Министерство общего и профессионального образования Российской Федерации НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

621.313

В. В. ПАНКРАТОВ

# ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМИ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ ДЛЯ СТУДЕНТОВ IV - V КУРСОВ ЭМФ

> НОВОСИБИРСК 1999

*Панкратов В.В.* Векторное управление асинхронными электроприводами: Учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. – 66 с.

В учебном пособии изложены основные разделы современной теории векторного управления электроприводами на базе асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором и транзисторных преобразователей частоты. Рассматриваются математические модели асинхронного двигателя и транзисторных преобразователей как объектов автоматического управления, принципы непосредственного и косвенного ориентирования вектора управляющих воздействий по магнитному полю двигателя, алгоритмы автоматического управления электромагнитным моментом и скоростью асинхронного электропривода. Значительное внимание уделено допущениям, принимаемым при выводе уравнений объектов, вопросам структурного и параметрического синтеза систем управления.

Пособие предназначено для студентов, обучающихся по направлению "Электротехника, электромеханика и электротехнологии" и по специальности "Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов", а также может быть полезным аспирантам, специализирующимся в области автоматизированного электропривода.

Рецензенты:

д. т. н., профессор к. т. н., доцент Г.С.Зиновьев Б.М.Боченков

# СОДЕРЖАНИЕ

		стр.
	Предисловие	4
1.	МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ	
	И ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ	6
1.1.	Введение	6
1.2.	Уравнения электрического равновесия обмоток АД	-
1.0	и их преобразования	6
1.3.	Баланс мощностей и электромагнитный момент АД	
1.4.	Уравнения магнитных связей	13
1.5.	Модель АД как объекта управления	15
1.6.	Модели преобразователя частоты	17
1.7.	Регулируемый источник токов	22
1.8.	Основные соотношения для анализа установившихся режимов	
	работы АД	25
2.	УПРАВЛЕНИЕ МОМЕНТОМ АД	27
2.1.	Введение	27
2.2.	Принцип ориентирования по полю	27
2.3.	Способы полеориентирования	31
2.4.	Управление моментом АЛ при питании от РИТ	33
2.5.	Управление АЛ при минимальном токе статора	41
2.6.	Управление моментом АД при питании от РИН	43
2		
3.	СИНТЕЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ СИСТЕМ РЕГУЛИРОВАНИЯ	
	СКОРОСТИ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С	47
0.1	ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ	47
3.1.	Введение	47
3.2.	Синтез закона управления "в малом" методом больших	40
2.2	коэффициентов	48
3.3.	Оптимизация переходных процессов в оольшом методом	50
2.4	непрерывной иерархии	52
3.4.	Осооенности построения двухзонных систем с непрерывнои	<b>7</b> 0
	иерархиеи каналов регулирования и КРП переменнои структуры	58
	Список литературы	61
	ПРИЛОЖЕНИЕ. Об алгоритмах текущей идентификации	
	неизмеряемых координат в системах векторного управления АД	63

#### ПРЕДИСЛОВИЕ

В связи со становлением теории векторного управления электроприводами (ЭП) переменного тока и развитием соответствующей элементной базы полностью управляемых силовых полупроводниковых приборов, способных обеспечить высокую частоту коммутации, специализированных БИС и других средств автоматического управления и преобразования информации - во всем мире происходит быстрое вытеснение из промышленности вентильных ЭП постоянного тока и их замена системами ЭП переменного тока, абсолютное большинство которых строится на базе асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором (АД). Так, например, доля асинхронных электроприводов в общей массе ЭП, поставляемых на рынок таким промышленным гигантом как международное объединение фирм АВВ (Asea Brown Boveri), с 1980 по 1993 г. возросла от 5% до более чем 70%. Аналогичные тенденции просматриваются в номенклатуре изделий других фирм.

Современный ЭП переменного тока, как правило, содержит двухзвенный преобразователь частоты с неуправляемым выпрямителем или реверсивным управляемым вентильным преобразователем, работающим с постоянными малыми углами регулирования и инвертирования. Выпрямитель нагружен на транзисторный автономный инвертор напряжения, работающий в режиме широтно-импульсной модуляции (ШИМ) с частотой не менее 1 - 2 кГц. Такая структура преобразователя частоты позволяет независимо от режима работы электропривода обеспечить высокий коэффициент мощности силовой цепи, а при реализации законов векторного управления - наилучшие динамические и статические показатели системы регулирования. С созданием так называемых биполярных транзисторов с изолированным затвором (модулей IGBT) и интегральных схем управления ими (драйверов) область применения ЭП с транзисторными преобразователями стала почти неограниченной. Уже в начале 90-х годов многими фирмами серийно производились транзисторные асинхронные электроприводы мощностью до 350 кВт, а в 1995 - 96 гг. появились предложения по системам с номинальной мощностью до 1 - 1,5 МВт.

В настоящее время асинхронные ЭП с векторным управлением и транзисторными преобразователями могут применяться практически везде: в общепромышленных механизмах, требующих регулирования скорости без непосредственного ее измерения в диапазонах до 100, и в прецизионных приводах с глубоким регулированием до 10000 : 1, в микроприводах измерительных систем и при мощностях до нескольких мегаватт. Поэтому знание основных принципов построения современных систем векторного управления асинхронными ЭП является необходимым условием подготовки квалифицированных специалистов в области автоматизированного электропривода, конкурентноспособных в условиях открытого рынка труда большинства развитых стран. Настоящее учебное пособие подготовлено на кафедре электропривода Новосибирского государственного технического университета и структурно состоит из двух частей. В первой части пособия (разделы 1 и 2), посвященной традиционным вопросам векторного управления АД, рассмотрены математические модели асинхронного двигателя и транзисторных преобразователей как объектов автоматического управления, принципы непосредственного и косвенного ориентирования вектора управляющих воздействий по магнитному полю двигателя, векторная ШИМ, алгоритмы управления электромагнитным моментом и магнитным состоянием АД при питании его от регулируемого источника токов или напряжений. Вторая часть пособия (раздел 3) посвящена синтезу систем регулирования скорости электроприводов с векторным управлением и основана на оригинальных результатах, полученных автором и его учениками.

Автор не ставил себе цель дать окончательные рекомендации по выбору конкретной структуры системы векторного управления АД и формулы для ее расчета. Пособие построено таким образом, что, творчески подойдя к изложенному в нем материалу, читатель может освоить математический аппарат, применяемый при синтезе систем векторного управления электроприводами переменного тока, и основные структурные подходы к их построению, оценить все многообразие известных решений и научиться сравнивать между собой различные варианты, исходя из требований, предъявляемых к динамическим и статическим характеристикам системы ЭП.

Для успешного освоения материала учебного пособия необходимо знание основ линейной алгебры, математического анализа, электротехники, теории автоматического управления, теории электропривода и промышленной электроники. По мере изложения читателю предлагаются контрольные вопросы и задания, отмеченные значками # и выделенные курсивом. Все параграфы, формулы и контрольные вопросы имеют двойную нумерацию, где первая цифра соответствует номеру раздела, а вторая - номеру параграфа, формулы или вопроса в указанном разделе. Сведения обзорного или проблемного характера, которые при первом прочтении можно опустить, не нарушая целостности восприятия материала, приведены мелким шрифтом.

Предпринимая попытку издания учебного пособия, посвященного такой широкой теме как векторное управление асинхронными электроприводами, автор отдает себе отчет в том, что оно не может быть свободно от недостатков и далеко не полностью отражает состояние проблемы. Замечания и предложения по содержанию настоящего издания автор просит направлять по адресу: 630092, Новосибирск - 92, пр. К. Маркса - 20, Новосибирский государственный технический университет, издательство НГТУ.

### 1. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ И ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

#### 1.1. Введение

Одним из основных этапов проектирования любой системы автоматического управления (САУ), в том числе системы управления электроприводом, следующим за разработкой технического задания, является составление математической модели объекта управления, адекватной будущей САУ. Ни одна даже очень сложная модель не может полностью отражать свойства реального технического устройства, поэтому при математическом описании объекта должны быть учтены только те физические законы, в силу которых развиваются все процессы, существенные для статики и динамики проектируемой САУ. Так, например, в зависимости от требований к характеристикам системы регулирования математическая модель электрической машины постоянного тока может варьироваться от простейшего динамического звена - интегрирующего или апериодического - до сложной нелинейной системы дифференциальных уравнений третьего - четвертого порядка. В данном разделе изучаются математические модели асинхронных двигателей и силовых транзисторных преобразователей, наиболее часто используемые при синтезе систем векторного управления АД.

### 1.2. Уравнения электрического равновесия обмоток АД и их преобразования

При записи в соответствии со вторым законом Кирхгофа и законом Фарадея уравнений электрического равновесия обмоток m-фазной асинхронной электрической машины ( $m \ge 2$ ) и последующих координатных преобразованиях принимаются следующие основные допущения:

- активные сопротивления фазных обмоток статора ( *R<sub>s</sub>* ) одинаковы;

- геометрические оси фаз синусоидально распределенной обмотки статора разнесены на угол  $2\pi/(mp_n)$ , где  $p_n$  - число пар полюсов; исключение составляет случай *m*=2, в котором данный угол равен  $\pi/(2p_n)$ ;

- беличья клетка машины с короткозамкнутым ротором может быть эквивалентирована *m*-фазной синусоидально распределенной обмоткой;

- все *m* фазных обмоток ротора машины (или *m* эквивалентных фазных обмоток ротора) имеют одинаковые активные сопротивления  $R_r$ , число пар полюсов  $p_n$ , и геометрический угол между их осями равен углу между осями фазных обмоток статора;

- все параметры ротора приведены к обмотке статора.

Заметим, что при моделировании систем частотно-регулируемого асинхронного электропривода эффектом вытеснения токов в короткозамкнутом роторе АД обычно пренебрегают, поскольку частота токов ротора (частота скольжения) в них ограничена рабочим участком механической характеристики двигателя и незначительно сказывается на величине  $R_r$ . Вместе с тем необходимо учитывать, что активные сопротивления статора и ротора медленно меняются во времени вместе с тепловым режимом электрической машины, и диапазоны этих изменений могут достигать 40 % от номинальных значений  $R_s$ и  $R_r$ .

В соответствии с принятыми допущениями уравнения электрического равновесия обмоток асинхронного двигателя (в общем случае с фазным ротором) имеют вид

$$u_{sk} = R_s i_{sk} + \frac{d\psi_{sk}}{dt}, \quad k = \overline{1, m},$$
$$u_{rk} = R_r i_{rk} + \frac{d\psi_{rk}}{dt}, \quad k = \overline{1, m},$$

где  $u_{sk}$ ,  $i_{sk}$ ,  $\psi_{sk}$ ,  $u_{rk}$ ,  $i_{rk}$ ,  $\psi_{rk}$  - мгновенные значения напряжений, токов и полных потокосцеплений *k*-ых фазных обмоток статора и ротора машины (понятно, что для двигателя с короткозамкнутым ротором  $u_{rk} = 0$ ).

Для сокращения записи представим эти уравнения в векторно-матричной форме

$$[u_{sk}] = R_s[i_{sk}] + \frac{d[\psi_{sk}]}{dt}, \qquad (1.1)$$

$$[u_{rk}] = R_r[i_{rk}] + \frac{d[\psi_{rk}]}{dt}, \qquad (1.2)$$

где  $[x_{sk}] = colon(x_{sk})_{k=1}^{m}$ ,  $[x_{rk}] = colon(x_{rk})_{k=1}^{m}$  - *m*-мерные алгебраические векторы-столбцы мгновенных значений фазных напряжений (*x*=*u*), токов (*x*=*i*) и потокосцеплений (*x*= $\psi$ ) обмоток статора и ротора машины соответственно.

Из работ по теории векторного управления асинхронными электроприводами, например [16], известно, что при любом *m* путем невырожденного линейного преобразования векторных переменных  $[x_{sk}]$ ,  $[x_{rk}]$  модель (1.1),(1.2) может быть приведена к такой форме, в которой электромагнитный момент двигателя будет определяться только двумя компонентами векторов электромагнитных величин с индексами k=1,2. Но для того, чтобы непосредственно из уравнения баланса мощностей преобразованной математической модели машины можно было выписать формулу момента, данные преобразования следует выполнять так, чтобы скалярные произведения любых двух векторных переменных не изменялись. (Заметим, что это требование полностью соответствует описанному в книгах [6,15] условию инвариантности потребляемой мощности.)

Кроме того, поскольку при вращении двигателя оси одноименных обмоток фаз статора и ротора смещены в пространстве на электрический угол  $\gamma_e = p_n \gamma$ , где  $\gamma$ - геометрический угол поворота вала машины относительно его положения, в котором оси одноименных обмоток статора и ротора совпадают, для исключения периодичности магнитных связей при преобразовании (1.1) и (1.2) нужно привести модель к единой, вращающейся с некоторой угловой скоростью  $\omega_k = \frac{d\gamma_k}{dt}$  системе координат. Для двигателей с короткозамкнутым

ротором начало отсчета  $\gamma$  может быть выбрано произвольно.

Всем вышеперечисленным условиям удовлетворяют преобразования

$$\mathbf{X}_{s} = \mathbf{A}(\boldsymbol{\gamma}_{k})\mathbf{P}[\boldsymbol{x}_{sk}], \quad \mathbf{X}_{r} = \mathbf{A}(\boldsymbol{\gamma}_{k} - \boldsymbol{\gamma}_{e})\mathbf{P}[\boldsymbol{x}_{rk}], \quad (1.3)$$

где  $\mathbf{X}_s = colon(\widetilde{x}_{sk})_{k=1}^m$ ,  $\mathbf{X}_r = colon(\widetilde{x}_{rk})_{k=1}^m$  - новые векторы электромагнитных переменных; а  $\mathbf{A}(.)$  и  $\mathbf{P}$  - квадратные матрицы размера  $m \times m$ , обладающие свойствами  $\mathbf{A}^{-1}(\Theta) = \mathbf{A}^T(\Theta)$ ,  $\mathbf{A}(\Theta_1 + \Theta_2) = \mathbf{A}(\Theta_1)\mathbf{A}(\Theta_2)$ ,  $\mathbf{P}^{-1} = \mathbf{P}^T$ , причем

$$\mathbf{A}(\boldsymbol{\varTheta}) = \begin{bmatrix} \cos\boldsymbol{\varTheta} & \sin\boldsymbol{\varTheta} & 0 & \cdots & 0 \\ -\sin\boldsymbol{\varTheta} & \cos\boldsymbol{\varTheta} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix}.$$

Вид матрицы  $\mathbf{P} = \{p_{ij}\}_{i,j=1}^{m}$  довольно сложен и неоднозначен, но элементы первых двух ее строк для  $m \ge 3$  всегда определяются формулами [10]

$$p_{1j} = \sqrt{\frac{2}{m}} \cos\left((j-1)\frac{2\pi}{m}\right), \quad p_{2j} = \sqrt{\frac{2}{m}} \sin\left((j-1)\frac{2\pi}{m}\right), \quad j = \overline{1,m}.$$

В самом распространенном случае при преобразовании моделей трехфазных машин (*m*=3) матрица Р задается в единственном виде [6,15]

$$\mathbf{P} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix},$$

для *т*=4 можно использовать [10]

$$\mathbf{P} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

а для *m*=2 **Р=Е** - единичная матрица.

При применении (1.3) в преобразованной математической модели машины будут сохранены все исходные значения мощностных характеристик мгновенная мощность, потребляемая от источника питания цепи статора,

$$P_s = [i_{sk}]^T [u_{sk}] = \mathbf{I}_s^T \mathbf{U}_s ,$$

мгновенная мощность, потребляемая от источника питания цепи ротора, если он есть (для двигателя с фазным ротором),

$$P_r = [i_{rk}]^T [u_{rk}] = \mathbf{I}_r^T \mathbf{U}_r$$

мощность потерь в меди статора и ротора двигателя

$${}_{\Delta}P_{s} = R_{s} \| [i_{sk}] \|^{2} = R_{s} \| \mathbf{I}_{s} \|^{2}, \qquad {}_{\Delta}P_{r} = R_{r} \| [i_{rk}] \|^{2} = R_{r} \| \mathbf{I}_{r} \|^{2},$$

где **||**.**||** - евклидова норма вектора (корень квадратный из суммы квадратов его элементов),

и, что особенно важно, полная электромагнитная мощность, одна часть которой "расходуется" на создание магнитного поля, а вторая преобразуется в мощность механического движения.

