





ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ —
КОЛЛЕКТИВНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РФ
Издается с января 1930 года

№ 6 ИЮНЬ 1998

УЧРЕДИТЕЛИ

ДЕПАРТАМЕНТ МАШИНОСТРОЕНИЯ
МИНПРОМА РФ (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ»
(г. САРАНСК)
АООТ «ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ
«ЭЛЕКТРОЗАВОД» (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОНИКА» (г. ВОРОНЕЖ)
АО «ВЭЛНИИ» (г. НОВОЧЕРКАССК)
АССОЦИАЦИЯ ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ
ЭЛЕКТРОНИКИ (г. МОСКВА)
АССОЦИАЦИЯ «АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ
ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО»
(г. МОСКВА)
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)
НИИ «ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ»
(г. ЗАПОРОЖЬЕ)

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ИВАНОВ В.Н., ЧИБИРКИН В.В., МАКАРЕВИЧ Л.В., МЕЩЕРЯКОВ В.М., ЩЕРБАКОВ В.Г., КОВАЛЕВ Ф.И. (председатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В., АНДРИЕНКО П.Д.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор
КОЧЕТКОВ В.Д.

БЕЛКИН Г.С., ДАЦКОВСКИЙ Л.Х.,
ДОЛКАРТ В.М., КОПЫЛОВ И.П.,
ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У.,
МОСКАЛЕНКО В.В., РОЗАНОВ Ю.К.,
СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В. (зам. главного
редактора), ТРУБАЧЕВ С.Г.,
ТУБИС Я.Б., УСОВ Н.Н., ФИНКЕЛЬ Э.Э.,
ФЛОРЕНЦЕВ С.Н., ХОТИН В.А.

Адрес редакции:

123242, Москва,
Зоологическая ул., 11, комн. 213

Факс/телефон: 254-11-52

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Поздеев А.Д., Аристархов О.Г., Волков Д.Н. Чувствительность асинхронных регулируемых электроприводов с частотно-токовым векторным управлением к неточности задания параметров настройки.....	1
Новиков В.А., Рассудов Л.Н., Белов М.П. Типовые алгоритмы управления взаимосвязанными электроприводами.....	7
Козярук А.Е. Автоматизированные электромеханические комплексы движения и позиционирования подвижными объектами....	15
Браславский И.Я., Зюзев А.М., Ишматов З.Ш., Шилин С.И. Синтез микропроцессорных систем управления асинхронными электроприводами с применением метода полиномиальных уравнений	20
Гайнцев Ю.В. Еще раз о вентильно-индукторном электроприводе	25
Герасимяк Р.П., Рамарувахуака А.М. Система управления электропривода двухмассовой электромеханической системой	28
Щуцкий В.И., Шевченко В.И. Исследование влияния отклонений скольжения асинхронных электродвигателей и муфт скольжения на распределение нагрузок в многодвигательном электроприводе	31
Кузнецов В.А., Садовский Л.А., Виноградов В.Л., Лопатин В.В. Особенности расчета индукторных двигателей для вентильного электропривода	35
Абдулкадыров А.И. Частотный пуск синхронной машины с применением тиристорной системы возбуждения	43
Мещеряков В.Н., Федоров В.В. Асинхронно-вентильный каскад с инвертором в цепи статора и общим звеном постоянного тока	47
Войнова Т.В. Математическая модель для исследования трехфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором как объекта регулирования и для прямого процессорного управления	51
ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
Зекцер Д.М. Исследование электрических биметаллических заклепочных контактов с рабочим слоем из благородных металлов	61
Рыбаков Ю.В. Способ изготовления кабеля седловидного профиля с минеральной изоляцией	62

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Чувствительность асинхронных регулируемых электроприводов с частотно-токовым векторным управлением к неточности задания параметров настройки

А.Д.ПОЗДЕЕВ, академик НАИ ЧР, О.Г.АРИСТАРХОВ, Д.Н.ВОЛКОВ

Анализируется чувствительность частотно-регулируемого асинхронного электропривода к неточности задания параметров привода (скольжения β). Теоретически и методом математического моделирования определены зоны допустимых ошибок задания этого параметра, обеспечивающие приемлемую работоспособность привода.

Постановка задачи. Функциональная схема регулирования скорости асинхронного электродвигателя (АД) с частотно-токовым векторным управлением и обратной связью по частоте вращения вала изображена на рис.1.

В этой структуре в конечном итоге задаются токи фазных обмоток двигателя, т.е. преобразователь частоты (ПЧ) работает в режиме источника тока, хотя может быть выполнен по схеме автономного инвертора напряжения (АИН). Воспользуемся общепринятой относительной системой единиц [1]. Схема замещения двигателя при питании его от источника тока изображена на рис.2,а, а векторная диаграмма токов — на рис. 2,б.

Если ввести в рассмотрение фиктивный

ток статора $\bar{I}'_1 = \bar{I}_1 \frac{x_m}{x_2}$ ($x_2 = x_m + x_{20}$), отличийшийся от реального только значением модуля, то схема замещения примет вид, показанный на рис.2,б, из которого следует, что вектор потокосцепления ротора

$$\bar{\Psi}_2 = \bar{I}'_m x_2 = \bar{I}'_1 x_2 + \bar{I}_2 x_2 = \bar{I}_1 x_m + \bar{I}_2 x_2 \quad (1)$$

соответствует этому вектору в схеме, изображенной на рис.1,б, и токи \bar{I}_2 в обеих схемах одинаковы. Вектор фиктивного тока намагничивания $\bar{I}'_m = \frac{\bar{\Psi}_2}{x_2}$ на рис.2,б направлен перпендикулярно вектору тока \bar{I}_2 и от-

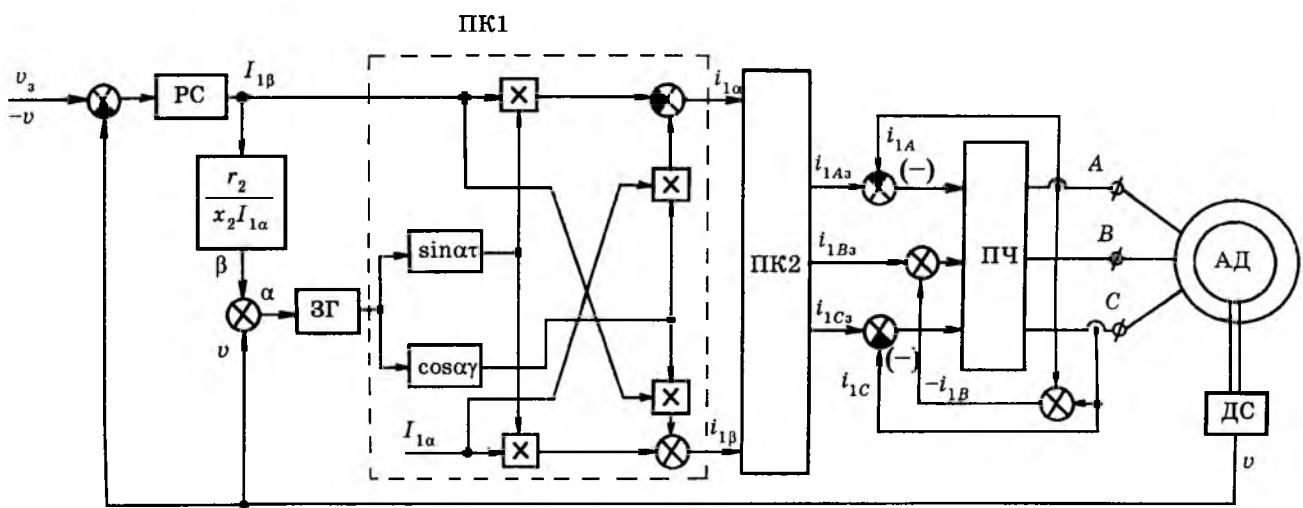


Рис.1. Функциональная схема регулирования скорости АД с частотно-токовым векторным управлением:
РС — регулятор скорости; УЗС — узел задания скольжения β ; ЗГ — задающий генератор частоты;
ПК1 — преобразователь координат вращающейся с частотой α системы в неподвижную; ПК2 — преобразователь двухфазной системы токов в трехфазную; ПЧ — силовой преобразователь частоты; ДС — датчик скорости;
 α, β, v — относительные частота вращения поля, скольжение и частота вращения вала двигателя; I_α, I_β — задаваемые токи по вещественной и мнимой осям в системе координат, вращающейся с частотой α ; i_{1a}, i_{1b} — тоже в неподвижной системе координат; i_{A3}, i_{B3}, i_{C3} — задаваемые токи обмоток фаз трехфазной машины; i_A, i_B, i_C — реальные токи этих обмоток

личается от вектора реального тока намагничивания \bar{I}_m (рис.2,ε). Если ток статора принять реальным, увеличив все токи в $\frac{x_2}{x_m}$ раз, а вещественную ось α направить вдоль вектора \bar{I}'_m , то векторная диаграмма АД при частотно-токовом управлении примет вид, показанный на рис.2,ε. Вращающий момент на валу двигателя в относительных единицах [1]

$$\mu = x_m \operatorname{Im} [\bar{I}_1 \times \bar{I}_2^*] = x_m \operatorname{Im} \left[(I_{1\alpha} + jI_{1\beta}) jI_2'' \frac{x_m}{x_2} \right] = \\ = \frac{x_m^2}{x_2} I_{1\alpha} I_{1\beta}, \quad (2)$$

где \bar{I}_2^* — вектор, сопряженный с вектором

$$\bar{I}_2; \quad I_2 = I_2'' \frac{x_m}{x_2} = I_{1\beta} \frac{x_m}{x_2}.$$

С другой стороны, вращающий момент АД [1]

$$\mu = I_2^2 \frac{r_2}{\beta} = \left(\frac{x_m}{x_2} I_2'' \right)^2 \frac{r_2}{\beta} = \left(\frac{x_m}{x_2} I_{1\beta} \right)^2 \frac{r_2}{\beta}. \quad (3)$$

Из этих соотношений

$$\beta = \frac{r_2 I_{1\beta}}{x_2 I_{1\alpha}}. \quad (4)$$

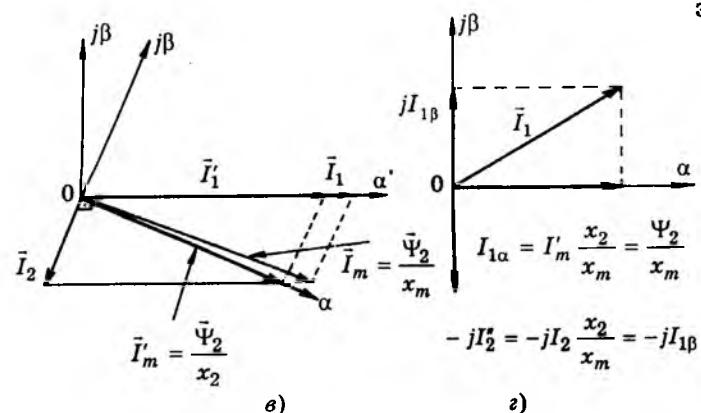
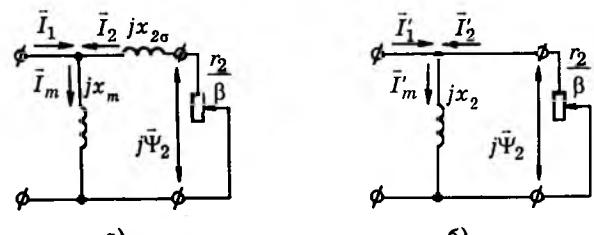


Рис.2. Схемы замещения и векторные диаграммы АД при питании его от источника тока

Таким образом, поддерживая составляющую тока $I_{1\alpha} = \frac{\Psi_2}{x_m} = \text{const}$, изменения $I_{1\beta}$, а также, одновременно задавая скольжение β согласно соотношению (4) и формируя частоту ЗГ как сумму $\alpha = v + \beta$, мы обеспечиваем управление моментом АД по закону $\bar{\Psi}_2 = \text{const}$.

Задаваемый ток $I_{1\beta}$ формируется на выходе регулятора скорости РС (рис.1), а скольжение β — в узле задания скольжения УЗС. Далее в преобразователе координат ПК1 происходит преобразование задаваемых токов $I_{1\alpha}$ и $I_{1\beta}$ из вращающейся с частотой α системы координат в неподвижную (токи $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$), а в преобразователе координат ПК2 в задаваемые токи фаз i_{1a3} , i_{1b3} , i_{1c3} , которые обрабатываются тремя регуляторами токов фаз.

На практике коэффициент передачи УЗС, равный $\frac{r_2}{x_2 I_{1\alpha}}$, может не соответствовать требуемому из-за неточности задания параметров r_2 и x_2 или их изменения вследствие нагрева ротора двигателя. Поэтому представляет интерес изучение характера процессов в электроприводе при неточном задании скольжения β , а также наличии погрешности в измерении скорости v .

Структура формирования момента АД. При высоких коэффициентах передачи в контурах регулирования токов и их высоком быстродействии, что реализуется в ПЧ, выполненных на силовых транзисторах, практически подавляется влияние ЭДС вращения [2, 3] в токовых контурах, а поэтому фактические токи фаз $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$, i_{1c} можно принять с высокой точностью равными задаваемым i_{1a3} , i_{1b3} , i_{1c3} . При таком допущении электромагнитные процессы в АД описаны следующими векторными уравнениями [1]:

$$0 = \bar{I}_2 r_2 + \frac{d\bar{\Psi}_2}{d\tau} + j\beta \bar{\Psi}_2; \quad (5)$$

$$\bar{\Psi}_2 = x_m \bar{I}_1 + x_2 \bar{I}_2,$$

где векторы представлены в системе координат, вращающейся синхронно с полем (частотой α). Здесь $\tau = \omega_0 t$ — безразмерное время; ω_0 — базовая частота, равная номинальной частоте питающей сети.

Из (5)

$$\bar{I}_2 = \frac{\bar{\Psi}_2}{x_2} - \bar{I}_1 \frac{x_m}{x_2}; \quad \bar{I}_1 \frac{r_2 x_m}{x_2} = \left(\frac{r_2}{x_2} + j\beta \right) \bar{\Psi}_2 + \frac{d\bar{\Psi}_2}{d\tau}.$$

Разлагая вектор \bar{I}_1 на составляющие по осям координат $\alpha, j\beta$, получаем:

$$\left. \begin{aligned} I_{1\alpha} \frac{r_2 x_m}{x_2} &= \frac{r_2}{x_2} \Psi_{2\alpha} - \beta \Psi_{2\beta} + \frac{d\Psi_{2\alpha}}{d\tau}; \\ I_{1\beta} \frac{r_2 x_m}{x_2} &= \frac{r_2}{x_2} \Psi_{2\beta} + \beta \Psi_{2\alpha} + \frac{d\Psi_{2\beta}}{d\tau}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

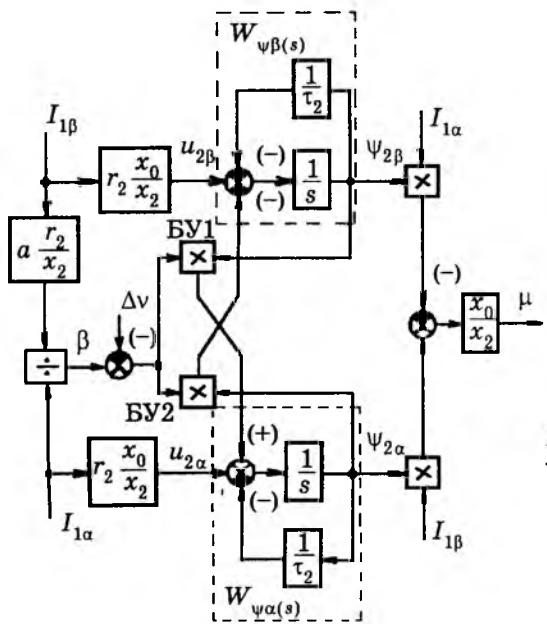
Если скольжение β формируется с ошибкой, то

$$\beta = \alpha - v = \frac{r_2 a}{x_2 I_{1\alpha}} I_{1\beta} - \Delta_v, \quad (7)$$

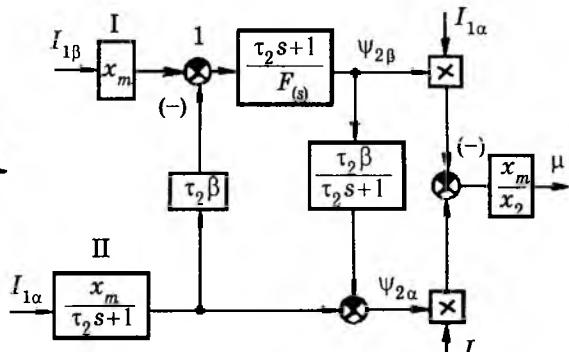
где a — коэффициент, учитывающий погрешность в оценке отношения $\frac{r_2}{x_2}$ (при отсутствии погрешности $a = 1$); Δ_v — абсолютная ошибка измерения частоты вращения вала двигателя в относительных единицах.

На рис.3,а изображена динамическая модель структуры формирования момента АД при частотно-токовом векторном управлении. Ее можно преобразовать к виду на рис.3,б, если воздействие $I_{1\alpha}$ перенести на выход звена $W_{\psi_\alpha}(s)$, а затем на вход звена $W_{\psi_\beta}(s)$, как это показано на рис.3,а пунктиром, где

$$W_{\psi_\alpha}(s) = W_{\psi_\beta}(s) = \frac{\tau_2}{\tau_2 s + 1}. \quad (8)$$



а)



б)

Рис.3. Динамическая модель структуры формирования момента АД при частотно-токовом векторном управлении
Вологодская областная универсальная научная библиотека

В модели управляющими воздействиями являются токи $I_{1\alpha}$ и $I_{1\beta}$, а выходным — момент μ , причем изменение $I_{1\beta}$ соответствует регулированию при постоянном потокосцеплении Ψ_2 , а изменение $I_{1\alpha}$ — при $\Psi_2 = \text{var}$.

Переходные процессы в структуре формирования момента. Если в модели рис.3 управляющие токи $I_{1\alpha}, I_{1\beta}$ подать на вход скачком, то блоки умножения БУ1 и БУ2 становятся пропорциональными звенями с коэффициентами передачи, равными β , а при отсутствии насыщения магнитной цепи ($x_m = \text{const}$, $\tau_2 = \text{const}$) узел формирования $\Psi_{2\alpha}, \Psi_{2\beta}$ потокосцеплений становится линейным звеном. После преобразований динамическая модель узла формирования момента для случая единичных управляющих воздействий примет вид, показанный на рис.3,б, где

$$F(s) = \tau_2^2 s^2 + 2\tau_2 s + 1 + \beta \tau_2^2 \quad (9)$$

— характеристический полином замкнутой системы узла формирования потокосцеплений (рис.3,а) при $\beta = \text{const}$.

Для этого случая потокосцепления $\Psi_{2\alpha}, \Psi_{2\beta}$ можно найти либо из модели (рис.3,б), либо путем решения векторного уравнения (6), которое в форме преобразования Лапласа примет вид

$$\frac{r_2 x_m}{x_2} \bar{I}_1(s) = \left(\frac{r_2}{x_2} + j\beta + s \right) \bar{\Psi}_2 - \bar{\Psi}_2(0).$$

Отсюда

$$\bar{\Psi}_2(s) = \frac{\frac{r_2 x_m}{x_2} \bar{I}_1(s) + \bar{\Psi}_2(0)}{s + \frac{r_2}{x_2} + j\beta}. \quad (10)$$

При единичном воздействии

$$\bar{I}_1(s) = \frac{\bar{I}_1}{s} = \frac{I_{1\alpha} + jI_{1\beta}}{s} \quad (11)$$

решение уравнения имеет вид [4]

$$\bar{\Psi}_2(\tau) = \frac{r_2 x_m}{x_2} \frac{1 - e^{-b\tau}}{\frac{r_2}{x_2} + j\beta} (I_{1\alpha} + jI_{1\beta}) + \bar{\Psi}_2(0) e^{-b\tau}, \quad (12)$$

где β описывается соотношением (7);

$$b = \frac{r_2}{x_2} + j\beta.$$

Представим $I_{1\beta}$ с учетом (7) как

$$\begin{aligned} I_{1\beta} &= I_{1\beta} + \frac{\beta x_2}{r_2} I_{1\alpha} - \frac{\beta x_2}{r_2} I_{1\alpha} = \\ &= \frac{\beta x_2}{r_2} I_{1\alpha} + I_{1\beta}(1 - a) + \Delta_v \frac{x_2}{r_2} I_{1\alpha}. \end{aligned} \quad (13)$$

Тогда из (12)

$$\begin{aligned} \bar{\Psi}_2(\tau) &= x_m (1 - e^{-b\tau}) I_{1\alpha} + \bar{\Psi}_2(0) e^{-b\tau} + \\ &+ x_m A \left(j + \beta \frac{x_2}{r_2} \right) (1 - e^{-b\tau}), \end{aligned} \quad (14)$$

где

$$A = \frac{I_{1\beta}(1 - a) + \Delta_v \frac{x_2}{r_2} I_{1\alpha}}{1 + \left(\beta \frac{x_2}{r_2} \right)^2}. \quad (15)$$

Если создать начальное потокосцепление $\bar{\Psi}_2(0) = I_{1\alpha} x_m$, предварительно намагнитив двигатель током $I_{1\alpha}$, то

$$\begin{aligned} \bar{\Psi}_{2B}(\tau) &= x_m \left[I_{1\alpha} + A \left(j + \beta \frac{x_2}{r_2} \right) (1 - e^{-b\tau}) \right] = \\ &= x_m \left[I_{1\alpha} + A \left(j + \beta \frac{x_2}{r_2} \right) - AM e^{-\frac{r_2}{x_2} \tau} e^{-j(\beta\tau - \varphi_0)} \right], \end{aligned} \quad (16)$$

$$\text{где } M = \sqrt{1 + \left(\beta \frac{x_2}{r_2} \right)^2}; \quad \varphi_0 = \arctg \frac{r_2}{x_2 \beta}.$$

Ток ротора согласно (6)

$$\begin{aligned} \bar{I}_2(\tau) &= \frac{\bar{\Psi}_2}{x_2} - (I_{1\alpha} + jI_{1\beta}) \frac{x_m}{x_2} = \frac{x_m}{x_2} \times \\ &\times \left[-jI_{1\beta} + A \left(j + \beta \frac{x_2}{r_2} \right) - AM e^{-\frac{r_2}{x_2} \tau} e^{-j(\beta\tau - \varphi_0)} \right]. \end{aligned} \quad (17)$$

