при котором минимизируется значение полного тока статора  $I_s = \sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2}$ .

Для получения требуемых зависимостей воспользуемся равенством (14.19) в относительных единицах, приняв за базовое значение электромагнитного момента  $M_{\bar{\sigma}} = (3/2)Z_p \Psi_f I_{\bar{\sigma}}$ , а за базовый ток

$I_{\bar{\sigma}} = \Psi_f / (L_{sd} - L_{sq})$ . Тогда выражение для момента двигателя будет иметь вид

$$\bar{M}_{\mathcal{D}} = \bar{I}_{sq} (1 - \bar{I}_{sd}), \quad (14.20)$$

где  $\bar{M}_{\mathcal{D}}$ ,  $\bar{I}_{sq}$ ,  $\bar{I}_{sd}$  — соответственно момент двигателя и токи статора в относительных единицах.

Пользуясь этим выражением, можно при данном значении момента рассчитать то соотношение токов  $\bar{I}_{sd}$  и  $\bar{I}_{sq}$ , при котором будет выполнено требование  $\bar{I}_s = \sqrt{\bar{I}_{sd}^2 + \bar{I}_{sq}^2} = \min$ .

На рис.14.14 в виде зависимостей  $\bar{I}_{sq} = f(\bar{I}_{sd})$  показаны результаты расчета по выражению (14.20) для нескольких значений момента двигателя. В процессе расчета на каждой из них были отмечены точки  $a$ ,  $b$ ,  $c$  и  $d$ , соответствующие минимуму тока  $\bar{I}_s$ . По этим точкам построена кривая  $0abcd$ , позволяющая при данном моменте опреде-

лить во вращающейся системе координат требуемые соотношения составляющих тока статора по осям  $d$  и  $q$ .

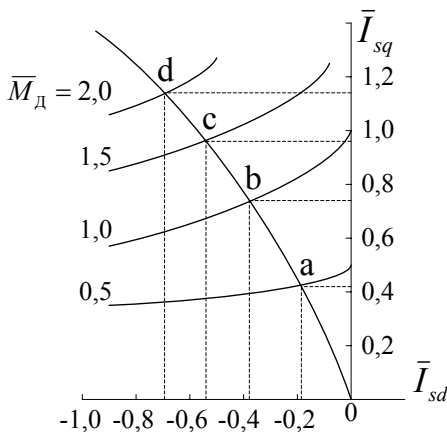


Рис.14.14. Кривая требуемого соотношения токов по продольной и поперечной осям вентильного двигателя с явнополюсным ротором

#### 14.5. Системы управления электроприводом с вентильным двигателем

Пример построения системы однозонного регулирования скорости в электроприводе с неявнополюсным синхронным двигателем с постоянными магнитами при управлении от преобразователя частоты с ШИМ-инвертором напряжения рассмотрен в разд. 14.1. Если в качестве преобразователя частоты применяется преобразователь с ШИМ-инвертором, управляемым током (например, см. разд. 7.5), то структура системы управления еще более упрощается и фактически сводится к преобразованию токов, заданных в системе координат  $(d, q)$ , в координатную систему  $(A, B, C)$ . При этом  $I_{sdz} = 0$ , а  $I_{sqz}$  формируется непосредственно на выходе регулятора скорости.

Если вентильный двигатель выполнен на основе синхронной машины с явнополюсным ротором, то структура привода включает в себя узел задания токов статора по продольной и поперечной осям. С его помощью каждое значение электромагнитного момента двигателя достигается при минимально возможном токе статора. На рис.14.15 показана функциональная схема системы регулирования скорости электропривода с таким двигателем. В ней этот узел выполнен в виде двух функциональных преобразователей ФП1 и ФП2. Поскольку в машине с постоянными магнитами на роторе момент однозначно определяется значением тока статора, сигнал на выходе регулятора тока можно рас-

смагивать как сигнал задания момента и включить функциональные преобразователи на выход регулятора скорости.

Приведенные на рис.14.16 характеристики преобразователей ФП1 и ФП2, представляющие собой зависимости сигналов задания тока по прямой и квадратурной осям  $\bar{I}_{sdz} = f(\bar{M}_{Дз})$  и  $\bar{I}_{sqz} = f(\bar{M}_{Дз})$ , строятся по результатам расчета, ход которого поясняет рис.14.14. На нем, так же как и на рис.14.14, переменные представлены в относительных единицах.

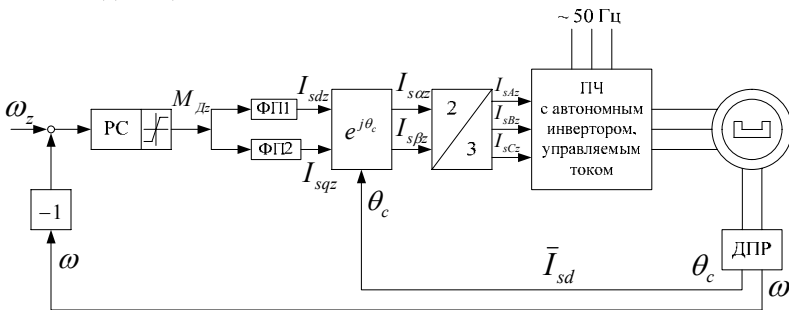


Рис.14.15. Электропривод с вентильным двигателем на основе синхронной машины с явнополюсным ротором

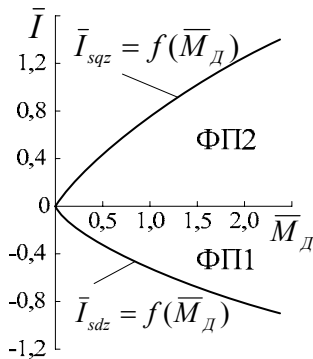


Рис.14.16. Характеристики функциональных преобразователей ФП1 и ФП2

В приводах постоянного тока с двигателями независимого возбуждения и в приводах переменного тока с асинхронными двигателями при векторном управлении находят применение системы двухзонного регулирования скорости. Режим двухзонного регулирования может быть реализован и в приводе с вентильным двигателем. При этом, если двигатель выполнен на основе машины с неявнополюсным ротором, в диапазоне от нуля до номинальной скорости поддерживается равенст-

во нулю составляющей тока статора по оси  $d$  и одновременно изменяются частота и напряжение преобразователя частоты, а в верхней части диапазона, когда напряжение достигло номинального значения и дальнейшее его увеличение недопустимо, увеличивается только частота, а ток по оси  $d$  равным нулю не поддерживается. Для пояснения обратимся к выражению (14.6) для пространственного вектора напряжения во вращающейся системе координат, приняв в нем  $p = 0$  и имея в виду, что  $\vec{I}_{sd-q} = I_{sd} + jI_{sq}$  и  $T_s = L_s / R_s$ :

$$\vec{U}_{sd-q} = (R_s + jZ_p \omega L_s) I_{sd} + j[(R_s + jZ_p L_s) I_{sq} + E]. \quad (14.21)$$

В части диапазона, где скорость двигателя меньше номинальной, составляющая тока статора по оси  $d$  поддерживается равной нулю и напряжение определяется выражением

$$\vec{U}_{sd-q} = -Z_p \omega L_s I_{sq} + j(R_s I_{sq} + E).$$

Соответствующая векторная диаграмма показана на рис.14.17,а. На ней угол  $\delta$  между вектором тока  $\vec{I}_s$  и осью  $d$  вращающейся системы координат равен  $90^\circ$ . В номинальном режиме модуль вектора напряжения на статоре определяется выражением

$$|U_{сн}| = \sqrt{(Z_p \omega_n L_s I_{sqн})^2 + (R_s I_{sqн} + E_n)^2},$$

где  $\omega_n$  – номинальная скорость двигателя;  $I_{sqн}$  – составляющая номинального тока двигателя по оси  $q$ ,  $I_{sqн} = I_{сн}$ ;  $E_n$  – номинальная ЭДС вращения,  $E_n = Z_p \omega_n \Psi_f$ .