Модель машины в новом пространстве переменных получим путем почленного домножения (1.1) и (1.2) слева на матрицы  $\mathbf{A}(\gamma_k)\mathbf{P}$  и  $\mathbf{A}(\gamma_k - \gamma_e)\mathbf{P}$  соответственно. Преобразованные уравнения равновесия напряжений принимают вид

$$\mathbf{U}_{s} = R_{s}\mathbf{I}_{s} + \frac{d\Psi_{s}}{dt} + \omega_{k}\mathbf{D}\Psi_{s} , \qquad (1.4)$$

$$\mathbf{U}_r = R_r \mathbf{I}_r + \frac{d\Psi_r}{dt} + (\omega_k - \omega_e) \mathbf{D} \Psi_r , \qquad (1.5)$$

где  $\omega_e = d\gamma_e / dt$  - электрическая частота вращения ротора, равная произведению геометрической угловой скорости  $\omega$  на  $p_n$ ;

$$\mathbf{D} = \mathbf{A}(\Theta) \frac{d\mathbf{A}^{T}(\Theta)}{d\Theta} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & \cdots & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}.$$

Смысл произведенного преобразования рассмотрим на примере модели трехфазного двигателя. В данном случае матрица **Р** является матрицей перехода от плоской трехфазной системы координат (A,B,C), связанной с осями обмотки статора или ротора машины, к закрепленной относительно тех же осей декартовой системе ( $\alpha$ ,  $\beta$ ), см. рис.1.1.а, и составляющей нулевой последовательности:

$$\begin{bmatrix} x_{s\alpha} \\ x_{s\beta} \\ x_{so} \end{bmatrix} = \mathbf{P} \begin{bmatrix} x_{sA} \\ x_{sB} \\ x_{sC} \end{bmatrix}, \qquad \begin{bmatrix} x_{r\alpha} \\ x_{r\beta} \\ x_{ro} \end{bmatrix} = \mathbf{P} \begin{bmatrix} x_{rA} \\ x_{rB} \\ x_{rC} \end{bmatrix}.$$



Рис. 1.1. Векторные диаграммы, поясняющие преобразования координат

Для этого перехода мгновенные значения всех фазных переменных в соответствии со своим знаком откладываются от начала координат по или против направления своей оси, векторно суммируются, и суммарный вектор домножается на коэффициент согласования мощностей  $c = \sqrt{2/3}$  [6]. Проекции полученного вектора на оси системы ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) и являются первыми двумя элементами векторов в левой части приведенных выше равенств. Третий элемент - переменная нулевой последовательности - равен сумме фазных переменных, взятой с коэффициентом  $1/\sqrt{3}$ . Он отличен от нуля только при невыполнении известных условий трехфазной симметрии переменных по мгновенным значениям. Цепь протекания токов нулевой последовательности в короткозамкнутом роторе отсутствует.

Матрица  $\mathbf{A}(\gamma)$  позволяет спроектировать векторы электромагнитных переменных машины на оси ортогональной системы (1,2), повернутой относительно ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) на произвольный угол  $\gamma$ , оставляя без изменений составляющие нулевой последовательности:

$x_{sl}$		$x_{s\alpha}$		$x_{r1}$		$x_{r\alpha}$	
$x_{s2}$	$= \mathbf{A}(\gamma_k)$	$x_{s\beta}$	,	$x_{r2}$	$= \mathbf{A}(\gamma_k - \gamma_e)$	$x_{r\beta}$	
$x_{so}$		$x_{so}$		$x_{ro}$		$x_{ro}$	

На рис.1.1.б в качестве примера показано приведение к вращающейся системе координат одного из векторов статорных переменных.

Умножение какого-либо вектора на матрицу **D** в данном случае обнуляет составляющую нулевой последовательности и поворачивает данный вектор на плоскости (1,2) в положительном направлении на угол  $\pi/2$ .

При числе фаз, большем трех, интерпретация введенных преобразований аналогична. Отличие лишь в том, что число переменных "нулевой последовательности" равно *m* - 2.

#### #1.1. Самостоятельно получите уравнения (1.4),(1.5).

#1.2. Докажите, что приведенные выше матрицы **P** и **A** удовлетворяют условиям инвариантности мощности (для случаев m=2, 3, 4).

#1.3. Постройте вектор токов статора трехфазного двигателя для момента времени t = 0, считая, что фазные токи синусоидальны и трехфазно симметричны.

#### 1.3. Баланс мощностей и электромагнитный момент АД [10]

Уравнения (1.4),(1.5) являются основой для вывода формулы момента асинхронной машины. С этой целью используем (в несколько видоизмененном виде) формальный методический прием, описанный в [17], и примем еще одно допущение:

- потерями в стали, обусловленными протеканием вихревых токов в магнитопроводе двигателя и его перемагничиванием (потерями на гистерезис), в формуле момента можно пренебречь ввиду их малого влияния на динамические свойства электропривода; приближенный учет этих потерь целесообразен лишь на этапе оптимизации установившихся режимов работы ЭП по энергетическим критериям.

Если уравнения (1.4),(1.5) почленно домножить слева на  $\mathbf{I}_s^T$  и  $\mathbf{I}_r^T$  соответственно, а затем сложить, получим

$$\mathbf{I}_{s}^{T}\mathbf{U}_{s} + \mathbf{I}_{r}^{T}\mathbf{U}_{r} = R_{s}\|\mathbf{I}_{s}\|^{2} + R_{r}\|\mathbf{I}_{r}\|^{2} + \mathbf{I}_{s}^{T}\frac{d\Psi_{s}}{dt} + \mathbf{I}_{r}^{T}\frac{d\Psi_{r}}{dt} + \omega_{k}\mathbf{I}_{s}^{T}\mathbf{D}\Psi_{s} + (\omega_{k}-\omega_{e})\mathbf{I}_{r}^{T}\mathbf{D}\Psi_{r} .$$
(1.6)

Равенству (1.6) поставим в соответствие модель баланса мощностей, согласно которой полная мощность, потребляемая по цепям статора и ротора машины, определяется следующим выражением:

$$P_{\Sigma} = P_s + P_r = {}_{\Delta}P_s + {}_{\Delta}P_r + P_{\mathfrak{M}} + P_{mech} ,$$

где мощности потерь в меди статора  ${}_{\Delta}P_s$  и ротора  ${}_{\Delta}P_r$  соответствуют два первых слагаемых из правой части (1.6); составляющая электромагнитной мощности, идущая на создание магнитного поля,  $P_{_{3M}}$  соответствует третьему и четвертому слагаемым (1.6); а мощность механического движения ротора и жестко связанных с ним маховых масс  $P_{mech}$ , расходуемая на изменение их кинетической энергии и совершение полезной работы по преодолению момента сопротивления нагрузки, равна двум последним членам правой части (1.6).

Заметим, что возможность такого выделения механической мощности непосредственно связана с переходом к единой системе координат, в которой

все компоненты векторов потокосцеплений не зависят от угла поворота ротора, и в этой связи  $P_{3M}$  не содержит составляющих, создающих электромагнитный момент.

В какой бы системе координат, для какой  $\omega_k$  не производился анализ баланса мощностей, при  $\omega \neq 0$  всегда допустимо предположить, что

$$\omega_k = \alpha(.)\omega_e$$

где  $\alpha(.)$  - некоторая действительная функция времени, напряжений, токов и потокосцеплений обмоток двигателя.

При этом электромагнитный момент, развиваемый машиной, выражается в наиболее общей форме:

$$M_{e} = \frac{P_{mech}}{\omega} = \frac{\omega_{e}}{\omega} \left( \alpha \mathbf{I}_{s}^{T} \mathbf{D} \Psi_{s} + (\alpha - 1) \mathbf{I}_{r}^{T} \mathbf{D} \Psi_{r} \right),$$
  
$$M_{e} = p_{n} \left( \alpha \mathbf{I}_{s}^{T} \mathbf{D} \Psi_{s} + (\alpha - 1) \mathbf{I}_{r}^{T} \mathbf{D} \Psi_{r} \right).$$
(1.7)

Из (1.7) следует, что из-за особого вида матрицы **D** элементы векторов электромагнитных величин с индексами  $k \ge 3$  не участвуют в создании момента и лишь порождают дополнительные составляющие в  ${}_{\Delta}P_s$  и  ${}_{\Delta}P_r$ . Именно поэтому при построении реальных систем электропривода необходимо стремиться к обеспечению симметричных режимов работы двигателя.

Так как произведения  $\mathbf{I}_{s}^{T} \mathbf{D} \Psi_{s}$  и  $\mathbf{I}_{r}^{T} \mathbf{D} \Psi_{r}$  инвариантны (безразличны) к углу поворота вращающейся системы координат, то есть

$$\mathbf{I}_{s}^{T} \mathbf{D} \Psi_{s} = \widetilde{\mathbf{I}}_{s}^{T} \mathbf{D} \widetilde{\Psi}_{s}, \quad \mathbf{I}_{r}^{T} \mathbf{D} \Psi_{r} = \widetilde{\mathbf{I}}_{r}^{T} \mathbf{D} \widetilde{\Psi}_{r},$$

где  $\widetilde{\mathbf{I}}_{s} = \mathbf{A}(_{\Delta}\gamma_{1})\mathbf{I}_{s}$ ,  $\widetilde{\Psi}_{s} = \mathbf{A}(_{\Delta}\gamma_{1})\Psi_{s}$ ,  $\widetilde{\mathbf{I}}_{r} = \mathbf{A}(_{\Delta}\gamma_{2})\mathbf{I}_{r}$ ,  $\widetilde{\Psi}_{r} = \mathbf{A}(_{\Delta}\gamma_{2})\Psi_{r}$ ,

 $_{\Delta}\gamma_{1}$ ,  $_{\Delta}\gamma_{2}$  - произвольные действительные числа или функции,

обобщенная формула (1.7) оказывается справедливой при любом значении  $\alpha$ , в том числе никак не связанном с частотой вращения  $\omega$ . Так, например, полагая  $\alpha = 1$  и  $\alpha = 0$ , из (1.7) получаем выражения

$$M_e = p_n \mathbf{I}_s^T \mathbf{D} \Psi_s$$
,  $M_e = -p_n \mathbf{I}_r^T \mathbf{D} \Psi_r$ ,

используемые во многочисленных работах по векторному управлению асинхронными двигателями и машинами двойного питания.

#1.4. Запишите (1.7) в скалярной форме и сравните с формулой электромагнитного момента двигателя постоянного тока.

#1.5. Докажите, что произведение  $\mathbf{I}_{s}^{T} \mathbf{D} \Psi_{s}$  инвариантно к системе координат.

#### 1.4. Уравнения магнитных связей [11]

Потокосцепления обмоток двигателя определим при следующих допущениях:

- воздушный зазор неявнополюсной электрической машины считается равномерным, а его магнитное сопротивление постоянным и независящим от взаимного расположения статора и ротора, влиянием пазов пренебрегаем;

- не будем учитывать лобовые части обмоток;

- эквивалентная характеристика намагничивания магнитопровода машины по пути главного магнитного потока, сцепленного с обмотками статора и ротора, является однозначной и симметричной (нечетной);

- магнитное состояние путей потоков рассеяния двигателей, работающих в системах частотно-регулируемого электропривода при малых перегрузках по току, соответствует линейному участку кривой намагничивания и не зависит от состояния пути главного магнитного потока, потоки рассеяния в свою очередь не влияют на состояние главного магнитного пути;

- распределение намагничивающих сил всех обмоток по окружности воздушного зазора синусоидально и имеет пространственный полупериод, равный полюсному делению, высшие гармонические составляющие электромагнитных переменных, вызванные несинусоидальностью распределения обмоток, не учитываются;

- магнитопровод машины *m*-фазно симметричен.

В данном случае векторы полных потокосцеплений статора и ротора двигателя являются суммой составляющих, обусловленных главным (основным) магнитным потоком машины и магнитными потоками рассеяния,

$$\begin{array}{l} \Psi_s = \Psi_0 + \Psi_{s\sigma} , \\ \Psi_r = \Psi_0 + \Psi_{r\sigma} , \end{array} \right\}$$
(1.8)

причем потокосцепления рассеяния в свою очередь также образуются двумя слагаемыми -

$$\begin{aligned}
\Psi_{s\sigma} &= \Psi_{s\sigma1} + \Psi_{s\sigma2}, \\
\Psi_{r\sigma} &= \Psi_{r\sigma1} + \Psi_{r\sigma2},
\end{aligned} \tag{1.9}$$

где  $\Psi_{s\sigma 1}$  вызвано потоком рассеяния статора, не создающим между его фазами магнитную связь, а  $\Psi_{s\sigma 2}$  - потоком рассеяния, создающим магнитную связь между фазами обмотки статора;  $\Psi_{r\sigma 1}$  и  $\Psi_{r\sigma 2}$  - аналогичные по смыслу векторы потокосцеплений рассеяния ротора.

Так как пути магнитных потоков рассеяния считаются ненасыщенными, соответствующие потокосцепления пропорциональны токам обмоток двигателя [5] -

$$\begin{aligned}
\Psi_{s\sigma 1} &= L_{s\sigma 1} \mathbf{I}_{s}, \quad \Psi_{s\sigma 2} = L_{s\sigma 2} \mathbf{A}_{0}(0) \mathbf{I}_{s}, \\
\Psi_{r\sigma 1} &= L_{r\sigma 1} \mathbf{I}_{r}, \quad \Psi_{r\sigma 2} = L_{r\sigma 2} \mathbf{A}_{0}(0) \mathbf{I}_{r},
\end{aligned}$$
(1.10)

где  $L_{s\sigma 1}$ ,  $L_{s\sigma 2}$ ,  $L_{r\sigma 1}$ ,  $L_{r\sigma 2}$  - индуктивности рассеяния первого и второго рода для обмоток статора и ротора; а матрица  $A_0$  получена из **A** обнулением всех строк, кроме первой и второй.

Вследствие принятых допущений нелинейность магнитной системы машины "сосредоточена" в зависимости вектора главных потокосцеплений  $\Psi_0$  от суммарной намагничивающей силы всех ее обмоток, определяющейся вектором токов намагничивания  $\mathbf{I}_m = \mathbf{A}_0(0)(\mathbf{I}_s + \mathbf{I}_r)$ . Рассмотрим эту зависимость в предположении о *m*-фазной симметрии напряжений и токов двигателя, когда все элементы нулевой последовательности векторов электромагнитных величин равны нулю, и можно использовать только двумерные векторы вида  $\mathbf{X}_i = [x_{i1}, x_{i2}]^T$ , что соответствует переходу к модели эквивалентной двухфазной машины.

В данном случае распределение тока намагничивания по окружности воздушного зазора описывается функцией

$$i_m(\xi) = \|\mathbf{I}_m\|\cos(\xi - \xi_m) = [\cos(\xi), \sin(\xi)]\mathbf{I}_m,$$

где  $\xi$  - электрический угол, образованный осью 1 и отрезком, который соединяет рассматриваемую точку воздушного зазора в поперечном сечении машины с

осью вращения;  $\xi_m = 2 \operatorname{arctg} \frac{i_{m2}}{\|\mathbf{I}_m\| + i_{m1}}$  - мгновенная электрическая фаза векто-

ра токов намагничивания в системе координат (1,2) (угол между вектором  $\mathbf{I}_m$  и осью 1).

Мгновенные значения элементов вектора главных потокосцеплений двухфазного двигателя можно представить в форме определенного интеграла

$$\Psi_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \left[ \cos(\xi), \sin(\xi) \right]^T f(i_m(\xi)) d\xi ,$$

где f(.) - однозначная нечетная функция, отражающая эквивалентную кривую намагничивания машины, см. рис.1.2, причем на ее линейном участке (в области малых значений аргумента)  $\frac{df(x)}{dx}\Big|_{x=0} = L_m$  - главная индуктивность классической схемы замещения АД.



Рис. 1.2. Эквивалентная характеристика намагничивания

Поскольку при решении большинства задач анализа и синтеза систем управления асинхронными машинами допустимо не учитывать высшие гармонические составляющие компонент векторов потокосцеплений [17], произведем гармоническую линеаризацию кривой намагничивания в модели электромагнитных процессов, полагая, что

$$\Psi_0 = L_m \left( \left\| \mathbf{I}_m \right\| \right) \mathbf{I}_m = L_m \left( \left\| \mathbf{I}_m \right\| \right) \left( \mathbf{I}_s + \mathbf{I}_r \right) , \qquad (1.11)$$

где  $L_m$  - коэффициент гармонической линеаризации функции f(.), зависящий от нормы вектора  $I_m$ ,

$$L_m(\|\mathbf{I}_m\|) = \frac{1}{\pi \|\mathbf{I}_m\|} \int_0^{2\pi} \sin(\xi) f(\|\mathbf{I}_m\| \sin(\xi)) d\xi .$$

Таким образом, при наших допущениях введенная в теории электрических машин главная индуктивность двигателя является функцией тока намагничивания. Аналогичный вывод справедлив и в более общем случае при наличии токов и напряжений нулевой последовательности, поскольку в силу симметричности синусоидально распределенных обмоток и замкнутости магнитопровода машины составляющие нулевой последовательности вектора главных потокосцеплений всегда равны нулю.