Вращающий момент найдем с использованием (2):

$$\begin{aligned} \mu &= \frac{x_m}{x_2} \operatorname{Im} [(I_{1\alpha} + jI_{1\beta}) \bar{\Psi}_2^*] = \frac{x_m^2}{x_2} \left\{ I_{1\alpha} I_{1\beta} + \right. \\ &+ A \left(\beta \frac{x_2}{r_2} I_{1\beta} - I_{1\alpha} \right) - AM e^{-\frac{r_2}{x_2} \tau} \times \\ &\times \left. \left[I_{1\beta} \cos(\beta\tau - \varphi_0) + I_{1\alpha} \sin(\beta\tau - \varphi_0) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (18)$$

В соотношениях (16)–(18) при $A \neq 0$ присутствует колебательная составляющая. Если отсутствует погрешность в задании β (т.е. $a=1$, $\Delta_v=0$, $A=0$) и двигатель предварительно был намагнчен так, что $\bar{\Psi}_2(0) = I_{1\alpha} x_m$, то эти колебательные составляющие в переходных процессах будут отсутствовать. При этом

$$\bar{\Psi}_2(\tau) = x_m I_{1\alpha} = \bar{\Psi}_2(0) = \Psi_{2a};$$

$$\bar{I}_2(\tau) = -jI_{1\beta}; \quad \mu(\tau) = \frac{x_m^2}{x_2} I_{1\alpha} I_{1\beta},$$

т.е. потокосцепление $\bar{\Psi}_2$ остается неизменным, а ток I_2 и момент μ устанавливаются мгновенно. При $A \neq 0$ имеет место колебательная составляющая с частотой β и ко-эффициентом затухания $\frac{r_2}{x_2} = \frac{1}{\tau_2}$. Ампли-

туда ее пропорциональна произведению

$$\begin{aligned} AM &= \frac{I_{1\beta}(1 - a) - \Delta_v \frac{r_2}{x_2} I_{1\alpha}}{\sqrt{1 + \left(\beta \frac{x_2}{r_2} \right)^2}} = \\ &= \frac{I_{1\beta}(1 - a) - \Delta_v \frac{x_2}{r_2} I_{1\alpha}}{\sqrt{1 + \left(a \frac{I_{1\alpha}}{I_{1\beta}} - \Delta_v \frac{x_2}{r_2} \right)^2}}. \end{aligned} \quad (19)$$

Установившиеся значения (при $\tau \rightarrow \infty$):

$$\left. \begin{aligned} \bar{\Psi}_2(\infty) &= \Psi_{2\alpha}(\infty) + j\Psi_{2\beta}(\infty) = \\ &= x_m \left[\left(I_{1\alpha} + A \frac{\beta x_2}{r_2} \right) + jA \right]; \\ I_2(\infty) &= \frac{x_m}{x_2} \left[A \frac{\beta x_2}{r_2} + j(A - I_{1\beta}) \right]; \\ \mu(\infty) &= \frac{x_m^2}{x_2} \left[I_{1\alpha} I_{1\beta} - A \left(I_{1\alpha} - \frac{\beta x_2}{r_2} I_{1\beta} \right) \right], \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

т.е. $\bar{\Psi}_2(\infty) \neq \bar{\Psi}_2(0)$. Вектор $\bar{\Psi}_2(\infty)$ изменяется как по модулю, так и по угловому положению (появляется мнимая составляющая $\Psi_{2\beta} \neq 0$), в векторе тока $I_2(\infty)$, наоборот, появляется вещественная составляющая $I_{2\alpha}$, а

$$\text{мнимая } I_{2\beta}(\infty) \neq -\frac{x_m}{x_2} I_{1\beta}.$$

Процессы будут носить колебательный характер и в случае $A=0$, если начальное значение потокосцепления $\bar{\Psi}_2(0) \neq x_m I_{1\alpha}$, что следует из (14), т.е. в тех случаях, когда в начальный момент двигатель не намагнчен или намагнчен частично.

Изложенные результаты могут быть получены также использованием динамической модели (рис.3,б). Если двигатель был предварительно намагнчен током $I_{1\alpha}$, то на выходе звена II установится сигнал, равный

$$\tau_2 \beta x_m I_{1\alpha} = \frac{x_2 x_m}{r_2} \beta I_{1\alpha}. \text{ При точном задании } \beta$$

согласно (4) этот сигнал, поступающий на вход сумматора 1 с отрицательным знаком, равен $x_m I_{1\beta}$. Такой же положительный сигнал поступает на вход этого сумматора с выхода звена I, поэтому на выходе сумматора сигнал отсутствует, т.е. потокосцепление $\Psi_{2\beta}(\tau) = 0$, а $\Psi_{2\alpha}(\tau) = \Psi_{2\alpha}(0) = \text{const}$. Момент скачкообразно формируется на выходе БУЗ. При отсутствии начального возбуждения, когда токи $I_{1\alpha}$ и $I_{1\beta}$ подаются на вход скачком, или при неточном формировании β в системе возникают колебательные процессы с частотой, равной мнимой части комплексного корня характеристического уравнения

$$F(s) = 0, \text{ значение которой } \sqrt{\beta^2 + \frac{1}{\tau_2^2} - \frac{1}{\tau_2^2}} = \beta.$$

Процессы в узле формирования момента. Было проведено исследование процессов в узле формирования момента методом математического моделирования с использованием пакета программ АЛМИК [5]. При этом рассматривались исполнения регуляторов тока как с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), так и релейных, работающих с частотой 3,0—4,0 кГц (относительная частота при моделировании 10—12 Гц), что реально имеет место в транзисторных ПЧ. Напряжение в звене постоянного тока ПЧ в мостовой схеме выпрямления в относительных единицах $U_d = 1,65$. Параметры двигателя (тип 4АН280М4У3 $P_n = 160$ кВт, $U_n = 380$ В, $n_n = 1470$ об/мин) в относительных единицах $r_1 = 0,023$, $r_2 = 0,018$, $x_m = 4,1$, $x_1 = 4,21$, $x_2 = 4,25$.

На рис.4,а показаны кривые переходных процессов для ПЧ с ШИМ при коэффициенте передачи П-регулятора тока $K_t = 40$ в случае одновременной подачи на вход токов $I_{1\alpha} = 0,237$ и $I_{1\beta} = 0,9$, на рис.4,б — процессы в случае предварительного намагничивания двигателя током $I_{1\alpha}$, подачи скачком тока $I_{1\beta}$ и точном задании β ($a=1$, $\Delta_v=0$), а на рис.4,в,г — при неточном задании β ($\Delta_v = 0$, $a = 0,6$ и $a = 1,4$).

Во всех случаях низкочастотная составляющая момента при моделировании совпадает с теоретическими данными, рассчитанными по приведенным соотношениям, что говорит о высокой точности воспроизведения заданных токов регуляторами токов. Процессы имеют колебательный характер как при одновременной подаче токов (рис.4,а), так и в случае предварительного намагничивания, но неточном задании β (рис.4, в, г). При точном задании β момент устанавливается мгновенно (рис.4, б).

При настройке с $a < 1$ потокосцепление $|\bar{\Psi}_2|$ увеличивается, что в реальной машине вследствие насыщения магнитной цепи ведет к стабилизации $|\bar{\Psi}_2|$ и снижает колебательность процессов (рис.4, д). Учет насыщения при моделировании производился по методике [6].

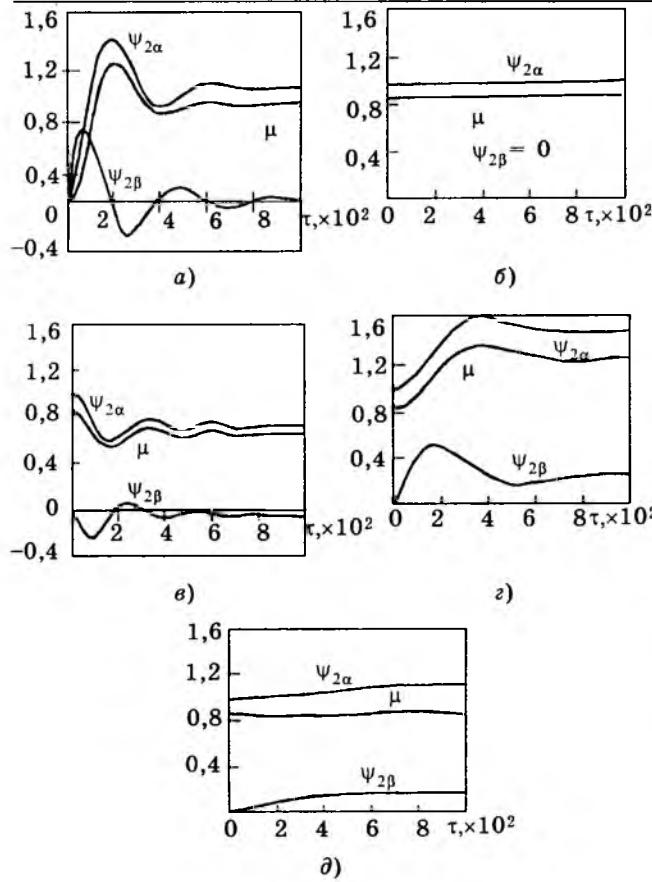


Рис.4. Кривые переходных процессов в узле формирования момента (μ — момент; $\Psi_{2\alpha}$, $\Psi_{2\beta}$ — потокосцепления во вращающейся с частотой α системе координат):

a — одновременное задание токов $I_{1\alpha}$ и $I_{1\beta}$, точное задание β ; *б* — процесс в предварительно намагниченном АД, точное задание β ; *в* — неточность задания $a=0,6$, двигатель предварительно намагнчен; *г* — неточность задания $a=1,4$, двигатель предварительно намагнчен; *д* — неточность задания $a=0,6$, учитывается насыщение магнитной цепи

Чувствительность привода в целом к неточности задания β . Теоретически эта задача из-за наличия многих нелинейностей, присущих как двигателю, так и преобразователю, не поддается аналитическому решению. Поэтому процессы изучались методом математического моделирования. Моделировался привод на базе автономного инвертора напряжения (АИН), выполненного по мостовой схеме. При этом математически строго моделировались процессы в неуправляемом выпрямителе, LC-фильтре в звене постоянного тока и инверторе. Учитывалось насыщение магнитной цепи двигателя. Рассматривалась структура привода согласно рис.1 как с ШИМ-управлением, так и релейными регуляторами тока с П- и ПИ-регуляторами скорости. Настройки регуляторов принимались из расчета полосы пропускания при-

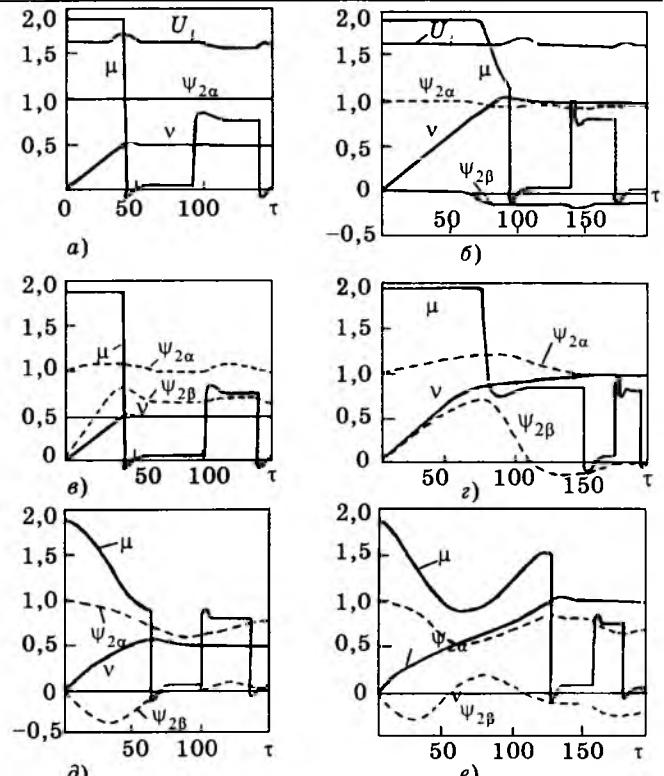


Рис.5. Переходные процессы привода при пуске, набросе и сбросе нагрузки при различных значениях a и v [μ — момент; v — частота вращения вала двигателя; Ψ_m — модуль потокосцепления по цепи намагничивания; $\Psi_{2\alpha}$, $\Psi_{2\beta}$ — потокосцепления ротора во вращающейся системе координат; i_{1A} — ток статора фазы A ; U_{1A} — модуль напряжения фазы A ; U_i — напряжение на входе инвертора (на емкости LC-фильтра)]

вода, равной 50 Гц (0,16 Гц в относительных единицах), частота ШИМ и релейных регуляторов тока соответствовала 3,0—4,0 кГц.

На рис.5 для случая ШИМ- и ПИ-регулятора скорости показаны процессы пуска привода со статическим моментом $\mu_c = 0,1$ на половинную скорость $v = 0,5$ (рис.5,*a,b,e*) и номинальную $v = 1,0$ (рис.5,*b,g,e*) при пусковом моменте $\mu_n = 2\mu_c$, а также дополнительном набросе и сбросе нагрузки $\Delta\mu_c = 0,7$ (на всех рисунках) при значениях параметра a , характеризующего точность настройки канала скольжения: $a = 1$ (рис.5,*a,b*), $a = 0,5$ (рис. 5,*b,g*) и $a = 1,5$ (рис.5,*d,e*). В случае $a = 1$ и при работе в зоне скоростей $v \leq 0,75 \div 0,8$, где не проявляется ограничение выходного напряжения АИН и он работает в линейной области напряжений, $\Psi_{2\alpha} = \text{const}$, $\Psi_{2\beta} = 0$, а процессы имеют идеальный вид

(рис.5,*a*). При $v > 0,8$ начинает сказываться это ограничение, $\Psi_{2\alpha}$ уменьшается, $\Psi_{2\alpha} \neq 0$, что ведет к снижению пускового момента (рис.5,*b*).

В случае $a < 1$ условия $\Psi_{2\alpha} = \text{const}$, $\Psi_{2\beta} = 0$ нарушаются. Однако при работе в линейной области напряжений это обстоятельство мало влияет на поведение привода, так как вследствие насыщения $\Psi_{2\alpha}$ меняется не столь существенно (рис.5,*c*). В области $v > 0,8$ вследствие ограничения выходного напряжения АИН качество процессов ухудшается (рис.5,*d*).

Из кривых рис.5,*d,e* видно, что расстройка канала скольжения в сторону $a > 1$ приводит к большему ухудшению качества процессов, чем расстройка в сторону $a < 1$, а поэтому с учетом увеличения сопротивления

r_2 из-за нагрева ротора начальную настройку канала скольжения при холодном двигателе целесообразно выполнять с $a < 1$.

Список литературы

1. Эпштейн И.И. Автоматизированный электропривод переменного тока. М.: Энергоиздат, 1982.
2. Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе/Под ред. Р.С. Сарбатова. М.: Энергия, 1980.
3. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями/О.В. Слежановский и др. М.: Энергоатомиздат, 1983.
4. Гардиер М.Ф., Берис Дж. Л. Переходные процессы в линейных системах. М.: Физматгиз, 1961.
5. Донской А.Н., Лазарев С.А. Система имитационного моделирования АЛМИК. Чебоксары: Издательство ЧГУ, 1991.
6. Моделирование асинхронных электроприводов с тиристорным управлением/Л.П. Петров и др. М.: Энергия, 1977.

Типовые алгоритмы управления взаимосвязанными электроприводами

В.А.НОВИКОВ, Л.Н.РАССУДОВ, доктора техн.наук, профессора, М.П.БЕЛОВ, канд.техн.наук

Санкт-Петербургский ГЭТУ

Автоматизация современных технологических объектов сопровождается применением большого числа электромеханических систем, с помощью которых решаются задачи повышения качества продукции и эффективности технологического оборудования. Во многих случаях автоматические системы управления электроприводами следует рассматривать как взаимосвязанные системы, так как в составе технологического оборудования могут быть десятки электроприводов, объединяемых по цепям управления, питания и нагрузки. Стремление к электробережению за счет замены нерегулируемых электроприводов регулируемыми приводит к необходимости рассматривать взаимосвязи электромеханических систем по цепям нагрузки в объектах, для которых ранее такие задачи не стояли. Следует сказать и о взаимосвязях выходных переменных электромеханических систем при формировании технологических показателей обрабатываемых изделий, характеризующих их качество. Эта взаимосвязь происходит через систему функциональных устройств технологического объекта.

Основываясь на блочно-модульных принципах построения современных компьютер-

ных систем управления электроприводами технологических агрегатов и комплексов как в части технических средств, так и в части программных и алгоритмических средств [1], структурную схему системы управления можно представить в виде трехуровневой иерархической схемы (рис.1). Первый — нижний уровень содержит взаимосвязанную электромагнитную подсистему (*ВЭП*), входными переменными в которой являются сигналы управления различными полупроводниковыми преобразователями, а выходными *N* — электромагнитные моменты (силы) электродвигателей. Второй уровень содержит взаимосвязанную механическую подсистему (*ВМП*), имеющую обратные связи с *ВЭП* по цепям электромагнитной индукции. Выходными переменными *ВМП* являются переменные *q*, характеризующие движения механизмов (линейные и угловые перемещения, скорости, упругие силы и моменты). Подсистемы *ВМП* и *ВЭП*, рассматриваемые совместно, образуют взаимосвязанную электромеханическую систему (*ВЭМС*). Третий уровень содержит функциональную подсистему (*ФП*), обеспечивающую формирование показателей качества в технологического

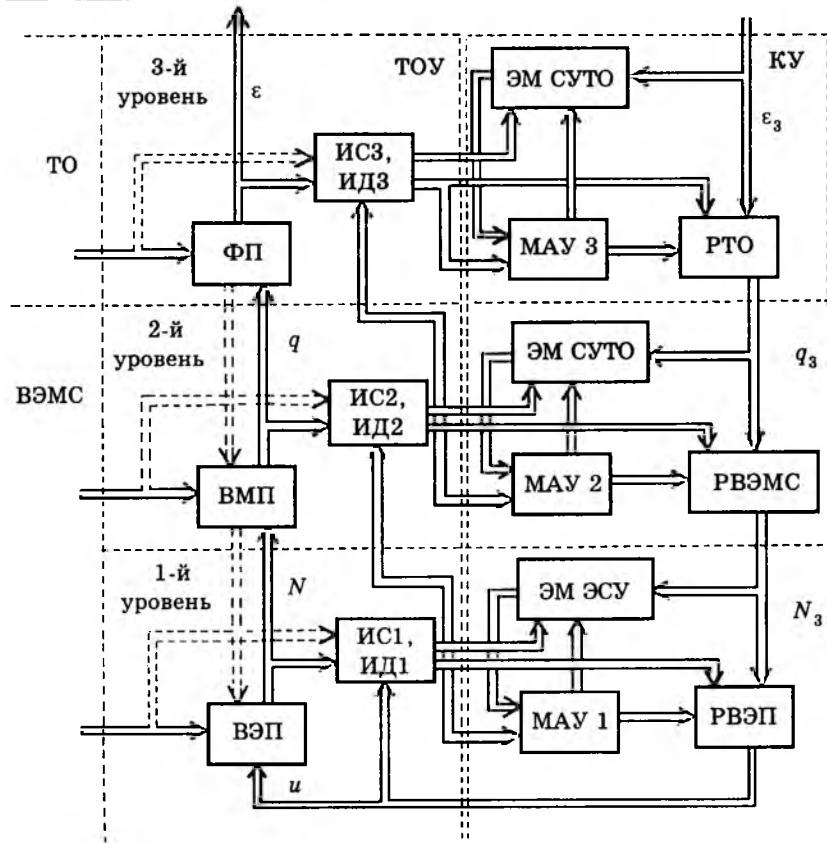


Рис.1.

процесса. Эти показатели являются выходными переменными технологического объекта (TO). Для каждой из подсистем возможно рассматривать соответствующие им регуляторы: РВЭП, РВЭМС, РТО, находящиеся в межуровневой подчиненности в комплексе управления (КУ) взаимосвязанной системы аналогично тому, как это имеет место в технологическом объекте управления. Подсистемы каждого уровня содержат информационные средства (ИС) и идентификаторы (ИД), формирующие необходимую информацию для процесса управления на каждом уровне и в системе управления в целом. Системы управления каждого уровня в общем случае представляют собой адаптивные системы, осуществляющие адаптацию через модули адаптивного управления (МАУ) в соответствии с эталонными моделями процессов управления в электромагнитной, электромеханической системах управления (ЭМ ЭСУ, ЭМ ЭМСУ) и в системе управления технологическим объектом в целом (ЭМ СУТО).

Функции адаптации используются в режимах наладки каждой из подсистем и рабочего функционирования в соответствии с

изменением параметров и воздействий. Эталонные модели могут содержать как математические описания объекта или системы, так и обобщенные показатели нормированных динамических характеристик, в соответствии с которыми выполняется автоматическая настройка подсистем и системы управления в целом на оптимальные режимы.

Управление взаимосвязанными электромагнитными переменными имеет место при управлении электродвигателями постоянного и переменного тока, так как необходимо осуществить независимое управление электромагнитным моментом и потоком. Значительно более разнообразными могут быть варианты взаимосвязей в том случае, когда много электродвигателей и управляемых полупроводниковых преобразователей составляют единую сложную систему электропривода технологического комплекса.

Применяются системы с параллельным и последовательным включением управляемых преобразователей, с параллельным и последовательным включением электродвигателей. Широкое распространение находят системы электроприводов с групповыми источниками питания. В качестве примера приведем подобные системы для многодвигательных электроприводов постоянного (рис.2,а) и переменного (рис.2,б) токов [1]. В качестве источника питания используется неуправляемый выпрямитель с фильтром. Рекуперация энергии в таких системах происходит с двигателя на двигатель. В случае необходимости рекуперации энергии в сеть применяются либо дополнительно к неуправляемому выпрямителю инверторы, либо реверсивные выпрямители совместно с фильтрокомпенсирующими устройствами (рис.2,в).

Базой для математического описания электромагнитных подсистем является теоретическая электротехника и, в частности, уравнения Кирхгофа и Максвелла, а при наличии эквивалентных схем, адекватных физическим процессам, теория линейных и нелинейных электрических цепей.