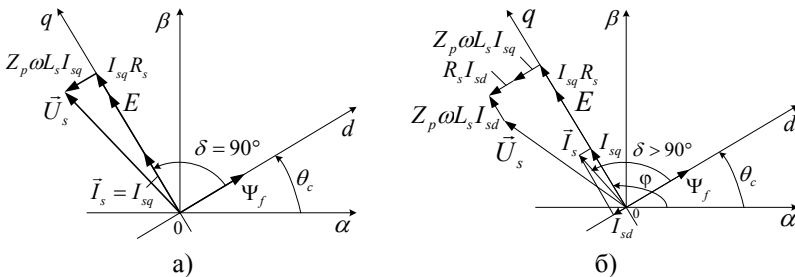


Рис.14.17. Векторные диаграммы при двухзонном регулировании скорости привода с вентильным двигателем: а – при  $I_{sd} = 0$ ; б – при  $I_{sd} < 0$

Составляющая тока  $I_{sqн}$  в соответствии с формулой (14.16) связана с номинальным электромагнитным моментом равенством

$$M_n = \frac{3}{2} Z_p I_{sqn} \Psi_f.$$

Поскольку потокосцепление от потока ротора с постоянными магнитами не может быть изменено, поддержание напряжения постоянным при увеличении скорости до значения, большего номинального, возможно только путем создания составляющей тока  $I_{sd}$ , отличной от нуля. Векторная диаграмма, соответствующая выражению (14.21), показана на рис.14.17,б. Вектор тока при этом сдвигается в сторону опережения, и угол  $\delta > 90^\circ$ . Для конкретного режима значение  $I_{sd}$  может быть найдено в результате решения нелинейного уравнения

$$\sqrt{(R_s I_{sd} - Z_p \omega L_s I_{sq})^2 + (R_s I_{sq} + Z_p \omega L_s I_{sd} + E)^2} = U_{сн}. \quad (14.22)$$

Ток  $I_{sq}$  определяется моментом нагрузки, а ЭДС  $E$  – скоростью  $\omega > \omega_n$ . При этом надо иметь в виду, что в установившемся режиме должно выполняться условие  $I_s = \sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2} \leq I_{сн}$ . Это накладывает ограничение на значение длительно допустимого момента.

Функциональная схема системы двухзонного регулирования скорости с вентильным двигателем представлена на рис.14.18. Обмотки статора двигателя питаются от преобразователя частоты с автономным инвертором, управляемым током. Переменные на входе преобразователя и на выходе обратных связей по току статора представлены не в ортогональной, а в полярной системе координат. Соответственно во входной ступени преобразователя ПКП осуществляется прямое преобразование переменных из полярной системы координат в неподвижную систему координат  $(\alpha, \beta)$ , а выходной ступени преобразователя ПКО – обратное преобразование из неподвижной системы координат  $(\alpha, \beta)$  в полярную. В полярной системе координат вектор тока представляется в виде модуля вектора  $|\vec{I}_s|$  и угла его поворота  $\varphi$  относительно неподвижной системы координат (см. рис.14.17,б). Эти преобразования обозначены на схеме как П–О и О–П.

Система управления выполнена как двухконтурная с контурами регулирования момента и скорости. Выходной сигнал  $I_{sz}$  регулятора момента РМ воздействует на входы блоков *abs* и *sng*, первый из которых представляет собой блок выделения модуля вектора тока, а второй – идеальное реле. Его выходная величина равна +1, если  $I_{sz} > 0$ , равна -1, если  $I_{sz} < 0$ , и равна нулю при  $I_{sz} = 0$ .



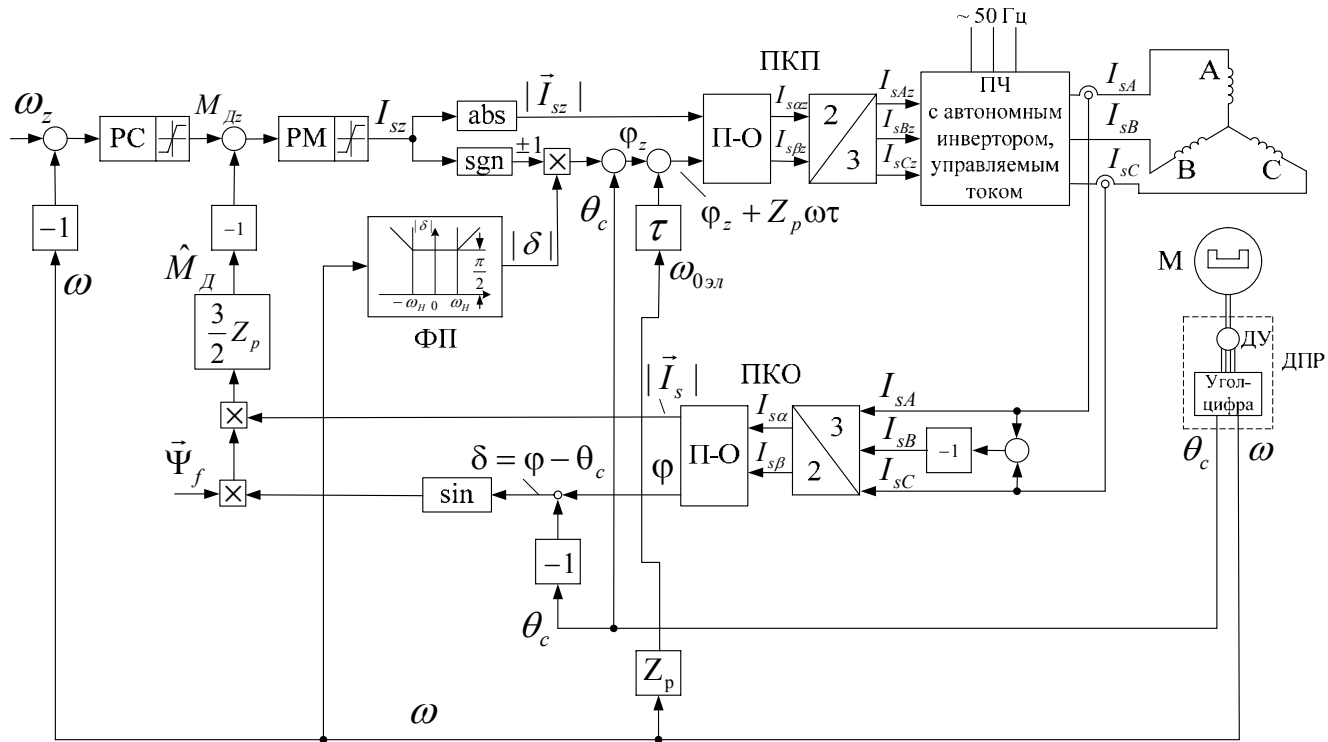


Рис.14.18. Система двухзонного регулирования скорости с вентильным двигателем

В схеме предусмотрен функциональный преобразователь ФП, характеристика которого представляет собой зависимость  $|\delta| = f(\omega)$ . После умножения на выходной сигнал блока  $\text{sgn}$  угол  $\delta$  приобретает знак сигнала на выходе РМ и суммируется с сигналом  $\theta_c$  датчика положения ротора, представляющим собой угол поворота ротора и связанного с ним вектора  $\vec{\Psi}_f$  в электрическом пространстве. Результатом суммирования является непрерывно изменяющийся во времени угол поворота вектора тока относительно неподвижной системы координат. При работе на скорости, не превышающей номинального значения, сигнал на выходе ФП соответствует  $|\delta| = 90^\circ$ , чем обеспечивается равенство нулю составляющей тока  $I_{sd}$ . При  $\omega > \omega_n$  задание угла  $|\delta|$  растет, что приводит к появлению отрицательной составляющей тока  $I_{sd}$  (см. рис.14.17,б).

Для компенсации запаздывания в преобразователе частоты, проявляющегося в отставании синусоид фазных напряжений от соответствующих сигналов задания, к углу  $\varphi_z$  добавляется опережающий угол  $Z_p \omega \tau$ , зависящий от частоты напряжения на выходе инвертора, т.е. в синхронной машине – от скорости двигателя, и времени запаздывания.

В блоке П–О преобразователя координат прямого канала выполняется расчет составляющих тока статора в неподвижной системе координат:

$$I_{s\alpha z} = |\vec{I}_{sz}| \cos(\varphi_z + Z_p \omega \tau); I_{s\beta z} = |\vec{I}_{sz}| \sin(\varphi_z + Z_p \omega \tau).$$

В блоке О–П в цепи обратной связи на основании измеренных значений  $I_{s\alpha}$  и  $I_{s\beta}$  определяются истинное значение модуля вектора тока и угол поворота вектора относительно неподвижной системы координат:

$$|\vec{I}_s| = \sqrt{I_{s\alpha}^2 + I_{s\beta}^2}; \varphi = \arccos(I_{s\alpha} / |\vec{I}_s|).$$

Значение момента двигателя определяется как  $M_d = (3/2) Z_p \Psi_f I_{sq}$  или с учетом того, что

$$I_{sq} = |\vec{I}_s| \cos(\varphi - \theta_c - 90^\circ) = |\vec{I}_s| \sin(\varphi - \theta_c), \text{ как}$$

$$\hat{M}_d = (3/2) Z_p \Psi_f |\vec{I}_s| \sin(\varphi - \theta_c) = (3/2) Z_p \Psi_f |\vec{I}_s| \sin \delta,$$

где  $\Psi_f$  – потокосцепление, известная постоянная величина.