Заметим, что все модели АД, традиционно используемые при синтезе систем векторного управления, не учитывают влияние нелинейности кривой намагничивания на динамические характеристики ЭП.

#### 1.5. Модель АД как объекта управления

Окончательно математическую модель асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором как объекта векторного управления составим на основе уравнений (1.4), (1.5), (1.7) - (1.11), пренебрегая влиянием нелинейности кривой намагничивания на характер электромагнитных переходных процессов, то есть полагая коэффициент  $L_m$  постоянным или меняющимся достаточно медленно. Для этого в соответствии с (1.8) - (1.11) запишем выражения для векторов полных потокосцеплений статора и ротора

$$\Psi_{s} = \mathbf{L}_{0}(\mathbf{I}_{s} + \mathbf{I}_{r}) + L_{s\sigma 1}\mathbf{I}_{s} + L_{s\sigma 2}\mathbf{A}_{0}(0)\mathbf{I}_{s},$$
  

$$\Psi_{r} = \mathbf{L}_{0}(\mathbf{I}_{s} + \mathbf{I}_{r}) + L_{r\sigma 1}\mathbf{I}_{r} + L_{r\sigma 2}\mathbf{A}_{0}(0)\mathbf{I}_{r},$$
  
где 
$$\mathbf{L}_{0} = \begin{bmatrix} L_{m} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & L_{m} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}$$
- матрица главных индуктивностей машины.

Отсюда видно, что полные индуктивности обмоток статора и ротора для токов по осям 1,2 определяются как

$$L_s = L_m + L_{\sigma s}, \quad L_r = L_m + L_{\sigma r},$$

где  $L_{\sigma\sigma} = L_{s\sigma1} + L_{s\sigma2}$ ,  $L_{\sigma r} = L_{r\sigma1} + L_{r\sigma2}$  - полные индуктивности рассеяния, а индуктивности статора и ротора по отношению к токам нулевой последовательности равны  $L_{s\sigma1}$  и  $L_{r\sigma1}$ . Этих данных достаточно для того, чтобы оценить динамику токов нулевой последовательности при питании АД от несимметричного источника напряжений.

Так как с целью снижения непроизводительных потерь энергии на практике всегда желательно обеспечивать симметричный или близкий к нему режим работы электрической машины, исключим из рассмотрения переменные нулевой последовательности и в дальнейшем будем использовать только двухфазные модели двигателей, исчерпывающим образом описывающие их динамические и статические свойства в симметричных режимах. Для двухфазных моделей

$$\Psi_s = L_s \mathbf{I}_s + L_m \mathbf{I}_r, \quad \Psi_r = L_m \mathbf{I}_s + L_r \mathbf{I}_r.$$

С помощью этих выражений исключим из уравнений АД (1.4), (1.5) "лишние" переменные  $I_r$  и  $\Psi_s$ ,

$$\mathbf{I}_r = \frac{1}{L_r} \left( \Psi_r - L_m \mathbf{I}_s \right), \quad \Psi_s = \frac{L_m}{L_r} \Psi_r + L_{\sigma e} \mathbf{I}_s \ ,$$

где  $L_{\sigma e} = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r}$  - эквивалентная индуктивность рассеяния двигателя,

затем приравняем нулю вектор **U**<sub>*r*</sub> и запишем полученную систему уравнений в следующей форме:

$$L_{\sigma e} \dot{\mathbf{I}}_{s} = -R_{s} \mathbf{I}_{s} - \frac{L_{m}}{L_{r}} \dot{\Psi}_{r} - \omega_{k} \mathbf{D} \left( L_{\sigma e} \mathbf{I}_{s} + \frac{L_{m}}{L_{r}} \Psi_{r} \right) + \mathbf{U}_{s},$$
  
$$\dot{\Psi}_{r} = \frac{L_{m} R_{r}}{L_{r}} \mathbf{I}_{s} - (\omega_{k} - \omega_{e}) \mathbf{D} \Psi_{r} - \frac{R_{r}}{L_{r}} \Psi_{r}.$$
(1.12)

Система (1.12) совместно с формулой момента

$$M_e = p_n \frac{L_m}{L_r} \mathbf{I}_s^T \mathbf{D} \Psi_r$$
(1.13)

и уравнением движения привода

$$J\dot{\omega} = M_e - M_c \quad , \tag{1.14}$$

где *J* - суммарный момент инерции ротора двигателя и жестко связанных с ним маховых масс;  $M_c$  - приведенный к валу двигателя момент сопротивления нагрузки,

образует математическую модель АД, использующуюся при синтезе законов векторного управления. Все параметры этой модели могут быть определены по специальной справочной литературе, например [1].

#1.6. Объясните, с какой целью вводилось каждое из допущений, принятых в параграфах 1.2, 1.3, 1.4.

#1.7. Самостоятельно получите уравнения (1.12) и выражение (1.13).

#### 1.6. Модели преобразователя частоты

В современных системах частотно-регулируемого электропривода используются преобразователи частоты (ПЧ) с промежуточным звеном постоянного тока и автономными инверторами. Особенности реализации систем векторного управления АД при питании двигателя от тиристорных инверторов подробно рассмотрены в книгах [12,13,14,19], а в настоящем пособии внимание сконцентрировано на приобретающих все более широкое распространение системах ЭП, построенных на базе трехфазного асинхронного двигателя и транзисторного автономного инвертора напряжения (АИН), упрощенная функциональная схема силовой части которых приведена на рис. 1.3. Вентильный преобразователь (ВП), запитанный от сети через согласующий трансформатор или анодные реакторы, нагружен на звено постоянного тока, имеющее емкостной фильтр  $C_f$ . Нагрузкой звена постоянного тока является транзисторный АИН, который благодаря полной управляемости силовых ключевых элементов с полным правом можно назвать импульсным усилителем мощности (ИУМ). К инвертору подключена обмотка статора АД.

В приводах малой мощности (до 15...20 кВт) обычно применяются неуправляемые ВП, благодаря чему ПЧ имеет максимальный коэффициент мощности по отношению к питающей сети (для первой гармоники тока  $\cos \varphi \approx 1$ ). Такое решение связано с невозможностью рекуперации энергии в сеть, поэтому для осуществления режимов генераторного торможения двигателя должно быть предусмотрено временное включение в звено постоянного тока специального балластного резистора для "слива" кинетической энергии вращающихся масс. В более мощных ЭП и при необходимости длительной работы электропривода в тормозных режимах применяются реверсивные ВП с раздельным управлением, работающие с минимальными углами регулирования и инвертирования. Управление подключением балластного резистора или выпрямительными комплектами реверсивного ВП производится в функции напряжения в звене постоянного тока. В случаях, когда к качеству процессов торможения не предъявляется жестких требований, могут использоваться альтернативные способы, например динамическое торможение постоянным током.



Рис. 1.3. Схема силовой части ЭП

Рис. 1.4. Схема ИУМ

ИУМ, как правило, построен по трехфазной мостовой схеме на основе шести транзисторных ключей (ТК), включающих в себя обратные диоды, см. рис. 1.4. Обмотка статора двигателя, соединенная в "звезду" или "треугольник", подключена к диагоналям моста.

Для составления математического описания трехфазного ПЧ рассматриваемого типа примем следующие допущения, идеализирующие его поэлементно:

- транзисторные ключи и обратные диоды ИУМ считаются безынерционными, то есть процессы их коммутации (перехода из закрытого состояния в открытое и обратно) не учитываются;

- транзисторные ключи управляются двуполярными импульсными воздействиями единичной амплитуды ( $u_i = \pm 1$ ): при  $u_i = 1$  вывод начала фазы *i* нагрузки (двигателя) подключен к положительному, а при  $u_i = -1$  - к отрицательному полюсу звена постоянного тока, i = A, B, C;

- временные задержки переключений, необходимые для исключения сквозных токов ИУМ, пренебрежимо малы;

- падения напряжения на открытых элементах ИУМ и токи, протекающие через закрытые элементы, равны нулю;

- напряжение в звене постоянного тока не зависит от состояния нагрузки, что соответствует предположению о большой величине  $C_f$ , идеальности эле-

ментов ВП и питании его от сети неограниченной мощности, имеющей нулевое полное сопротивление.

Если восемь возможных состояний идеализированного ИУМ обозначить как  $(\pm\pm\pm)$ , где знаки "+" и "-" в первой, второй и третьей позиции, считая слева направо, соответствуют знаку управляющего воздействия  $u_i = \pm 1$ , поданного на фазы A, B, C импульсного усилителя мощности, то на плоскости  $(\alpha,\beta)$  можно изобразить восемь векторов напряжений двигателя, соответствующих этим состояниям. На рис. 1.5 для соединения обмотки статора в "звезду" построен один из этих векторов *x*, который направлен от начала координат к вершине шестиугольника, лежащей на оси  $\overline{C}$ . Этой и всем остальным вершинам соответствует свое состояние ИУМ, указанное на рисунке, а нулевому вектору напряжений на выходе ПЧ (началу координат) - сразу два "нулевых" состояния, в которых все фазы двигателя оказываются подключенными к одному полюсу звена постоянного тока.



Рис. 1.5. Диаграмма напряжений трехфазного мостового ИУМ для соединения симметричной нагрузки в "звезду"

Формально зависимость вектора мгновенных значений напряжений статора  $\left(\mathbf{U}_{s} = [u_{s1}, u_{s2}]^{T}\right)$  АД, обмотка статора которого соединена "в звезду", от вектора управляющих воздействий ИУМ  $\left([u_{i}] = colon(u_{a}, u_{b}, u_{c})\right)$  определяется формулой

$$\mathbf{U}_{s} = \frac{1}{\sqrt{6}} u_0 \mathbf{A}(\gamma_k) \mathbf{P}_{*}[u_i], \qquad (1.15,a)$$

где  $u_0$  - напряжение в звене постоянного тока; **Р**<sub>\*</sub> - матрица преобразования координат "трехфазные - ( $\alpha, \beta$ )", исключающая из напряжений составляющую нулевой последовательности,

$$\mathbf{P}_{*} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix};$$

 $A(\gamma_k)$  - матрица преобразования координат "( $\alpha,\beta$ ) - (1,2)" из неподвижной во вращающуюся систему,

$$\mathbf{A}(\gamma_k) = \begin{bmatrix} \cos \gamma_k & \sin \gamma_k \\ -\sin \gamma_k & \cos \gamma_k \end{bmatrix}.$$

При соединении обмотки статора двигателя в "треугольник" эта формула принимает вид

$$\mathbf{U}_{s} = \frac{1}{\sqrt{2}} u_0 \mathbf{A}(\gamma_k) \mathbf{P}_{\Delta}[u_i] , \qquad (1.15,6)$$

где  $\mathbf{P}_{\Delta} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\ 1/2 & 1/2 & -1 \end{bmatrix}$ .

Мгновенные значения фазных напряжений симметричного во всех отношениях АД определяются тоже достаточно просто. Если все фазы подключены к одному и тому же полюсу звена постоянного тока, то фазные напряжения равны нулю. В других состояниях ИУМ напряжения двигателя зависят от схемы соединения обмоток. Легче всего найти напряжения при соединении обмоток в "треугольник". В этом случае напряжение фазы, начало и конец которой подключены к одному полюсу, равно нулю, а два оставшихся фазных напряжения по модулю равны  $u_0$  и обратны друг другу по знаку. Положительным считается напряжение фазы, начало которой подключено к катодной группе ВП, а конец - к анодной. При соединении фазных обмоток в "звезду" напряжение звена постоянного тока, которое так же, как в предыдущем случае, определяет линейные напряжения двигателя, распределяется между фазами обратно пропорционально количеству фаз, присоединенных к одному полюсу звена постоянного тока. Напряжения фаз, соединенных в рассматриваемый момент времени параллельно, по модулю равно  $u_0 / 3$ , а абсолютная величина третьего фазного напряжения -

 $\frac{2}{3}u_0$ . Знаки всех фазных напряжений соответствуют полюсу звена постоянного тока, к кото-

рому подключены начала этих фаз.

Приведенные модели ИУМ используются при проектировании систем разрывного управления различными переменными двигателя, функционирующих в автоколебательных режимах. Одна из таких систем - САУ фазными токами АД - будет кратко описана ниже. Кроме того, эти же формулы позволяют, используя принцип векторной широтно-импульсной модуляции (ШИМ), разработать и реализовать на базе ИУМ быстродействующие регулируемые источники напряжений (РИН), к рассмотрению которых мы и переходим.

Из рис. 1.5 очевидно, что если в течение некоторого повторяющегося интервала времени (периода модуляции) поочередно приводить ИУМ в состояния (+++), (++-), (+--), (---), (+--), (++-), то можно, варьируя длительности включения отдельных состояний внутри периода модуляции,

получить любой средний за данный период вектор напряжений двигателя, заключенный в секторе A, O,  $\overline{C}$  внутри показанного на рисунке шестиугольника. Если при этом период ШИМ достаточно мал, то обмотка статора AД, обладающая свойствами фильтра нижних частот, и вся электрическая машина в целом будут реагировать практически на средние за период модуляции значения напряжений, а импульсный характер мгновенных значений напряжений скажется только в наличии высокочастотных пульсаций токов двигателя, вызывающих дополнительные потери энергии. Так как достижимые в настоящее время частоты переключений силовых транзисторов составляют примерно 10...20 кГц, можно считать, что средние за период ШИМ напряжения с практической точки зрения являются величинами, управляемыми по мгновенным значениям.

Вся область достижимых средних за период ШИМ векторов напряжений на соединенной в "звезду" нагрузке при питании от трехфазного мостового ИУМ в декартовой системе координат ограничена оболочкой шестиугольника,

натянутой на концы векторов с модулем  $\sqrt{\frac{2}{3}} u_0$ , которые направлены по осям

фаз A, B, C. Каждому из шести видимых на рис. 1.5 секторов соответствует своя, подобная приведенной выше, комбинация состояний, при которой переход от каждого предыдущего состояния к последующему производится отпиранием или запиранием только одного транзисторного ключа, благодаря чему минимизируются пульсации тока нагрузки и дополнительные потери в двигателе и ТК. Использование обоих "нулевых" состояний ИУМ позволяет усреднить мощность потерь на транзисторных ключах.

Техническая система, которая путем управления относительной длительностью "включения" состояний ИУМ на каждом периоде ШИМ (скважностью) позволяет преобразовать управляющие воздействия в пропорциональные им по средним значениям напряжения на нагрузке, называется широтно-импульсным преобразователем (ШИП). Математическая модель ШИП (опять же по средним значениям) соответствует регулируемому источнику напряжений:

$$\mathbf{U}_s = k_n \mathbf{U}_{zu} , \qquad (1.16)$$

здесь  $k_n$  - коэффициент передачи РИН;  $U_{zu}$  - вектор управляющих воздействий.

Известно множество схем реализации векторных ШИП, которые описаны в научно-технической литературе, например [2,8], и на них мы останавливаться не будем. Уравнение (1.16) может быть использовано как модель любого широтно-импульсного преобразователя с конечной частотой модуляции, если евклидова норма (модуль) вектора управлений ограничена на таком уровне, что вектор выходных напряжений ИУМ во всех режимах работы принадлежит области достижимых, и выполняется условие разделения частот

$$\omega_0 \le f_k \,/\, k_p \,\,, \tag{1.17}$$

где  $f_k$  - частота ШИМ (частота квантования управляющих воздействий по времени);  $\omega_0$  - собственная частота или круговая частота пропускания САУ, в составе которой работает ШИП;  $k_p = (1,5...3)\pi$  - коэффициент разделения частот, возрастающий с повышением порядка (сложности) САУ.

#1.8. Постройте по аналогии с рис. 1.5 диаграмму выходных напряжений ИУМ для соединения нагрузки в "треугольник".

#1.9. Рассчитайте уровни ограничения нормы вектора управляющих воздействий ШИП для соединения нагрузки в "звезду" и "треугольник".

#1.10. Выведите формулы для предварительного расчета требуемого значения напряжения звена постоянного тока по номинальным данным двигателя при различных схемах соединения фаз обмотки статора.