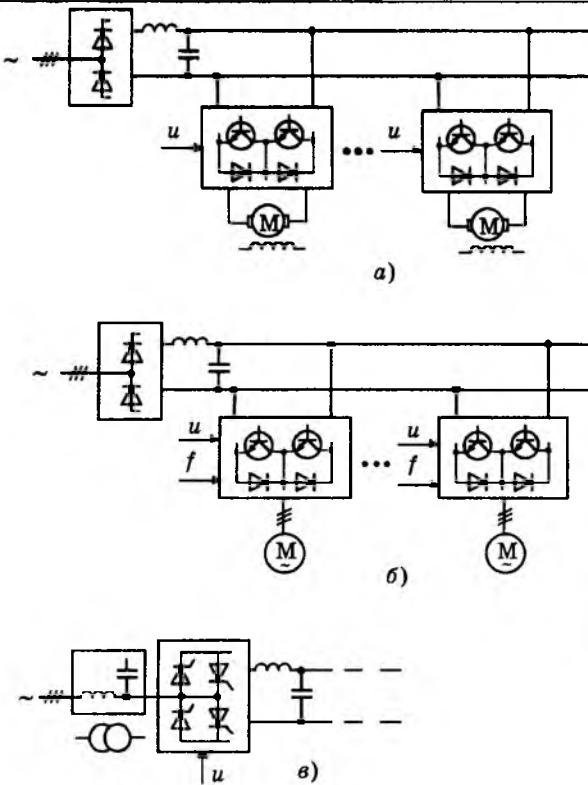


Рис.2.

Агрегаты и комплексы, предназначенные для обработки и перемещений ленточных материалов, роботы, манипуляторы, металлообрабатывающие станки, прессы и другие объекты имеют взаимосвязанные многомассовые механические подсистемы, управление которыми осуществляется многодвигательными электроприводами. Если исходить из предположения, что взаимосвязь механической и электромагнитной подсистем оказывается слабой (по существу это предположение связано с оценкой влияния обратных связей по ЭДС двигателей на динамику сепаратных систем управления), то механическая подсистема может рассматриваться независимо от электромагнитной подсистемы.

Базой для математического описания механической подсистемы является теоретическая механика и, в частности, уравнения Лагранжа и Ньютона. Для механической подсистемы произвольного вида можно через уравнения Лагранжа получить систему дифференциальных уравнений и механические модели. В соответствии с этим можно определить динамические свойства подсистемы с учетом обратных связей по механическим переменным. В качестве примера на рис.3 показаны механические модели многомассовых подсистем с контурами регулирования

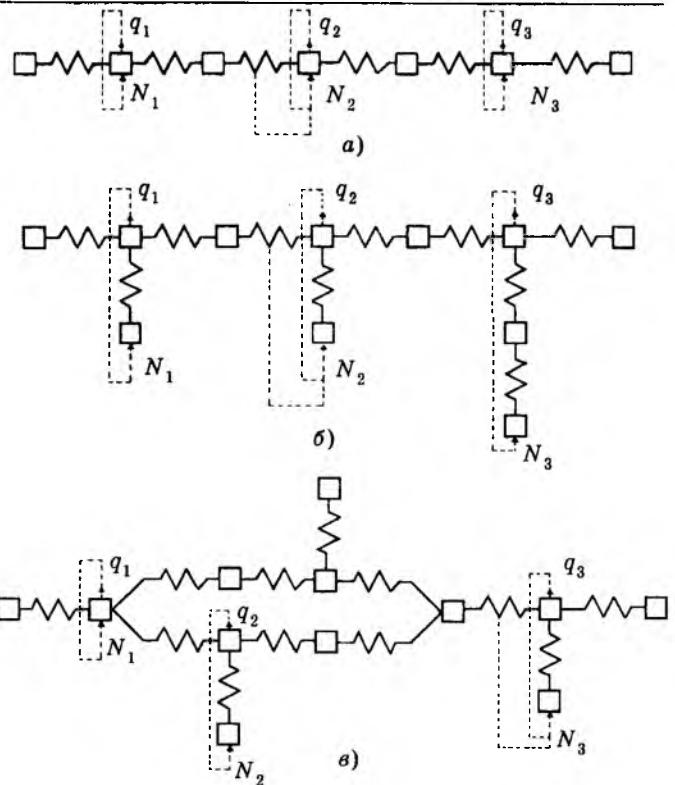


Рис.3.

обобщенных координат и упругих сил для цепочной (рис.3,а), разветвленной (рис.3,б) и разветвленно-кольцевой (рис.3,в) структур. Применением электроприводных узлов в сложных многомассовых механических подсистемах добиваются новых соотношений параметров и обеспечивают активное влияние на колебания звеньев системы. На этой базе в настоящее время сложилось новое направление в теоретической и прикладной механике, которое именуется активной или адаптивной механикой.

Математическое описание функциональных подсистем содержит описания физических процессов, характерных для той или иной технологии.

Следует подчеркнуть, что именно управление технологическими переменными диктует необходимость управления механическими переменными, а через них и управления электромагнитными переменными. В соответствии с этим и устанавливаются виды оценок показателей качества управления переменными каждого уровня.

В наиболее общем виде описание каждой из подсистем может быть выполнено в виде системы нелинейных дифференциальных уравнений

$$\dot{x} = F(x, u, f, t) \quad (1)$$

или

$$\left. \begin{array}{l} \dot{x} = A(x, t)x + B(x, t)u + D(x, t)f; \\ y = C(x, t)x, \end{array} \right\} \quad (2)$$

где $A(x, t)$, $B(x, t)$, $D(x, t)$ — матрицы соответственно состояния, управления и возмущения; $C(x, t)$ — масштабная матрица; x , u , f , y — векторы соответственно переменных состояния, управления, возмущения измеряемых переменных.

Разработку алгоритмов управления электроприводами технологических объектов разного производственного назначения выполняют, как правило, с учетом двух важнейших оценок качества:

- быстродействия (с учетом ограничений на потребляемую мощность) и, связанной с ним производительностью;

- интегральной квадратичной оценки ошибок управления и, связанным с ней, качеством технологического процесса.

Достижение положительных результатов по второй оценке предопределяет, с учетом энергетических ресурсов, и положительный результат по первой оценке.

Методы формального синтеза алгоритмов управления взаимосвязанными системами, и сложности, возникающие при этом, достаточно хорошо освещены в литературе по теории управления. Структура системы управления каждого уровня может быть представлена в виде, показанном на рис.4, а, где F , M , R — соответственно математические модели объекта, наблюдателя и регулятора. Управление осуществляется по полному вектору переменных состояния каждого уровня. В [2] дан анализ методов синтеза оптимальных алгоритмов управления локальными и взаимосвязанными системами и с позиции синергетической теории управления разработаны новые подходы к синтезу регуляторов в соответствии с оптимизирующими функционалами вида

$$J_i = \int_0^{\infty} (m_i \Psi_i^2 + \lambda_i^2 u_i^2) dt, \quad (3)$$

где $\Psi_i = \Psi_i(x_1, \dots, x_n)$ — агрегированная макропеременная, представляющая собой некоторую произвольную дифференцируемую или кусочно-непрерывную функцию фазовых координат x_1, \dots, x_n , $\Psi(0, \dots, 0) = 0$; u_i — управляющее воздействие на объект; m_i , λ_i — весовые коэффициенты.

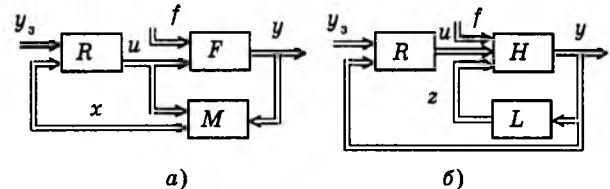


Рис.4.

С единых позиций синтезируются алгоритмы управления локальными и взаимосвязанными объектами в режимах малых и больших отклонений переменных. На основе процедур агрегирования (получение из исходной модели эквивалентной ей модели с меньшим количеством переменных) и атрактации (организации притягивающих множеств в фазовом пространстве) синтезируются алгоритмы управления, соответствующие условию (3) и обеспечивающие оптимальность по быстродействию и точности.

В теории и практике управления взаимосвязанными электромеханическими системами сложилось направление, в котором редко используются формальные процедуры оптимального синтеза одномерных или многомерных регуляторов по тем или иным критериям. Чаще стремятся получить нормированные динамические процессы на основе типовых алгоритмов управления при малых и больших изменениях переменных, учитывая всю совокупность физических особенностей технических средств, на базе которых реализуется электромеханическая система. Для автономных систем при малых изменениях переменных это широко известные в методах каскадного (подчиненного) управления настройки контуров регулирования на "оптимум по модулю" (ОМ) и "симметричный оптимум" (СО), а в методах модального управления — стандартные распределения корней характеристических полиномов. Такие настройки соответствуют стабилизирующему и следящему (контурным) режимам работы систем, а также режимам параболических, треугольных и трапецидальных движений, характерных для больших изменений переменных и соответствующих пусковым, тормозным, циклическим, программно-логическим режимам работы систем электроприводов. Последнее реализуется путем формирования соответствующих программных заданий на входы систем управления с использованием или без использования ограничений переменных

регуляторов. Оптимизация динамических процессов при больших изменениях переменных осуществляется при условии оптимизации динамических процессов при малых изменениях переменных.

Методы оптимизации автономных систем можно органично перенести и на взаимосвязанные системы. Но одновременно следует решать задачу декомпозиции взаимосвязанной системы. В общем случае для системы, содержащей m сепаратных систем и обеспечивающей регулирование m выходных переменных, можно получить $m \times m$ матрицу оценок регулируемых переменных

$$J = [J_{ij}], \quad i = j = \overline{1, m}.$$

Формально декомпозиция обеспечивается при реализации условий диагональной доминантности матрицы J , т.е.

$$J_{ii} \gg \sum J_{ij} \quad i \neq j, \quad (4)$$

где J_{ii} — диагональный элемент матрицы; $\sum J_{ij} \quad i \neq j$ — сумма недиагональных элементов строки матрицы оценок.

Обобщенная оценка может быть записана в этом случае в виде

$$J \approx \sum_{i=1}^m r_i J_{ii}, \quad (5)$$

где r_i — весовой коэффициент оценки каждой регулируемой переменной, учитывающей ее вклад в формирование показателей качества технологического процесса.

Рассматривая малые отклонения переменных, в качестве J_{ij} можно использовать интегральную квадратичную оценку (ИКО), при которой ошибка i -й переменной записывается в виде

$$J_{ij} = a_{0i} I_{0ij} + a_{1i} I_{1ij} + \dots + a_{ri} I_{rij} + \dots + a_{ni} I_{nij} = \\ = \sum_{r=0}^n a_{ri} I_{rij}, \quad (6)$$

где a_{ri} — весовые коэффициенты;

$$I_{0ij} = \int_0^\infty e_{ij}^2(t) dt; \quad I_{1ij} = \int_0^\infty (de_{ij}(t) / dt)^2 dt;$$

$$I_{2ij} = \int_0^\infty (d^2 e_{ij}(t) / dt^2)^2 dt \text{ и т.д.}$$

При использовании ИКО во взаимосвязанных системах минимизация матрицы J приводит к реализации условия (4). А это соответствует декомпозиции системы, т.е. превращению взаимосвязанных сепаратных

систем в квазиавтономные системы. Исключение для электромеханических систем составляют системы электрической синхронизации, в которых предусматривается применение перекрестных связей для синхронизации движений механизмов при действии возмущений.

Декомпозиция взаимосвязанной электромеханической системы может быть формально обеспечена применением многомерного регулятора, синтезируемого методами модального управления. Но более практической является динамическая декомпозиция, обеспечиваемая, выражаясь языком синергетической теории управления, организацией притягивающих множеств в фазовом пространстве переменных. В электромеханических системах m притягивающих множеств могут быть образованы в m сепаратных системах, синтез алгоритмов управления которыми выполняется не только по фазовым переменным, но и по обобщенным переменным, существенно влияющим на динамику системы. Такими переменными являются частоты коммутации широтно-импульсных модуляторов управляемых полупроводниковых преобразователей, собственные частоты колебаний механизмов, полосы пропускания или частоты среза сепаратных систем.

Положительные результаты такого подхода в электромеханических системах определяются следующим:

1. Условие регулирования электромагнитных и механических переменных, как правило, диктуется регулированием технологических переменных. Их виды, методы оптимизации и возможности хорошо известны из исследований автономных систем. Они составляют основу сепаратных систем.

2. Развитие управляемых полупроводниковых преобразователей идет по пути широкого применения ШИМ с частотами коммутации до 10–15 кГц, что создает потенциальные возможности для расширения полос пропускания систем.

3. Тенденция к упрощению механических передач, переходу к безредукторным электроприводам и магнетронным модулям приводит к существенному повышению собственных частот колебаний механической подсистемы, а следовательно, и расширению полос пропускания систем управления.

Авторами выполнен анализ большого числа взаимосвязанных электромеханических

систем разного производственного назначения, из которого следует:

1. Перекрестные связи объектов, как правило, являются обратными перекрестными связями (рис.4,б). Отдельные прямые связи легко преобразуются к обратным в соответствии с известными методиками, например [3].

2. Перекрестные связи объектов образуются линейными и нелинейными элементарными динамическими звеньями L_{ij} , $i \neq j$ вида: k , $k(Tp+1)^{-1}$, $k(Tp+1)$, kp , где $p = d/dt$.

3. Прямые связи объектов образуются элементарными динамическими звеньями H_{ij} вида: $k_0 p^{-1}$, $k_0(T_0 p + 1)^{-1}$, $k_0(T_0^2 p^2 + 2\zeta_0 T_0 p + 1)^{-1}$.

Варьирование в широких пределах частот среза сепаратных систем ω_{ci} за счет применения соответствующих технических средств позволило выполнить исследования динамических процессов систем по управляющим и возмущающим воздействиям и установить границы в соотношении параметров звеньев H_{ij} и L_{ij} матриц H и L (рис.4,б), при которых выполняется декомпозиция системы управления и сепаратные системы можно рассматривать квазиоптимальными. При этом предполагалось, что управление выполняется по измеряемым переменным.

Оценка ИКО для типовых вариантов настроек сепаратных контуров выполнялась в соответствии с условиями (6). При ОМ в функционале (6) имеем: $r=2$; $a_0=1$, $a_1=(1/\omega_c)^{-2}$, а при СО: $r=3$; $a_0=1$, $a_1=(1/\omega_c)^{-2}$, $a_2=(0,7/\omega_c)^{-4}$. Как известно, ОМ дает минимальную ИКО при управляющих воздействиях, а СО при возмущающих воздействиях. В соответствии с этим и исследования выполнялись для этих воздействий.

Результаты исследований двухсвязной системы приведены в таблице, где \bar{k}_1 , \bar{k}_2 , \bar{k}_3 — граничные значения относительных коэффициентов перекрестных связей для разных частот среза сепаратных систем: $\bar{k}_1 = k/k_0$ при $\omega_{ci} = 50 \text{ c}^{-1}$; $\bar{k}_2 = k/k_0$ при $\omega_{ci} = 500 \text{ c}^{-1}$; $\bar{k}_3 = k/k_0$ при $\omega_{ci} = 5000 \text{ c}^{-1}$. Интегральная квадратичная оценка для разных частот среза нормировалась в виде $\bar{J}_{ij} = J_{ij}\omega_c$. Оптимальное значение \bar{J}_{ij} в этом случае оставалось неизменным при $\omega_c = \text{var}$.

Для ОМ $\bar{J}_{ij} = J_1 = 1,125$, для СО $\bar{J}_{ij} = J_2 = 0,606$. Значения постоянных времени T_0 принимались равными: $T_{01} = 0,01 \text{ с}$, $T_{02} = 0,1 \text{ с}$. Под граничным значением ко-

эффициента \bar{k} понималось такое значение, при котором \bar{J}_{ij} увеличивалось на 5% относительно оптимального значения. Для случая 1А таблицы это иллюстрируется зависимостями $\bar{J}_{ij} = f(\bar{k}, \omega_c)$ для двух вариантов оптимизации (рис.5,а). На графиках отмечены граничные значения \bar{k} для ОМ. На рис.5,б показаны зависимости $\bar{k} = f(\omega_c, \bar{J}_{ij})$ для случаев $J_1 = \text{const}$, $J_2 = \text{const}$.

С некоторыми изменениями полученные соотношения распространяются и на трех- и более связные сепаратные системы. По полученным данным можно выполнить оценку степени взаимосвязей сепаратных систем и решить вопрос о синтезе взаимосвязанной системы методами подчиненного или модального управления.

На каждом уровне взаимосвязанной системы управления синтез алгоритмов управления может быть выполнен автономно с учетом представления математической модели нижнего уровня в эквивалентном упрощенном виде аналогично тому, как это делается при синтезе контуров регулирования автономных систем каскадного (подчиненного) управления.

Оптимизация взаимосвязанной системы по ИКО с использованием редуцированных наблюдателей и многомерных регуляторов, содержащих элементы собственных каналов и перекрестных связей, в виде регуляторов состояния или модальных регуляторов одновременно приводит к декомпозиции системы. Это обстоятельство сразу может быть принято во внимание при синтезе алгоритмов управления, вовлекая в этот синтез не только параметры регуляторов, но и параметры объектов управления.

Особым и распространенным случаем взаимосвязей электромеханических систем являются взаимосвязи через технологические агрегаты, которые объединяются упругим обрабатываемым материалом. Это характерно для станов холодной прокатки, бумагоделательных машин, кордных линий и других объектов. В таких системах условие декомпозиции может быть установлено из анализа соотношений собственных частот упругих колебаний механической подсистемы $\omega_{y,k}$, $k = 1, n$ с частотами среза сепаратных систем управления ω_{ci} , $i = 1, m$ [4].

В качестве примера рассмотрим систему управления двумя агрегатами, взаимосвязанными гибким натянутым полотном, функци-

$L_{ij}, i \neq j$			$H_{ij}, i = j$									
			1			2						
			k_0/p			$k_0/(T_0 p + 1)$						
A	k	OM			10	100	750	20	250	500	2	
		CO			20	180	1000	—	—	—	—	
Б	$\frac{k}{T_0 p + 1}$	OM	T, с	0,1	10	100	750	1	10	10	1	
				0,01	10	100	750	3	10	50	5	
				0,001	10	100	750	5	15	100	10	
		CO	T, с	0,1	20	180	900	—	—	—	—	
				0,01	20	180	900	—	—	—	—	
				0,001	20	200	1000	—	—	—	—	
В	$k(T_0 p + 1)$	OM	T, с	0,1	2	2	2	0,1	0,1	0,15	0,1	
				0,01	5	50	60	0,3	0,3	0,25	0,25	
				0,001	10	20	150	0,5	0,5	0,3	0,35	
		CO	T, с	0,1	2	2	2	—	—	—	—	
				0,01	8	75	80	—	—	—	—	
				0,001	20	50	150	—	—	—	—	
Г	k_p	OM			0,75	0,75	0,75	0,003	0,003	0,003	0,001	
		CO			1	1	1	—	—	—	—	

циональная схема которой показана на рис.6. Агрегаты 1 и 2 представлены в виде валов, к которым приведены все механизмы каждого из агрегатов. На рис.6 обозначены: r_1, r_2 — радиусы валов; i_{p1}, i_{p2} — передаточные числа редукторов; J_{a1}, J_{a2} — приведенные моменты инерции агрегатов; M_1, M_2 — моменты электродвигателей; M_{c1}, M_{c2} — моменты сопротивлений. В связи с тем, что показанная схема является частью более общей схемы, действия на полотно агрегатов, предшествующих агрегату 1 и следующих за агрегатом 2, учтены в виде их реакций F_1 и F_3 . Взаимосвязь сепаратных систем управления агрегатами осуществляется по цепи нагрузки и по цепи управления для задания общей скорости и соотношения скоростей агрегатов. Последнее выполняется технологическим программируемым микроконтроллером КТ. Блоки управления БУ1, БУ2 содержат все компоненты комплектных электроприводов, включая датчики.

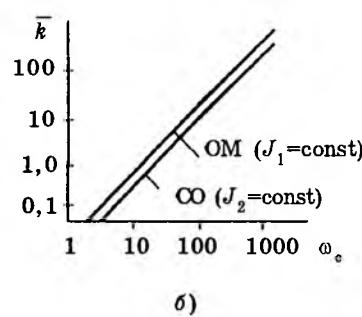
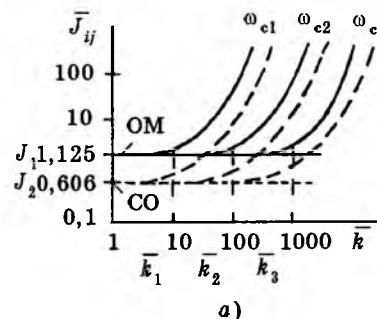


Рис.5.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

Поведение полотна на участке растяжения длиной $L_{1,2}$ с учетом скоростного и внутреннего демпфирований описывается дифференциальными уравнениями

$$F_2 = [(c_2/p) + b_2][v_2 - v_1(1 + \varepsilon_2)];$$

$$\varepsilon_2 = (1/L_{1,2})[1/(c_2 + b_2 p)]F_2; p = d/dt,$$

где F_2 — натяжение; ε_2 — относительное удлинение; v_2 и v_1 — линейные скорости полотна в начале и в конце участка растяжения; c_2 и b_2 — коэффициенты жесткости и внутреннего демпфирования.

Взаимосвязи агрегатов иллюстрируются переходными характеристиками $v_1(t), v_2(t), F_2(t)$, полученными при ступенчатом изменении момента электродвигателя M_1 в разомкнутых системах управления (рис.7). Аналогичные результаты получаются при изменении момента M_2 . Данные агрегатов и приводов: $i_{p1} = 4, J_1 = 600 \text{ кг}\cdot\text{м}^2, r_1 = 0,8 \text{ м}, c_2 = 20000 \text{ Н/м}, b_2 = 800 \text{ Н/(м/с)}, L_{12} = 4 \text{ м}$,

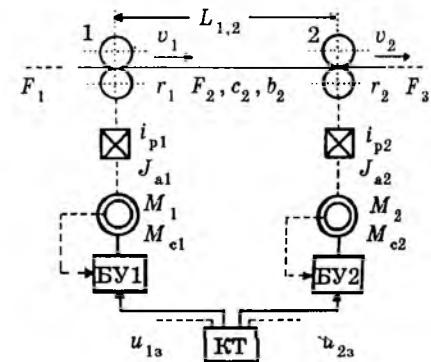


Рис.6.

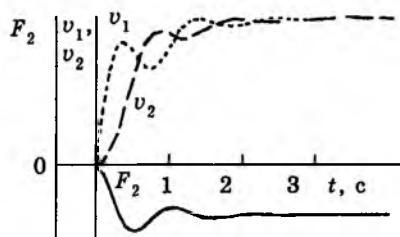


Рис.7.