Регуляторы РМ и РС имеют ограничения выходного сигнала. Первое из них задает предельное значение динамического тока статора в переходных режимах, а второе – ограничение момента двигателя на допустимом значении.

## 15. Векторное управление рекуперативным выпрямителем напряжения

*Область применения* рекуперативных выпрямителей (в литературе называются также активными выпрямителями, активными фильтрами) – электроприводы, продолжительно работающие в генераторных режимах, а также в режимах частых разгонов и торможений с высокой интенсивностью (крановый электропривод, электропривод станков средней и большой мощности, электропривод транспортных средств). Обеспечивает двунаправленный обмен энергией между питающей трехфазной сетью переменного тока и нагрузкой с высокими показателями качества энергии: форма токов и напряжений – синусоидальная, коэффициент мощности – регулируемый (в том числе равный единице).

Рассмотрим пример построения системы векторного управления рекуперативным выпрямителем [27,16]. Схема рекуперативного выпрямителя напряжения (рис.15.1) включает коммутирующие реакторы  $L$ , полупроводниковый коммутатор на IGBT- ключах (ПК), фильтрующий конденсатор  $C$  и активно-индуктивную нагрузку с источником ЭДС. Роль такой нагрузки может выполнять электропривод переменного тока с инвертором напряжения или электропривод постоянного тока с ШИП.

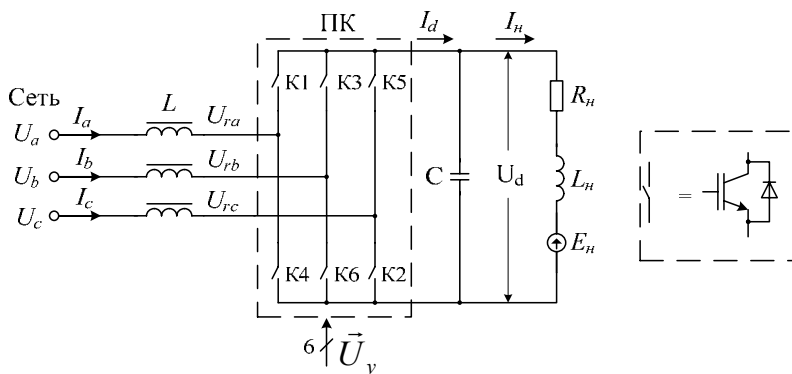


Рис. 15.1. Схема силовой части рекуперативного выпрямителя напряжения

Полупроводниковые ключи выпрямителя будем рассматривать идеальными: переключающимися мгновенно и не имеющими потерь.

Примем также допущение о симметрии входных токов и напряжений:

$$I_a + I_b + I_c = 0; U_a + U_b + U_c = 0.$$

В этом случае математическое описание процессов в выпрямителе можно рассматривать в ортогональной двухфазной системе координат, вращающейся с произвольной частотой  $\omega_k$ .

Векторное уравнение равновесия напряжений для входных цепей выпрямителя запишется в виде

$$\vec{U}_g = \vec{U}_r + R\vec{I} + L \frac{d\vec{I}}{dt} + j\omega_k L\vec{I}_g, \quad (15.1)$$

где  $\vec{U}_g, \vec{U}_r, \vec{I}_g$  – результирующие векторы напряжения сети, входного напряжения и тока выпрямителя.

Уравнение связи между выходным и входным токами выпрямителя получим на основе закона сохранения энергии. Из равенства мгновенных значений входной и выходной мощности выпрямителя с учетом допущения об идеальности его ключей получим

$$U_d I_d = \frac{3}{2} \vec{U}_r \vec{I}_g \quad \text{или} \quad I_d = \frac{3 \vec{U}_r \vec{I}_g}{2 U_d}. \quad (15.2)$$

Процессы в выходной фильтрующей емкости описываются следующим уравнением:

$$C \frac{dU_d}{dt} = I_d - I_n. \quad (15.3)$$

Уравнения (15.1)–(15.3) представляют собой полную математическую модель процессов, происходящих в выпрямителе, при принятых допущениях.

Математическую модель выпрямителя удобно представить в системе координат  $(x, y)$ , ориентированной по вектору напряжения сети

$\vec{U}_g$  [38]. В этом случае

$$\omega_k = \omega_u, U_x = U_g; U_y = 0;$$

$$\begin{bmatrix} I_x \\ I_y \end{bmatrix} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sin(\varphi_u + \frac{\pi}{3}) & \sin(\varphi_u) \\ \cos(\varphi_u + \frac{\pi}{3}) & \cos(\varphi_u) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} U_{rx} \\ U_{ry} \end{bmatrix} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sin(\varphi_u + \frac{\pi}{3}) & \sin(\varphi_u) \\ \cos(\varphi_u + \frac{\pi}{3}) & \cos(\varphi_u) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ra} \\ U_{rb} \end{bmatrix},$$

где  $\varphi_u$  – угловое положение вектора напряжения относительно фазы А сети.

На рис.15.2 показано разложение вектора тока сети  $\vec{I}_g$  на составляющие в системе координат  $(x,y)$ , ориентированной по вектору напряжения сети.

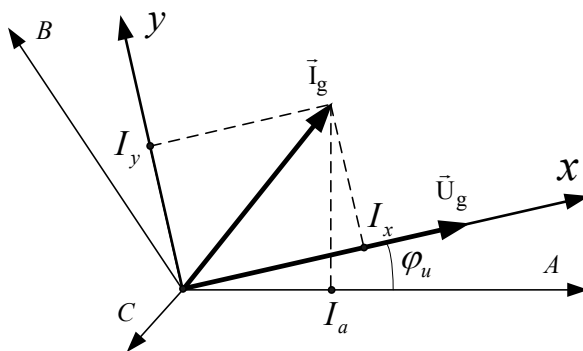


Рис.15.2. Разложение вектора тока  $\vec{I}_g$  на составляющие в осях  $x, y$

Составляющие  $U_g$  и  $\varphi_u$  вычисляются на основе измерения напряжения сети. Уравнения выпрямителя в системе координат  $(x, y)$  примут вид

$$\begin{aligned} L \frac{dI_x}{dt} &= -RI_x + U_g - U_{rx} + \omega_u LI_y; \\ L \frac{dI_y}{dt} &= -RI_y - U_{ry} - \omega_u LI_x; \\ I_d &= \frac{3}{2U_d} (U_{rx} I_x + U_{ry} I_y); \\ C \frac{dU_d}{dt} &= I_d - I_u. \end{aligned} \tag{15.4}$$

На рис.15.3 изображена структурная схема выпрямителя, построенная по данным уравнениям. Здесь  $T = \frac{L}{R}$  – постоянная времени входной цепи выпрямителя.

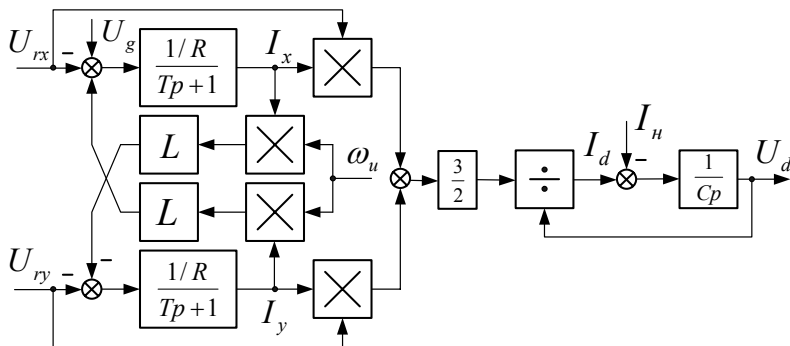


Рис.15.3. Структурная схема выпрямителя

Функциональная схема системы векторного управления рекуперативным выпрямителем представлена на рис.15.4. Система управления реализована в синхронной ортогональной системе координат  $(x, y)$ , ориентированной по вектору напряжения сети, что позволяет отдельно управлять активной ( $I_x$ ) и реактивной ( $I_y$ ) составляющими вектора входного тока выпрямителя  $\vec{I}_g$ .  $U_g, \omega_u$  представляют собой амплитуду и угловую частоту напряжения сети.

Регулирование коэффициента мощности преобразователя осуществляется путем формирования определенного соотношения между заданными значениями активной и реактивной составляющих входного тока ( $I_{xz}, I_{yz}$ ). При  $I_{yz} = 0$  выпрямитель обменивается с сетью только активной энергией.