#1.11. Постройте временные диаграммы фазных напряжений двигателя на периоде ШИП при работе в секторе  $A, O, \overline{C}$ .

#### 1.7. Регулируемый источник токов

Под регулируемым источником тока (РИТ) условимся понимать замкнутую систему регулирования токов двигателя, обладающую настолько высоким быстродействием, что в полосе рабочих частот (полосе пропускания) САУ, в состав которой она входит, ее идеализированная математическая модель может быть представлена безынерционным звеном

$$\mathbf{I}_s = k_i \mathbf{U}_{zi} , \qquad (1.18)$$

где  $k_i$  - коэффициент передачи РИТ;  $U_{zi}$  - вектор задающих воздействий.

Реальный РИТ может быть построен на базе транзисторного векторного ШИП, и задающие воздействия на него могут формироваться как в неподвижной трех- или двухфазной системе координат, так и во вращающейся. В качестве примера на рис. 1.6 приведена структурная схема РИТ, реализованного в неподвижной декартовой системе координат ( $\alpha, \beta$ ). Двухфазный регулятор тока РТ (как правило пропорциональный) на основе информации об отклонении вектора задающих воздействий от вектора сигналов обратной связи по мгновенным значениям токов АД формирует управляющее воздействие на ШИП (на схеме - ПЧ) и определяет статические и динамические характеристики РИТ. Выходные напряжения ШИП воздействуют на цепь статора двигателя, модель которой по быстрым движениям, протекающим в темпе переходных процессов в РИТ, представлена по каждой из осей ( $\alpha, \beta$ ) апериодическим звеном и возмущающим воздействием f<sub>s</sub>. Параметры апериодических звеньев соответствуют *RL* - нагрузке с индуктивностью Lore И активным сопротивлением

$$R_e = R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r$$
. Возмущение изменяется относительно медленно, так как

скорость процессов по  $\Psi_r$  определяется большой постоянной времени роторной цепи  $T_r = L_r / R_r$ .



Рис. 1.6. Структурная схема РИТ

Синтез контура регулирования тока (КРТ) производится исходя из условия разделения частот (1.17) при коэффициенте разделения  $k_p = (1,5...2)\pi$ . Собственная частота РИТ при пропорциональном РТ

$$\omega_i = \frac{1}{T_i} = \frac{R_e + k_{PT} k_n k_{oi}}{L_{\sigma e}}$$

где  $T_i$  - его постоянная времени;  $k_{PT}$  - коэффициент передачи РТ.

Отсюда, задаваясь уровнями задающих воздействий, несложно определить коэффициент обратной связи и наилучшее с позиций точности регулирования значение искомого коэффициента передачи регулятора

$$k_{PT} \approx \frac{1}{k_n k_{oi}} \left( \frac{f_k L_{\sigma e}}{(1, 5 \dots 2)\pi} - R_e \right).$$

В этом случае коэффициент передачи РИН

$$k_i = \frac{k_{PT}k_n}{R_e + k_{PT}k_nk_{oi}}$$

Из полученных формул следует, что точность регулирования токов двигателя в анализируемом РИТ напрямую связана с его быстродействием и ограничена частотой широтноимпульсной модуляции напряжения, реализованной в ШИП. Если статическая точность синтезированного в неподвижной системе координат РИТ не отвечает требованиям к амплитудной и фазовой ошибке воспроизведения гармонических сигналов задания токов, и частота ШИМ не может быть увеличена в силу характеристик ТК, то обычно переходят к регулированию токов во вращающейся синхронно с магнитным полем машины системе координат, где сигналы задания токов, сами токи АД и возмущающие воздействия на КРТ в установившихся режимах постоянны [12,13,14,19,21], или используют приемы компенсации влияния э. д. с. вращения [18], определяющейся вторым слагаемым в выражении для  $f_s$ , см. рис. 1.6. Оба упомянутых подхода будут рассмотрены во втором разделе пособия, здесь же остановимся на очень перспективном типе РИТ предельного быстродействия, не использующем ШИП и работающем в автоколебательном режиме при прямом разрывном управлении транзисторными ключами ИУМ.



Рис. 1.7. Форма фазных токов двигателя 4А100L4УЗ в номинальном режиме при питании от автоколебательного РИТ

Собственная частота пропускания РИТ может быть сделана всего лишь в 6...10 раз меньшей частоты коммутации ключей ИУМ, если реализовать три контура регулирования фазных токов двигателя с релейными регуляторами, имеющими характеристики вида

$$u_i = sign(\varepsilon_i)$$
,

где  $\mathcal{E}_i$  - ошибки регулирования фазных токов; sign(.) - функция знака,

и непосредственно дискретные выходные сигналы РТ подавать в качестве сигналов управления ТК на ИУМ. При этом в контурах регулирования токов возникают автоколебательные режимы, обеспечить приблизительное постоянство частоты которых и близость режима работы ИУМ к ШИМ достаточно просто путем введения во все три канала обратной связи по фазным токам специальных одинаковых фильтров второго - третьего порядка (с коэффициентом передачи  $k_{oi}$ ). Постоянные времени этих фильтров выбираются как величины, обратно пропорциональные желаемой частоте коммутации ИУМ. Форма фазных токов двигателя в таком автоколебательном РИТ очень близка к их форме при векторной ШИМ и показана на рис. 1.7. Для анализа и синтеза РИТ с прямым разрывным управлением используются модели ИУМ вида (1.15).

#1.12. Используя метод гармонической линеаризации, проанализируйте свойства контура регулирования тока в активно-индуктивной нагрузке при релейном PT и фильтре обратной связи в виде колебательного звена. Сравните их с описанными выше, предполагая, что постоянная времени нагрузки значительно больше постоянной времени фильтра.

# 1.8. Основные соотношения для анализа установившихся режимов работы АД

Анализ установившихся режимов работы АД, запитанного от источника гармонических напряжений или токов, удобно производить на основе комплексной формы записи уравнений (1.12), (1.13), заменяя двумерные векторы электромагнитных переменных, представленные в неподвижной декартовой системе координат ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) при  $\omega_k = 0$  комплекснозначными функциями времени, вещественные части которых равны проекциям соответствующих векторов на ось  $\alpha$ , а мнимые - их проекциям на ось  $\beta$ . В этом случае

$$\mathbf{U}_{s} = U_{sm}e^{j\omega_{0}t}, \quad \mathbf{I}_{s} = I_{sm}e^{j(\omega_{0}t+\varphi)}, \quad \Psi_{r} = \psi_{rm}e^{j(\omega_{0}t+\delta)},$$

где  $\psi_{rm}$ ,  $U_{sm}$ ,  $I_{sm}$  - модули векторов потокосцеплений ротора, напряжений и токов статора АД;  $\varphi$ ,  $\delta$  - фазы векторов токов статора и потокосцеплений ротора относительно вектора напряжений статора;  $\omega_0 = const$  - круговая частота напряжений статора; j - мнимая единица, и уравнения (1.12), (1.13) принимают вид

$$L_{\sigma e} \frac{d(I_{sm}e^{j(\omega_0 t+\varphi)})}{dt} = -R_s I_{sm}e^{j(\omega_0 t+\varphi)} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d(\psi_{rm}e^{j(\omega_0 t+\delta)})}{dt} + U_{sm}e^{j\omega_0 t},$$

$$\frac{d(\psi_{rm}e^{j(\omega_0 t+\delta)})}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} I_{sm}e^{j(\omega_0 t+\varphi)} + j\omega_e \psi_{rm}e^{j(\omega_0 t+\delta)} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rm}e^{j(\omega_0 t+\delta)},$$

$$M_e = p_n \frac{L_m}{L_r} I_{sm} \psi_{rm} \sin(\varphi - \delta).$$
(1.19)

В установившихся режимах модули и фазы всех векторов постоянны, поэтому первые два из этих уравнений могут быть переписаны как

$$j\omega_{0}L_{\sigma e}I_{sm}e^{j(\omega_{0}t+\phi)} = -R_{s}I_{sm}e^{j(\omega_{0}t+\phi)} - j\omega_{0}\frac{L_{m}}{L_{r}}\psi_{rm}e^{j(\omega_{0}t+\delta)} + U_{sm}e^{j\omega_{0}t},$$
  
$$j\omega_{0}\psi_{rm}e^{j(\omega_{0}t+\delta)} = \frac{R_{r}L_{m}}{L_{r}}I_{sm}e^{j(\omega_{0}t+\phi)} + j\omega_{e}\psi_{rm}e^{j(\omega_{0}t+\delta)} - \frac{R_{r}}{L_{r}}\psi_{rm}e^{j(\omega_{0}t+\delta)},$$

или, что то же самое,

$$j\omega_{0}L_{\sigma e}I_{sm}e^{j\varphi} = -R_{s}I_{sm}e^{j\varphi} - j\omega_{0}\frac{L_{m}}{L_{r}}\psi_{rm}e^{j\delta} + U_{sm},$$

$$j\omega_{0}\psi_{rm}e^{j\delta} = \frac{R_{r}L_{m}}{L_{r}}I_{sm}e^{j\varphi} + j\omega_{e}\psi_{rm}e^{j\delta} - \frac{R_{r}}{L_{r}}\psi_{rm}e^{j\delta}.$$

$$(1.20)$$

Уравнения (1.19), (1.20) являются базой для определения статических характеристик АД при питании от синусоидального РИН или РИТ с известными выходными параметрами.

Рассмотрим систему РИТ - АД. Из второго уравнения (1.20) следует, что

$$\psi_{rm}e^{-j(\varphi-\delta)} = \frac{L_m I_{sm}}{1+j\omega_s T_r} , \qquad (1.21)$$

где  $\omega_s = \omega_0 - \omega_e = s\omega_0$  - частота скольжения;  $I_{sm} = \sqrt{3}I_1$ ,  $I_1$  - действующее значение фазных токов АД.

Подставляя вытекающие отсюда значения  $\psi_{rm}$  и ( $\varphi - \delta$ ) в формулу (1.19), легко найти выражение механической характеристики. Так как

$$\psi_{rm}\sin(\varphi-\delta) = -\operatorname{Im}(\psi_{rm}e^{-j(\varphi-\delta)}) = -\operatorname{Im}\left(\frac{L_mI_{sm}}{1+j\omega_sT_r}\right) = \frac{\omega_sT_rL_m}{1+\omega_s^2T_r^2}I_{sm} ,$$

из (1.19) получим

$$M_e = p_n \frac{\omega_s L_m^2}{R_r (1 + \omega_s^2 T_r^2)} I_{sm}^2 = 3p_n \frac{\omega_s L_m^2}{R_r (1 + \omega_s^2 T_r^2)} I_1^2,$$

или, по-другому,

$$M_e = p_n \omega_s \psi_{rm}^2 / R_r, \qquad \psi_{rm} = \frac{L_m I_{sm}}{\sqrt{1 + \omega_s^2 T_r^2}}.$$

Формулу (1.21) также можно использовать для определения номинального значения  $\psi_{rm}$ , которое необходимо знать при синтезе систем векторного управления АД:

$$\psi_{rm \, H} = \frac{\sqrt{3I_{1H}L_m}}{\sqrt{1 + \omega_{s \, HOM}^2 T_r^2}} \,.$$

#1.13. Самостоятельно получите рабочие соотношения для расчета электромагнитного момента АД при питании от РИН. Для этого из первого уравнения системы (1.20) с помощью (1.21) необходимо выразить  $I_{sm}$  и действовать далее так же, как и в случае с РИТ. Напомним, что  $U_{sm} = \sqrt{3}U_1$ , где  $U_1$  - действующее значение фазного напряжения статора.

#### 2. УПРАВЛЕНИЕ МОМЕНТОМ АД

#### 2.1. Введение

Одна из важнейших задач, которая должна быть решена при построении систем автоматического управления электроприводами, состоит в обеспечении необходимого качества процессов регулирования и ограничении на допустимых уровнях не только выходных регулируемых переменных, обычно - скорости или положения рабочего органа, но и промежуточных координат ЭП - токов двигателя и движущего момента. Традиционный подход к решению этой задачи связан с принципом подчиненного регулирования и реализацией качественной системы управления моментом электрической машины, задающее воздействие на которую формируется управляющим устройством более высокого уровня. Поэтому большинство существующих систем управления электроприводами явно или неявно содержат САУ электромагнитным моментом, обладающую относительно высоким быстродействием. САУ моментом, не охваченные дополнительными обратными связями по координатам механического движения, находят применение в системах силонагружения обкаточных и моделирующих испытательных стендов, электрифицированных транспортных средствах.

В данном разделе рассматриваются общие методы построения систем управления электромагнитным моментом в электроприводах на базе АД, основанные на принципе ориентирования вектора управляющих воздействий по направлению магнитного поля машины, который был впервые описан и запатентован научным сотрудником фирмы Siemens F. Blaschke в 1971 году [21].

#### 2.2. Принцип ориентирования по полю

Проанализируем математическую модель электромагнитных процессов в АД, связывая вращающуюся систему координат (1, 2) с вектором потокосцеплений ротора двигателя таким образом, чтобы  $\psi_{r1} = \psi_{rm}$ ,  $\psi_{r2} = 0$ . Полученная система координат называется ориентированной по полю или полеориентированной<sup>1</sup> и обозначается как (*d*, *q*), здесь *d* - продольная, а *q* - поперечная ось магнитного поля ротора. При использовании системы (*d*, *q*) циклическая скорость вращающейся системы координат равна мгновенной скорости вектора потокосцеплений ротора:  $\omega_k = \omega_{\psi}$ , и уравнения АД (1.12), (1.13) в скалярной форме записи принимают вид

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> От слова "die Feldorientierung" (нем.)

$$L_{\sigma e} \frac{di_{sd}}{dt} = -R_{s}i_{sd} - \frac{L_{m}}{L_{r}} \frac{d\psi_{rm}}{dt} + \omega_{\psi}L_{\sigma e}i_{sq} + U_{sd}(t, \gamma_{\psi}),$$

$$L_{\sigma e} \frac{di_{sq}}{dt} = -R_{s}i_{sq} - \omega_{\psi} \left( L_{\sigma e}i_{sd} + \frac{L_{m}}{L_{r}}\psi_{rm} \right) + U_{sq}(t, \gamma_{\psi}),$$

$$\frac{d\psi_{rm}}{dt} = \frac{L_{m}}{T_{r}}i_{sd} - \frac{1}{T_{r}}\psi_{rm},$$

$$0 = \frac{L_{m}}{T_{r}}i_{sq} - \left(\omega_{\psi} - \omega_{e}\right)\psi_{rm},$$

$$\frac{d\gamma_{\psi}}{dt} = \omega_{\psi},$$

$$M_{e} = p_{n}\frac{L_{m}}{L_{r}}\psi_{rm}i_{sq},$$

$$(2.2)$$

где  $\begin{bmatrix} U_{sd}(t,\gamma_{\psi}) \\ U_{sq}(t,\gamma_{\psi}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\gamma_{\psi} & \sin\gamma_{\psi} \\ -\sin\gamma_{\psi} & \cos\gamma_{\psi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{s\alpha}(t) \\ U_{s\beta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{s\alpha}\cos\gamma_{\psi} + U_{s\beta}\sin\gamma_{\psi} \\ U_{s\beta}\cos\gamma_{\psi} - U_{s\alpha}\sin\gamma_{\psi} \end{bmatrix}.$ 

В дальнейшем условимся опускать индекс *m* в обозначении  $\psi_{rm}$  и называть модуль (евклидову норму) вектора потокосцеплений ротора  $\psi_r = \psi_{rm}$  просто потокосцеплением ротора. Величину  $\omega_s = \omega_{\psi} - \omega_e$  будем называть частотой скольжения.

Так как во вращающейся синхронно с магнитным полем машины системе координат все электромагнитные переменные в установившемся режиме постоянны, модель статики легко получить, приравнивая нулю производные в первых трех уравнениях (2.1) и интегрируя последнее:

$$R_{s}i_{sd} - \omega_{\psi}L_{\sigma e}i_{sq} = U_{sd},$$

$$R_{s}i_{sq} + \omega_{\psi}\left(L_{\sigma e}i_{sd} + \frac{L_{m}}{L_{r}}\psi_{r}\right) = U_{sq},$$

$$L_{m}i_{sd} = \psi_{r},$$

$$L_{m}i_{sq} = \omega_{s}T_{r}\psi_{r},$$

$$\gamma_{\psi}(t) = \gamma_{\psi}(0) + (\omega_{e} + \omega_{s})t.$$
(2.3)

Векторная диаграмма АД, соответствующая системе (2.3), приведена на рис. 2.1.