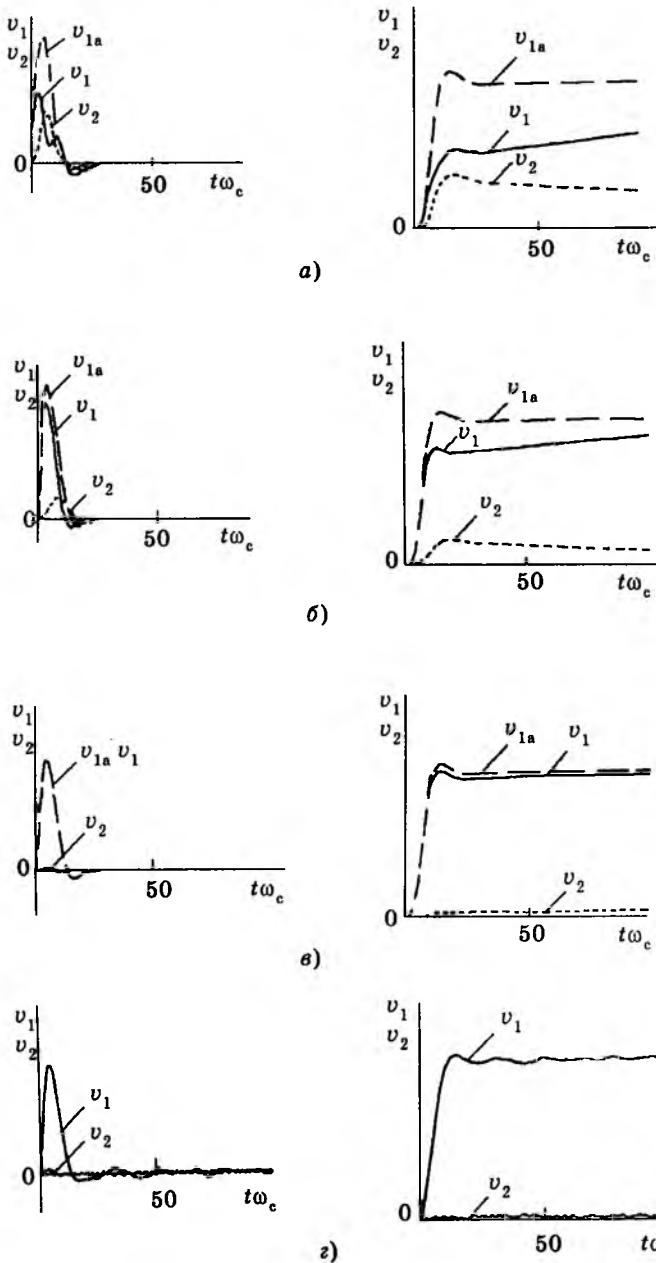


Рис.8.

$$i_{p2} = 5, J_2 = 500 \text{ кг}\cdot\text{м}^2, r_2 = 0,6 \text{ м}, \omega_{y2} = 6 \text{ 1/с.}$$

Выполнив сепаратные системы управления скоростью и соотношением скоростей с использованием типовых алгоритмов управления: ОМ — в электромагнитных контурах, СО — в механических, получим математическое описание в форме (1), в виде системы дифференциальных уравнений 14-го порядка. Реализовав частоты среза контуров регулирования скоростями ω_{c1} и ω_{c2} из условия $\omega_{c1} \geq 6\omega_{y2}$, $\omega_{c2} \geq 6\omega_{y2}$, получим хорошо декомпозированную динамическую систему, в которой сепаратные системы можно рассматривать квазиавтономными. Это иллюстрируется переходными характеристиками (рис.8), полученными при ступенчатых изменениях возмущающих (M_{cl}) и управляемых (u_{1a}) воздействий в замкнутых системах управления при условии $\omega_{c1} = \omega_{c2} = 12 \text{ 1/с}$ (рис.8, а), $\omega_{c1} = \omega_{c2} = 36 \text{ 1/с}$ (рис.8, б) и $\omega_{c1} = \omega_{c2} = 108 \text{ 1/с}$ (рис.8, в). На рис.8, г показаны переходные характеристики в системе управления при действии реальных управляемых и возмущающих воздействий. Индексом "1a" обозначены переходные характеристики в автономной системе управления агрегатом 1.

Использование изложенных приемов декомпозиции систем и типовых алгоритмов управления дает благоприятные возможности для адаптивных настроек сепаратных систем и взаимосвязанных систем управления в целом в режимах наладки и рабочего функционирования.

Список литературы

- Новиков В.А., Рассудов Л.Н. Тенденция развития электроприводов, систем автоматизации промышленных установок и технологических комплексов// Электротехника. 1996. № 6. С.3—12.
- Колесников А.А. Синергетическая теория управления. М.: Энергоатомиздат, 1994.
- Изерман Р. Цифровые системы управления. М.: Мир, 1984.
- Новиков В.А., Путьков В.Ф. Динамическая декомпозиция во взаимосвязанных упругих электромеханических системах управления// Автоматизация производства. Спб.: СПбГУ, 1992. Вып.8. С.23—33.

Вниманию руководителей предприятий, объединений, НИИ и КБ, вузов

Редакция журнала «Электротехника» предлагает услуги по подготовке и выпуску на договорных условиях специальных (тематических) номеров журнала «Электротехника» по тематике и материалам (в том числе и рекламным) заказчика.

Справки по телефону: 254-11-52

Автоматизированные электромеханические комплексы движения и позиционирования подвижными объектами

А.Е.КОЗЯРУК, доктор техн.наук, проф.

Санкт-Петербургский ГГИ

Разведка и промышленное освоение сырьевых ресурсов на шельфе Мирового океана невозможны без создания и внедрения специализированных автоматизированных технических средств, в первую очередь, донных агрегатов, несущих на себе добычные и геологоразведочные рабочие органы в виде буровых машин, рыхлителей, ковшей, всасывающих наконечников, подборников, грунтовых насосов, манипуляторов.

В качестве средств передвижения в последнее время предложены шагающие движители [1]. Такие шагающие машины — технологические механизмы, для которых скорость передвижения не является главной целью, движение осуществляется по бездорожью с определенной задачей: поиск, геологоразведка, исследования, ремонтные работы и добыча полезных ископаемых по заранее заданной системе работ. Этой цели в большей степени отвечают двухпорные шагающие машины. Перемещение двухпорных шагающих машин основано на изменении положения центра масс "машина—противовес" и создании избыточного момента поворота несущей рамы в вертикальной плоскости.

Шагающая машина для освоения ресурсов морского дна представляет собой роботизированный электрогидромеханический комплекс, программно управляемый с объекта-носителя или автономно выполняющий технологические операции по заранее составленной и введенной программе. Основываясь на опыте создания систем движения и позиционирования глубоководными аппаратами, можно считать, что электропривод является наиболее приемлемым и обеспечивающим выполнение всех операций типом привода. При этом необходимо учитывать экстремальные условия, в которых должно обеспечиваться функционирование аппарата: агрессивная среда, высокое давление. Система управления шагающей машиной должна обеспечивать выполнение следующих функций:

— проверку, подготовку и включение обеспечивающих механизмов и коммутационных аппаратов по команде оператора или программного устройства;

— движения "спуск-подъем", поворот с требуемыми статическими и динамическими характеристиками;

— технологические операции (монтаж или обслуживание трубопроводов, взятие проб грунта, перемещение добычного устройства и др.);

— защиту и диагностику оборудования.

Требования, предъявляемые к приводам, обеспечивающим выполнение определенных движений, следующие:

Привод подъема

Мощность двигателя в соответствии с типоразмером шагающей машины, кВт ...	1,5—60
Длина пробега тележки-противовеса при выполнении одного шага, максимальная (в соответствии с типоразмером машины), м	10—60
Точность установки угла подъема в статическом режиме, %	5
Максимальное перерегулирование по углу подъема, град	10

Ограничение ускорений механической части при подъеме значениями, соответствующими типоразмеру машины.

Привод поворота

Мощность двигателя, кВт	1—30
Максимальный диапазон изменения угла поворота, град	10—180
Точность установки угла поворота, %	±5
Максимальное перерегулирование по углу поворота в динамических режимах, град	20
Ограничение ускорений механической части при повороте значениями, соответствующими типоразмеру машины.	

К приводу манипуляторов предъявляются типовые требования к механизмам такого класса, обусловленные их назначением.

Таким образом, при выборе типа электропривода следует руководствоваться необходимостью создания приводов движения и позиционирования, работающих в экстремальных условиях при ограниченности энергетических ресурсов. Учитывая, что при больших глубинах погружения наилучшим техническим решением является использование систем электродвижения с погружными двигателями, вынесенными за пределы прочного корпуса, очевидной становится необходимость использования электроприводов с бесконтактными, регулируемыми по частоте вращения, двигателями.

Синхронные бесконтактные электрические машины с возбуждением от постоянных магнитов (СМПМ) имеют энергетические преимущества по сравнению с асинхронными двигателями. Они отличаются низкими потерями в роторе, более высоким коэффициентом мощности и хорошими динамическими характеристиками.

Электромеханическая система движения и позиционирования подвижных объектов должна обеспечивать работу электродвигателя в режимах преимущественно "пуско-останова", и в этом смысле близка электроприводам систем программного управления станками, где в основном применяются так называемые моментные приводы, использующие безредукторные, бесконтактные двигатели постоянного тока (вентильные двигатели).

Основные преимущества бесконтактных моментных приводов на базе СМПМ следующие:

- значительная перегрузочная способность за счет отсутствия щеточно-коллекторного узла, применение редкоземельных магнитов, не боящихся размагничивания, и обращенной (по отношению к двигателям постоянного тока) конструкции двигателя, в которой тепло выделяется, в основном, в статоре; привод практически не имеет ограничений по частоте пусков и реверсов, моменту инерции и закону изменения момента нагрузки; выбор двигателя осуществляется по максимально допустимой температуре нагрева обмотки и проверяется по максимальному моменту;

- способность работать в особо тяжелых условиях эксплуатации со сроком службы (20—50) тыс. ч, что открывает широкие возможности использования таких приводов в

экстремальных условиях и средах;

— значительное снижение трудоемкости изготовления и сборки безредукторных систем, а также стоимости эксплуатации; конструкция самих двигателей упрощается за счет отсутствия систем возбуждения.

Можно отметить высокие технико-экономические и эксплуатационные характеристики электроприводов на базе вентильных двигателей ДБМ и ДБУ [2].

Моментные приводы с электродвигателями мощностью до 100 кВт (для рассматриваемого назначения) пока еще не получили широкого распространения, однако имеется информация [3] о создании вентильных приводов средней мощности, в том числе высокоэффективного привода гребного винта корабля на базе регулируемой синхронной машины с возбуждением от постоянных магнитов, имеющего номинальную мощность 1 МВт и частоту вращения 230 мин^{-1} , а также отечественный опыт проектирования комплектного привода газоперекачивающего агрегата с вентильным двигателем мощностью 630 кВт.

Рассмотрим подробнее задачу управления электромеханическим комплексом движения и позиционирования шагающей машины в целом, оставив задачу построения локальных систем управления отдельными приводами для специального рассмотрения.

Система автоматического управления (САУ) разделяется на подсистему автоматизации управления, осуществляющую операции контроля состояния коммутационных аппаратов и вспомогательных устройств и механизмов, формирование и выдачу сигналов задания, контроль состояния отдельных механизмов и приводов и подсистему управления движением, формирующую локальные алгоритмы управления соответствующими электроприводами.

Анализ общих требований к системе управления шагающей машиной показывает необходимость использования мультипроцессорной САУ, в которой микропроцессорное устройство высшей ступени иерархии реализует подсистему автоматизации управления и формирование сигналов задания программного движения, а контроллеры формируют локальные алгоритмы управления отдельными движениями. На рис.1 представлена структура системы управления шагающей машиной.

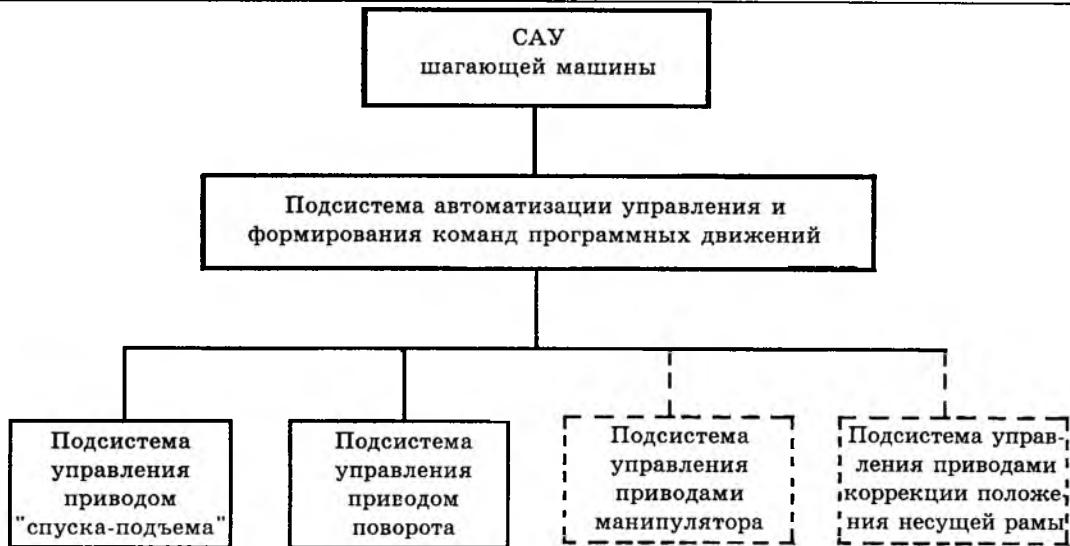


Рис.1. Структура САУ шагающей машины

Рассмотрим общие принципы и алгоритмы функционирования систем автоматизации объектов с электромеханическими комплексами движения и позиционирования.

Основные требования, которым должен удовлетворять высокоавтоматизированный объект управления, следующие:

- минимальное количество подготовительных операций для введения оборудования в действие;
- поток информации не должен превышать информационного барьера при дистанционном управлении оператором;
- автоматизация операций обслуживания;
- высокая надежность и восстанавливаемость системы автоматизации.

Наиболее приемлемое решение состоит в разработке логической системы дистанционного набора режимов (СДНР), объединяющей все дистанционные приводы коммутационных аппаратов включения оборудования, воспринимающей информацию, необходимую для осуществления блокировок, контроля правильности процедуры включения и защиты, и разрешения на прохождение командных сигналов задания движения.

Поставленная цель достигается тем, что в систему управления, содержащую дистанционные приводы коммутационных аппаратов, введены логические и программные устройства и единый орган (или канал) управления дистанционными приводами. Выходы программного устройства соединены с входами логического устройства, на другие вхо-

ды которого подключены сигналы органа управления, начальных условий, а остальные входы соединены с выходами датчиков положений дистанционных приводов. Выходы логического устройства включены на входы дистанционных приводов и входы системы регулирования. Структурная схема системы дистанционного набора режимов представлена на рис.2.

СДНР содержит командоаппарат набора 1, программное устройство 2, логическое устройство 3, дистанционные приводы (4—11). Дистанционные приводы — приводы дистанционных аппаратов "включение—выключение" и приводы задания отдельных технологических функций и движений. На вход логического устройства 3 от командоаппарата 1 (или по каналу радио-, телепрограммирования) поступает команда на набор схемы, устанавливающая логическое устройство в одно из рабочих состояний, определяющихся сигналом от программного устройства 2 и сигналами контроля начальных условий. В зависимости от состояния логического устройства 3 формируется сигнал на установку в соответствующее положение коммутационных аппаратов и исполнительных органов приводов. Воспринимая сигналы от датчиков положения, логическое устройство производит контроль правильности установки исполнительных органов в соответствии с заданной программой. При положительном результате контроля логическое устройство выдает сигнал готовности схемы к работе и ретранслирует команды управления на сис-

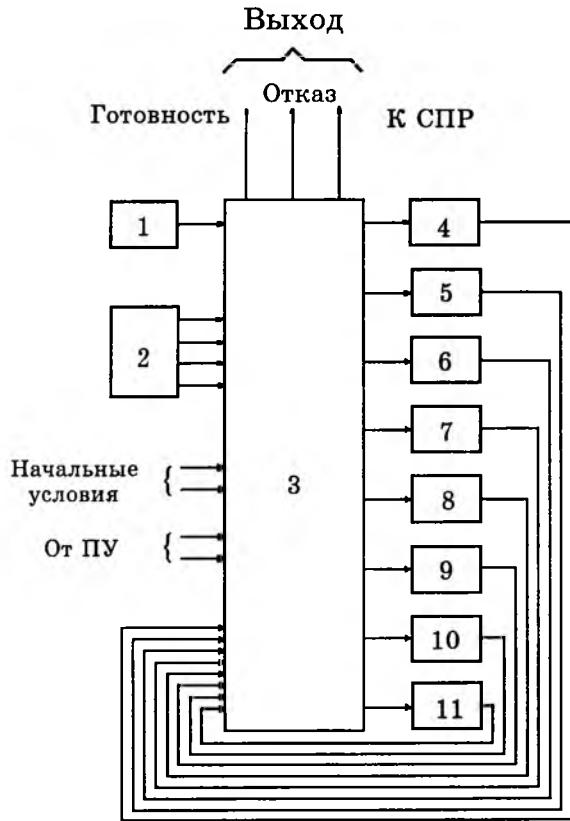


Рис.2. Структурная схема системы дистанционного набора режимов

темы автоматического регулирования соответствующих приводов. Во всех случаях не выполнения условий контроля логическое устройство выдает сигнал на возвращение схемы в исходное положение и сигнал отказа набора схемы.

Таким образом, реализуется замкнутая система автоматизации управления объектом.

Задача автоматизации управления включает задачу логического управления и задачи управления технологическими и рабочими параметрами вспомогательных систем. Для шагающих машин эта задача имеет относительно большую размерность входа и выхода. Разработка системы логического управления (СЛУ) представляется как процесс логического проектирования. Используем формальную модель СЛУ на языке секвенций в его логико-арифметической интерпретации [4].

Анализ исполнительных органов систем автоматизации управления электрооборудованием показывает, что они требуют двух раздельных каналов управления: канала включения (S -канала) и канала выключения (R -канала). На вид секвенций, описывающих

структурные выходы управляющего автомата, накладываются условия:

— должно быть выполнено условие непротиворечивости ($\bar{R}_i \bar{S}_i$) между соответствующими входами включения и выключения i -го исполнительного органа;

— требования для каждой пары управляющих выходов i -го исполнительного органа задаются в виде четверки секвенций вида

$$\left. \begin{array}{l} A_i \mid \ldots S_i; \quad B_i \mid \ldots \bar{S}_i; \\ C_i \mid \ldots R_i; \quad D_i \mid \ldots \bar{R}_i, \end{array} \right\}$$

где A_i, B_i, C_i, D_i — дизъюнктивные нормальные формы (ДНФ) от входных двоичных переменных состояний и управления.

В микропроцессорной системе автоматизации управления программная реализация логического управления осуществляется следующим образом. Непротиворечивое секвенционное описание СЛУ приводится к функциональной форме вида

$$\left. \begin{array}{l} F_i \mid \ldots Z_i; \\ G_i \mid \ldots \bar{Z}_i; \quad i = 1, \dots, m, \end{array} \right\}$$

где Z_i — структурный управляющий выход i -го исполнительного органа; m — размерность вектора выхода.

Каждой булевой формуле F_i и G_i ставится в соответствии пара (D_{li}, D_{ci}) , где D_{li} — информационная часть; D_{ci} — связывающая часть. Множество пар (D_{li}, D_{ci}) ($i = 1, \dots, 2m$) образует структуру данных, представляющих собой линейный список.

Вычисление значения управляющего выхода Z_i производится в соответствии с алгоритмом (рис.3), содержащим следующие блоки:

1 — проверка истинности значения результата предыдущего вычисления выходной переменной Z_i ;

2, 3 — вычисление истинностных значений булевых формул F_i, G_i интерпретацией соответствующих структур данных;

4, 5 — логический анализ результатов вычислений истинностных значений формул F_i и G_i ;

6 — присвоение истинностных значений Z_i .

Согласно алгоритму для вычисления управления Z_i достаточно знать его предыдущее значение и вычислить значение одной из формул F_i или G_i .

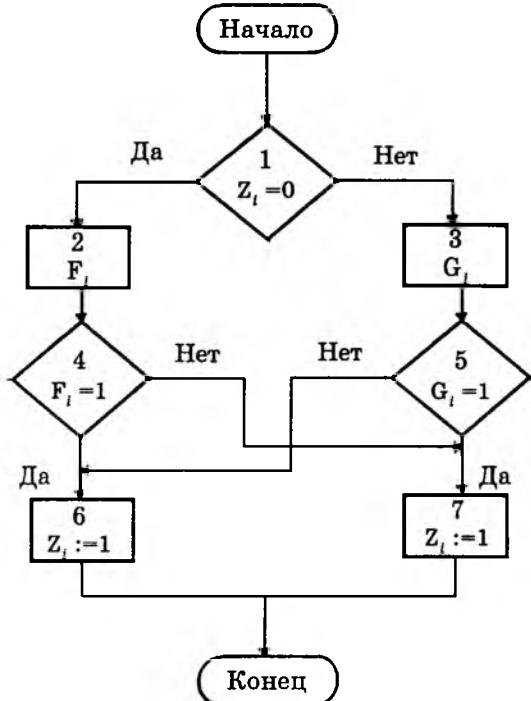


Рис.3. Алгоритм вычисления значений управляемого выхода Z_i

СЛУ представляется в виде "черного ящика" с двоичным вектором входов X и двоичным вектором выходов Z . Так же представляется и объект управления, причем входы СЛУ — выходы объекта управления, и наоборот.

Размерность X совпадает с числом двоичных датчиков объекта управления, а размерность Z — с числом исполнительных механизмов, состояние которых должно меняться под воздействием системы управления. Функционирование СЛУ описывается высказываниями импликативного типа, F — логические функции от X и Z , а G — логическая функция от Z .

Подробное рассмотрение вопросов реализации блоков 1—6 (рис.3) требует большого объема изложения, поэтому рассмотрим в заключение требования к микропроцессорным средствам, реализующим СЛУ.

Объем памяти (в байтах), необходимый для хранения структуры данных, оценивается выражением

$$\Pi_m = K + 5 \sum_{S=1}^k C_S + \sum_{S=1}^k \sum_{i=1}^{C_S} r_{Si},$$

где K — количество булевых функций; C_S — число элементарных конъюнкций в S -й формуле; r_{Si} — ранг i -й элементарной конъюнкции в S -й формуле.

Для систем автоматизации электрооборудования шагающей машины $\Pi_m < 1$ Кбайт.

Значение периода времени T_a , затрачиваемого на вычисление ДНФ, является линейной функцией числа вхождений переменных в данную ДНФ

$$T_a = \alpha \sum_{S=1}^k \sum_{i=1}^{C_S} r_{Si} + \beta K,$$

где α и β — постоянные, зависящие, соответственно, от производительности МП и интерпретирующей программы.

Если принять, что допустимый период опроса дискретных датчиков равен T , то должно выполняться условие

$$\max T_a \leq T.$$

Требования по максимальному быстродействию к микропроцессорным средствам определяются не алгоритмом логического управления, а алгоритмом защиты элементов электрооборудования.