Блок ориентации выполняет вычисление параметров сетевого напряжения  $U_g, \omega_u, \Phi_u$  по результатам измерения мгновенных значений напряжений в фазах сети, а также осуществляет преобразование входных токов в координатную систему  $(x, y)$ , ориентированную по вектору сетевого напряжения.

Блок компенсации перекрестных связей работает в соответствии с уравнениями

$$U_{kx} = \frac{1}{K_n} \omega_u L I_y; U_{ky} = -\frac{1}{K_n} \omega_u L I_x. \quad (15.5)$$

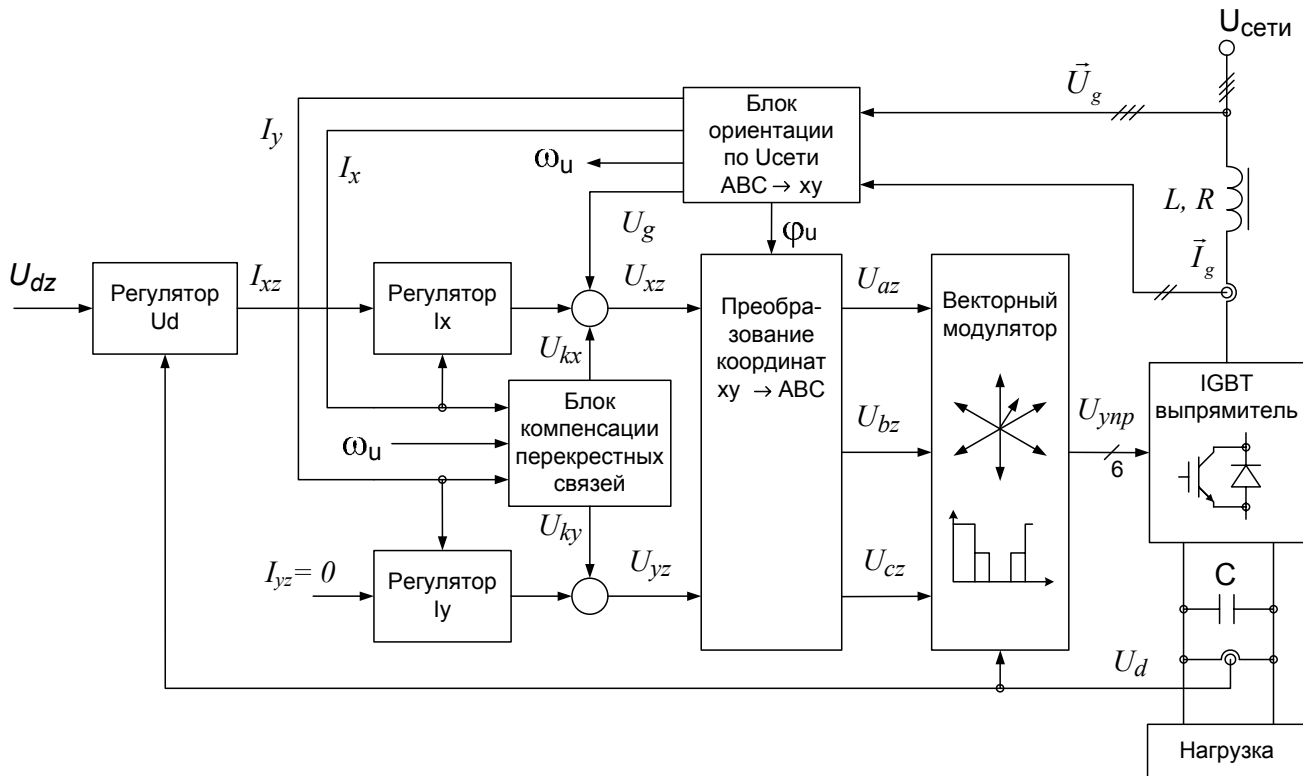


Рис.15.4. Структурная схема системы векторного управления рекуперативным выпрямителем

$$U_{qz} = U_{xz} \cos(\varphi_u) - U_{yz} \sin(\varphi_u);$$

$$U_{bz} = U_{xz} \cos(\varphi_u - \frac{2\pi}{3}) - U_{yz} \sin(\varphi_u - \frac{2\pi}{3}); \quad (15.6)$$

$$U_{cz} = -(U_{az} + U_{bz}).$$

Синтез регуляторов системы векторного управления активным выпрямителем может быть выполнен на основе принципов подчиненного регулирования с учетом компенсации влияния перекрестных связей и возмущающих воздействий.

Структурная схема контура тока по оси  $x$  изображена на рис.15.5.

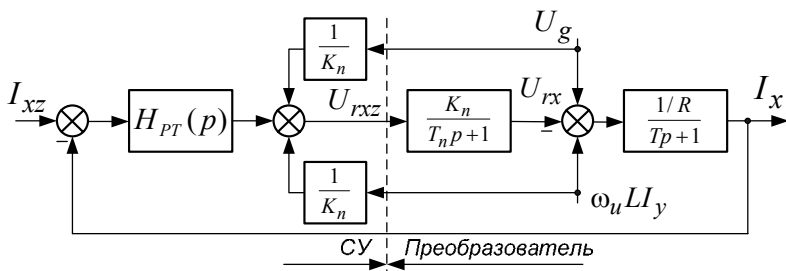


Рис.15.5. Структурная схема контура тока фазы  $x$

Выполняя стандартную настройку контура на модульный оптимум, с учетом компенсации действия возмущающих факторов, получим ПИ-регулятор тока:

$$H_{PT}(P) = K_{pi} + \frac{K_{ii}}{P},$$

$$\text{где } K_{pi} = -\frac{L}{2T_{km}K_n}; K_{ii} = -\frac{R}{2T_{km}K_n}, T_{km} = T_n,$$

$K_n$  – коэффициент передачи выпрямителя;  $T_n$  – постоянная времени выпрямителя, равна периоду модуляции;  $T_{\kappa m}$  – малая некомпенсируемая постоянная времени контура тока.



Синтез процессов в контуре тока по оси  $y$  (рис.15.6) выполняется аналогично. Структура и параметры регуляторов тока по осям  $x$  и  $y$  получаются одинаковыми.

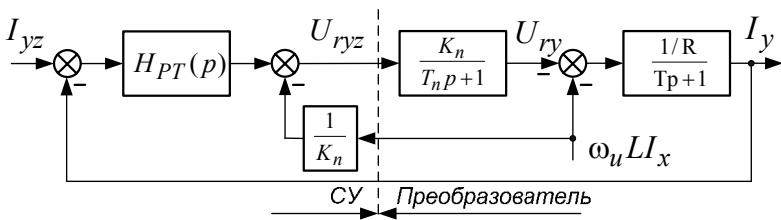


Рис.15.6. Упрощенная структурная схема контура тока фазы  $y$

Передаточные функции замкнутых контуров тока по осям  $x$  и  $y$  принимают вид

$$H_{\kappa\tau}^x(p) = H_{\kappa\tau}^y(p) = \frac{1}{2T_{\kappa\tau}^2 p^2 + 2T_{\kappa\tau} p + 1}.$$

На рис.15.7 изображена структурная схема объекта управления с учетом выполненного синтеза процессов в контурах тока.

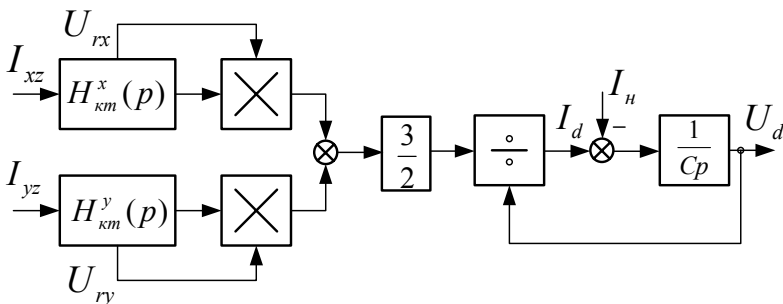


Рис.15.7. Структурная схема объекта управления

В целях исключения обмена реактивной энергией принимаем  $I_{yz} = 0$ . Заметим, что структурная схема объекта управления в контуре регулирования напряжения является существенно нелинейной. Выполним ее линеаризацию с учетом следующих соотношений:

$$U_{rx} \cong U_g; U_d \cong K_u U_g, \frac{U_{rx}}{U_d} \cong \frac{1}{K_u},$$

где  $U_g$  – амплитуда напряжения сети;  $K_u = \frac{U_{dz}}{U_{g\text{ nom}}}$  ( $U_{dz}$  – заданное значение выходного напряжения выпрямителя;  $U_{g\text{ nom}}$  – номинальное значение амплитуды напряжения сети).

В результате получим следующую структурную схему контура регулирования напряжения (рис.15.8).