Анализируя (2.2) совместно с третьим уравнением (2.3), делаем вывод, что продольная составляющая вектора токов статора  $i_{sd}$  определяет магнитное состояние машины, характеризующееся величиной  $\psi_r$ , а поперечный ток  $i_{sq}$ , умножаясь на текущее значение потокосцепления, создает электромагнитный момент АД. На основе этого заключения формулируется так называемый принцип ориентирования по полю или принцип векторного управления АД (Field Oriented Control - FOC): 1. Законы управления частотно-регулируемым электроприводом, построенным на базе АД, могут быть синтезированы на методической основе, известной из теории ЭП постоянного тока с независимым возбуждением, если управляющие воздействия на регулируемый источник тока или напряжения формировать во вращающейся системе координат, ориентированной по вектору потокосцеплений ротора, а затем преобразовывать их в неподвижную (фазную) систему. При этом АД должен рассматриваться как двухканальный объект управления.

2. Воздействие на поперечную составляющую вектора токов статора АД должно использоваться для управления электромагнитным моментом в канале регулирования координат механического движения электропривода, подобно току якоря в ЭП постоянного тока.

3. Воздействие на продольную составляющую тока статора должно использоваться для управления магнитным состоянием (магнитным потоком) машины с целью обеспечения рациональных режимов электромеханического преобразования энергии, подобно току возбуждения двигателя постоянного тока.



Рис. 2.1. Векторная диаграмма АД в установившемся режиме

Из первых двух уравнений (2.3) видно, что при питании двигателя от РИН поперечная составляющая вектора токов статора должна регулироваться посредством проекции вектора напряжений на ось q, причем возмущающим воздействием в канале регулирования  $i_{sq}$  является сумма трансформаторной Э. д. с. и Э. д. с. вращения магнитного поля, которая в статике определяется как  $\omega_{\psi} \left( L_{\sigma e} i_{sd} + L_m L_r^{-1} \psi_r \right) = \omega_{\psi} L_s L_m^{-1} \psi_r$ . Продольная составляющая тока регули-

руется с помощью  $U_{sd}$ , а возмущением в данном канале управления является трансформаторная э. д. с., равная  $-\omega_{\psi}L_{\sigma e}i_{sq}$ .

Так же, как и в ЭП постоянного тока, в практике асинхронного электропривода наиболее часто применяется регулирование с постоянством длительно допустимого момента или мощности (в режиме S1), см. рис. 2.2. В первой зоне регулирования при скоростях до основной на постоянном (номинальном) уровне поддерживается магнитный поток машины, в нашем случае - магнитный поток ротора. Во второй зоне при регулировании скорости выше основной путем ослабления магнитного потока, как правило, на номинальном уровне стабилизируется э. д. с. вращения, наводимая в обмотке статора.



Рис. 2.2. Области допустимых момента и мощности двигателя при двухзонном регулировании

На рис. 2.3 приведена обобщенная функциональная схема системы асинхронного ЭП с векторным управлением. Здесь:

ВR (BS) - датчик скорости (положения) ротора АД (М);

BV, BA - датчики напряжений и токов двигателя (при включении обмотки статора без нулевого провода токи измеряются только в двух фазах);

ПК - так называемый преобразователь координат, который на основе информации об угловом положении ориентированной по полю системы координат  $\gamma_{\psi} = \gamma_k$  из сигналов задания токов или напряжений по осям *d*, *q* (или сигналов задания модуля и фазы соответствующего вектора) формирует управляющие воздействия на регулируемый источник напряжений или токов двигателя (ПЧ);

БОС - блок обратной связи, обрабатывающий сигналы датчиков скорости (положения), токов и, возможно, напряжений двигателя и формирующий сигналы главных обратных связей, сигналы компенсации возмущений и информа-

цию о положении полеориентированной системы координат относительно неподвижной;

УУ - управляющее устройство, как правило, содержащее регуляторы скорости (РС) и магнитного потока (РП).

В системах векторного управления (СВУ) моментом АД регулятор скорости отсутствует.



Рис. 2.3. Обобщенная функциональная схема системы ЭП с векторным управлением

#### 2.3. Способы полеориентирования

При построении систем векторного управления асинхронными ЭП, в том числе САУ электромагнитным моментом АД, используются два принципиально различных подхода, называемые непосредственным и косвенным ориентированием вектора управляющих воздействий по направлению магнитного поля двигателя (непосредственное и косвенное полеориентирование).

Непосредственное полеориентирование (Direct Field Oriented Control) заключается в следующем. По результатам обработки текущей информации о доступных прямым измерениям переменных (напряжениях, токах, скорости двигателя) производится оценивание компонент вектора потокосцеплений ротора в неподвижной системе координат  $\alpha$ ,  $\beta$ , через которые затем определяются мгновенные значения  $\cos \gamma_{\psi}$  и  $\sin \gamma_{\psi}$ , используемые в преобразовании координат вида

$$\begin{bmatrix} U_{zA} \\ U_{zB} \\ U_{zC} \end{bmatrix} = \mathbf{P}^T \mathbf{A}^T (\gamma_{\psi}) \begin{bmatrix} U_{zd} \\ U_{zq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \gamma_{\psi} & -\sin \gamma_{\psi} \\ \sin \gamma_{\psi} & \cos \gamma_{\psi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{zd} \\ U_{zq} \end{bmatrix}.$$
(2.4)

Эта зависимость, реализуемая ПК, является обратной по отношению к первой формуле (1.3) при  $\gamma_k = \gamma_{\psi}$  и формировании в обмотке статора АД трехфазно симметричных токов или напряжений. Направляющие косинус и синус ориентирующего вектора определяются БОС, например, так:

$$\cos\gamma_{\psi} = \frac{\psi_{r\alpha}}{\psi_{r}}, \quad \sin\gamma_{\psi} = \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r}}, \quad \psi_{r} = \sqrt{\psi_{r\alpha}^{2} + \psi_{r\beta}^{2}},$$

а для вычисления самих элементов вектора  $\Psi_r$  в неподвижной системе координат используются уравнения (1.12) [12].

Косвенное ориентирование по полю (Indirect FOC, Feedforward FOC) производится без обработки информации о мгновенных токах и напряжениях двигателя путем вычисления оценки фазы вектора потокосцеплений ротора интегрированием суммы электрической частоты вращения и оценки частоты скольжения или сложением электрического угла поворота ротора с интегралом частоты скольжения:

$$\gamma_{\psi}(t) = \int_{0}^{t} \omega_{\psi} dt = \int_{0}^{t} (\omega_{e} + \omega_{s}) dt = \gamma_{e}(t) + \int_{0}^{t} \omega_{s} dt$$

Оценка частоты скольжения находится в этом случае в соответствии с четвертым уравнением системы (2.3).

Поскольку вектор управляющих воздействий может формироваться УУ как в декартовой, так и в полярной вращающейся системе координат, см. рис. 2.3, возможно множество различных структурных решений БОС и ПК. Так, например, описанная выше структура ПК подразумевает, что при косвенном полеориентировании в БОС включен алгоритм вычисления значений  $\cos \gamma_{\psi}$  и  $\sin \gamma_{\psi}$  по  $\gamma_{\psi}$ , тогда как на практике часто применяются и другие ПК, в частности вида

$$\begin{bmatrix} U_{zA} \\ U_{zB} \\ U_{zC} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{zm} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\gamma_z + \gamma_{\psi}) \\ \sin(\gamma_z + \gamma_{\psi}) \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

которые этого не требуют.

Подробнее с особенностями реализации способов непосредственного и косвенного ориентирования по полю в СВУ АД читатель может познакомиться на примере рассматриваемых ниже САУ электромагнитным моментом.

#2.1. Постройте структурные схемы нескольких вариантов БОС и ПК для СВУ с непосредственным и косвенным ориентированием по полю.

#### 2.4. Управление моментом АД при питании от РИТ

Синтез САУ электромагнитным моментом АД для электроприводов на базе быстродействующих РИТ выполним на основе метода обратной модели [9], используя уравнение идеализированного источника тока (1.18), уравнение момента (2.2), а также третье и четвертое уравнения системы (2.1). С учетом (1.18) математическое описание системы "преобразователь - двигатель" преобразуем к виду

$$\frac{d\psi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} k_i u_{zd} - \frac{1}{T_r} \psi_r ,$$

$$0 = \frac{L_m}{T_r} k_i u_{zq} - (\omega_{\psi} - \omega_e) \psi_r ,$$

$$M_e = p_n \frac{L_m}{L_r} \psi_r k_i u_{zq} ,$$

где  $u_{zd}$ ,  $u_{zq}$  - сигналы задания продольного (намагничивающего) и поперечного (моментообразующего или активного) токов АД.

Зададимся уравнениями желаемых процессов в синтезируемой САУ, порядок которых соответствует относительному порядку объекта управления по каждой из регулируемых переменных:

$$\frac{d\psi_{r*}}{dt} = \left(k_{\psi}u_{z1} - \psi_{r*}\right)/T_1, \\ M_{e*} = k_m u_{z2},$$

где  $u_{z1}$ ,  $u_{z2}$  - сигналы задания потокосцепления ротора и момента двигателя соответственно;  $k_{\psi}$  и  $T_1$  - коэффициент передачи и постоянная времени желаемых движений по  $\psi_r$ ;  $k_m$  - коэффициент передачи будущей САУ по моменту;  $\psi_{r*}$  и  $M_{e*}$  - желаемые траектории потокосцепления и момента. Уравнение желаемых движений  $\psi_r$  имеет первый порядок, а  $M_e$  - нулевой.

Для вывода алгоритма формирования управляющих воздействий приравняем действительные и желаемые траектории потокосцепления и момента, полагая, что  $\psi_r(0) = \psi_{r*}(0)$ . Получим, что процессы изменений регулируемых величин будут соответствовать требуемым, если

$$u_{zd} = \frac{1}{L_{m}k_{i}} \left[ \frac{T_{r}}{T_{1}} k_{\psi} u_{z1} + \left( 1 - \frac{T_{r}}{T_{1}} \right) \psi_{r*} \right],$$
  

$$\frac{d\psi_{r*}}{dt} = \left( k_{\psi} u_{z1} - \psi_{r*} \right) / T_{1},$$
  

$$u_{zq} = \frac{k_{m}L_{r}}{p_{n}L_{m}k_{i}\psi_{r*}} u_{z2}.$$
(2.6)

При этом в случае косвенного полеориентирования частота скольжения вычисляется как

$$\omega_s = \frac{L_m k_i}{T_r \psi_{r*}} u_{zq} \,.$$

Заметим, что использование закона управления (2.6) требует при включении электропривода разносить процессы предварительного возбуждения двигателя и регулирование координат механического движения во времени, так как в знаменатель формулы для  $u_{zq}$  входит текущее значение потокосцепления ротора, точнее - его желаемое значение, изменяющееся с постоянной времени  $T_1$  с нулевых начальных условий.

Самый простой вариант реализации (2.6) связан с отказом от форсирования переходных процессов по потокосцеплению. При этом  $T_1 = T_r$ , величина  $\psi_{r*}$  по существу является оценкой реального потокосцепления, и

$$u_{zd} = \frac{k_{\psi}}{L_{m}k_{i}}u_{z1},$$

$$\frac{d\psi_{r*}}{dt} = \left(k_{\psi}u_{z1} - \psi_{r*}\right)/T_{r},$$

$$u_{zq} = \frac{k_{m}L_{r}}{p_{n}L_{m}k_{i}\psi_{r*}}u_{z2}.$$
(2.7)

Структурная схема (2.7), дополненного преобразователем управляющих воздействий в неподвижную ортогональную систему координат, являющимся частью (2.4), изображена на рис. 2.4.



Рис. 2.4. Структурная схема алгоритма векторного управления АД, синтезированного методом обратной модели в декартовой системе координат



Рис. 2.5. Структурная схема алгоритма частотно-токового управления АД при регулировании с постоянством момента

В однозонных электроприводах с предварительным возбуждением АД обычно применяются простейшие законы управления вида

$$u_{zd} = \frac{k_{\psi}}{L_m k_i} u_{z1},$$
$$u_{zq} = \frac{k_m L_r}{p_n L_m k_i k_{\psi} u_{z1}} u_{z2},$$

полученные из (2.7) при предположении, что потокосцепление ротора устанавливается на заданном уровне  $\psi_z = k_{\psi}u_{z1} = const$  за время подготовки ЭП к работе. Если вычисленный по данным уравнениям вектор управляющих воздействий РИТ представить в полярной системе координат и совместить это с косвенным полеориентированием, получим соотношения широко известного отечественного способа частотно-токового управления АД (ЧТУ) [3,4], впоследствии вторично описанного за рубежом под названием "метод ускорения поля" (магнитного потока) - Field Acceleration Method (FAM) [20,22]. Математическая модель управляющей части системы ЧТУ с ПК типа (2.5) имеет вид

$$U_{zm} = \frac{\psi_z}{k_i L_m} \sqrt{1 + x^2},$$
  

$$\gamma_z = \operatorname{arctg}(x),$$
  

$$\omega_s = x/T_r,$$
  

$$\gamma_{\psi} = \int_0^t (p_n \omega + \omega_s) dt,$$

где  $x = \frac{k_m L_r}{p_n \psi_z^2} u_{z2}$ ,

а один из вариантов ее структурной схемы приведен на рис. 2.5.

Рассмотренные САУ с полным правом можно назвать системами программного управления потокосцеплением и моментом АД, так как они не имеют главных обратных связей по выходным регулируемым переменным. Основным недостатком таких САУ является их высокая чувствительность к отклонениям параметров объекта управления от расчетных значений.

Остановимся на проблеме параметрической чувствительности более подробно. В системах ЭП с регулированием при постоянном магнитном потоке главную взаимную индуктивность АД, полученную при гармонической линеаризации характеристики намагничивания машины, с высокой степенью точности можно считать неизменной, а вариации ндуктивностей рассеяния - несущественными на ее фоне. Поэтому главным фактором, обуславливающим нестабильность характеристик систем программного управления электромагнитным моментом АД на базе РИТ, является температурный дрейф активного сопротивления ротора двигателя, оценка которого используется при вычислении угла поворота вращающейся системы координат  $\gamma_{\psi}$ . Особенно это относится к САУ с косвенным ориентированием по полю. Так, например, при анализе установившихся режимов в системах ЧТУ [9], получаем, что относительные значения потокосцепления ротора и электромагнитного момента двигателя -  $f = \psi_r / \psi_z$  и  $m = M_e / M_{e*}$ , характеризующие статическую точность их регулирования, зависят от отношения текущего значения сопротивления ротора к его расчетному значению *r* следующим образом:

$$f = \sqrt{\frac{1+x^2}{1+(x/r)^2}}$$
,  $m = f^2/r$ 

здесь x - величина, пропорциональная заданной величине момента, см. уравнения ЧТУ. Зависимости f(x) и m(x) при фиксированных значениях r приведены на рис. 2.6 и довольно существенны. Таким образом, возникает необходимость адаптации (самонастройки) САУ к температурному дрейфу  $R_r$ , что осуществляется либо путем измерения температуры двигателя, либо путем вычисления текущего значения сопротивления по другим переменным, доступным для прямых измерений.

Одним из основных способов снижения статических ошибок регулирования, вызванных отклонениями параметров и ошибками ориентирования по полю, в системах векторного управления с непосредственным полеориентированием является построение замкнутого контура регулирования потокосцепления ротора (КРП). Он, как правило, замыкается через пропорциональноинтегральный регулятор и настраивается на технический оптимум (колебательное звено с коэффициентом демпфирования  $\xi = 0,707$ ). При этом в качестве малой (некомпенсируемой) постоянной времени КРП может быть принята постоянная времени РИТ  $T_i$ . Расчетная структурная схема контура регулирования ния потокосцепления ротора приведена на рис. 2.7, а укрупненная структурная схема алгоритма векторного управления с КРП - на рис. 2.8.



Рис. 2.6. Иллюстрации к анализу влияния дрейфа сопротивления ротора на характеристики систем ЧТУ

(снизу вверх при больших x: r = 0,4; 0,6; 0,8; 1,0; 1,2; 1,4; 1,6)



Рис. 2.7. Структурная схема контура регулирования потокосцепления



Рис. 2.8. Структурная схема алгоритма векторного управления с КРП

В двухзонных системах ЭП с регулированием скорости выше основной КРП может быть подчинен внешнему контуру регулирования э. д. с. вращения  $e_s$ , равной модулю второго слагаемого в выражении для  $f_s$  на рис. 1.6. В данном случае максимальное значение выходного сигнала регулятора э. д. с., задающее воздействие на который соответствует номинальному значению  $e_s$ , при его насыщении должно быть равно номинальному уровню сигнала задания потокосцепления ротора. Достоинства и недостатки данного алгоритма управления магнитным состоянием АД читателю предлагается проанализировать самостоятельно.