Для повышения быстродействия систем защиты при микропроцессорной реализации используются два структурно-программных подхода:

- распараллеливание исходного алгоритма защиты и распределение его между несколькими микропроцессорами;

- рациональная организация вычислительного процесса.

Второй подход при меньших аппаратных затратах дает существенный выигрыш для объектов, характеризующихся большим объемом вводимой информации, а также при реализации сложных алгоритмов защиты, требующих значительного времени для обработки данных и принятия решения о состоянии контролируемого объекта.

Максимальное значение времени преобразования порции предварительно обработанной информации о контролируемом параметре на одном шаге квантования составляет:

$$(t_n)_{\max} = 2t_{\text{в.в}} + 2t_a = 2t_{\text{кв}},$$

где $t_{\text{в.в}}$ — время ввода информации о контролируемом параметре; $t_{\text{кв}}$ — интервал квантования параметра, преобразуемого из аналоговой формы в цифровую; t_a — время анализа информации о контролируемом параметре на одном шаге квантования и принятия решения о состоянии объекта.

Время t_n может быть сокращено триви-

альным путем за счет повышения быстродействия МП.

Суть сокращения времени за счет рациональной организации вычислительного процесса состоит в том, что на каждом временном интервале между последующими преобразованиями измеренных величин в цифровую форму с определенной частотой квантования запоминаются соответствующие значения контролируемых параметров в одном блоке памяти данных микроЭВМ, а информация, которая была записана на предыдущем интервале времени в другом блоке памяти данных, обрабатывается (с принятием решения о состоянии объекта) одновременно с запоминанием контролируемых параметров в первом блоке памяти. Поочередная запись вводимых данных в разные блоки памяти позволяет сократить интервал квантования (опроса) с $t_{\text{в.в.}} + t_a$ до $t_{\text{в.в.}}$. Тогда

$$(t_p)_{\max} = 2t_{\text{в.в.}} + t_a.$$

Описанный способ особенно эффективен при реализации сложных алгоритмов защи-

ты с большим временем обработки данных и принятия решения.

Использование микропроцессорных аппаратных средств, кроме того, позволяет решать задачи диагностирования и самодиагностирования. При диагностировании применимы методы и алгоритмы, рассмотренные при реализации систем логического управления.

С использованием рассмотренных принципов и алгоритмов разрабатываются системы автоматизации управления электромеханическими устройствами шагающих машин на базе бесконтактных синхронных машин с постоянными магнитами.

Список литературы

1. Тимофеев И.П. Шагающие машины для освоения ресурсов морского дна. Л.: Изд. ЛГУ, 1987.
2. Беленский Ю.М., Зеленков Г.С., Микеров А.Г. Опыт разработки и применения бесконтактных моментных приводов. Л.: ЛДНТП, 1987.
3. Леонхард В. Регулируемые электроприводы переменного тока//ТИИЭР. 1988. Т. 76. № 4. С.171—191.
4. Лазарев В.Г., Пийль Е.И. Синтез управляющих автоматов. М.: Энергоатомиздат, 1989.

Синтез микропроцессорных систем управления асинхронными электроприводами с применением метода полиномиальных уравнений

И.Я.БРАСЛАВСКИЙ, доктор техн. наук, проф.,
А.М.ЗЮЗЕВ, З.Ш.ИШМАТОВ, С.И.ШИЛИН, кандидаты техн. наук

Уральский ГТУ (г. Екатеринбург)

Переход к цифровым системам управления электроприводом вносит существенные особенности в методы анализа и синтеза управляющих структур, не всегда учитываемые разработчиками таких систем. К этим особенностям следует отнести дискретность силовых преобразователей и систем управления, временнóе запаздывание, связанное с конечным временем вычисления алгоритма и несининфазной работой систем управления и силового преобразователя, сложность и нелинейность объекта управления, которые особенно сильно проявляются в электроприводах переменного тока. Как следствие, объекты управления в цифровых системах оказываются неминимально-фазовыми, что выражается в наличии чистого запаздывания и нулей, в том числе правых, в дискретной передаточной функции объекта. Это

существенно ограничивает возможность применения для анализа и синтеза таких систем традиционно используемого для непрерывных систем метода частотных характеристик. Сложности возникают также и при использовании аналитических методов. Поэтому большинство разработчиков ограничиваются упрощенным описанием объекта управления и, как следствие, получают приближенные или даже некорректные результаты. В частности, могут быть синтезированы физически нереализуемые и "негрубые" регуляторы, системы со скрытыми колебаниями, высокой чувствительностью к изменению параметров и т.д.

Таким образом, микропроцессорные системы управления электроприводами, улучшая их технические и функциональные возможности, выдвигают и новые задачи в

теории синтеза и анализа таких систем, отличающихся известной спецификой, обусловленной наличием нелинейных и импульсных элементов в составе объекта управления.

Структура системы управления

Остановимся на общих особенностях синтеза, взяв за основу модель объекта управления, записанную в общем виде:

$$W_0^*(q) = P_1^*(q) / [(e^q - 1)^i Q^*(q)], \quad (1)$$

где $i = 0, 1, 2$ — количество интегрирующих звеньев в объекте управления; $Q^*(q)$ — полином от e^q степени n_Q , не имеющий нулей в точке $e^q = 1$; $P_1^*(q)$ — полином от e^q степени n_{p1} , причем $n_{p1} \leq n_Q + i$; $q = \text{Tr}$; T — период дискретности цифровой системы управления, принятый равным периоду дискретности силового преобразователя.

Запишем дискретную передаточную функцию (ДПФ) "идеального" объекта управления, в котором отсутствуют все виды запаздывания:

$$W_0^*(q) = P^*(q) / [(e^q - 1)^i Q^*(q)], \quad (2)$$

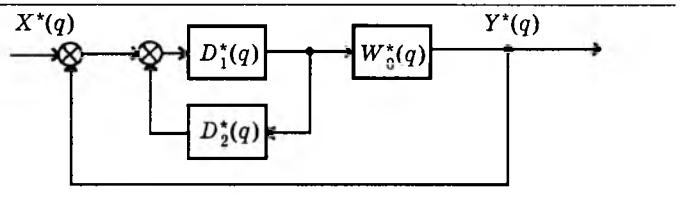
где $P^*(q)$ — полином e^q степени n_p , причем $n_p \geq n_{p1}$.

Поскольку в большинстве случаев чистое запаздывание ухудшает качество регулирования, используем известный метод компенсации запаздывания [1], суть которого поясняется на рис.1,а. Здесь ДПФ звена $D_2^*(q)$ компенсирующего запаздывание:

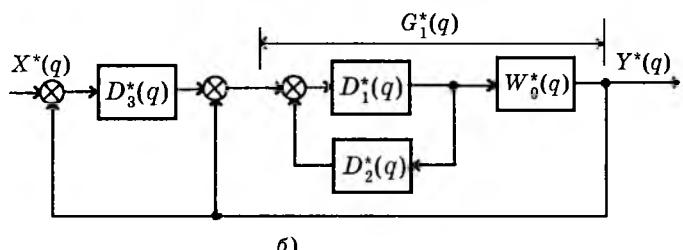
$$D_2^*(q) = W_0^*(q) - W_{01}^*(q). \quad (3)$$

Однако, как показали исследования, этот метод, улучшая динамику электропривода, не позволяет получать требуемый порядок астатизма системы при $i \neq 0$. Для этих случаев предлагается использовать вместо типовой структуры (рис.1,а) двухконтурную систему регулирования, представленную на рис.1,б. В этом случае внутренний контур строится с компенсацией запаздывания и регулятор $D_1^*(q)$ не содержит интегрирующих звеньев, а регулятор $D_3^*(q)$ внешнего контура строится без компенсации запаздывания и содержит необходимое для получения заданного порядка астатизма количество интегрирующих звеньев.

Традиционно используемые методы синтеза, основанные на вычислении ДПФ регулятора по ДПФ замкнутого $G^*(q)$ или разом-



а)



б)

Рис.1. Структурные схемы типовой (а) и двухконтурной (б) систем регулирования с компенсацией запаздывания

кнутого $\Phi^*(q)$ контура регулирования и известной ДПФ объекта $W_0^*(q)$, могут привести к синтезу неработоспособной системы. К примеру, в соответствии со структурной схемой рис.1,а (при $D_2^*(q) = 0$) ДПФ разомкнутого контура

$$\Phi^*(q) = D_1^*(q)W_0^*(q), \quad (4)$$

откуда

$$\begin{aligned} D_1^*(q) &= \Phi^*(q) / W_0^*(q) = \\ &= Q^*(q)\Phi^*(q)(e^q - 1)^i / P^*(q). \end{aligned} \quad (5)$$

Если $P^*(q)$ содержит неустойчивые нули, то система будет негрубой, т.е. неработоспособной [1]. Если $P^*(q)$ содержит устойчивые нули, то в электроприводе возникают скрытые колебания выходной координаты, приводящие к дополнительным потерям и износу механического оборудования [2].

Поэтому целесообразным представляется использование методики синтеза дискретных систем, гарантирующей работоспособность ЭП, т.е. выполнение условий грубости и устойчивости [3].

Основные уравнения синтеза

Рассмотрим уравнения синтеза для типовой и двухконтурной структур САУ. Для типовой системы они имеют вид:

$$G^*(q) = P^*(q)M^*(q)/A^*(q); \quad (6)$$

$$1 - G^*(q) = (e^q - 1)^i N^*(q)/A^*(q), \quad (7)$$

где $M^*(q)$, $N^*(q)$, $A^*(q)$ — полиномы от e^q степени n_M , n_N , n_A , которые при синтезе подлежат выбору.

Показатели качества синтезируемой системы определяются характеристическим полиномом $A^*(q)$, выбор коэффициентов которого позволяет также обеспечить выполнение одного из условий работоспособности системы – ее устойчивость.

Исключая из (6) и (7) $G^*(q)$, получаем полиномиальное уравнение синтеза:

$$P^*(q)M^*(q) + (e^q - 1)^{i+j}Q^*(q)N^*(q) = A^*(q), \quad (8)$$

где $i+j$ — желаемый порядок астатизма системы.

Методы решения такого уравнения приведены в [3].

ДПФ регулятора в этом случае

$$D_1^*(q) = M^*(q)/[e^q - 1]^j N^*(q) \quad (9)$$

и в отличие от (5) не содержит нулей объекта.

Отметим, что в дискретных САР, кроме указанных выше условий, должно выполняться требование реализуемости регулятора, для чего степень числителя ДПФ регулятора не должна превышать степень его знаменателя:

$$n_M = n_N + j. \quad (10)$$

При использовании двухконтурной САУ ДПФ регулятора представляется в виде:

$$D_1^*(q) = k, \quad (11)$$

где k — искомый коэффициент усиления регулятора.

ДПФ замкнутого внутреннего контура с учетом компенсации запаздывания

$$G_1^*(q) = kP_1^*(q)/[kP^*(q) + (e^q - 1)^i/Q^*(q)]. \quad (12)$$

Синтез $D_3^*(q)$ можно осуществить, используя ДПФ замкнутого контура и ДПФ для ошибки:

$$G^*(q) = P_1^*(q)M^*(q)/A^*(q); \quad (13)$$

$$1 - G^*(q) = (e^q - 1)^j \times \\ \times [kP^*(q) + (e^q - 1)^i Q^*(q)] N^*(q)/A^*(q), \quad (14)$$

где $M^*(q)$, $N^*(q)$ — искомые полиномы; $A^*(q)$ — характеристический полином.

Полиномиальное уравнение синтеза записывается в виде:

$$P^*(q)M^*(q) + (e^q - 1)^j \times \\ \times [kP^*(q) + (e^q - 1)^i Q^*(q)] N^*(q) = A^*(q), \quad (15)$$

а ДПФ регулятора:

$$D_3^*(q) = M^*(q)/[(e^q - 1)^j N^*(q)]. \quad (16)$$

Отметим, что изложенная методика синтеза регуляторов позволяет провести синтез каждого контура системы подчиненного регулирования в общем случае в два этапа: на первом — находится структура регулятора и связь ее параметров с коэффициентами характеристического полинома, на втором — устанавливается связь между заданными показателями качества и коэффициентами характеристического полинома и, следовательно, параметрами регулятора (второй этап при синтезе внутренних контуров регулирования может быть исключен).

Выбор характеристического полинома

Современная теория автоматического управления предлагает достаточно широкий выбор методов оптимизации цифровых САУ. Из всего многообразия методов выделим оптимизацию на основе стандартных полиномов, предложенную в [4] для непрерывных систем управления.

При использовании этого метода ПФ замкнутой системы представляется в виде:

$$G(p) = S_n^{n_A}/A(p), \quad (17)$$

где S_n — среднегеометрический корень непрерывной системы; n_A — степень характеристического полинома.

В [4] показано, что скорейшее затухание переходного процесса достигается в том случае, когда все корни имеют одинаковую вещественную часть, а мнимые части корней образуют арифметическую прогрессию. Очевидно, критерий скорейшего затухания переходных процессов, рациональный для непрерывных систем, следует признать целесообразным и для цифровых систем электропривода. Трансформировав такое распределение корней в Z -плоскость, получим ДПФ дискретной системы:

$$G^*(q) = S^{n_A}/A^*(q), \quad (18)$$

где S — среднегеометрический корень дискретной системы.

Переходные характеристики для различных степеней полинома $A^*(q)$ показаны на рис.2, а коэффициенты приведены в табл.1. Заметим, что при наличии запаздывания переходные характеристики будут сдвинуты вправо на время, равное величине суммарного запаздывания в системе.

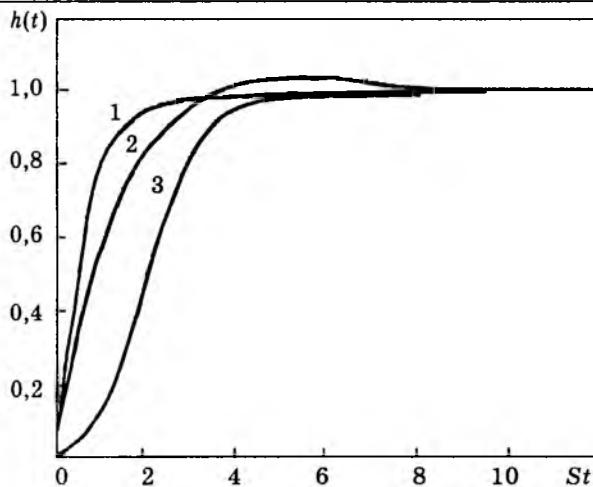


Рис.2. Стандартные переходные характеристики замкнутой системы:

1 — первого порядка; 2 — второго порядка; 3 — третьего порядка

Таблица 1

Оптимальные значения коэффициентов характеристического полинома

n_A	$A^*(q)$	Коэффициенты
1	$e^q - a_0$	$a_0 = \exp(-ST)$
2	$e^{2q} - a_1 e^q + a_0$	$a_0 = \exp(-1,414ST);$ $a_1 = 2\exp(-0,707ST)\cos(0,707ST)$
3	$e^{3q} - a_2 e^{2q} + a_1 e^q - a_0$	$a_0 = \exp(-2,07ST)$ $a_1 = \exp(-1,38ST)[1+2\cos(ST)]$ $a_2 = \exp(-0,69ST)[1+2\cos(ST)]$

При использовании датчиков мгновенных значений скорости ДПФ линеаризованного объекта [6]

$$W_{o.l}^*(q) = K_{d.c} K_{o.l} \frac{1}{e^q - 1} e^{-q}, \quad (19)$$

где $K_{o.l} = TK_{d.c}/J$; $K_{d.c}$, $K_{o.l}$ — коэффициенты передачи датчика скорости и линеаризованного объекта; J — суммарный момент инерции электропривода.

Для синтеза статической по возмущающему воздействию системы управления воспользуемся типовой структурой, показанной на рис.1,а. В соответствии с (2) ДПФ звена, компенсирующего запаздывание, будет равна:

$$D_2^*(q) = K_{d.c} K_{o.l} e^{-q}. \quad (20)$$

Уравнения синтеза согласно (6) и (7) будут:

$$G^*(q) = K_{o.l} K_{d.c} M^*(q)/A^*(q); \quad (21)$$

$$1 - G^*(q) = (e^q - 1)N^*(q)/A^*(q). \quad (22)$$

Решая совместно (21) и (22), переходим к полиномиальному уравнению синтеза:

$$K_{d.c} K_{o.l} M^*(q) + (e^q - 1)N^*(q) = A^*(q). \quad (23)$$

Приняв $n_A = 2$, запишем полиномиальное уравнение синтеза в виде:

$$K_{d.c} K_{o.l} M^*(q) + (e^q - 1)N^*(q) = e^{2q} - a_1 e^q + a_0, \quad (24)$$

решив которое, получим:

$$M^*(q) = (1 - a_1 + a_0)e^q / (K_{d.c} K_{o.l}); \quad (25)$$

$$N^*(q) = e^q - a_0, \quad (26)$$

а ДПФ регулятора примет соответственно вид:

$$D_1^*(q) = M^*(q)/N^*(q). \quad (27)$$

Аналогично получены регуляторы для астатической по возмущающему воздействию системы (двухконтурная структура САУ), а также для случаев усредняющего датчика скорости и периода дискретности в контуре регулирования, превышающего период дискретности силового преобразователя в M раз. Результаты синтеза сведены в табл.2.

Процессы в системе ТПН-АД для одного из вариантов синтеза представлены на рис.3. Для оценки динамических свойств системы во всем диапазоне изменения скорости в процессе разгона и торможения задание на скорость (ω_3) изменялось ступенчато.

ДПФ объектов регулирования и регуляторов системы ТПН-АД

M	Датчик значений скорости	$W_0^*(q)$	$D_1^*(q)$	$D_2^*(q)$	$D_3^*(q)$	Параметры	Структура
1	Мгновенной	$K_{d,c}K_{o,n}e^{-q}/(e^q-1)$	$me^q/(e^q-d)$	$K_{d,c}K_{o,n}e^{-q}$	—	$d = a_0$ $m = (1-a_1+a_0)/(K_{d,c}K_{o,n})$ $n_A = 2$	Рис.1, а
					$ke^q/(e^q-1)$	$d = 1-a_2+a_1$ $m = (3-2a_2+a_1)/(K_{d,c}K_{o,n})$ $k = (1-a_2+a_1-a_0)/(3-2a_2+a_1)$ $n_A = 3$	Рис.1, б
1	Средней	$K_{d,c}K_{o,n}e^{-2q}/(e^q-1)$	$me^q/(e^q-d)$	$K_{d,c}K_{o,n}(e^q+1)/e^{-2q}$	—	$d = a_1-1$ $m = (1-a_1+a_0)/(K_{d,c}K_{o,n})$ $n_A = 2$	Рис.1, а
					$ke^q/(e^q-1)$	$d = 1-a_2+a_1$ $m = (3-2a_2+a_1)/(K_{d,c}K_{o,n})$ $k = (1-a_2+a_1-a_0)/(3-2a_2+a_1)$ $n_A = 3$	Рис.1, б
>1	Мгновенной и средней	$K_{d,c}K_{o,n}e^{-Mq}/(e^{Mq}-1)$	$me^{Mq}/(e^{Mq}-d)$	$K_{d,c}K_{o,n}e^{-Mq}$	—	$d = a_0$ $m = (1-a_1+a_0)/(K_{d,c}K_{o,n})$ $n_A = 2$	Рис.1, а
					$ke^{Mq}/(e^{Mq}-1)$	$d = 1-a_2+a_1$ $m = (3-2a_2+a_1)/(K_{d,c}K_{o,n})$ $k = (1-a_2+a_1-a_0)/(3-2a_2+a_1)$ $n_A = 3$	Рис.1, б

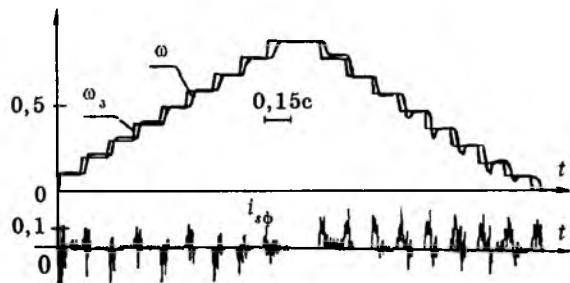


Рис.3. Реакция замкнутой САУ второго порядка на ступенчатые управляющие воздействия (i_{ϕ} — ток фазы статора; ω — угловая частота вращения вала двигателя)

Проведенные исследования показывают:
— использование полученных алгоритмов управления скоростью позволяет получить показатели качества, не уступающие аналогичным в системе с непрерывным управлением даже и при увеличении периода дискретности до $M=3$;

— применение датчиков среднего значения скорости практически не влияет на качество процессов регулирования, но позволяет существенно повысить помехоустойчивость системы.

Предлагаемые алгоритмы управления реализованы при разработке специализированного контроллера для управления позиционным электроприводом [7].

Список литературы

- Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем. М.: Физматгиз, 1963.
- Цыпкин Я.З. Основы теории автоматического регулирования. М.: Наука, 1977.
- Волгин Л.Н. Оптимальное дискретное управление динамическими системами. М.: Наука, 1986.
- Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1972.
- Браславский И.Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением. М.: Энергоатомиздат, 1988.
- Браславский И.Я., Зюзев А.М., Шилин С.И. Синтез цифровых регуляторов для систем управления скоростью асинхронных тиристорных электроприводов//Электротехника. 1991. № 10. С.17—19.
- Браславский И.Я., Зюзев А.М., Шилин С.И. Микропроцессорный контроллер для управления позиционным электроприводом с тиристорным преобразователем напряжения//Электротехника. 1994. № 7. С.13—17.

Уважаемые авторы!

Редакция начинает публиковать при статье биографические сведения об авторах и их фотографии. В связи с этим просим всех авторов при направлении статьи в редакцию сообщить следующие сведения:

- Полные имена и отчества всех авторов.
- Место настоящей работы и должность.
- Какой факультет, какого вуза и когда закончил.
- Когда получил ученую степень, где и по какой тематике (теме) была защита.
- К статье приложить фотографии всех авторов.

Еще раз о вентильно-индукторном электроприводе

Ю.В.ГАИНЦЕВ, канд.техн.наук

В 1997 г. в отечественной литературе опубликован ряд статей, посвященных вентильно-индукторному электроприводу [1—5]. Эти статьи, за исключением последней, не содержат экспериментальных данных. Да и данные [5] ограничены и относятся в основном к неподвижному ротору. В связи с этим представляют определенный интерес экспериментальные данные, полученные автором при испытании вентильно-индукторного электропривода Oulton PLD 160 M/1380 В, 15 кВт, 1500 об/мин с контроллером SL160 фирмы "Task Driyes" (Англия).