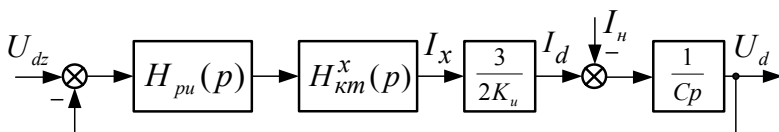


Рис.15.8. Структурная схема контура регулирования напряжения

Выполняя настройку контура на симметричный оптимум, получим ПИ - регулятор напряжения:

$$H_{pu}(P) = K_p + \frac{K_i}{p},$$

где  $K_p = \frac{K_u C}{3T_{ku}}$ ;  $K_i = \frac{K_u C}{12T_{ku}^2}$  ( $T_{ku} = 2T_{kt}$  – малая некомпенсируемая постоянная времени контура напряжения).

Передаточная функция замкнутого контура напряжения с ПИ-регулятором

$$H_u^3(P) = \frac{4T_{ku}P + 1}{8T_{ku}^3P^3 + 8T_{ku}^2P^2 + 4T_{ku}P + 1}.$$

Для приведения передаточной функции к стандартному виду, соответствующему фильтру Баттерворта 3-го порядка, на вход контура регулирования напряжения включается фильтр 1-го порядка с передаточной функцией

$$H_\phi(P) = \frac{1}{4T_{ku}P + 1}.$$

## 16. Система управления вентильно-индукторным двигателем

Рассмотрим пример построения системы управления вентильно-индукторным двигателем [53,12]. Для электропривода с независимым

формированием фазных токов структурная схема системы управления ВИП представлена на рис.16.1. Варианты реализации схем силовой части такого привода рассмотрены в гл. 5 .

ПИ-регулятор скорости синтезирован согласно принципам подчиненного регулирования. Настройка на симметричный оптимум обеспечивается при следующих значениях коэффициентов пропорциональной и интегральной частей регулятора:

$$k_{p\omega} = \frac{Jk_i}{2C_m k_\omega T_\omega} ; \quad k_{i\omega} = \frac{Jk_i}{8C_m k_\omega T_\omega^2} ,$$

где  $k_i, k_\omega$  – коэффициенты датчиков тока (ДТ) и скорости;  $C_m$  – константа двигателя, представляющая собой среднее значение коэффициента пропорциональности между фазным током и электромагнитным моментом;  $T_\omega$  – малая некомпенсируемая постоянная времени контура скорости.

На выходе регулятора скорости формируется задание на максимальное значение тока фазы двигателя. Параметр регулятора  $OgrR\omega$  ограничивает фазный ток на предельно допустимом уровне в динамических режимах работы привода и в режимах перегрузок.

Формирователь заданных токов на основе информации о максимальном значении заданного тока и угловом положении ротора формирует на своих выходах мгновенные значения токов задания для всех фаз двигателя. Алгоритм работы формирователя заданных токов включает в себя следующие операции:

- определение знака электромагнитного момента;
- расчет угла опережения тока относительно положения ротора (для работы ВИП на скорости выше номинальной);
- формирование желаемых зависимостей заданных токов фаз, в частности синусоидальных и трапецевидных с задаваемым относительным положением угловых точек трапеции.

Регулятор фазных токов включает в себя  $m$  идентичных релейных трехуровневых регуляторов. Уровень 1 соответствует подключению к фазе напряжения  $+U_d$ , уровень 2 – подключению к фазе напряжения  $-U_d$ , уровень 0 – замыканию фазы накоротко (подключению нулевого напряжения). Желаемое значение отклонений реальных фазных токов от токов задания устанавливается с помощью двух пороговых величин  $\delta_1, \delta_2$ , определяющих два уровня гистерезиса характеристики «вход–выход» релейного регулятора. При работе на малой петле гистерезиса состояние фазы  $-U_d$  из работы исключается, что обеспечивает существенное уменьшение частоты переключений при

заданной величине токовой ошибки и, как следствие, снижение дополнительных потерь в системе «преобразователь – двигатель». В случае если собственная противоЭДС фазы при замыкании накоротко оказывается не в состоянии обеспечить необходимое направление движения токовой ошибки, то контур тока переходит на работу по большой петле гистерезиса, использующей состояние  $-U_d$ .

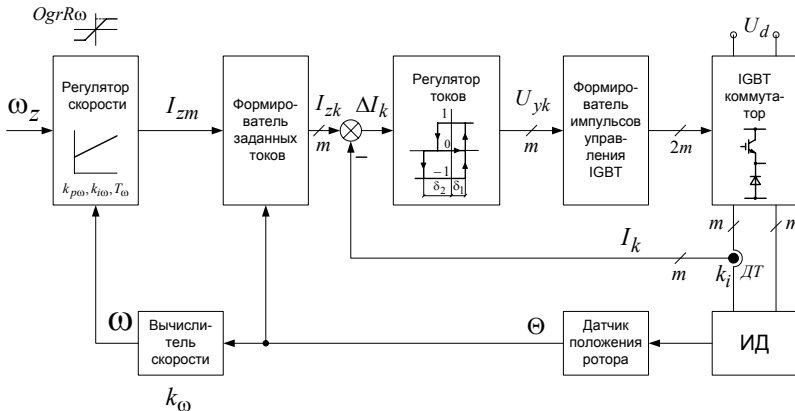


Рис.16.1. Структурная схема системы управления ВИП

Формирователь импульсов управления формирует сигналы управления всеми  $2m$  транзисторами IGBT-коммутатора, коммутирующего напряжение источника питания на обмотки индукторного двигателя.

Система управления 6-фазным ВИП с общей точкой (схему силовой части см. рис.5.7,б) имеет ряд отличительных особенностей от рассмотренной выше системы управления  $m$ -фазным ВИП с независимым управлением фазами. Во-первых, это наличие дополнительных операций прямого и обратного преобразований координат от системы реальных (измеряемых датчиками) токов к системе токов проводящих фаз  $(I_\alpha, I_\beta, I_\gamma)$ , относительно которых выполняется синтез управляющих воздействий. Во-вторых, более сложные алгоритмы формирования управляющих воздействий, что определяется необходимостью одновременно учитывать состояния всех трех проводящих фаз и более широкими возможностями при выборе алгоритма коммутации силовых ключей. В-третьих, датчики тока могут устанавливаться не в каждую фазу, а по одному на пару фаз, относящихся к одной «стойке» силовой схемы, так как области проводимости фаз «стойки» не пересекаются.

В-четвертых, число проводников, соединяющих преобразователь и двигатель при использовании в качестве датчика тока датчика Холла с окном для пропуска проводников с током, равно

$m$ , а не  $2m$ . Под «стойкой» силовой схемы 6-фазного ВИП понимается совокупность двух транзисторов, двух обратных диодов и двух коммутируемых ими обмоток двигателя, работающих в противофазе друг другу. Силовая схема (см. рис.5.7,б) имеет три «стойки», включающие в себя:

- 1) «стойку»  $\alpha$ :  $VT_1, VT_4, VD_1, VD_4$ , обмотки фаз 1, 4;
- 2) «стойку»  $\beta$ :  $VT_3, VT_6, VD_3, VD_6$ , обмотки фаз 3, 6;
- 3) «стойку»  $\gamma$ :  $VT_5, VT_2, VD_5, VD_2$ , обмотки фаз 5, 2.

С учетом допущения  $I_\alpha + I_\beta + I_\gamma = 0$  общее количество датчиков тока можно уменьшить до двух.

Рассмотрим более подробно алгоритм регулирования тока и формирования управляющих воздействий 6-фазного ВИП со средней точкой (рис.16.2). Входными сигналами алгоритма являются заданные и реальные токи ИД в преобразованной системе координат  $(\alpha, \beta, \gamma)$  и вектор номеров проводящих фаз  $\mathbf{N}_c(N_{c_\alpha}, N_{c_\beta}, N_{c_\gamma})$ , компонентами которого являются номера фаз, проводящих токи в «стойках»  $\alpha, \beta, \gamma$  соответственно. Выходными сигналами алгоритма является 6-компонентный вектор состояния транзисторов преобразователя  $\mathbf{S}_{VT}(S_{VT1}, S_{VT2}, S_{VT3}, S_{VT4}, S_{VT5}, S_{VT6})$ .

Сигналы  $S_{VT1} \dots S_{VT6}$  принимают состояния логической единицы, если транзисторы включены, и логического нуля, если транзисторы выключены. Пороговые величины  $\delta_1, \delta_2$ , как и ранее, определяют уровень токовых ошибок в скользящем режиме слежения за заданным током и момент перехода с алгоритма управления, использующего нулевые векторы выходного напряжения, к алгоритму управления, использующему максимальный ресурс источника питания. Функция *Odd* возвращает логическую единицу при нечетном значении своего целочисленного аргумента.