#2.2. Получите формулы для расчета параметров регулятора К, Т при настройке контура регулирования потокосцепления на технический оптимум.

#2.3. Постройте структурную схему устройства, вычисляющего вектор потокосцеплений ротора, его модуль и направляющие косинус и синус на основе измерения напряжений и токов статора АД.

Одним из отличающихся от описанного выше законов управления потокосцеплением ротора в двухзонных ЭП с транзисторным преобразователем является алгоритм переменной структуры, в котором один и тот же контур в зависимости от текущей скорости выполняет функции КРП или контура регулирования э. д. с. (КРЕ) [7], см. рис. 2.9. На рисунке: ЛУ - логическое устройство, подающее на регулятор потокосцепления (э. д. с.) в качестве сигнала обратной связи или  $u_{\psi r}$ , или произведение  $k_{\omega}u_{\psi r}|\omega_e|$ , пропорциональное амплитуде э. д. с. вращения;  $k_{\omega}$  - масштабный коэффициент. Если уровни воздействий  $u_{\psi r}$  и  $k_{\omega}u_{\psi r}|\omega_e|$  согласованы таким образом, что на основной (номинальной) скорости они равны, то функции ЛУ сводятся к передаче на его выход максимального из этих сигналов. За счет таких динамических изменений структуры САУ удается существенно повысить быстродействие КРЕ во второй зоне регулирования, что равносильно повышению быстродействию САУ скорости "в большом". Более подробно этот эффект рассмотрен в третьем разделе учебного пособия.



Рис. 2.9. Двухзонный алгоритм векторного управления моментом АД с переменной структурой КРП

Одной из проблем построения систем управления АД на базе рассмотренных быстродействующих РИТ, как уже отмечалось в параграфе 1.6, является компенсация влияния э. д. с. вращения на точность регулирования токов двигателя. Для пояснения наиболее распространенного подхода к решению этой проблемы рассмотрим структурную схему РИТ с пропорциональным РТ, преобразованную к ориентированной по вектору потокосцеплений ротора вращающейся системе координат d,q и изображенную на рис. 2.10. Выделим из возмущения, действующего на РИТ, составляющую, пропорциональную частоте вращения, и путем ее структурного переноса через безынерционные звенья, которые описывают ПЧ и РТ, и через звено суммирования приведем э. д. с. вращения к сигналам задания токов двигателя  $u_{z1}, u_{z2}$ , см. пунктирные связи на входе КРТ. Теперь становится очевидным, что для компенсации приведенного возмущающего воздействия достаточно дополнить задающее воздействие на моментообразующий ток АД  $u_{z2}$  сигналом компенсации э. д. с.  $u_k = k_{PT}^{-1}L_mL_r^{-1}\omega_e\psi_r$ , что отражено пунктиром на рис. 2.9. В канал регулирования намагничивающего тока возмущение от э. д. с. вращения ротора не входит.



Рис. 2.10. Структурная схема РИТ в полеориентированной системе координат и ее преобразование

Компенсации на входе РИТ только э. д. с. вращения может быть недостаточно для обеспечения требуемой точности регулирования токов в переходных и установившихся режимах работы ЭП, поскольку в возмущающее воздействие на КРТ входит также составляющая, порожденная частотой вращения магнитного поля ротора  $\omega_{\mu\nu}$ . При необходимости можно попытаться по аналогии с вышеизложенным скомпенсировать и ее влияние, однако на практике обычно применяется другой подход, связанный с построением астатических замкнутых контуров регулирования намагничивающего и активного токов статора. Настройка указанных контуров на технический оптимум позволяет существенно повысить точность формирования требуемого магнитного состояния электрической машины и развиваемого ей момента, однако приводит к двухкратному снижению быстродействия САУ. Фрагмент структурной схемы такой системы векторного управления АД приведен на рис. 2.11. В качестве сигналов задания  $i_{sd}$  и  $i_{sq}$  в ней выступают воздействия  $u_{zd}^{/}$  и  $u_{zq}^{/}$ , формируемые алгоритмом векторного управления, например вида (2.6), а сигналы  $u_{zd}$ ,  $u_{zq}$  с выходов регуляторов токов  $PT_d$ ,  $PT_d$  подаются на преобразователь координат типа (2.4). Сигналы обратной связи по намагничивающему и активному токам вычисляются по измерениям фазных токов АД с помощью преобразователя координат (ПК1) из неподвижной трехфазной системы во вращающуюся, ориентированную по магнитному полю ротора. Контур регулирования *i<sub>sd</sub>* в рассматриваемой системе может быть подчинен контуру регулирования потокосцепления постоянной или переменной структуры, см. рис 2.8 и 2.9.

#2.4. Получите формулы для расчета параметров контуров регулирования токов АД во вращающейся системе координат при их настройке на технический оптимум.

#2.5. Постройте структурную схему алгоритма формирования задающих воздействий РИТ при компенсации влияния э. д. с. вращения ротора и трансформаторной э. д. с. вращения магнитного поля.

#2.6. Постройте структурную схему ПК1 для случая измерения токов только в двух фазах двигателя (A и B) при соединении обмотки статора "в звезду".



Рис. 2.11. Фрагмент структурной схемы САУ АД с конурами регулирования намагничивающего и активного токов двигателя

#### 2.5. Управление АД при минимальном токе статора

В соответствии со сформулированным в параграфе 2.2 принципом ориентирования по полю АД является двухканальным объектом управления, причем воздействие на продольную составляющую вектора токов статора (ток намагничивания), не связанное напрямую с задачей регулирования электромагнитного момента, должно использоваться для оптимизации режимов электромеханического преобразования. Рассмотренные выше законы управления АД при постоянстве магнитного потока ротора на скоростях до основной с данной точки зрения являются близкими к оптимальным по минимуму мощности тепловых потерь в меди ротора двигателя и, кроме того, обеспечивают высокое быстродействие САУ. Вместе с тем, существует довольно широкий класс промышленных механизмов со "спокойным" характером нагрузки, редкими пусками и торможениями (насосы, компрессоры, вентиляционные установки), не предъявляющих жестких требований к быстродействию электроприводов, и допускающих их оптимизацию по экономичности режимов регулирования.

Одним из наиболее распространенных критериев оптимизации установившихся режимов работы системы ПЧ-АД является критерий минимума тока статора, соответствующий наименьшей мощности потерь на активных сопротивлениях обмотки статора и полупроводниковых приборах ПЧ. Для вывода оптимального закона управления при питании двигателя от РИТ рассмотрим уравнения статики, вытекающие из (2.2), (2.3),

$$\left. \begin{array}{l} \psi_r = L_m i_{sd} , \\ M_e = p_n L_m L_r^{-1} \psi_r i_{sq} , \end{array} \right\}$$

и в соответствии с рис. 2.1 представим вектор токов статора в полярной системе координат:

$$i_{sd} = I_{sm} \cos_{\Delta} \gamma_i, \quad i_{sq} = I_{sm} \sin_{\Delta} \gamma_i.$$

Если с учетом выражений для потокосцепления и токов переписать формулу установившегося момента в виде

$$M_e = p_n \frac{L_m^2}{L_r} I_{sm}^2 \cos_\Delta \gamma_i \sin_\Delta \gamma_i,$$

то становится очевидным, что для каждого текущего значения электромагнитного момента минимум модуля вектора токов статора  $I_{sm}$  и, следовательно, минимум амплитудного и действующего значений фазных токов статора при работе на линейном участке кривой намагничивания достигаются в режимах, когда произведение  $\cos_{\Delta} \gamma_i \sin_{\Delta} \gamma_i$  максимально по абсолютной величине, и

$$_{\Delta}\gamma_i = \frac{\pi}{4} sign(M_e)$$

Таким образом, для небольших  $|M_e|$  модули  $i_{sd}$  и  $i_{sq}$  должны быть равными и прямо пропорционально зависеть от  $\sqrt{|M_e|}$ . При росте  $|M_e|$  и достижении током намагничивания номинального значения дальнейшее его увеличение уже нецелесообразно, так как практически не сопровождается ростом потокосцепления ротора из-за насыщения магнитной системы двигателя. Поэтому для  $I_{sm} > \sqrt{2} i_{sd \ hom}$  оптимальное управление в первой зоне должно совпадать со статическим законом регулирования токов при  $\psi_r = \psi_{r \ hom}$ . Структурная схема алгоритма, реализующего полученное оптимальное управление, приведена на рис. 2.12.



Рис. 2.12. Алгоритм управления моментом АД при минимальном токе статора

Основной недостаток САУ АД с управлением по закону минимума тока статора состоит в том, что переходные процессы по моменту при  $_{\Delta}\gamma_i = \pm \pi/4$ , сопровождающиеся изменениями магнитного потока двигателя, протекают с довольно большой постоянной времени  $T_r$ . Это не позволяет рекомендовать применение таких САУ в высокодинамичных ЭП. Несколько повысить быстродействие системы можно построением компенсирующего указанную постоянную времени внутреннего контура регулирования потокосцепления ротора с задающим воздействием, пропорциональным сигналу задания установившегося намагничивающего тока  $u_{zd}$ .

#2.7. Запишите аналитические выражения для сигналов задания намагничивающего и моментообразующего токов АД в алгоритме по рис. 2.12.

#2.8. Постройте структурную схему закона управления моментом АД по минимуму тока статора с контуром регулирования потокосцепления.

#### 2.6. Управление моментом АД при питании от РИН

На основе метода обратной модели [9] можно синтезировать САУ электромагнитным моментом АД не только при его питании от быстродействующего РИТ, но и в случае прямого управления напряжениями обмотки статора с воздействием на ШИП (РИН). Для получения законов векторного управления системой ШИП-АД рассмотрим модель объекта в полеориентированной вращающейся системе координат d,q, составленную по уравнениям (1.16), (2.1), (2.2),

$$L_{\sigma e} \frac{di_{sd}}{dt} = -R_s i_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_r}{dt} + \omega_{\psi} L_{\sigma e} i_{sq} + k_n u_{zd} ,$$

$$L_{\sigma e} \frac{di_{sq}}{dt} = -R_s i_{sq} - \omega_{\psi} \left( L_{\sigma e} i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \psi_r \right) + k_n u_{zq} ,$$

$$\frac{d\psi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi_r ,$$

$$\frac{L_m}{T_r} i_{sq} = \left( \omega_{\psi} - \omega_e \right) \psi_r ,$$

$$M_e = p_n \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_{sq} .$$

$$(2.8)$$

Пусть синтезируется система управления электромагнитным моментом АД при постоянном потокосцеплении ротора, в которой процесс намагничивания двигателя разнесен во времени с процессами управления  $M_e$ . В данном случае, если управляющее воздействие по продольной составляющей вектора напряжений статора формировать как

$$u_{zd} = k_n^{-1} \left( R_s \frac{k_{\psi} u_{z1}}{L_m} - (\omega_e + \omega_s) \frac{L_r L_{\sigma e} k_m u_{z2}}{p_n L_m k_{\psi} u_{z1}} \right),$$
(2.9)

где  $u_{z1}$ ,  $u_{z2}$  - сигналы задания потокосцепления ротора и момента двигателя соответственно;  $k_{\psi}$ ,  $k_m$  - коэффициенты передачи будущей САУ по потокосцеплению и моменту;  $u_{z1} = \psi_{r \text{ ном}} / k_{\psi} = const$ ,

и при этом в ходе начального возбуждения поддерживать  $u_{z2} = 0$ , то после окончания монотонного переходного процесса по потокосцеплению, длительность которого практически определяется постоянной времени  $T_r$ , в соответствии с (2.8) получим номинальный магнитный поток ротора (и намагничивающий ток  $i_{sd} = \psi_{r HOM}/L_m$ ) без каких-либо возмущений по электромагнитному моменту двигателя и, соответственно, по скорости ЭП. В течение всего процесса намагничивания и до момента подачи ненулевого задающего воздействия по моменту  $M_e = 0$ .

При включении электропривода, после задержки, соответствующей начальному возбуждению двигателя, разрешается управление координатами механического движения ЭП, в нашем случае моментом. Если не требуется компенсировать влияние на длительность переходных процессов синтезируемой САУ по моменту относительно малой эквивалентной постоянной времени потоков рассеяния машины  $T_{\sigma e} = L_{\sigma e}/R_s$ , то управляющее воздействие по поперечной составляющей вектора напряжений статора АД можно сформировать в виде

$$u_{zq} = k_n^{-1} \left( \frac{L_r R_s k_m}{p_n L_m \psi_{r HOM}} u_{z2} + \frac{L_s \psi_{r HOM}}{L_m} (\omega_e + \omega_s) \right).$$
(2.10)

При этом динамика активного тока двигателя и момента будут описываться уравнениями

$$T_{\sigma e} \frac{di_{sq}}{dt} + i_{sq} = \frac{L_r k_m}{p_n L_m \psi_{r HOM}} u_{z2}, \qquad M_e = p_n \frac{L_m}{L_r} \psi_{r HOM} i_{sq},$$
$$T_{\sigma e} \frac{dM_e}{dt} + M_e = k_m u_{z2},$$

откуда следует, что переходные процессы по  $M_e$  будут апериодическими, и время регулирования момента при скачках  $u_{z2}$  составит примерно  $3T_{\sigma e}$ . Вариант структурной схемы алгоритма управления (2.9), (2.10) приведен на рис. 2.13. Заметим, что используемое в структуре значение частоты скольжения может быть выделено из закона косвенного ориентирования по полю или (в системах с непосредственным полеориентированием) вычислено с помощью уравнения

$$T_{\sigma e} \frac{d\omega_s}{dt} + \omega_s = \frac{R_r k_m}{p_n \psi_{r HOM}^2} u_{z2}.$$

Ограничение тока статора достигается ограничением сигнала задания момента.



Рис. 2.13. Структурная схема алгоритма управления моментом АД с прямым воздействием на напряжения статора

Если быстродействие полученной САУ моментом недостаточно, процессы по моментообразующему току могут быть форсированы, подобно тому, как осуществлялась форсировка потока в системах с РИТ в параграфе 2.4. С другими вариантами законов управления моментом АД при воздействии на напряжения статора можно познакомиться по работам [9,20].

#2.9. Постройте структурную схему САУ с форсировкой моментообразующего тока, реализующую уравнение желаемых движений

$$T_2 \frac{dM_e}{dt} + M_e = k_m u_{z2},$$

где  $T_2 < T_{\sigma e}$ .

Кроме алгоритмов прямого управления напряжениями статора, представляющих собой обратные модели АД, в практике построения систем автоматизированного электропривода на базе ШИП находят применение САУ с контурами регулирования намагничивающего и активного токов, замкнутыми во вращающейся системе координат. Такие САУ имеют КРТ, построенный в соответствии с рис. 2.11, и отличаются от рассмотренных в конце параграфа 2.4 систем с компенсацией влияния э. д. с. вращения коэффициентами при компенсационных сигналах, отсутствием подчиненных контуров регулирования фазных токов и более высоким быстродействием. #2.10. Составьте структурную схему системы с контурами регулирования намагничивающего и активного токов двигателя, построенной на базе ШИП без контуров регулирования фазных токов, и получите рабочие соотношения для расчета КРТ и формулы, описывающие такую систему как однозонную САУ электромагнитным моментом АД.

Несмотря на то, что в системах управления моментом АД с прямым воздействием на ШИП, не содержащих контуров регулирования токов в полеориентированной системе координат, может быть достигнуто предельное быстродействие, применяются они сравнительно редко. Объясняется это высокой чувствительностью характеристик данных САУ к изменениям параметров объекта управления, в частности - к температурному дрейфу активного сопротивления статора [9], идентификация которого в темпе реальных процессов требует существенных вычислительных затрат.

#### 3. СИНТЕЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ СИСТЕМ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

#### 3.1. Введение

Одной из основных задач автоматизированного электропривода является регулирование скорости перемещения рабочего органа производственных механизмов. Синтез систем управления скоростью электропривода постоянного тока чаще всего традиционно осуществляется на основе принципа подчиненного регулирования с настройкой контура регулирования скорости (КРС) на технический или симметричный оптимум. Подобным же образом легко определить структуру и параметры КРС асинхронного ЭП, который построен на базе любой из САУ электромагнитным моментом АД, рассмотренных в предыдущем разделе. В качестве некомпенсируемой малой постоянной времени при этом принимается постоянная времени контура регулирования моментообразующего тока (если этого контура нет, то постоянная времени фазного КРТ с пропорциональным регулятором). При безынерционной модели фазного КРТ, работающего в автоколебательном режиме, синтез пропорционального или пропорционально-интегрального регулятора скорости (РС) выполняется исходя из условия разделения частот вида (1.17), где в данном случае  $\omega_0 = T_c^{-1}$  - собственная частота КРС, обратно пропорциональная его постоянной времени Т<sub>c</sub>;  $f_k$  - частота автоколебаний в КРТ. Расчетная структурная схема КРС однозонного ЭП приведена на рис. 3.1.