Вентильно-индукторный электропривод — управляемый шаговый электропривод — был разработан в начале 80-х годов группой ученых под руководством П.Дж.Лоуренсона и назван ими Switched Reluctance Motor [6]. Дословный русский перевод — переключаемый реактивный двигатель, сокращенно ПРД. Нами для благозвучия сокращения предложен термин "управляемый реактивный двигатель", сокращенно УРД [7]. Двигатели УРД с 1983 г. выпускаются английской фирмой "Task Driyes". В 1991 г. выпускались двигатели с высотами оси вращения 112, 132, 160, 180 и 225 мм мощностью 4, 7,5, 15, 22, 30 и 45 кВт на 50 и 60 Гц на максимальные частоты вращения 1500 (1800) и 3000(3600) об/мин [8,9].

Испытанный двигатель PLD 160 M1 имел обмотку из провода класса Н с пропиткой по классу F, датчик положения ротора и частоты вращения (ЧВ). Контроллер SL 160 имел 4 платы, обеспечивающие системы управления и защиты: управления, привода, силовую и контроля. Полупроводниковые устройства — IGBT. Дистанционная станция управления содержала кнопки пуск, стоп и регулятора ЧВ, который путем поворота головки регулировал ЧВ от 0 до 1500 об/мин. После установки головки регулятора ЧВ поддерживалась автоматически за счет регулирования времени подачи питания на двигатель.

На двигателе с помощью балансирной машины определялись рабочие характеристики и превышение температуры в обмотке статора в режиме 15 кВт, 1500 об/мин, составившее 101,5 °С. Следует отметить, что

вследствие несинусоидальности питающих токов (рис.1, 2) измерения с помощью обычных трансформаторов тока и ваттметров некорректны. Нами оценена погрешность таких измерений путем измерения мощности с помощью счетчика электрической энергии. С учетом погрешностей измерений КПД оказался близким к каталожному: около

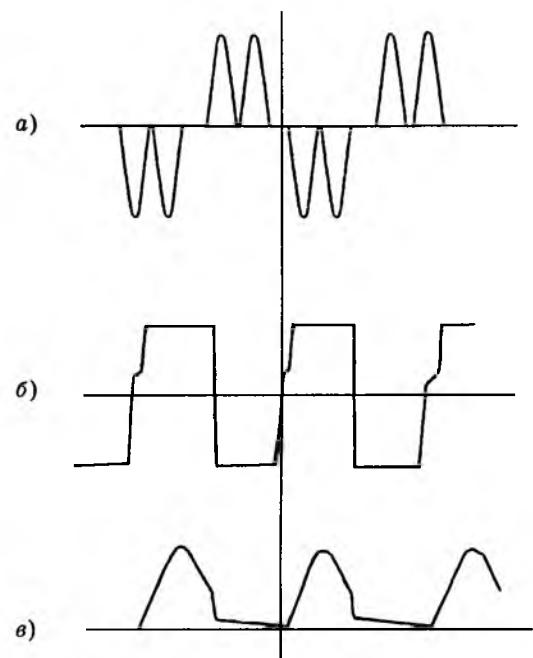


Рис.1. Осциллографмы токов и напряжений УРД ($M=M_n$, 1500 об/мин):
а — ток привода; б — напряжение двигателя;
в — ток двигателя

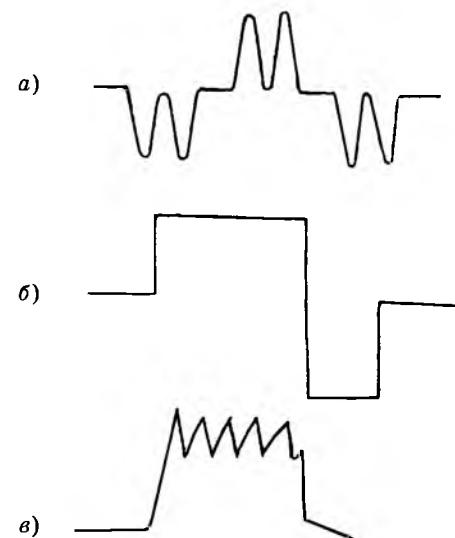


Рис.2. То же, что и на рис.1, но для $M=0,75M_n$, 270 об/мин

89%. Были также определены рабочие характеристики при 1125, 750 и 375 об/мин. Следует отметить, что при проведении этих испытаний частота вращения точно поддерживалась в соответствии с установкой головки регулятора частоты вращения.

В литературе неоднократно приводились данные о КПД системы УРД + преобразователь и асинхронный двигатель + преобразователь частоты. Так, в [10] приведены сравнительные данные испытаний двигателей мощностью 7,5 кВт, 1800 об/мин (табл.1), откуда видно, что по КПД УРД значительно превосходит регулируемый асинхронный двигатель.

Таблица 1

Режим	КПД (превышение температуры обмотки, °С)		
	УРД	Асинхронный двигатель	Энергосберегающий асинхронный двигатель
M_n, n_n	91,7 (60)	84,3 (106)	89,5 (62)
$M_n, 0,5n_n$	90,5 (42)	73,6 (118)	82,2 (81)
$M_n, 0,25n_n$	84,1	77	83,5

На двигателе PLD были измерены уровни шума при номинальном моменте и 1500 об/мин и 1000 об/мин. Они составили соответственно 84 дБА и 78 дБА. Согласно данным [11], УРД мощностью 3,7 кВт, 1800 об/мин при нагрузке на компрессор имел более высокие уровни шума (84—96 дБА), чем асинхронный двигатель с резонансным инвертором. Эта разница при регулировании частоты вращения в пределах $(0,25—1)n_n$ составляла 24—33 дБА.

Были сняты осциллограммы токов привода, напряжения двигателя и тока двигателя в режимах: M_n и 1500 об/мин, $M = 0,75M_n$ и 270 об/мин, $M = 0$ и 270 об/мин (рис. 1—4).

Как видно из рис.1—4, ток на выходе в преобразователь существенно отличается от синусоиды. Напряжение на входе двигателя практически постоянно, за исключением переходных процессов, и меняет свой знак. Ток двигателя односторонний и при низких частотах ограничивается с помощью прерывания:

на участке 1—2 $I = I_{\min} = \text{const}$;

на участке 2—3 $I = I_{\min} + \left| \frac{dL}{d\theta} \right| \theta \text{ от min}$

до max';

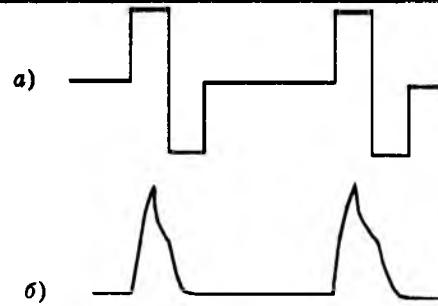


Рис.3. Осциллограммы напряжения (а) и тока (б) двигателя УРД ($M=0$, 1500 об/мин)

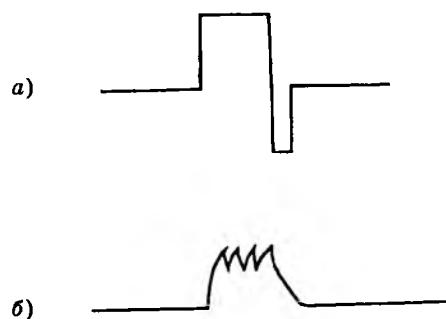


Рис.4. Осциллограммы напряжения (а) и тока (б) двигателя УРД ($M=0,270$ об/мин)

$$\text{на участке } 3—4 \quad I = I_{\min} + \left| \frac{dL}{d\theta} \right| \theta \text{ от max'}$$

до max;

$$\text{на участке } 4—5 \quad I = I_{\max} = \text{const};$$

$$\text{на участке } 5—6 \quad I = I_{\max} - \left| \frac{dL}{d\theta} \right| \theta \text{ от max}$$

до min;

$$\text{на участке } 6—7 \quad I = I_{\min} = \text{const}.$$

Для упрощения расчетов на каждом участке принималось среднее значение L .

На участках приложения положительно го и отрицательного напряжений связь между током и напряжением определяется формулой

$$\pm U = i + L \frac{di}{dt} + \omega_r \frac{dL}{d\theta},$$

где r — сопротивление фазы статора; ω_r — угловая частота вращения ротора.

Результаты расчета приведены в табл.2 и на рис.5. Расчетная кривая близка к экспериментальной (рис.1).

Проведенные испытания показали высокую эффективность вентильно-индукторного привода. Однако они выявили и его существенные недостатки: вибрации вала двигателя (вследствие неравномерности создания

Таблица 2

Участок на рис.5	t, с	U, В	L, Гн	$L \frac{di}{dt}$, В	$\omega_r \frac{dL}{d\theta} i$, В	Изменение тока, А	Ток, А	
							В начале участка	В конце участка
1—2	0,00166	250	0,0061	>0	0		0	68
2—3	0,00155	250	0,033	<0	34,7i	$7,15 + 60,85 e^{-\frac{t}{0,000975}}$	68	20,5
3—4	0,00011	-250	0,062	<0	34,7i	$-7,15 + 27,65 e^{-\frac{t}{0,00178}}$	20,5	18,85
4—5	0,000276	-250	0,064	<0	0	$-1145 + 1163,8 e^{-\frac{t}{0,292}}$	18,85	18,85
5—6	0,00166	-250	0,033	<0	-34,7i	$-7,15 + 26 e^{-\frac{t}{0,000945}}$	18,85	0 через 0,00131с

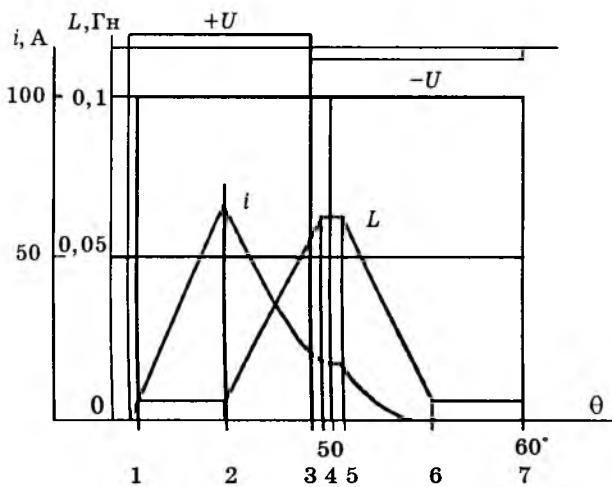


Рис.5. Зависимость тока статора от угла поворота ротора

ваемого момента), загрязнение сети высшими гармониками и повышенный шум. Эти недостатки могут быть частично исправлены. Так, неравномерность момента может быть уменьшена путем создания особой формы токов двигателя (1—2), высшие гармоники могут быть устраниены фильтрами. Что касается повышенного шума, то этот недостаток трудно исправим.

Таким образом, в настоящее время говорить о широком применении вентильно-индукторного привода мы считаем преждевременным.

Список литературы

1. Ильинский Н.Ф. Перспективы применения вентильно-индукторного электропривода в современной технике//Электротехника. 1997. № 2. С.1—2.

2. Перспективы применения вентильно-индукторного привода для автоматизации вращательно-подающей системы бурового станка/В.П.Остриров, Ю.Т.Бурыгин, К.С.Жаров, А.Г.Курдюмов//Электротехника. 1997. № 2. С.3—7.

3. Универсальный контроллер для встроенных систем управления индукторными вентильными двигателями/В.Ф.Козаченко, Н.А.Обухов, В.П.Миколаенко и др.///Электротехника. 1997. С. 7—11.

4. Бычков М.Г. Алгоритм проектирования вентильно-индукторного электропривода и его компьютерная реализация//Электротехника. 1997. № 2. С. 11—12.

5. Бычков М.Г. Элементы теории вентильно-индукторного электропривода//Электричество. 1997. № 8. С. 35—44.

6. Variable Speed switched motor//IEE Proc. 1980. Vol. 27. Part B, № 4. P. 253—265.

7. Ганицев Ю.В. Новый экономичный регулируемый привод на основе управляемого реактивного двигателя//Регулируемый электропривод переменного тока. По материалам научно-технического совещания. Владимир: ВНИПТИЭМ. 1985. С.72—86.

8. Task Drives Limited Oulton Technical Manual Pub. PU 007090. February 1989, 52.

9. Oulton Controller SL 112/SL 132/SL 160/SL 180/SL 225. Installation Manual Pub PU 007440, Issue 2, March 1991, 15.

10. Moghbelli H.H., Adams G.E., Hoft R.G. Comparison of theoretical and experimental performance of 10 HP switched reluctance motor.//Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. 24 Annu Meet. San Diego, Calif. 1—5 Oct. 1989. Pt. 1. New York, 1989. P. 89—98.

11. Wallace A.K., Spee R., Martin L.G. Current harmonics and acoustic noise in ac adjustable speed drives//Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. 23 rd Anny Meet Pittsburg Pa Oct 2—7 1988. Pt. 1. New York, 1988. P. 483—488.

12. Dunlop G. A switched — reluctance motor drive with zero torque ripple and a constant inverter bus current//Proc. of the Inst. Mechanical Engineers. Part 1. 1994. Vol. 208, № 1. P.61—68.

Система управления электропривода двухмассовой электромеханической системой

Р.П.ГЕРАСИМЯК, доктор техн.наук, проф. А.М.РАМАРУВАХУАКА, инж.

Одесский политехнический университет

Электромеханические системы (ЭМС), включающие электропривод, податливые механические звенья и рабочий орган, характеризуются колебательностью, повышенными динамическими нагрузками в механической части [1]. Для многих механизмов важное практическое значение имеет исследование динамики их ЭМС; при этом желательно добиться ограничения динамических нагрузок в механической части и демпфирования колебаний, от которых во многом зависит долговечность отдельных звеньев механизма и производительность машины.

Целью настоящей работы является разработка для таких ЭМС системы управления электропривода, обеспечивающей минимум колебательности в переходных процессах.

Известно, что одним из эффективных методов создания электропривода с высокими демпфирующими свойствами при любом

значении коэффициента $\gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1}$ является введение гибкой отрицательной обратной связи по моменту упругости M_y или жесткой обратной связи по разности скоростей обеих масс с моментами инерции $J_1(\omega_1)$ и $J_2(\omega_2)$ [2].

На рис.1 приведена унифицированная структурная схема ЭМС с двухмассовой механической частью ДМЧ, которая справедлива для электропривода постоянного и переменного тока с управляемым преобразователем напряжения УП. В ней K_n , K_m , K_k — коэффициенты соответственно безинерцион-

ного УП, электромеханического преобразователя ЭМП, корректирующей обратной связи; β — жесткость линеаризованной механической характеристики электропривода; c_{12} — коэффициент жесткости податливого звена. Для асинхронного двигателя K_m — величина переменная, зависящая от значения напряжения, прикладываемого к статору.

Дифференциальное уравнение, описывающее систему рис.1,

$$\left[T_m T_{12}^2 p^3 + T_2^2 \left(1 + \frac{K_0 K_k}{\beta} \right) p^2 + T_m p + 1 \right] M_y = K_0 J_2 p U_s + (T_{m1} p + 1) M_c, \quad (1)$$

где коэффициент $K_0 = K_n K_m$; электромеханические постоянные времени

$$T_m = \gamma T_{m1}; \quad T_{m1} = \frac{J_1}{\beta},$$

собственные частоты колебаний

$$\Omega_{12}^2 = \frac{1}{T_{12}^2} = \frac{\gamma}{T_2^2}; \quad \Omega_2^2 = \frac{1}{T_2^2} = \frac{C_{12}}{J_2}.$$

Необычен в этом уравнении лишь коэффициент при p^2 , который зависит также от параметров корректирующей связи.

Если характеристическое уравнение третьей степени, получаемое из (1), представить в стандартном виде, соответствующем последовательному соединению инерционного и колебательного звеньев,

$$\left(\frac{K}{\Omega} p + 1 \right) \left(\frac{1}{\Omega^2} p^2 + \frac{2\xi}{\Omega} p + 1 \right) = 0, \quad (2)$$

где Ω и ξ — частота и коэффициент соответственно демпфирования колебаний, то можно получить связь этих величин с параметрами ЭМС.

Совместное решение трех уравнений, получаемых приравниванием коэффициентов при одинаковых степенях p этих двух характеристических уравнений, приводит к выражению для расчета коэффициента демпфирования

$$\xi = 0,5 T_m \Omega \left(1 - T_{12}^2 \Omega^2 \right). \quad (3)$$

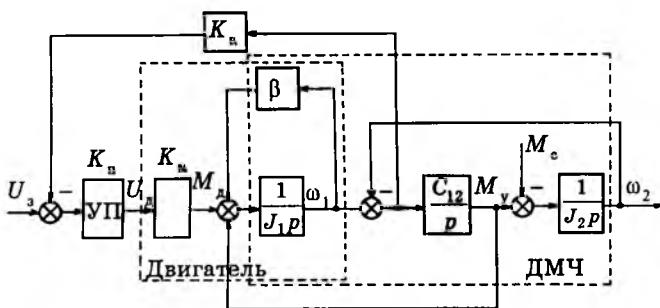


Рис.1. Структурная схема двухмассовой электромеханической системы с коррекцией

Решив уравнение $\frac{d\xi}{d\Omega} = 0$ и полученное значение $\Omega_{\text{опт}}$ подставив в (3), получим выражение для расчета максимального значения коэффициента демпфирования

$$\xi_{\max} = \frac{T_m}{3\sqrt{3} T_{12}}. \quad (4)$$

Последний обеспечивается, если коэффициент обратной связи рассчитать по формуле [2]:

$$K_{k,\text{опт}} = \frac{\beta}{K_0} \left[\frac{3}{\gamma} \left(\frac{2T_m^2}{27T_{12}^2} + 1 \right) - 1 \right]. \quad (5)$$

Выражение (4) свидетельствует о том, что демпфирующая способность ЭМС зависит только от параметров ее механической части, жесткости механической характеристики электропривода и степени введенной корректирующей обратной связи.

Любопытно, что увеличение ξ при использовании $K_{k,\text{опт}}$ по сравнению со случаем, когда $K_k = 0$, зависит от жесткости β . Так, если при относительной жесткости $\beta_* = 1,7$ коэффициент демпфирования возрастает в 100 раз, то при увеличении в 4 раза жесткости он увеличивается лишь в 12 раз.

Выражение (4) может быть записано иначе:

$$\xi_{\max} = \frac{1}{3\beta} \sqrt{\frac{c_{12}}{3}} I, \quad (6)$$

где

$$I = \frac{(J_1 + J_2)^{3/2}}{(J_1 J_2)^{1/2}}.$$

Исследовав последнее выражение на экстремум, считая постоянными величинами β и c_{12} , получим, что наименьшее значение ξ_{\max} имеет место при $J_2 = 0,5J_1$ или $\gamma = 1,5$.

На рис.2 приведена зависимость $I = f(J_2/J_1)$ при фиксированном J_1 , из которой следует, что приближение к экстремальному соотношению моментов инерции (γ) приводит к уменьшению ξ_{\max} , т.е. к росту колебательности системы при работе с $K_{k,\text{опт}}$, определяемому по (5).

При реализации предлагаемой обратной связи по разности скоростей непосредственное измерение скорости рабочего органа ω_2 технически затруднено. Поэтому возникает задача ее восстановления с помощью наблюдющего устройства.

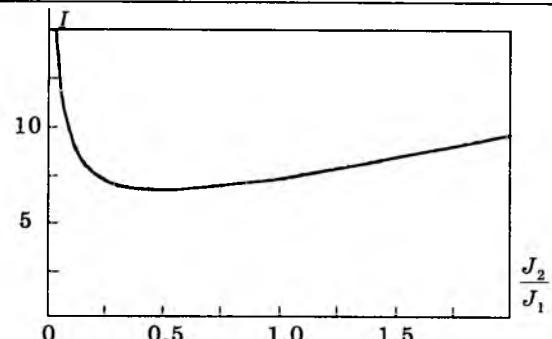


Рис.2. Зависимость показателя колебательности от соотношения моментов инерции

Из рис.1 видно, что переменными состояния X являются выходные величины интеграторов: $x_1 = \omega_1$, $x_2 = M_y$, $x_3 = \omega_2$. Поскольку возмущение M_c не может быть измерено и введено в наблюдающее устройство, то оно рассматривается как одно из переменных состояний $x_4 = M_c$, поэтому число переменных $n = 4$ [3]. Уравнение состояния в векторно-матричной форме имеет вид:

$$\dot{X} = AX + BU, \quad (7)$$

где U — вектор управления (U_a); X , \dot{X} — вектор состояния и его производная; A и B — матрицы состояния и управления.

Вводится понятие измеряемых выходных переменных и соответственно вектора выхода Y (измеряемого). Поэтому уравнение состояния (7) дополняется уравнением выхода:

$$Y = CX, \quad (8)$$

где C — матрица выхода.

Матричная структурная схема объекта, описываемого уравнениями (7) и (8), приведена на рис.3.

Для нашего случая уравнение (7) записывается так:

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_1 \\ \dot{M}_y \\ \dot{\omega}_2 \\ \dot{M}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\beta}{J_1} & -\frac{1}{J_1} & 0 & 0 \\ c_{12} & 0 & -c_{12} & 0 \\ 0 & \frac{1}{J_2} & 0 & -\frac{1}{J_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \omega_1 \\ M_y \\ \omega_2 \\ M_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_0 \\ J_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_a,$$

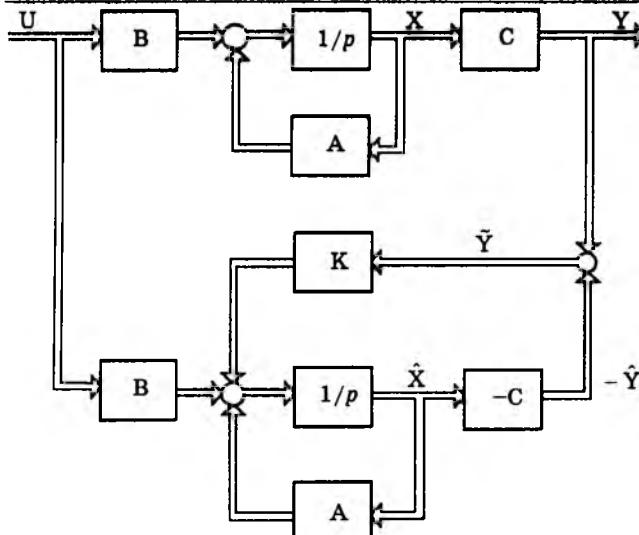


Рис.3. Матричная структурная схема объекта с наблюдателем

а уравнение (8):

$$\omega_1 = [1 \ 0 \ 0 \ 0] \cdot \begin{bmatrix} \omega_1 \\ M_y \\ \omega_2 \\ M_c \end{bmatrix}.$$

Для построения наблюдателей необходимо, чтобы объект был "наблюдаем". Это требование сводится к тому, чтобы между переменными неизмеряемой (ω_2) и измеряемой (ω_1) существовала однозначная взаимосвязь. Было доказано, что ранг матрицы Q_n равен n ; это значит, что система полностью наблюдаема, т.е. существует принципиальная возможность восстановить вектор неизмеряемых координат по вектору координат измеряемых [4].