Транзисторы каждой «стойки» преобразователя могут находиться в четырех различных состояниях, три из которых являются разрешенными при формировании алгоритма управления и одно – запрещенным. Состояние, когда оба транзистора «стойки» включены, запрещено исходя из критерия минимизации числа переключений преобразователя. Три разрешенных состояния транзисторов «стойки», а именно верхний – включен, нижний – выключен; верхний – выключен, нижний – включен; оба выключены, обеспечивают формирование всех ее состояний, необходимых для синтеза желаемого алгоритма управления. Таким образом, всего из  $2^6=64$  возможных состояний силовых

ключей 6-фазного ВИП при формировании алгоритма управления будем использовать  $3^3=27$  различных состояния, из которых 12 являются нулевыми, т.е. приводящими к нулевым межфазным напряжениям, а остальные – значащими с межфазными напряжениями, принимающими значения  $+U_d, -U_d, 0$ .

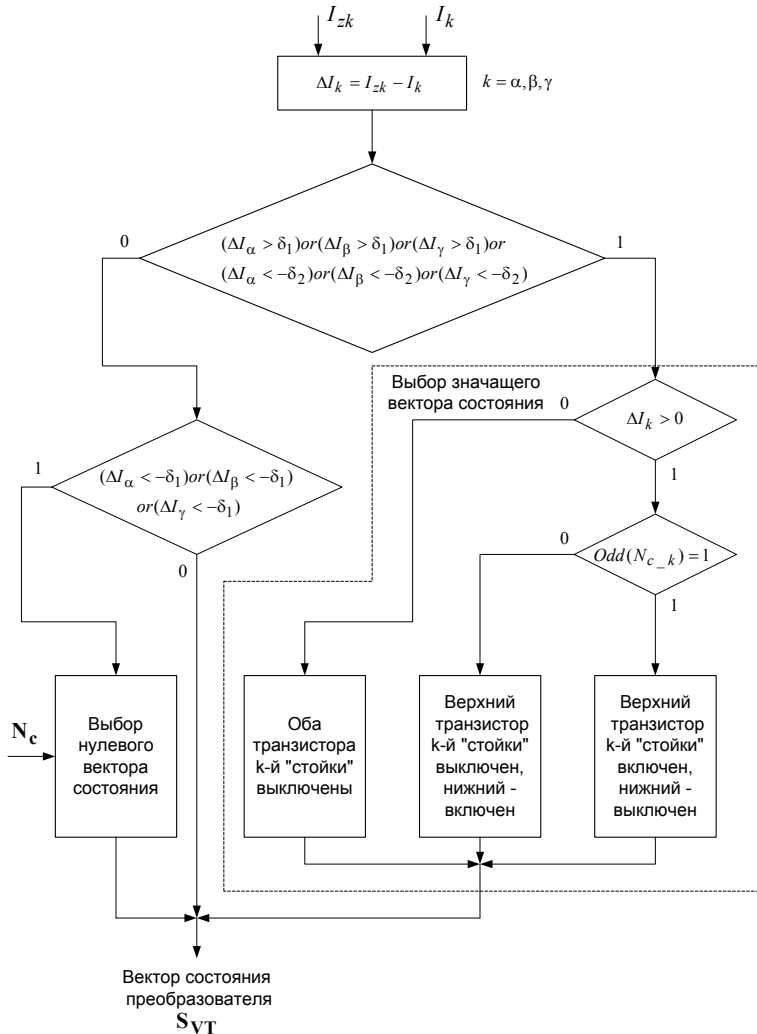


Рис.16.2. Алгоритм регулирования тока и формирования управляющих воздействий 6-фазного ВИП

Алгоритм выбора одного из нулевых векторов состояния силовых ключей преобразователя включает в себя следующие операции:

- 1) определение двух вариантов нулевых векторов состояния  $S_{0+}$  и  $S_{0-}$ , включение которых возможно при текущем наборе проводящих фаз (выполняется в соответствии с табл. 16.1).

Таблица 16.1. Варианты нулевых векторов состояния преобразователя

Вектор номеров проводящих фаз $N_c$	$S_{0+}$	$S_{0-}$
1,6,5	1,0,0,0,1,0	0,0,0,0,0,1
1,6,2	1,0,0,0,0,0	0,1,0,0,0,1
1,3,2	1,0,1,0,0,0	0,1,0,0,0,0
4,3,2	0,0,1,0,0,0	0,1,0,1,0,0
4,3,5	0,0,1,0,1,0	0,0,0,1,0,0
4,6,5	0,0,0,0,1,0	0,0,0,1,0,1

- 2) определение типа нулевого вектора состояния из двух возможных для данного набора проводящих фаз (выполняется по критерию минимума переключений в преобразователе). Реализуется на основе сравнения состояний  $S_{0+}$  и  $S_{0-}$  с предыдущим состоянием преобразователя. Выбирается новое состояние, переход в которое сопровождается минимальным числом переключений.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Монография имеет явно выраженную теоретическую направленность. За ее рамками остались многие практические вопросы построения современного электропривода переменного тока на основе преобразователей частоты. В частности, многочисленные интерфейсные возможности современных преобразователей частоты: разнообразные интерфейсные каналы связи с внешними устройствами; функции программирования, управления и диагностики от внешних микропроцессорных устройств; интерфейсы с различными типами датчиков скорости/положения: инкрементальных, синусно-косинусных, резольверов; функции встроенного программируемого контроллера; аналоговые и дискретные входы/выходы; вопросы электромагнитной совместимости частотно-регулируемого электропривода и многое другое.

Изучение большинства этих вопросов лучше всего выполнять, работая с техническими описаниями конкретных электроприводов, кото-

рые можно найти на интернет-сайтах фирм – производителей и разработчиков этих изделий. Таких фирм много как в России, так и за ее пределами. В частности, в работе автор наиболее часто ссылается на электроприводы и преобразователи частоты серии ЭПВ, разработанной под его руководством в научно-техническом центре электропривода «Вектор» Ивановского государственного энергетического университета и выпускаемой в ООО «ЭЛПРИ» Чебоксарского электроаппаратного завода.

Преобразователи и комплектные электроприводы серии ЭПВ представляют собой новое поколение многофункциональных, «интеллектуальных» устройств управления низковольтными электродвигателями переменного тока, асинхронными и синхронными, мощностью от 1 до 400 кВт. Они предназначены для построения регулируемого привода механизмов и технологических комплексов с самыми различными требованиями к параметрам регулирования и условиям эксплуатации: от насосов и вентиляторов до высокоточных станков и следящих систем.

Основные исполнения электроприводов серии ЭПВ включают (<http://vectorgroup.ru/files/doc>):

- 1) асинхронный электропривод общепромышленного назначения с частотным управлением и векторной ориентацией переменных ( $D_{\omega} > 50$ ;  $F_u = 0 \dots 400$  Гц) [4];
- 2) высококачественный асинхронный электропривод с адаптивно-векторным управлением ( $D_{\omega} > 100000$ ;  $F_{\omega} > 100$  Гц) [18];
- 3) высококачественный синхронный электропривод с адаптивно-векторным управлением ( $D_{\omega} > 100000$ ;  $F_{\omega} > 100$  Гц) [11];
- 4) бездатчиковый асинхронный электропривод с адаптивно-векторным управлением и улучшенными динамическими характеристиками ( $D_{\omega} > 50$ ;  $F_{\omega} > 30$  Гц) [8];
- 5) преобразователи с адаптивно-векторным управлением синхронным двигателем без датчика скорости/положения ( $D_{\omega} > 20$ ;  $F_{\omega} > 30$  Гц) [10];
- 6) преобразователи для управления высокоскоростными асинхронными электродвигателями ( $D_{\omega} > 50$ ;  $F_u = 0 \dots 3000$  Гц) [7];
- 7) блок рекуперативный с векторным управлением [27]. Реализует функцию двунаправленного обмена энергией между питающей сетью и нагрузкой с высокими энергетическими характеристиками и показателями электромагнитной совместимости. Характеризуется синусоидальным сетевым током и регулируемым коэффициентом мощности.



$D_{\omega}$  – диапазон регулирования скорости;  $F_{\omega}$  – полоса пропускания контура скорости;  $F_u$  – диапазон изменения частоты выходного напряжения.