Рис. 3.1. Структурная схема КРС электропривода, построенного на базе однозонной САУ электромагнитным моментом

Более подробно с синтезом систем подчиненного регулирования можно ознакомиться по книгам [12,14]. Читателю предлагается самостоятельно получить соотношения для расчета параметров КРС при модели САУ моментом в виде апериодического и безынерционного звена.

Главной особенностью САУ, синтезированных на основе методики систем подчиненного регулирования, является необходимость разнесения во времени процессов управления магнитным состоянием машины и процессов регулирования скорости, так как в коэффициент передачи разомкнутого КРС в качестве множителя входит текущее значение потокосцепления. Если разнести данные процессы невозможно, что, например, имеет место в САУ с регулированием скорости выше основной, то приближенное постоянство коэффициента передачи КРС в квазиустановившихся режимах ЭП обеспечивается делением выходного воздействия РС на сигнал обратной связи по потокосцеплению [12,14]. Все эти вопросы достаточно подробно освещены в указанной литературе и в настоящей работе не рассматриваются.

Близкое к предельному быстродействие асинхронного ЭП с векторным управлением в переходных процессах "в большом", сопровождающихся выходом на ограничение по току ПЧ, достигается при синтезе САУ скоростью на основе метода непрерывной иерархии каналов регулирования [9]. Этот метод, совмещаемый с принципом "глубокой" обратной связи, в частности - с методом больших коэффициентов, ориентирован на оптимизацию переходных процессов в нелинейных нестационарных многосвязных системах с ограниченной евклидовой нормой вектора управляющих воздействий и не требует постоянства коэффициентов передачи и других параметров объекта управления, что полностью соответствует задаче регулирования скорости АД в общем случае, не подразумевающем обязательного разделения процессов изменения потокосцепления и электромагнитного момента двигателя.

#### 3.2. Синтез закона управления "в малом" методом больших коэффициентов [9]

Рассмотрим математическую модель АД, который запитан от быстродействующего регулируемого источника тока с пренебрежимо малой инерционностью ( $T_i \rightarrow 0$ ), представленную в ориентированной по магнитному полю ротора вращающейся системе координат. Для определенности будем полагать, что РИТ релейный и работает в автоколебательном режиме. Из (1.14), (1.18), (2.1), (2.2) в этом случае имеем

$$\frac{d\psi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} k_i u_{zd} - \frac{1}{T_r} \psi_r,$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \left( p_n \frac{L_m}{L_r} \psi_r k_i u_{zq} - M_c \right) / J.$$
(3.1)

Так как цель управления АД состоит в обеспечении равенства частоты вращения двигателя и потокосцепления ротора некоторым предписанным значениям, уравнения желаемых движений запишем как

$$F_{1} = u_{z1} - k_{o\psi}\psi_{r} = 0, F_{2} = u_{z2} - k_{o\omega}\omega = 0,$$
(3.2)

где  $k_{o\psi}$  и  $k_{o\omega}$  - коэффициенты обратных связей по потокосцеплению и скорости соответственно;  $u_{z1} > 0$ ,  $u_{z2}$  - задающие воздействия.

В соответствии с методом больших коэффициентов пропорциональный закон управления может быть представлен в виде

$$\begin{array}{c} u_{zd} = \mu^{-1} F_1, \\ u_{zq} = \mu^{-1} r F_2, \end{array}$$
 (3.3)

где  $\mu > 0$  - малый параметр, порождающий большие коэффициенты передачи регуляторов потокосцепления и скорости; r > 0 - постоянный коэффициент. Подставляя (3.3) в (3.1), с учетом (3.2) получим модель замкнутой САУ

$$\mu T_r \frac{d\psi_r}{dt} + \left(\mu + L_m k_i k_{o\psi}\right) \psi_r = L_m k_i u_{z1},$$

$$\mu J \frac{d\omega}{dt} + p_n r \frac{L_m}{L_r} k_i k_{o\omega} \psi_r \omega = p_n r \frac{L_m}{L_r} k_i \psi_r u_{z2} - \mu M_c,$$

$$\left.\right\}$$

$$(3.4)$$

откуда следует, что максимальная скорость процессов регулирования потокосцепления "в малом", описывающихся характеристическим полиномом КРП

$$\mu T_r p + \mu + L_m k_i k_{o\psi},$$

достигается при предельном по условию (1.17) значении собственной частоты контура

$$\omega_{0\psi} = \frac{\mu + L_m k_i k_{o\psi}}{\mu T_r}$$

то есть при

$$\mu \approx (2...3) \max_{t} \frac{L_m k_i k_{o\psi}}{f_0 T_r}$$

Здесь функция "max" отражает необходимость принятия в качестве расчетных таких возможных значений параметров объекта управления, при которых дробь в правой части приведенного выражения будет максимальной. В частности, в формулу должны подставляться минимальное возможное значение частоты автоколебаний в статике РИТ и минимальное значение постоянной времени ротора, соответствующее модели "горячего" двигателя.

После расчета величины малого параметра следует, исходя из того же условия разделения частот, определить значение коэффициента r, обеспечивающее наивысшее (в линейном приближении) быстродействие контура регулирования скорости при  $F_1 = 0$ . Формально "заморозим" потокосцепление ротора и на основании (3.4) запишем характеристический полином контура регулирования скорости

$$\mu Jp + p_n r \frac{L_m}{L_r} \psi_r k_i k_{o\omega}$$

Собственная частота КРС определяется выражением

$$\omega_{0\omega} = \frac{r p_n L_m k_i k_{0\omega}}{\mu J L_r} \psi_r \,,$$

используя которое и принимая во внимание, что АД общепромышленных серий в номинальном режиме практически насыщены по основному магнитному потоку, из (1.17) легко получить соотношение для расчета максимально допустимого значения искомого коэффициента

$$r \approx \frac{\mu}{(2...3)p_n \psi_{r HOM}} \min_t \frac{JL_r f_0}{L_m k_i k_{o\omega}}.$$

При данной величине *r* достигается предельное линейное быстродействие КРС ("в малом").

С целью обеспечения астатизма КРП и КРС закон управления (3.3) может быть дополнен интегральной составляющей:

$$u_{zd} = \mu^{-1} \left\{ F_1 + \mu^{-1} c_1 \int_0^t F_1 dt \right\},$$

$$u_{zq} = \mu^{-1} r \left\{ F_2 + \mu^{-1} c_2 \int_0^t F_2 dt \right\},$$
(3.5)

где  $c_1, c_2$  - положительные коэффициенты, которые при желаемой настройке синтезируемых контуров с коэффициентом демпфирования  $\eta = 0, 5...0, 7$  могут быть найдены по формулам

$$c_1 \approx \frac{1}{4\eta^2} \min_{t} \frac{L_m k_i k_{o\psi}}{T_r},$$

$$c_2 \approx \frac{p_n r}{4\eta^2} \min_{t} \frac{L_m k_i k_{o\omega}}{JL_r} \psi_{r\min}$$

причем минимальное возможное значение потокосцепления ротора  $\psi_{r\min}$  в установившихся режимах работы ЭП определяется требуемым диапазоном регулирования скорости выше основной (в двухзонных электроприводах с внешним по отношению к КРП контуром регулирования э. д. с. вращения и с КРП переменной структуры) или равно номинальному (в однозонных ЭП).

Если при синтезе САУ не используется метод непрерывной иерархии, то необходимое ограничение токов двигателя в переходных процессах "в большом" достигается ограничением по модулю выходных сигналов регуляторов потокосцепления и скорости  $u_{zd}$ ,  $u_{zq}$  на уровнях

$$u_{zd \max} = k_{\phi} u_{zd \text{ HOM}}, \quad u_{zq \max} = \sqrt{u_{\max}^2 - (k_{\phi} u_{zd \text{ HOM}})^2}$$

где  $k_{\phi} = 1,15...1,2$  - коэффициент форсировки тока намагничивания в динамических режимах;  $u_{zd \ hom} = \psi_{r \ hom} / (L_m k_i)$  - номинальное значение управляющего воздействия РИТ по оси d;  $u_{\max} = \sqrt{3/2} i_{s \ max} / k_i$  - максимальное допустимое значение нормы вектора управляющих воздействий РИТ, определяемое допустимой амплитудой фазных токов статора  $i_{s \ max}$ .

На рис. 3.2 и 3.3 приведены графики переходных процессов в системе ЭП, которая построена на базе двигателя 4А100L4У3 с номинальной мощностью 4 кВт при соединении обмотки статора в "звезду" и рассчитана по приведенной выше методике. Рис. 3.2 иллюстрирует переходные процессы по норме вектора потокосцеплений ротора и его компонентам в неподвижной ортогональной системе координат (1), токам фаз A и B машины (2), норме вектора  $I_s$ (3) и частоте вращения (4) при пуске заранее возбужденного двигателя на номинальную скорость и последующем его нагружении номинальным моментом сопротивления. Кратность максимального тока принята равной двум, частота автоколебаний в РИТ - 3 кГц. На рис. 3.3 показано, как интегральная составляющая закона регулирования скорости и коэффициент демпфирования КРС, принятый при расчете, влияют на качество переходных процессов по частоте вращения "в малом" (пуск на  $\omega_{HOM}$  / 50 и последующее нагружение номинальным моментом). Здесь приведены графики скорости при пропорциональном (1) и пропорционально-интегральном (2) РС, причем кривые (2) соответствуют трем значениям коэффициента  $\eta$ : 0,6; 0,8; 1,0. Несоответствие перерегулирования скорости расчетным значениям коэффициента демпфирования КРС объясняется форсирующими свойствами пропорционально-интегрального (ПИ-) регулятора, которые легко можно скомпенсировать установкой на задающий вход КРС апериодического звена с единичным коэффициентом передачи и постоянной времени, равной  $\mu/c_2$ .

Если рассматриваемая САУ ЭП функционирует в режимах регулирования с существенным ослаблением магнитного потока, или в рабочей тахограмме присутствуют частые и довольно продолжительные интервалы останова, в течение которых для устранения непроизводительных потерь энергии на возбуждение АД обнуляется задание на ток намагничивания, то переходные процессы "в большом" следует оптимизировать с помощью метода непрерывной иерархии. Применение указанного метода целесообразно и в однозонных САУ, так как позволяет полностью использовать имеющийся ресурс ПЧ по току для повышения динамичности ЭП.



Рис. 3.2. Графики переходных процессов при пуске ЭП на номинальную скорость и последующем его нагружении



Рис. 3.3. Графики переходных процессов "в малом"

# 3.3. Оптимизация переходных процессов "в большом" методом непрерывной иерархии [9]

Метод непрерывной иерархии (МНИ) позволяет синтезировать системы с ограниченной евклидовой нормой вектора управляющих воздействий и большими коэффициентами в законе управления, оптимальные в смысле локального критерия, который в каждый текущий момент времени требует максимальной возможной скорости затухания некоторой квадратичной функции отклонений САУ от заданного состояния. При применении к задачам синтеза систем асинхронного ЭП, где конечность нормы вектора управляющих воздействий естественным образом вытекает из ограниченности амплитуды фазного тока транзисторного ПЧ, метод позволяет существенно расширить область допустимых управлений (см. рис. 3.4) и воздействовать на характер переходных процессов в режиме токоограничения.



Рис. 3.4. Области допустимых управлений в традиционных системах асинхронного ЭП с ограничением  $u_{zd}$ ,  $u_{zq}$  (1) и в САУ, синтезируемых на основе МНИ (2)

При уравнениях желаемых движений вида (3.2) метод непрерывной иерархии предлагает воспользоваться критерием оптимальности

$$\dot{\gamma} \to \min_{\mathbf{U}_z},$$
 (3.6)

где  $V = h_1 F_1^2 + h_2 F_2^2$  - положительно определенная функция;  $h_1 > 0$ ,  $h_2 > 0$  - весовые коэффициенты.

Смысл (3.6) заключается в требовании максимизации мгновенной скорости уменьшения функции V, характеризующей отклонение изображающей точки системы от ее заданного положения в пространстве состояний.

Для вывода оптимального закона управления вектор управляющих воздействий должен быть представлен в тригонометрической форме

$$u_{zd} = u_{zm} \cos\varphi, \\ u_{zq} = u_{zm} \sin\varphi,$$

где  $u_{zm} = \sqrt{u_{zd}^2 + u_{zq}^2}$  - модуль вектора управлений;  $\varphi$  - его фаза (см. рис. 3.4).

Запишем выражение для полной производной функции V по времени, полагая задающие воздействия по потокосцеплению ротора и скорости двигателя постоянными,

$$\dot{V} = -2k_{o\psi}h_1F_1\dot{\psi}_r - 2k_{o\omega}h_2F_2\dot{\omega}$$

После подстановки в это выражение формул для производных координат состояния (3.1) и управлений, представленных в тригонометрической форме, становится очевидным, что минимальное значение  $\dot{V}$  достигается при  $u_{zm} = u_{max}$  и расположении конца вектора  $U_z$  на окружности, ограничивающей множество допустимых управлений. Оптимальное фазовое положение вектора управляющих воздействий РИТ  $\varphi^{opt}$  подлежит определению исходя из условий экстремума

$$\left. \frac{\partial \dot{V}}{\partial \varphi} \right|_{\varphi = \varphi^{opt}} = 0$$

откуда после несложных выкладок с учетом (3.1) получаем

$$F_1 h_1 k_{o\psi} R_r J \sin \varphi^{opt} - F_2 h_2 k_{o\omega} p_n \psi_r \cos \varphi^{opt} = 0,$$
  
$$tg \varphi^{opt} = \frac{p_n h_2 k_{o\omega}}{h_1 k_{o\psi} R_r J} \psi_r \frac{F_2}{F_1}.$$
 (3.7)

Если исходный закон управления "в малом" (3.3) дополнить коэффициентами  $w_1, w_2$ , которые призваны обеспечить оптимальную иерархию каналов регулирования в переходных процессах:

$$u_{zd} = \mu^{-1} w_1 F_1,$$
  
$$u_{zq} = \mu^{-1} r w_2 F_2,$$

то реальная фаза вектора управлений будет определяться зависимостью

$$tg\varphi = \frac{w_2 r F_2}{w_1 F_1}$$

Сравнивая ее с (3.7) делаем вывод, что оптимальная фазировка вектора  $U_z$  со-ответствует

$$\left(\frac{w_2}{w_1}\right)^{opt} = \frac{p_n h_2 k_{o\omega}}{r h_1 k_{o\psi} R_r J} \psi_r, \qquad (3.8)$$

чем по сути определяется требуемое в динамике соотношение коэффициентов передачи каналов регулирования скорости и потокосцепления.

Так как МНИ дает рекомендации только по соотношению коэффициентов  $w_1, w_2$ , один из них можно положить равным единице и по (3.8) определить другой. Проведенные автором исследования показали, что переменный коэффициент передачи лучше помещать в канал регулирования потока. Тогда

$$w_1^{opt} = \frac{rh_1 k_{o\psi} R_r J}{p_n h_2 k_{o\omega} \psi_r},$$
 при  $\psi_r \neq 0,$ 

и структурная схема САУ принимает вид, приведенный на рис. 3.5. На схеме изображены ПИ-регуляторы РП и РС, требующие "замораживания" или обнуления интегральной составляющей закона управления при выходе нормы вектора управляющих воздействий РИТ  $u_{zm}$  на ограничение. Эту функцию выполняет сигнал "ограничение регуляторов". Рациональна цифровая реализация данного алгоритма управления.



Рис. 3.5. Вариант структурной схемы управляющей части САУ скоростью АД, синтезированной методом непрерывной иерархии

Динамические характеристики синтезированной системы "в большом" полностью определяются выбором весовых коэффициентов  $h_1, h_2$ . В [9] предложено выбирать весовые коэффициенты критерия оптимальности по формулам

$$h_1 = 1/(k_{o\psi} \psi_{\delta a_3})^2$$
,  $h_2 = 1/(k_{o\omega} \omega_{\delta a_3})^2$ ,

где базовые значения скорости и потокосцепления при неглубоком регулировании могут быть постоянными, но при диапазонах свыше 20...50 должны приближаться к заданным значениям этих переменных (в идеале - совпадать с ними). Это обеспечит квазиоптимальность САУ по быстродействию в переходных процессах электропривода "в большом", протекающих с выходом на ограничение по выходному току ПЧ.