Для объекта, описываемого матричными уравнениями (7) и (8), можно создать его аналоговую модель. А чтобы переходные процессы в ней соответствовали процессам в реальном объекте, она должна описываться уравнением

$$\dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU,$$

однако в отличие от (7) в нем должен фигурировать не реальный вектор состояния, а восстановленный \hat{X} (его оценка), который по постановке задачи должен быть равен X . Этот вектор \hat{X} может быть полностью измерен, поскольку его составляющими являются переменные состояния модели. Для уменьшения расхождения между X и \hat{X}

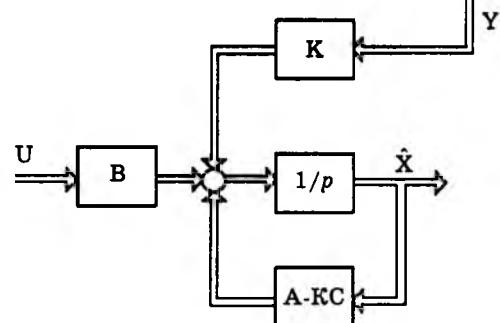


Рис.4. Преобразованная матричная структурная схема наблюдателя

на вход модели вводят сигналы ошибок воспроизведения тех переменных объекта $Y(\omega_1)$, которые доступны измерению. Вектор ошибки восстановления этой переменной $\tilde{Y} = Y - \hat{Y}$ вводится на входы наблюдателя через матрицу коэффициентов наблюдателя K .

Матричная структурная схема объекта с наблюдателем показана на рис.3. На основании этой схемы наблюдатель описывается уравнением

$$\dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K\tilde{Y} = A\hat{X} + BU + K(Y - CX).$$

Преобразовав его, получим уравнение

$$\dot{\hat{X}} = (A - KC)\hat{X} + BU + KY, \quad (9)$$

которое описывает матричную структурную схему рис.4.

Свойства в динамике наблюдателя как замкнутой системы зависят от значений элементов матрицы K . Из уравнения наблюдателя (9) получаем:

$$[pI - (A - KC)]\hat{X} = BU + KY,$$

где I — единичная матрица.

Выбор элементов K означает задание определенного вида характеристического уравнения наблюдателя $D(p) = 0$, т.е. его динамических свойств. Для нашего случая можно записать:

$$\det[pI - (A - KC)] = p^4 + \left(\frac{\beta}{J_1} + K_1 \right) p^3 + \\ + \left(\frac{c_{12}}{J_2} + \frac{c_{12}}{J_1} - \frac{K_2}{J_1} \right) p^2 + \\ + \left(\frac{\beta c_{12}}{J_1 J_2} + K_1 \frac{c_{12}}{J_2} + K_3 \frac{c_{12}}{J_1} \right) p - K_4 \frac{c_{12}}{J_1 J_2}. \quad (10)$$

Выбираем для распределения корней на-

блюдателя стандартную форму Баттервортса 4-го порядка

$$D(p) = p^4 + 2,6\Omega_{0n} p^3 + 3,4\Omega_{0n}^2 p^2 + 2,6\Omega_{0n}^3 p + \Omega_{0n}^4. \quad (11)$$

Приравнивая коэффициенты при одинаковых степенях p в (10) и (11) и решая систему уравнений, можно получать выражения для коэффициентов связей наблюдателя k_1, k_2, k_3, k_4 как функции частоты наблюдателя Ω_{0n} .

Так как всегда существует некоторое несоответствие между математическими описаниями объекта и наблюдателя, кроме того, на объект действуют возмущения, которые невозможно измерить и ввести в наблюдатель, желательно выбирать наблюдатель с высоким быстродействием, т.е. с большими значениями Ω_{0n} . Рекомендуется обычно выбирать Ω_{0n} так, чтобы быстродействие наблюдателя было несколько выше быстродействия той системы, которая замкнута через него [3].

Частота, определяющая быстродействие объекта, находится [5] так:

$$\Omega_{06} = \left(\frac{a_3}{a_0} \right)^{1/3} = \left(\frac{1}{T_m T_{12}^2} \right)^{1/3}, \quad (12)$$

где a_0 и a_3 — коэффициенты при p^3 и p^0 характеристического уравнения объекта (1), причем $\Omega_{0n} = (2\dots 3)\Omega_{06}$ [3].

При несоответствии моделей объекта и наблюдателя работает корректирующая цепь наблюдателя, так как появляется ошибка оценки $\tilde{\omega}_1$.

Для проверки правильности выбора Ω_{0n} моделировалась система "объект — наблюдатель — регулятор" при $\Omega_{0n} = 2,5\Omega_{06}$ и $\Omega_{0n} = 5\Omega_{06}$ в случае, если J_2 объекта уменьшился в два раза либо c_{12} увеличился на 50%. Так, при увеличении Ω_{0n} в 2 раза максимальная ошибка $\tilde{\omega}_1$ уменьшилась в 11 раз в первом случае и в 4,5 раза — во втором. При этом ее наибольшее значение составляло 0,16% реальной скорости.

Список литературы

1. Ключев В.И. Теория электропривода. М.: Энергоатомиздат, 1985.
2. Герасимяк Р.П., Айт А.М., Рамарувахуака А.М. Синтез электромеханической системы подъемных механизмов с подавлением упругих колебаний//Електромашинобудування та електрообладнання. Одесса. 1996. Вып. 48.
3. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами. Л.: Энергоиздат, 1982.
4. Кузовков Н.Т. Модальное управление и наблюдающие устройства. М.: Машиностроение, 1976.
5. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1975.

Исследование влияния отклонений скольжения асинхронных электродвигателей и муфт скольжения на распределение нагрузок в многодвигательном электроприводе

В.И.ЩУЦКИЙ, доктор техн.наук (Московский ГГУ), В.И.ШЕВЧЕНКО, канд.техн.наук (Новомосковский институт РХТУ)

Исследовано влияние отклонений скольжения асинхронных электродвигателей, гидравлических турбомуфт и электромагнитных муфт скольжения на распределение нагрузок в многодвигательном электроприводе. Предложено комплектование многодвигательных электроприводов электродвигателями и муфтами скольжения осуществлять с учетом их фактических значений скольжения. Получено аналитическое выражение, позволяющее определять скольжение муфт скольжения, при котором происходит полное выравнивание нагрузок в многодвигательном электроприводе.

В настоящее время созданы и широко применяются в различных отраслях промышленности и на транспорте машины и агрегаты, в которых используется многодвигательный электропривод, состоящий из нескольких асинхронных электродвигателей или электродвигателей постоянного тока.

Например, известны многодвигательные электроприводы забойных скребковых конвейеров, струговых установок и агрегатов, вынесенных механизмов подачи и механизмов резания угледобывающих комбайнов, у которых в кинематических цепях между редукторами и электродвигателями уста-

навливаются муфты скольжения. В качестве муфт скольжения могут использоваться гидравлические турбомуфты или электромагнитные муфты скольжения. По данным [1, 2] они обеспечивают плавный запуск машин, выравнивают нагрузку между несколькими одновременно работающими электродвигателями, гасят крутильные колебания в трансмиссии и могут использоваться в качестве предохранительных устройств.

По нашему мнению муфты скольжения могут полностью выравнивать нагрузку в многодвигательных электроприводах только при определенных условиях. Известно [1—4], что асинхронные электродвигатели, гидравлические турбомуфты и электромагнитные муфты скольжения имеют отклонения скольжения от номинального значения. Например, согласно ГОСТ 183-74 отклонения скольжения у асинхронных электродвигателей с короткозамкнутым ротором составляют $\pm 20\%$ номинального значения. У муфт скольжения отклонения скольжения могут быть еще в больших пределах. Кроме того, при значительной удаленности электроприводов друг от друга будет сказываться падение напряжения в кабельных линиях на значениях скольжения электродвигателей и электромагнитных муфт скольжения. Из-за утечек рабочей жидкости в гидравлических турбомуфтах в процессе эксплуатации может также изменяться значение их скольжения. Многодвигательные электроприводы в настоящее время комплектуются электродвигателями и муфтами скольжения безвыборочно. Поэтому в одном электроприводе могут оказаться электродвигатель и муфта скольжения, имеющие максимальные значения скольжения, а в другом — минимальные. Влияние перечисленных факторов на распределение нагрузок между электродвигателями рассмотрим на примере многодвигательного электропривода, состоящего из n асинхронных электродвигателей и электромагнитных муфт скольжения. При исследовании многодвигательного электропривода принимались следующие допущения:

- напряжение и ток питающей сети изменяются по синусоидальному закону;
- значения напряжения и частоты питающей сети для всех электродвигателей одинаковы и равны номинальным;
- магнитное поле в воздушном зазоре и стали статора и ротора распределяется синусоидально;

— обмотки статора и ротора электродвигателей симметричны, а воздушный зазор по окружности ротора равномерный, благодаря чему явления во всех трех фазах протекают одинаково.

Механические характеристики асинхронных электродвигателей и электромагнитных муфт скольжения считались линейными в интервале значений скольжения

$$0 < s < s_{kp},$$

где s , s_{kp} — значения текущего и критического скольжения.

При номинальной нагрузке многодвигательного асинхронного электропривода, состоящего из n электродвигателей и электромагнитных муфт скольжения одинаковой установленной мощности, момент k -го электродвигателя определяется выражением [5]

$$M_k = M_{nom} s_{o.3} / s_{o.pi.nom}, \quad (1)$$

где M_k — момент, передаваемый k -м электродвигателем, Н·м; M_{nom} — номинальный момент асинхронного электродвигателя, Н·м; $s_{o.3}$ — общее скольжение n работающих совместно на общий вал электродвигателей и электромагнитных муфт скольжения при номинальной нагрузке многодвигательного электропривода,

$$s_{o.3} = n / \sum_{i=1}^n (1/s_{o.pi.nom}); \quad (2)$$

$s_{o.pi.nom}$ — номинальное общее скольжение i -х асинхронного электродвигателя и электромагнитной муфты скольжения; $s_{o.pi.nom}$ — общее скольжение i -х асинхронного электродвигателя и электромагнитной муфты скольжения,

$$s_{o.pi.nom} = s_{k.nom} + s_{e.k.nom} - s_{k.nom} s_{e.k.nom}; \quad (3)$$

$s_{k.nom}$, $s_{e.k.nom}$ — номинальные скольжения k -х асинхронного электродвигателя и электромагнитной муфты скольжения.

С целью установления влияния отклонений скольжения асинхронных электродвигателей и муфт скольжения на распределение нагрузок в многодвигательном электроприводе были выполнены расчеты по выражениям (1)–(3).

Электромагнитные моменты асинхронных электродвигателей и их отношение M_1/M_2 определялись при различных значениях скольжения и различном сочетании электродвигателей и муфт скольжения в электроприводах.

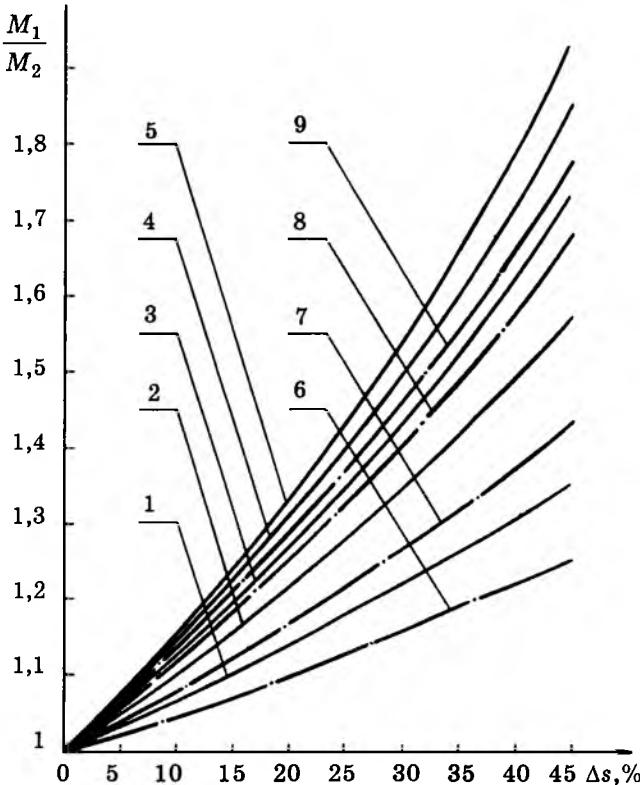


Рис.1. Зависимости отношения моментов M_1/M_2 в многодвигательном асинхронном электроприводе от отклонения скольжения Δs муфт скольжения:

1—5 при $s_{\text{ном}} = 0,02$ и $s_{\text{э.ном}}$, равном 0,01; 0,02; 0,03; 0,04 и 0,05, соответственно; 6—9 при $s_{\text{ном}} = 0,03$ и $s_{\text{э.ном}}$, равном 0,01; 0,02; 0,04 и 0,05, соответственно

Для многодвигательного электропривода с электродвигателями, не имеющими отклонений скольжения от номинального значения, и муфтами скольжения, имеющими отклонения скольжения, получены зависимости, представленные на рис.1.

Из рис.1 видно, что с увеличением значения скольжения муфт скольжения и его отклонений от номинального значения неравномерность нагрузки электродвигателей возрастает. Электропривод с муфтой скольжения, имеющей минимальное значение скольжения, всегда будет перегружен. При некоторых значениях скольжения отношение моментов $M_1/M_2 > 1,5$, т.е. хуже, чем при жесткой кинематической связи роторов электродвигателей [8].

Применение электродвигателей, имеющих более высокие значения номинального скольжения, а муфт скольжения с малыми значениями номинального скольжения (см.рис.1) способствует снижению неравномерности нагрузки электроприводов. Если отклонения скольжения у муфт скольжения равны нулю, то отношения $M_1/M_2 = 1$ (идеаль-

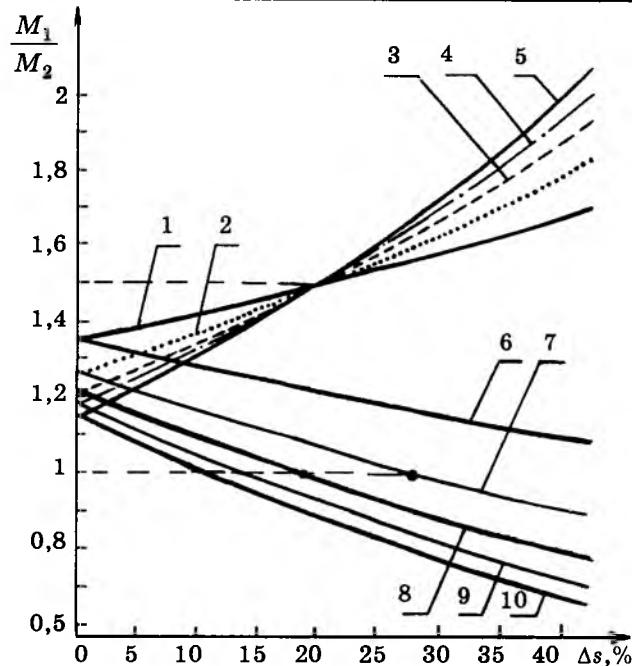


Рис.2. Зависимости отношения моментов M_1/M_2 в многодвигательном асинхронном электроприводе от отклонения скольжения Δs муфт скольжения при $s_{\text{ном}} = 0,03$; 1 и 6 при $s_{\text{э.ном}} = 0,01$; 2, 7 — при $s_{\text{э.ном}} = 0,02$; 3 и 8 — при $s_{\text{э.ном}} = 0,03$; 4, 9 — при $s_{\text{э.ном}} = 0,04$; 5, 10 при $s_{\text{э.ном}} = 0,05$

ный случай распределения нагрузок). При равенстве номинальных значений скольжения электродвигателей и муфт скольжения отношение M_1/M_2 описывается кривой 2 при любых значениях скольжения.

Для многодвигательного электропривода, у которого при номинальной нагрузке согласно ГОСТ 183-74 одни электродвигатели могут иметь номинальное скольжение, равное $1,2s_{\text{ном}}$, а другие — $0,8s_{\text{ном}}$, получены зависимости, представленные на рис.2.

В одном варианте комплектования многодвигательного электропривода одни электроприводы включали электродвигатели и муфты скольжения, имеющие максимальные значения скольжения, а другие — электродвигатели и муфты скольжения с минимальными значениями скольжения при номинальной нагрузке (кривые 1—5 на рис.2).

В другом варианте комплектования многодвигательного электропривода один электропривод включал электродвигатель с максимальным и муфту скольжения с минимальным значениями скольжения, а второй электропривод включал электродвигатель с минимальным и муфту скольжения с максимальным значениями скольжения при номинальной нагрузке (кривые 6—10 на рис.2).

Анализ зависимостей, представленных на рис.2, показывает, что если отклонения скольжения у муфт скольжения меньше отклонений скольжения асинхронных электродвигателей, то распределение нагрузок в многодвигательном электроприводе будет лучше по сравнению с кинематически жестко связанным электроприводом. У кинематически жестко связанного многодвигательного электропривода при максимальных значениях отклонений скольжения, регламентированных ГОСТ 183-74, отношение $M_1/M_2 = 1,5 = \text{const}$.

При отклонениях скольжения муфт скольжения, больших отклонений скольжения асинхронных электродвигателей (рис.2), распределение нагрузок в многодвигательном электроприводе с муфтами скольжения ухудшается, так как отношение M_1/M_2 становится больше по сравнению с кинематически жестко связанным электроприводом.

Из рис.2 видно, что при комплектовании электроприводов асинхронными электродвигателями и муфтами скольжения, имеющими отклонения скольжения одинакового знака, распределение нагрузок между электродвигателями с увеличением отклонения скольжения Δs ухудшается, так как отношение M_1/M_2 непрерывно возрастает (кривые 1—5).

В электроприводах с асинхронными электродвигателями и муфтами скольжения, имеющими отклонения скольжения противоположного знака, с ростом Δs распределение нагрузок между электродвигателями постепенно улучшается и становится равномерным при определенных значениях Δs , а затем начинает ухудшаться (кривые 6—10).

Зависимости $M_1/M_2 = f(\Delta s)$, представленные на рис.1 и 2, рассчитаны без учета падений напряжения в кабельных линиях и деформации трансмиссии электроприводов. С учетом этих факторов соотношение между моментами на валах электродвигателей может еще более ухудшиться, что не позволит эффективно использовать установленную мощность многодвигательного электропривода.

Известно [4], что с ростом скольжения электропривода у него увеличиваются потери и уменьшаются значения КПД и созф. Следовательно, необходимо электродвигатели и муфты скольжения выбирать так, чтобы скольжение электропривода было минимальным. При номинальной нагрузке элек-

тропривода с учетом допустимых отклонений скольжения у электродвигателей и муфт скольжения это условие можно представить в виде выражения

$$s_{\text{ном max}} + s_{\text{э.ном min}} - s_{\text{ном max}} s_{\text{э.ном min}} = \\ = s_{n \text{ nom}} + s_{\text{э.п.ном}} - s_{n \text{ nom}} s_{\text{э.ном}} = s_{o. \text{п.ном}}, \quad (4)$$

где $s_{\text{ном max}}$ — максимальное значение скольжения с учетом допустимого отклонения для конкретного типа асинхронного электродвигателя при номинальной нагрузке; $s_{\text{э.ном min}}$ — минимальное значение скольжения с учетом допустимого отклонения для конкретного типа муфты скольжения при номинальной нагрузке; $s_{o. \text{п.ном}}$ — общее скольжение n -х асинхронного электродвигателя и муфты скольжения.

Зная $s_{\text{ном max}}$, $s_{\text{э.ном min}}$ и $s_{n \text{ nom}}$, можно определить $s_{\text{э.п.ном}}$ из выражения (4) и подобрать соответствующую муфту скольжения, а следовательно, и выровнять нагрузку между электродвигателями.

У асинхронных электродвигателей с короткозамкнутым ротором скольжение не регулируется. Скольжение у гидравлических турбомуфт и электромагнитных муфт скольжения можно регулировать путем изменения объема рабочей жидкости или регулируя ток возбуждения.

Выполненные исследования позволяют сделать следующие выводы:

- для эффективного использования установленной мощности многодвигательного электропривода комплектование его необходимо осуществлять выборочно с учетом фактических значений скольжения электродвигателей и электромагнитных муфт скольжения или гидравлических турбомуфт;

- при безвыборочной комплектации многодвигательных электроприводов асинхронными электродвигателями с короткозамкнутым ротором и электромагнитными муфтами скольжения или гидравлическими турбомуфтами в отдельных случаях распределение нагрузок между электродвигателями может быть даже хуже, чем при жесткой кинематической связи между ними;

- в многодвигательных электроприводах с асинхронными электродвигателями, не имеющими отклонений скольжения от номи-

нального значения, выравнивание нагрузки между ними возможно при условии, что и муфты скольжения не имеют отклонений скольжения;

— при отклонениях скольжения муфт скольжения, меньших отклонений скольжения электродвигателей, распределение нагрузок между электродвигателями в многодвигательном электроприводе будет лучше, чем при жесткой кинематической связи между ними;

— значения скольжения электромагнитных муфт скольжения или гидравлических турбомуфт, при которых происходит вырав-

нивание нагрузок в многодвигательном электроприводе, необходимо определять, используя выражение (4).

Список литературы

- Давыдов Б.Л., Скородумов Б.А. Статика и динамика машин. М.: Машиностроение, 1967.
- Щетинин Т.А. Электропривод с индукционными муфтами и тормозами. М.: Машиностроение, 1970.
- Стариков Б.Я., Азарх В.Л., Рабинович З.М. Асинхронный электропривод очистных комбайнов. М.: Недра, 1981.
- Гейлер Л.Б. Электропривод в тяжелом машиностроении. М.: Машгиз, 1958.
- Шевченко В.И. Распределение нагрузок в многодвигательном асинхронном электроприводе//Изв. вузов. Горный журнал. 1992. № 6. С. 96—100.

Особенности расчета индукторных двигателей для вентильного электропривода

В.А.КУЗНЕЦОВ, доктор техн.наук, проф., Л.А.САДОВСКИЙ, канд.техн.наук,
В.Л.ВИНОГРАДОВ, инж. (МЭИ), В.В.ЛОПАТИН, канд.техн.наук (ВНИИЭМ)

Новая элементная база силовой электроники позволила резко увеличить мощность транзисторных преобразователей, а их модульное исполнение — уменьшить габариты и цены. Программная реализация сложных алгоритмов регулируемого электропривода (РЭП) на базе современных достижений микропроцессорной техники устранила препятствия к промышленному внедрению систем управления машинами переменного тока: асинхронными (АД), синхронными с активным (возбужденным) (СВД) и реактивным ротором (СРД), а также индукторными.