Все исполнения преобразователей реализованы на единой аппаратной платформе как по силовой части, так и по управлению и отличаются друг от друга программным обеспечением, а также программно-аппаратным набором интерфейсных функций и режимов работы.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. **Архангельский, Н.Л.** Анализ систем векторного управления контуром тока в асинхронных электроприводах: метод. указания к лабораторным работам / Н.Л. Архангельский, А.Б. Виноградов; ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина». – Иваново, 1994. – 40 с.
2. **Архангельский, Н.Л.** Новые алгоритмы в управлении асинхронным электроприводом / Н.Л. Архангельский, Б.С. Курнышев, А.Б. Виноградов // Электротехника. – 1991. – №10. – С. 9–13.
3. **Архангельский, Н.Л.** Формирование алгоритмов управления в частотно-управляемом электроприводе / Н.Л. Архангельский, В.Л. Чистосердов // Электротехника. – 1994. – №3. – С. 48–52.
4. **Асинхронный** электропривод общепромышленного назначения с прямым цифровым управлением и развитыми интеллектуальными свойствами / А.Б. Виноградов, В.Л. Чистосердов, А.Н. Сибирцев, Д.А. Монов // Известия вузов. Электромеханика. – 2001. – №3. – С. 60–67.
5. **Бродовский, В.Н.** Приводы с частотно-токовым управлением / В.Н. Бродовский. – М.: Энергия, 1974. – 168 с.
6. **Булгаков, А.А.** Частотное управление асинхронными двигателями / А.А. Булгаков. – М.: Энергоиздат, 1982. – 216 с.
7. **Виноградов, А.Б.** Новые серии высокоэффективных электроприводов переменного тока / А.Б. Виноградов, В.Ф. Глазунов // Труды IV Международной (XI Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП 2004, Часть 1. Магнитогорск, 14–17 сентября 2004 г. – С. 243–244.
8. **Виноградов, А.Б.** Адаптивно-векторная система управления бездатчикового асинхронного электропривода серии ЭПВ / А.Б. Виноградов, И.Ю. Колодин, А.Н. Сибирцев // Силовая электроника. – 2006. – №3. – С. 50–55.
9. **Виноградов, А.Б.** Динамическая модель частотно-управляемого асинхронного двигателя с учетом потерь в стали и насыщения / А.Б. Виноградов, А.Е. Круглов // Тез. докл. междунар. науч.-техн. конф. «Состояние и перспективы развития электротехнологии», том 1. – Иваново, 4–6 июня 2003. – С. 226.
10. **Виноградов, А.Б.** Бездатчиковый электропривод подъемно-транспортных механизмов / А.Б. Виноградов, А.Н. Сибирцев, С.В. Журавлев // Силовая электроника. – 2007. – №1. – С. 46–52.
11. **Виноградов, А.Б.** Новые серии преобразователей частоты и объектно-ориентированный электропривод на их основе / А.Б. Виноградов, А.Н. Сибирцев, В.Л. Чистосердов // Электротехника. – 2005. – №5. – С. 47–54.
12. **Виноградов, А.Б.** Синтез оптимальной системы управления вентильно-индукторным двигателем / А.Б. Виноградов // Тр. между-

- нар. 14-й науч.-техн. конф. «Электроприводы переменного тока» (ЭППТ 2007). Екатеринбург, 13–16 марта 2007 г. – С. 105–108.
13. **Виноградов, А.Б.** Учет потерь в стали, насыщения и поверхностного эффекта при моделировании динамических процессов в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе / А.Б. Виноградов // *Электротехника*. – 2005. – №5. – С. 57–61.
  14. **Виноградов, А.Б.** Цифровая релейно-векторная система управления асинхронным электроприводом с улучшенными динамическими характеристиками /А.Б. Виноградов // *Электричество*. – 2003. – №6. – С. 43–51.
  15. **Виноградов, А.Б.** Математические основы векторного управления электроприводами переменного тока: метод. указания для самост. работы студентов по курсу «Векторное управление электроприводами переменного тока» / А.Б. Виноградов, В.Л. Чистосердов; ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина». – Иваново, 2004. – 40 с.
  16. **Виноградов, А.Б.** Системы векторного управления электроприводами переменного тока: метод. указания для самост. работы студентов по курсу «Векторное управление электроприводами переменного тока» / А.Б. Виноградов, В.Л. Чистосердов; ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина». – Иваново, 2004. – 40 с.
  17. **Виноградов, А.Б.** Способы управления ШИМ преобразователями в электроприводе переменного тока: метод. указания для самост. работы студентов по курсу «Векторное управление электроприводами переменного тока» / А.Б. Виноградов, В.Л. Чистосердов; ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина». – Иваново, 2004. – 40 с.
  18. **Виноградов, А.Б.** Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом / А.Б. Виноградов, В.Л. Чистосердов, А.Н. Сибирцев // *Электротехника*. – 2003. – №7. – С. 7–17.
  19. **Динамика** управляемого электромеханического привода с асинхронными двигателями /В.Л. Вейц [и др.]. – Киев: Наук. думка, 1988. – 272 с.
  20. **Домбровский, В.В.** Асинхронные машины: Теория, расчет, элементы проектирования / В.В. Домбровский, В.М. Зайчик. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990. – 368 с.
  21. **Ковач, К.П.** Переходные процессы в машинах переменного тока / К.П. Ковач, И. Рац. – М.: Госэнергоиздат, 1963. – 744 с.
  22. **Концепция** построения двухзвенных непосредственных преобразователей частоты для электроприводов переменного тока / Р.Т. Шрейнер [и др.] // *Электротехника*. – 2002. – №12. – С. 30–39.
  23. **Копылов, И.П.** Математическое моделирование электрических машин / И.П. Копылов. – М.: Высш. шк., 2001. – 327 с.

24. **Кузнецов, В.А.** Вентильно-индукторные двигатели / В.А. Кузнецов, В.А. Кузьмичев. – М.: Изд-во МЭИ, 2003. – 70 с.
25. **Куцевалов, В.М.** Асинхронные и синхронные машины с массивными роторами / В.М. Куцевалов. – М.: Энергия, 1979. – 160 с.
26. **Микеров, А.Г.** Управляемые вентильные двигатели малой мощности: учеб. пособие / А.Г. Микеров. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 1997. – 64 с.
27. **Новые** серии многофункциональных векторных электроприводов переменного тока с универсальным микроконтроллерным ядром / А.Б. Виноградов [и др.] // Привод и управление. – 2002. – №3. – С. 5–10.
28. **Новая** серия цифровых асинхронных электроприводов на основе векторных принципов управления и формирования переменных / А.Б. Виноградов, В.Л. Чистосердов, А.Н. Сибирцев, Д.А. Монов // Электротехника. – 2001. – №12. – С. 25–30.
29. **Архангельский, Н.Л.** Принципы формирования напряжения на статоре трехфазных машин для микропроцессорной реализации: метод. указания к лабораторным работам / Н.Л. Архангельский, В.Л. Чистосердов, Б.С. Курнышев; Иван. гос. энерг. ун-т. – Иваново, 1993. – 36 с.
30. **Проектирование** электрических машин. В 2 т. Т. 1 / И.П. Копылов [и др.]. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 464 с.
31. **Рудаков, В.В.** Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В.В. Рудаков, И.М. Столяров, В.А. Дартау. – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 134 с.
32. **Сабинин, Ю.А.** Частотно-регулируемые асинхронные электроприводы / Ю.А. Сабинин, В.Л. Грузов. – Л.: Энергоатомиздат, 1985. – 126 с.
33. **Система** векторного управления асинхронным электроприводом с идентификатором состояния / Н.Л. Архангельский, Б.С. Курнышев, А.Б. Виноградов, С.К. Лебедев // Электричество. – 1991. – №11. – С. 47–51.
34. **Соколовский, Г.Г.** Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учеб. для студ. высш. учеб. заведений / Г.Г. Соколовский. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 272 с.
35. **Фильц, Р.В.** Дифференциальные уравнения напряжений насыщенных неявнополюсных машин переменного тока / Р.В. Фильц. – Известия вузов. Электромеханика. – №11. – 1966. – С. 1195–1203.
36. **Чехет, Э.М.** Непосредственные преобразователи частоты для электропривода / Э.М. Чехет, В.П. Мордач, В.Н. Соболев. – Киев: Наук. думка, 1988. – 224 с.
37. **Шрейнер, Р.Т.** Координатная стратегия управления непосредственными преобразователями частоты с ШИМ для электроприводов переменного тока / Р.Т. Шрейнер, В.К. Кривовяз, А.И. Калыгин // Электротехника. – 2003. – №6. – С. 39–47.