Рис. 3.6. Графики переходных процессов "в большом" в САУ ЭП, синтезированной с помощью МНИ

На рис. 3.6, 3.7 приведены графики переходных процессов в системе ЭП на базе двигателя 4A100L4У3, где реализован изложенный выше подход к построению САУ. "В малом" применен закон управления (3.5). Рис. 3.6 иллюстрирует переходные процессы при пуске предварительно возбужденного (а) и невозбужденного (б) двигателя на номинальную скорость и последующем его нагружении номинальным моментом сопротивления (а). Здесь 1 - модуль и компоненты вектора  $\Psi_r$ ; 2 - токи фаз A и B; 3 - норма вектора токов статора и управляющие воздействия РИТ  $u_{zd}$  (минимально в начале первого процесса и максимально в начале второго) и  $u_{zq}$ ; 4 - частота вращения. На рис. 3.7 показаны графики изменений частоты вращения двигателя при пуске ЭП с описанным выше апериодическим фильтром на входе КРС на скорость  $\omega_{HOM}/50$  и нагружении его номинальным моментом. Коэффициент демпфирования  $\eta = 0,5$ (1) и 0,7 (2).



Рис. 3.7. Графики переходных процессов "в малом"

Из сравнения этих рисунков с рис. 3.2 и 3.3 вытекает, что показатели качества переходных процессов САУ, синтезированной на основе метода непрерывной иерархии, при предварительном возбуждении двигателя "в малом" и "в большом" не ухудшились по отношению к динамическими характеристиками системы, в которой отдельно друг от друга ограничены активный и намагничивающий токи. Но применение МНИ позволило реализовать достаточно быстрый пуск ЭП без разнесения его во времени с процессом возбуждения АД, см. рис. 3.6, б. Для того, чтобы оценить эффективность метода, достаточно сравнить этот рисунок с рис. 3.8, на котором приведены графики того же процесса, реализованного в традиционной САУ при коэффициенте форсировки намагничивающего тока 1,15 и прочих равных условиях. Длительность пуска без нагрузки здесь больше почти в два раза, но и к концу этого процесса потокосцепление ротора еще не достигло заданного уровня, что не позволит электроприводу сразу отрабатывать большие возмущения. Наличие ненулевого момента нагрузки типа "сухое" или "вязкое трение" сделает разницу в длительности рассматриваемых переходных процессов еще более существенной.



Рис. 3.8. Графики переходных процессов в традиционной САУ при пуске ЭП с нулевых начальных условий

#3.1. Самостоятельно получите формулы (3.7), (3.8) и выражение для оптимального мгновенного значения коэффициента w<sub>1</sub>.

#3.2. Изобразите на плоскости (d, q) оптимальные траектории вектора управляющих воздействий РИТ в переходных процессах по рис. 3.6. и объясните их вид.

### 3.4. Особенности построения двухзонных систем с непрерывной иерархией каналов регулирования и КРП переменной структуры

Естественно, что на базе систем регулирования скорости, синтезированных методом непрерывной иерархии, может быть построен двухзонный ЭП с подчинением КРП внешнему контуру регулирования э. д. с. вращения, подобно традиционным САУ, рассмотренным в предыдущем разделе. Синтез этого вида САУ при настройке КРЕ на модульный оптимум, как правило, не вызывает затруднений, поэтому в данном параграфе мы остановимся только на перспективных системах с КРП переменной структуры [7], в рамках которых может быть достигнуто предельное быстродействие ЭП во второй зоне регулирования.

Основным формальным отличием двухзонной САУ с КРП переменной структуры от рассмотренной выше однозонной системы является вид первого уравнения желаемых движений, только на скоростях до основной (номинальной) совпадающего с первым уравнением (3.2):

$$F_{1} = \begin{cases} u_{z1} - k_{o\psi}\psi_{r} = 0, npu |k_{oe}\psi_{r}\omega| \leq k_{o\psi}\psi_{r \text{ HOM}}; \\ u_{z1} - k_{oe}\psi_{r}\omega = 0, npu |k_{oe}\psi_{r}\omega| > k_{o\psi}\psi_{r \text{ HOM}}; \\ F_{2} = u_{z2} - k_{o\omega}\omega = 0, \end{cases}$$

где значение задающего воздействия  $u_{z1} = k_{o\psi}^{-1} \psi_{r \, hom}$  сохраняется; а коэффициент обратной связи по произведению потокосцепления на скорость выбирается из условия

$$k_{oe}\psi_{r\,HOM}\omega_{ocH} = k_{o\psi}\psi_{r\,HOM};$$

 $\omega_{och}$  - основная скорость, при превышении которой САУ ЭП должна переходить в режим регулирования ослаблением магнитного потока.

Для того, чтобы при "переключении" структуры КРП и дальнейшем регулировании скорости вверх от основной в контуре потокосцепления не нарушалось условие разделения частот (1.17), значение малого параметра для структуры, не содержащей элементов непрерывной иерархии каналов, должно быть определено как

$$\mu \approx (2...3) \max_{t} \frac{L_m k_i k_{oe} \omega_{\max}}{f_0 T_r},$$

где  $\omega_{\max}$  - максимальная скорость во второй зоне,

после чего величина коэффициента *r* рассчитывается по формуле, приведенной в параграфе 3.2.

При синтезе двухзонной САУ, оптимальной "в большом" в смысле критерия (3.6), весовые коэффициенты квадратичной функции V для первой и второй зон регулирования можно задать в виде

$$h_1 = 1/u_{z1}^2, \quad h_2 = 1/u_{z2}^2$$

(считается, что воздействия, входящие в знаменатели этих выражений, ограничены снизу). Тогда практически оптимальная иерархия каналов регулирования (в случае  $w_2 = 1$ ) будет обеспечена при

$$w_1^{opt} = \frac{rh_1k_{o\psi}R_rJ}{p_nh_2k_{o\omega}\psi_r} \quad (\text{для } |\omega| \le \omega_{och}), \qquad w_1^{opt} = \frac{rh_1k_{oe}R_rJ\omega}{p_nh_2k_{o\omega}\psi_r} \quad (\text{для } |\omega| > \omega_{och}).$$

На рис. 3.9 приведены графики переходных процессов в построенной на основе описанного алгоритма двухзонной САУ двигателем 4A100L4У3 при ее пуске на удвоенную номинальную скорость и последующем реверсе ЭП. Здесь: 1 - норма и компоненты вектора потокосцепления ротора; 2 - токи фаз A и B статора; 3 - частота вращения.

#3.3. Составьте структурную и функциональную схемы двухзонной системы ЭП с КРП переменной структуры, синтезированной методом непрерывной иерархии.



Рис. 3.9. Переходные процессы при пуске и реверсе двухзонной САУ ЭП, синтезированной на основе МНИ

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Асинхронные двигателя серии 4А: Справочник/ А.Э. Кравчик, М.М. Шлаф, В.И. Афонин, Е.А. Соболенская. - М.: Энергоиздат, 1982.

2. Боченков Б.М., Жуков А.А., Судак А.Г. Векторная широтно-импульсная модуляция в устройстве управления асинхронным электроприводом// Автоматизированный электропривод промышленных установок/ Новосиб. электротехн. ин-т. - Новосибирск, 1990. - С. 128-134.

3. Бродовский В.Н., Иванов Е.С. Бесконтактный электропривод с частотно-токовым управлением для замкнутых систем регулирования// Электричество. - 1967. - №10. - С. 53-60.

4. Бродовский В.Н., Иванов Е.С. Приводы с частотно-токовым управлением/ Под ред. В.Н. Бродовского. - М.: Энергия, 1974.

5. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины. - М.: Энергия, 1980.

6. Ключев В. И. Теория электропривода. - М.: Энергоатомиздат, 1985.

7. *Нос О.В.* Быстродействующий асинхронный электропривод с двухзонным регулированием скорости// Электрофизика, электроснабжение, электрооборудование, автоматика и экология промышленных предприятий и речных судов/ Новосиб. гос. акад. водного транспорта. - Новосибирск, 1998. - С. 92-99.

8. Панкратов В.В. Векторный широтно-импульсный преобразователь напряжения для электроприводов переменного тока// Электропривод и автоматизация объектов водного транспорта/ Новосиб. ин-т инженеров водного транспорта. - Новосибирск, 1993. - С. 111-120.

9. Панкратов В.В. Методы синтеза систем автоматического управления электроприводами переменного тока, малочувствительных к изменениям параметров. Диссертация ... доктора технических наук. - Новосибирск: Новосиб. гос. техн. ун-т, 1997.

10. Панкратов В.В. Электромагнитный момент многофазной асинхронной машины с учетом нелинейности кривой намагничивания// Автоматизированные электромеханические системы/ Новосиб. гос. академия водного транспорта. - Новосибирск, 1998. - С. 25 - 33.

11. Панкратов В.В. Учет кривой намагничивания асинхронного двигателя в задачах энергооптимизации частотно-регулируемых электроприводов// Экологически перспективные системы и технологии: Сб. науч. тр. - Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1998. - Вып. 2. - С. 110 - 117.

12. Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. - Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1987.

13. Сабинин Ю.А., Грузов В.Л. Частотно-регулируемые асинхронные электроприводы. - Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1985.

14. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями/ О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов и др. - М.: Энергоатомиздат, 1983.

15. *Уайт Д., Вудсон Г.* Электромеханическое преобразование энергии. М. - Л.: Энергия, 1964.

16. Шиянов А. И. Электропривод переменного тока с несимметричными фазными токами // Автоматизированный электропривод. - М.: Энергоатомиздат, 1990. - С. 22- 30.

17. Шрейнер Р. Т., Дмитренко Ю. А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. - Кишинев: "Штиинца", 1982.

18. Электропривод асинхронный глубокорегулируемый комплектный "PA3MEP 2M-5-21/11". Техническое описание, ИДАФ.654523.006 ТО.

19. Эпштейн И.И. Автоматизированный электропривод переменного тока. - М.: Энергоиздат, 1982.

20. *Ямамура С.* Спирально-векторная теория электрических цепей и машин переменного тока, Ч. I, II. - СПб.: МЦЭНиТ, 1993.

21. *Blaschke F*. Das Prinzip der Feldorientierung die Grundlage fur die Transvektor-Regelung von Drehfeldmaschinen// Siemens Zeitschrift, 1971/ Bd. 45, - H. 10. - S. 757-760.

22. *Yamamura S., Nakagawa S.* Transient phenomena and control of AC servomotor-proposal of field acceleration method/ Trans. B, IEE of Japan, 1981, 101, #9, pp. 557-563.

#### ПРИЛОЖЕНИЕ

# Об алгоритмах текущей идентификации неизмеряемых координат в системах векторного управления АД

При проектировании любой системы векторного управления АД неизбежно возникает вопрос выбора способа ориентирования вектора управляющих воздействий по направлению магнитного потокосцепления двигателя, поскольку каждый из рассмотренных в параграфе 2.3 подходов к полеориентированию имеет свои достоинства и недостатки.

Прямое или косвенное измерение распределения индукции магнитного поля в воздушном зазоре двигателя с помощью датчиков Холла или дополнительных статорных обмоток [12] связано с усложнением конструкции и изменением технологии производства АД, его удорожанием и снижением надежности электропривода в целом. Поэтому непосредственное ориентирование по полю требует вычисления (наблюдения или текущей идентификации) оценок мгновенных значений компонент вектора потокосцеплений в неподвижной системе координат по информации о доступных прямым измерениям переменных - токах, напряжениях, скорости вращения или положении ротора, для чего используются либо "полная" модель электромагнитных процессов АД (1.12) (при  $\omega_k = 0$ ), либо стабилизированная модель цепи статора (первое уравнение (1.12), дополненное алгоритмом коррекции дрейфа нуля интеграторов [12], рис. П.1).



Рис. П.1. Структурная схема алгоритма наблюдения потокосцеплений по модели цепи статора

В первом случае модель включает в себя текущие значения активных сопротивлений статора и ротора, существенно изменяющиеся вместе с тепловым состоянием машины, и коэффициент гармонической линеаризации кривой намагничивания (главную взаимную индуктивность АД), зависящий от рабочей

точки. Приближенность информации об этих величинах сказывается на точности вычисления амплитуды и фазы вектора потокосцеплений ротора и в области низких частот или относительно высоких скольжений может привести к значительным ошибкам регулирования магнитного состояния двигателя. Во втором случае простейшие алгоритмы, обеспечивающие асимптотическую устойчивость модели цепи статора, и температурный дрейф  $R_s$  ограничивают диапазон регулирования вниз частотами 0,5...2 Гц.

Косвенное ориентирование по полю всегда подразумевает вычисление частоты скольжения по модели цепи ротора двигателя и поэтому чрезвычайно чувствительно к ошибкам информации о текущем значении постоянной времени обмотки ротора, см. рис. 2.6.

<u>Вывод</u>: Независимо от используемого алгоритма полеориентирования расширение диапазонов регулирования скорости требует организации адаптивных законов наблюдения ориентирующего вектора или его фазы, совмещенных с идентификацией текущих значений переменных параметров.

Идентификация (вычисление) неизмеряемых координат и изменяющихся параметров электрических машин является в настоящее время самым сложным и быстро развивающимся разделом теории векторного управления электроприводами переменного тока, которому посвящено большое число научных публикаций последних лет.

С некоторыми вариантами алгоритмов текущей идентификации потокосцеплений и активных сопротивлений АД можно ознакомиться по работе [9]. Как правило, они основаны на "полной" модели электромагнитных процессов АД и включают в себя настроечные обратные связи, формирующие оценки активных сопротивлений двигателя  $\hat{R}_s$ ,  $\hat{R}_r$ , исходя из отклонений оценок токов статора (компонент вектора  $\hat{I}_s$ ) от их измеренных значений, см. рис. П.2. Такого рода алгоритмы могут найти применение как при непосредственном, так и при косвенном полеориентировании.

Подавляющее большинство асинхронных электроприводов общепромышленных установок не оснащено датчиками скорости и положения ротора, но, тем не менее, должно обеспечивать достаточно точное регулирование частоты вращения в диапазонах до 100:1. В этих системах в число неизмеряемых координат входит и основная выходная переменная - скорость, наблюдать которую приходится совместно с ориентирующим вектором. Известно довольно много алгоритмических решений для вычисления  $\omega(t)$ , но наиболее перспективным из них, по мнению автора, является идентификатор, укрупненная структурная схема которого приведена на рис. П.3.



Рис. П.2. Укрупненная структурная схема адаптивного алгоритма наблюдения вектора потокосцеплений ротора по "полной" модели электромагнитных процессов АД, где А - адаптор; НМС - настраиваемая модель статора; НМР - настраиваемая модель ротора



Рис. П.3. Наблюдатель ориентирующего вектора и частоты вращения АД для общепромышленного электропривода

Принцип работы наблюдателя, изображенного на рис. П.3, заключается в следующем. Настраиваемая модель цепи статора (НМЦС), построенная в соответствии с рис. П.1, формирует оценку вектора потокосцеплений ротора АД, которая подается на специальную следящую систему тригонометрического анализатора (ССТА). Последняя выделяет модуль ( $\hat{\psi}_r^{\prime}$ ), направляющие косинус и синус ( $\cos \hat{\gamma}_{\psi}$ ,  $\sin \hat{\gamma}_{\psi}$ ) этого вектора, а также с помощью сигнала задания активного тока АД вычисляет оценку электрической частоты вращения ротора

 $\hat{\omega}_e$ , являющуюся воздействием главной обратной связи по скорости электропривода. Оценка модуля вектора потокосцеплений поступает на адаптор, который сравнивает ее со значением  $\hat{\psi}_r$ , формируемым моделью цепи ротора по оси d (MЦPd) на основании информации о значениях сигнала задания намагничивающего тока  $\psi_{r^*} = k_i L_m u_{zd}$ , и вырабатывает корректирующее воздействие по оценке активного сопротивления статора, используемое в НМЦС для ее адаптации. Воздействие  $\psi_{r^*}$  также преобразуется ПК в неподвижную декартову систему координат ( $\alpha,\beta$ ) и подается на НМЦС для исключения эффекта накопления ошибок интегрирования фазных э. д. с. на низких частотах. Полное математическое описание данного алгоритма идентификации и методика расчета его параметров приведены в работе [9].