38. **Шрейнер, Р.Т.** Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.
39. **Электрические** машины (специальный курс): учеб. для вузов по спец. «Электрические машины» / Г.А. Сипайлов [и др.]. – М.: Высш. шк., 1987. – 287 с.
40. **Эпштейн, И.И.** Автоматизированный электропривод переменного тока / И.И. Эпштейн. – М.: Энергоиздат. – 1982. – 192 с.
41. **Cittadini, R.** Matrix converter switching controller for low losses operation without snubbers / R. Cittadini, J-J- Huselstein, C. Glaize. – EPE 97. – P. 4.199–4.203.
42. **Huber, L.** Analysis, Design and Implementation of the Space Vector Modulator for Forced Commutated Cycloconverter / L. Huber, D. Borojevic, N. Burany // IEEE Proceedings-B. – 1992. – Vol. 139.
43. **Izosimov, D.B.** Novel technique of optimal digital state observer construction for microprocessor-based electrical drive control / D.B. Izosimov, S.V. Shevtsov, J.O. Kim // Proceedings of the IECON' 95. – Orlando, Florida. – Nov. 6–10.
44. **New** control strategy for matrix converter / J. Oyama, T. Higuchi, E. Yamadea, T. Koga // CH2721–9/89/0000–0360 IEEE. – 1989.
45. **Ryvkin, S.** Identification Of The Moment Of Inertia In the Digital Control Drive / S. Ryvkin, D. Izosimov, A. Vinogradov // Proceeding of the 12th International Power Electronics & Motion Control Conference. – Portoroz, Slovenia, 2006, August 30 – September 1. – P. 438–443.
46. **Simon, O.** A Matrix Converter with Space Vector Control Enabling Overmodulation / O. Simon, M. Braun // EPE 99. – Lausanne, Switzerland. – 1999.
47. **Simon, O.** Control and Protection Strategies for Matrix Converters / O. Simon, M. Bruckmann // SPS/IPC/DRIVES. – Nurnberg, Germany. – 2000.
48. **Konrad, S.** Тепловые параметры силовых модулей в широтно-импульсных преобразователях / S. Konrad // Силовые IGBT- модули. Материалы по применению. – М.: 1997. – С.28–37.
49. **Schroder, P.** Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen / P. Schroder– Berlin: Springer, 2001. – S. 1172.
50. **Новое** поколение преобразователей частоты серии ЭПВ / А.Б. Виноградов, А.Н. Сибирцев, В.А. Матисон, В.Б. Степанов // Силовая электроника. – 2006. – №2. – С. 64–66.
51. **Виноградов, А.Б.** Реализация защиты преобразователя частоты на основе динамической тепловой модели IGBT- модуля / А.Б. Виноградов, А.Н. Сибирцев, И.Ю. Колодин // Силовая электроника. – 2006. – №2. – С. 12–19.

52. **Виноградов, А.Б.** Бездатчиковый асинхронный электропривод с адаптивно-векторной системой управления / А.Б. Виноградов, И.Ю. Колодин // Электричество. – 2007. – №2. – С. 44–50.
53. **Виноградов, А.Б.** Минимизация пульсаций электромагнитного момента вентильно-индукторного электропривода / А.Б. Виноградов // Электричество. – 2008. – №2. – С. 39–49.
54. **Виноградов, А.Б.** Новые алгоритмы пространственно-векторного управления матричным преобразователем частоты / А.Б. Виноградов // Электричество. – 2008. – №3. – С. 41–51.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

	ВВЕДЕНИЕ	3
1.	Понятие результирующего вектора и его представление в различных системах координат	4
2.	Координатные преобразования	8
3.	Математическое описание асинхронной машины	16
	3.1. Математическая модель асинхронного двигателя в естественных координатах	17
	3.2. Преобразование уравнений асинхронного двигателя	23
	3.3. Запись уравнений относительно потокосцеплений статора и ротора	31
	3.4. Запись уравнений относительно тока статора и потокосцепления ротора	33
	3.5. Уравнения в преобразованных координатах для частных случаев	36
	3.6. Математическое описание АД с учетом насыщения цепи намагничивания	38
	3.7. Математическое описание АД при частотном управлении	41
	3.8. Математическое описание АД с учетом потерь в стали, поверхностного эффекта, насыщения магнитной системы основным потоком и потоками рассеяния	46
4.	Математическое описание синхронного двигателя	56
	4.1. Математическое описание синхронного двигателя без демпферной обмотки	57
	4.2. Статические характеристики электропривода с синхронным двигателем	63
	4.3. Математическое описание синхронного двигателя с демпферной обмоткой	67
	4.4. Математическое описание синхронного двигателя с постоянными магнитами	71
5.	Математическое описание вентильно-индукторного привода	73
	5.1. Структурная схема вентильно-индукторного привода	73
	5.2. Особенности конструкции индукторной машины	75
	5.3. Принцип действия ВИП	78
	5.4. Математическое описание m- фазного ИД с независимым управлением фазами	81
	5.5. Математическое описание 6-фазного ИД с общей точкой	85
6.	Силовые преобразователи, широко применяемые в электроприводе переменного тока	87
	6.1. Непосредственные преобразователи частоты	87
	6.2. Двухзвенные ПЧ с промежуточным звеном постоянного тока	89
	6.3. Двухзвенный ПЧ с неуправляемым выпрямителем и автономным инвертором напряжения	95

6.4.	Двухзвенный ПЧ с рекуперативным выпрямителем и автономным инвертором	97
7.	Широтно-импульсная модуляция сигналов управления автономным инвертором напряжения	98
7.1.	ШИМ на основе сравнения сигналов управления с опорным сигналом	98
7.2.	Принципы построения векторных широтно-импульсных модуляторов	102
7.3.	Понятие об асинхронных и синхронных ШИМ	110
7.4.	Компенсация влияния «мертвого» времени	112
7.5.	Релейно-векторное формирование алгоритмов управления инвертором напряжения в замкнутом контуре тока статора	116
8.	Алгоритмы пространственно-векторного управления матричным преобразователем частоты	126
8.1.	Векторное описание состояний матричного преобразователя частоты	128
8.2.	Синтез алгоритма управления	132
8.3.	Результаты моделирования	144
9.	Построение тепловой защиты преобразователя частоты на основе динамической тепловой модели IGBT-модуля	148
9.1.	Тепловая модель IGBT-модуля	150
9.2.	Перегрузочная способность преобразователя с защитой по динамической тепловой модели IGBT-модуля	160
9.3.	Экспериментальные результаты и промышленная реализация	162
10.	Асинхронный электропривод при частотном управлении	167
10.1.	Механические характеристики	167
10.2.	$U/f$ -регулирование скорости	171
10.3.	Пример реализации принципов векторной ориентации переменных в асинхронном электроприводе с частотным управлением	179
11.	Системы векторного управления асинхронным электроприводом	191
11.1.	Принцип ориентации переменных по полю	191
11.2.	Система векторного управления асинхронным двигателем с непосредственным измерением потокосцепления	196
11.3.	Система векторного управления асинхронным двигателем с моделью роторной цепи	201
11.4.	Пример построения системы векторного управления в асинхронном электроприводе серии ЭПВ	210
11.4.1.	Синтез регуляторов тока	214
11.4.2.	Синтез регулятора скорости	216
11.4.3.	Формирование заданного тока статора по оси $d$	219
11.5.	Пример построения цифровой релейно-векторной системы управления асинхронным электроприводом	221



11.6. Пример построения системы прямого управления моментом асинхронного двигателя	223
11.7. Пример системы частотно-токового управления	234
12. Идентификация переменных и параметров в асинхронном электроприводе	236
12.1. Автоматическая настройка параметров системы управления на параметры силового канала электропривода	237
12.2. Адаптация к изменению постоянной времени ротора	242
12.3. Адаптация к изменению параметров механической части привода	246
12.4. Пример построения наблюдателя состояния асинхронного электропривода с адаптивно-векторным управлением без датчика на валу двигателя	251
12.5. Бездатчиковое определение скорости в асинхронном электроприводе	257
13. Специальные режимы работы асинхронных электроприводов с частотным и векторным управлением	261
13.1. Режим управления за счет энергии торможения	262
13.2. Режим безударного переключения двигателя между ПЧ и питающей сетью	265
13.3. Режим плавного пуска на вращающийся двигатель	267
14. Системы управления электроприводами на основе синхронного электродвигателя	269
14.1. Пример построения системы векторного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами	270
14.2. Принцип действия электропривода с бесконтактным двигателем постоянного тока	275
14.3. Принцип построения и математическое описание электропривода с вентильным двигателем на основе двухфазной синхронной машины	278
14.4. Математическое описание электропривода с вентильным двигателем на основе трехфазной синхронной машины	285
14.5. Системы управления электроприводом с вентильным двигателем	291
15. Векторное управление рекуперативным выпрямителем напряжения	297
16. Система управления вентильно-индукторным двигателем	304
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	309
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	311