Огромное число публикаций в зарубежной технической литературе посвящено именно индукторным двигателям (ИД), которые по английской терминологии относятся к машинам с переключаемым реактансом (SRM — Switched Reluctance Motor), и соответствующим РЭП (SRD — Switch Reluctance Drive). Такой электропривод состоит из следующих элементов: m -фазного ИД, ШИМ инвертора, построенного на современных интеллектуальных транзисторных модулях, блока прямого или косвенного измерения положения ротора и аппаратной или программной системы управления, с

помощью которой реализуется вентильный (вентильно-индукторный привод ВИП) или векторный способ управления.

На рис.1 изображены поперечные разрезы типичных ИД: *a* — четырехфазного, *b* — трехфазного с возбуждением и *c* — трехфазного с возбуждением от магнитов. На рис.1,*a* показаны магнитные силовые линии при согласном включении катушек фазы, а на рис.1,*b* — пунктиром обозначены контуры магнитных потоков возбужденной фазы. ИД на рис.1,*a,b* питаются однополярными импульсами тока, а на рис.1,*c* — разнополярными. Классификация и сравнительная характеристика ИД и СРД, приведены в [1, 2, 3], а схемы инверторов и расчет их элементов — в [2, 4, 5, 6].

ИД представляют самостоятельный класс электрических машин, отличающихся по

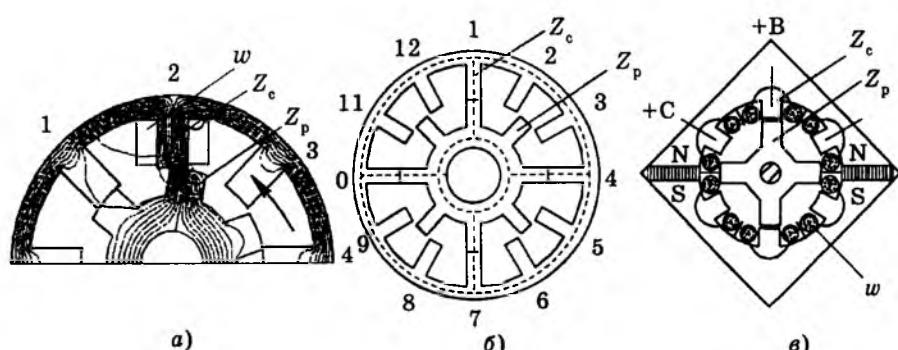


Рис.1. Схемы индукторных двигателей:

1—12 — номера полюсов-зубцов Z_c статора; Z_p — ротора; w — фазные катушки

многим признакам от известных СРД [1, 2, 4]. К проверенным на практике достоинствам ИД следует отнести простую и технологичную конструкцию магнитопровода и фазных сосредоточенных обмоток; компактный и прочный ротор, выдерживающий значительные перегрузки и скорость вращения, а также высокую надежность работы двигателя и электронного преобразователя. Современные ИД средней мощности не отличаются по габаритам и КПД от серийных электрических машин переменного тока, но имеют существенно меньший расход меди.

К числу главных недостатков промышленных ВИП первого поколения относятся акустические шумы и колебательность движения в области низких скоростей. Эти недостатки удалось в значительной степени преодолеть, что значительно расширило области применения ИД. Промышленные серии ИД, освоенные только странами Европы, охватывают диапазон мощностей ($0,5 \div 50$; $4 \div 160$; $35 \div 250$) кВт, а их выпуск в США доведен до 1 млн. уже в 1995 г. [4, 7, 8, 9].

Высокие технико-экономические показатели ИД невозможно получить изолированно от остальных элементов ВИП, как для традиционных двигателей, питающихся от сети постоянного или переменного тока. Это же относится к двигателям, созданным специально для ВИП: — СВД, СРД которые, как и ИД вообще не работоспособны без электронных преобразователей [10, 11], а характеристики высокомоментных двигателей постоянного тока и модифицированных АД могут оказаться хуже, чем у серийных машин.

Задача проектирования ИД, как и любой электрической машины, не является однозначной и требует последовательных расчетов с учетом назначенных критерии качества, технических требований и ограничений, связанных как с материалами и условиями эксплуатации, так и с многообразием схем и разными возможностями их реализации с помощью современной электроники. Дополнительные трудности вызывают существенные нелинейности ИД, из-за локального и местного насыщения, произвольной формы токов и т.д. Упрощенный подход или попытки применения классической теории машин переменного тока при анализе энергетических и технико-экономических показателей ИД и сравнение их с другими машинами могут привести к излишне оптими-

стическим или пессимистическим выводам [7, 8, 12]. Именно поэтому уделяется большое внимание разработке различных нелинейных математических моделей ИД, в основу которых положено семейство кривых потокосцепления ψ в функции фазных токов i и углов θ , т.е. $\psi(i, \theta)$. На базе подобных моделей исследованы предельные возможности ИД, как электромеханического преобразователя энергии, и сформулированы критерии оптимизации ВИП [4, 13, 14, 15, 16].

В статье ставится более простая задача, типичная для стадии эскизного проектирования электрической машины [17]: выбор главных размеров и электромагнитных нагрузок ИД на основе лианеризованных уравнений. Использован опыт расчетов ИД для шагового и вентильного электропривода, накопленный научными коллективами кафедр АЭП и электромеханики МЭИ [2, 14, 16, 18], а также практические рекомендации и особенности расчетов, опубликованные в зарубежной печати [4, 7, 10].

Предварительно рассмотрим некоторые соотношения, специфические для ИД и существенные для дальнейших расчетов.

Согласное включение двух катушек, на противоположных полюсах статора (рис.1,а), типичное для вентильного управления ИД, обеспечивает слабую магнитную связь между фазами¹. Это хорошо подтверждается цифровым моделированием полей и экспериментами. При возбуждении фазы зубчатый ферромагнитный ротор поворачивается в сторону увеличения электромагнитной энергии и магнитной проводимости воздушного зазора (показано стрелкой на рис.1,а), что соответствует росту индуктивности от L_{\min} до L_{\max} . Важной характеристикой магнитной несимметрии машины является отношение реактансов:

$$K_R = L_{\max}/L_{\min}, \quad (1)$$

от численного значения которого зависят удельный момент и мощность как ИД, так и СРД, имеющих гладкий статор (односторонняя зубастость) и распределенные обмотки переменного тока [11, 19]. За счет двусторонней зубастости, выбора формы полюсов и величины воздушного зазора ИД

¹⁾ Анализ электромагнитных связей и составляющих момента ИД и СРД при разных соединениях и режимах коммутации фаз приведен в [2].

удается выполнить с большей магнитной несимметрией, чем СРД, и довести K_R до 15—25 (без учета насыщения стали).

Двигатели на рис.1 имеют разное число зубцов (полюсов) статора и ротора (разные полюсные деления), за счет чего достигается автоматический угловой сдвиг фазных реактансов и определенное направление вращения ротора.

По соотношению полюсов статора и ротора принято различать типы ИД: для трехфазных характерны 6/4, 12/8 и 12/10 (по 4 катушки на фазу), для четырехфазных 8/6 и т.д. Разные числа полюсов ротора и статора, пульсирующие, а не вращающиеся однополярные потоки статора $\Phi_1, \Phi_2 \dots \Phi_m$ принципиально отличают ИД от СРД и традиционных машин переменного тока.

Реверсивные ИД должны иметь не менее трех фаз, а число полюсов статора Z_c и ротора Z_p не может быть произвольным:

$$Z_c = 2km; Z_p = 2(km \pm 1), \quad (2)$$

где $k = 1, 2, 3, \dots$ — целое число; m — число фаз.

Весьма многочисленные по конструкциям нереверсивные ИД ($m = 1, 2$) выполняются с несимметричными полюсами или воздушным зазором и нашли широкое применение в шаговом приводе и современных ВИП для бытовой техники. При $P_n \leq 1$ к.Вт и $n_n \geq 5000$ об/мин, где пульсации скорости демпфируются без усложнения алгоритмов управления, РЭП с одно- и двухфазными ИД уже считаются лучшими среди маломощных электроприводов [1,2,4,8].

Зубец и паз ротора ИД соответствуют полюсному делению обычной машины, поэтому связь между электрическими θ и механическими углами θ_m выражается как

$$\theta = Z_p \theta_m. \quad (3)$$

При возбуждении фазы постоянным током I получение механической работы равно приращению запаса механической энергии W_s

$$Md\theta_m = dW_s(\theta)|_{I=\text{const}}. \quad (4)$$

Для линейной модели ИД энергия выражается через индуктивность фазы $L_{jj}(\theta)$, зависимость которой от угла можно, например, представить в виде гармонического ряда [2]

$$L_{jj}(\theta) = L_0 + L_1 \cos \left[\theta \pm 2 \frac{\pi}{m} (j-1) \right], \quad (5)$$

где $j = 1, 2, \dots, m$,

$$L_0 = \frac{L_{\max} + L_{\min}}{2}; \quad L_1 = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{2}.$$

Насыщение стали приводит к уменьшению L_0 и L_1 при больших токах в зоне согласования полюсов. В практических расчетах удобно пользоваться усредненными коэффициентами насыщения ξ_0, ξ_1 при L_0, L_1 [2].

Используя (3)—(5), получаем выражение для статического синхронизирующего момента ИД

$$M_{jj}(\theta) = \frac{dW_s(\theta)}{d\theta_m} = Z_p \frac{dW_s(\theta)}{d\theta} = \frac{1}{2} I^2 Z_p \frac{dL_{jj}(\theta)}{d\theta} = M_{c\max} \sin \left[\theta \pm 2 \frac{\pi}{m} (j-1) \right], \quad (6)$$

где $M_{c\max}$ — амплитуда 1-й гармоники статического синхронизирующего момента:

$$M_{c\max} = \frac{1}{2} I^2 Z_p \xi_1 L_1 = \frac{1}{4} I^2 Z_p L_{\max} \left(1 - \frac{1}{k_R} \right). \quad (7)$$

Значение ξ_1 зависит от формы магнитопровода, воздушного зазора и МДС. Для опытных образцов ИД типа 8/6 $\xi_1 = 0,6 \div 0,8$.

Превращение электрической энергии в механическую происходит только за счет переменной составляющей фазной индуктивности, т.е. L_1 , зависящей от соотношения реактансов K_R .

Если ИД выполняются с малыми числами полюсов и относительно большими воздушными зазорами, то магнитные проводимости и индуктивности $L_{jj}(\theta)$ изменяются по законам, близким к трапециoidalным, что по (6) дает прямоугольную форму $M(\theta)$.

Выражением (6) удобно пользоваться при анализе пульсаций фазных составляющих момента в m -фазных ВИП, если построить совмещенные кривые $M(\theta)$ для всех фаз ($j = 1, 2, \dots, m$). Следует отметить, что для $m = 3$ и 6 пульсации момента соответствуют пульсациям выпрямленного напряжения в нулевой и мостовой схемах трехфазных выпрямителей соответственно.

Циклическая коммутация фаз ($A \rightarrow B \rightarrow C \rightarrow \dots \rightarrow A$) трехфазного ИД (рис.1,б) вызывает угловые повороты векторов потока статора Φ_A, Φ_B, Φ_C (по часовой стрелке) и зубчатого ротора (против часовой стрелки). Обратная коммутация реверсирует двигатель.

Угловая частота вращения вала связана

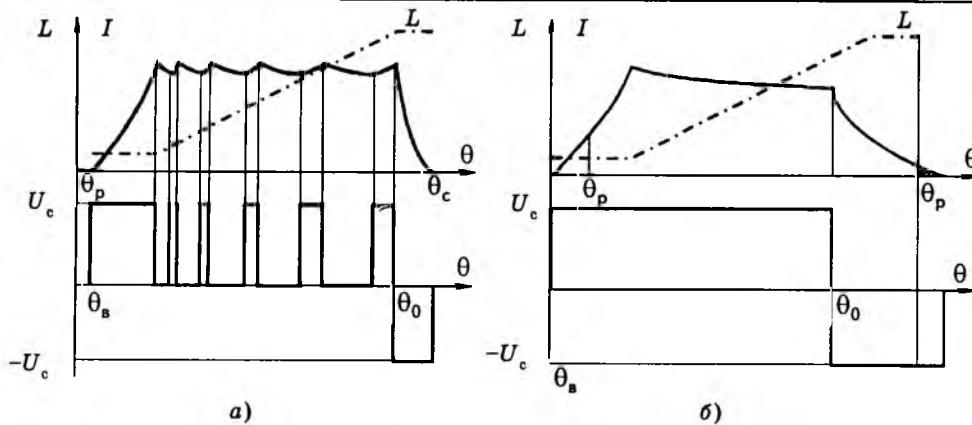


Рис.2. Формы тока и напряжения:

a — при релейном управлении ВИП при $\omega \geq \omega_n$; *b* — при фазном при $\omega \geq \omega_n$; L , i — индуктивность и ток фазы; U , U_c — напряжение звена постоянного тока и конденсатора фильтра ($U \leq U_c$); θ_p , θ_c — углы рассогласования и согласования магнитных θ_b , θ_0 — углы включения и отключения цепи фазы

с частотой инвертора f_u , как

$$\omega = \frac{2\pi}{Z_p} f_u = \frac{\pi(Z_c - Z_p)}{Z_p} f_u. \quad (8)$$

Частоты вращения результирующего потока статора и ротора ИД имеют разные величины и знаки, что также характерно для большинства индукторных машин в современных ВИП.

Особенность вентильного управления ИД состоит в том, что фазировка и разрешающая способность датчика положения ротора связываются с пространственным сдвигом собственных индуктивностей фаз $L_{jj}(\theta)$, что и подчеркивается в названии SRD [4, 7].

На рис.2 показаны упрощенные кривые тока I , напряжения U и индуктивности фазы L_{jj} в функции угла $\theta = \omega t$. Фаза включается при минимальной индуктивности (θ_B), что обеспечивает формированный рост тока до значения, установленного релейным регулятором тока $I_{p.t}$ (рис.2, а) или ШИМ-напряжения. При оптимальном угле включения θ_B ток фазы достигает IPT к моменту нарастания $L(\theta)$ (точка излома кривой). Отключение фазы (θ_0) производится до магнитного согласования осей зубцов — θ_c так, чтобы реактивный ток, протекающий через обратные диоды инвертора к конденсатору фильтра, успел снизиться до нуля. Дальнейшее затягивание тока (заштриховано на рис.2, б) вредно, так как при $\theta > \theta_c$ момент и ЭДС вращения E меняют знак.

Процессы, показанные на рис.2, соответствуют одному рабочему такту ВИП; за один оборот ротора их количество составляет mZ_p . С ростом числа фаз уменьшаются пульсации момента, но усложняется датчик положе-

ния, пропорционально сокращаются угловые и временные интервалы включения каждой фазы. Например, для ИД типа 6/4 и 8/6 средние углы проводимости $\theta_B - \theta_0$ составляют 80° и 15° , соответственно. Время включения фазы связано со скоростью ω как

$$t = \frac{\theta_B - \theta_0}{\omega}, \quad (9)$$

и вдвое меньше для четырехфазного ИД, чем для трехфазного при той же скорости вращения.

При ограниченном уровне питающего напряжения U и росте скорости амплитуда и форма тока определяются электромагнитными переходными процессами, а не релейным регулированием среднего напряжения или тока фазы. Именно эту скорость принято считать для ВИП номинальной. При $\omega \geq \omega_n$ мгновенные токи называются "однопульсными" (рис.2, б), а их регулирование осуществляется только фазным сдвигом углов θ_B , θ_0 . Обычно при низких скоростях i_e фазы включаются с отставанием от углов θ_{pi} , а при высоких ω углы θ_{bi} могут опережать θ_{pi} (как на рис.2, б).

Из рассмотренных соотношений можно сделать выводы, полезные для электромагнитных расчетов ИД:

- произведение mZ_p является своеобразным коэффициентом электромеханической редукции скорости и углового положения, чем широко пользуются в промышленных шаговых и вентильных приводах для увеличения момента, снижения колебательности и т.д.

- Традиционные машины переменного тока, в том числе спроектированные для

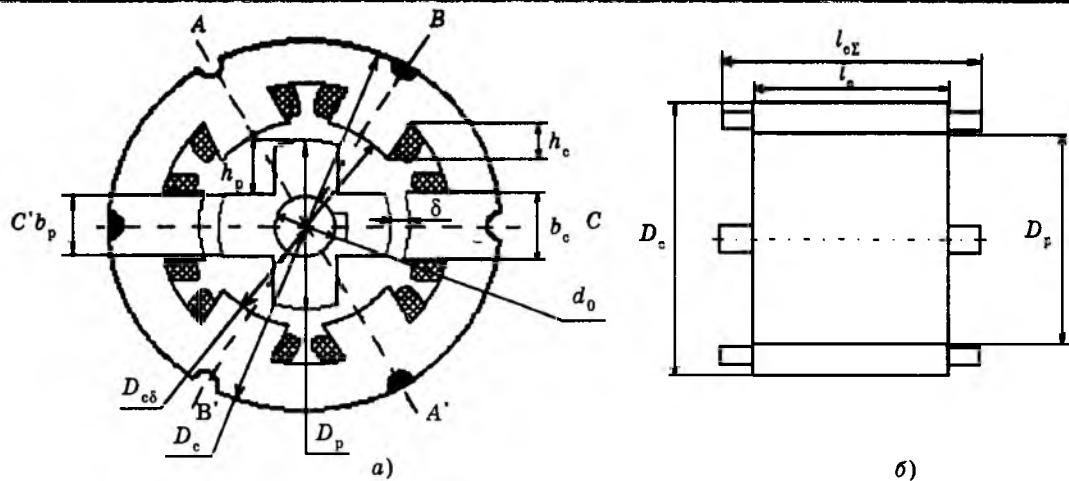


Рис.3. Основные элементы конструкции ИД типа 6/4:

A, B, C, A', B', C' — катушки фаз; $D_c, D_{c\delta}, D_p, d_0$ — внешние и внутренние диаметры стали и статора и ротора; b_p, h_c, h_p — ширина и высота полюсов; $l_c, l_{c\Sigma}$ — длина пакета стали общая длина с учетом лобовых частей катушек

питания от стандартного инвертора, имеют 3 (реже 2) фазы. ИД питаются однополярными импульсами тока, что позволяет выполнять инверторы с разными схемами, имеющими от m до $2m$ ключей на фазу [2, 4, 5, 6, 20]. Именно это обстоятельство позволяет рассматривать число фаз m в качестве переменного параметра при проектировании ИД в зависимости от назначения ВИП.

Современные транзисторные преобразователи позволяют обеспечить требуемую форму токов и напряжений ИД, а микропроцессорные алгоритмы управления — вид механических характеристик, динамические режимы работы и т.д. Это позволяет на этапе инженерного проектирования ИД исключить общепринятые расчеты пусковых токов, перегрузочных способностей, частоты сети и т.д. В качестве исходных величин можно принять ограниченное количество технических данных, которые принимаются за номинальные:

1. Мощность P_n , кВт.
2. Напряжение питания инвертора U_n , В.
3. Номинальная и максимальная частоты вращения ω_n (n_n) и ω_{max} (n_{max}).
4. КПД — η_n .

На рис.3 показаны поперечный (а) и продольный (б) разрезы трехфазного двигателя типа 6/4 с обозначением основных элементов конструкции, которые следует определить. Выемки на внешнем диаметре статора D_c необходимы для жесткой фиксации пакета в корпусе или сварки его (по осям B, A', C') в бескорпусном исполнении.

Задачей электромагнитного расчета ИД является выбор его основных параметров:

1. Главных размеров статора (диаметров $D_c, D_{c\delta}$ и длины l_c) и ротора (D_p, d_0, l_c).

2. Электромагнитных и тепловых нагрузок.

3. Числа фаз m , полюсов ротора Z_p и статора Z_c .

4. Воздушного зазора δ , мм.

5. Формы и размеров полюсов статора и ротора.

6. Обмоточных данных фазных катушек.

Определение главных размеров ИД, как и обычных электрических машин, можно выполнить, пользуясь выражением для "машинной постоянной" [17] или справочными таблицами для удельных сил и моментов.

Электромагнитный момент определяется по номинальным данным:

$$M_{zm} = \frac{P_n}{\eta_n \omega_n}, \text{ Н}\cdot\text{м}. \quad (10)$$

M_{zm} для возбужденной пары полюсов зависит от их площади, диаметра расточки $D_{c\delta}$, магнитодвижущей силы МДС катушек (Iw) и индукции B_δ в воздушном зазоре.

Полагая на предварительном этапе расчета равной бесконечности проводимость стали, можно представить максимальную индукцию при согласованном положении полюсов:

$$B_{\delta max} = \frac{\mu_0 Iw}{2\delta}, \text{ Тл}, \quad (11)$$

где I — амплитуда тока в режиме ограничения, А; w — число витков фазы; $\mu_0 = 0,4 \cdot 10^{-6}$ Гн/м; δ — воздушный зазор, м.

МДС обычно выражают через линейную электрическую нагрузку:

$$A = \frac{2mIw}{\pi D_{c\delta}}, \text{ А}/\text{м}. \quad (12)$$

В [16] выведено выражение для "машинной постоянной" ИД C_m , устанавливающей связь между размерами статора (рис.3) и электромагнитными нагрузками:

$$\frac{D_{c\delta}^2 l_c \omega_n}{P_n} = \frac{1270}{k_I^2 \eta_n (B_{\delta \max} A)} = C_m, \left[\frac{\text{м}^3 \cdot 1/\text{с}}{\text{kВт}} \right]. \quad (13)$$

Значение числителя C_m приведено для ИД средней мощности. Удовлетворительный результат можно получить при использовании постоянной Арнольда C для АД [17].

Рекомендуется использовать повышенные значения расчетной индукции $B_{\delta \max}$ (более 1 Тл) и в зубцах (до 3 Тл) для ИД с относительно малыми воздушными зазорами. Амплитуда B_{\max} снижается в ИД при регулировании углов коммутации и скорости.

$K_I = 0,75 \div 0,85$ — коэффициент, зависящий от формы однополярного тока (рис.2).

Линейная электрическая нагрузка зависит от способа охлаждения и может быть принята на 10—20% большей, чем у АД соответствующей мощности из-за отсутствия потерь в роторе [16, 17].

Из (13) рассчитывается произведение $D_{c\delta}^2 l_c$. Задавшись отношением длины пакета l_c к диаметру расточки статора $D_{c\delta}$

$$l_c/D_{c\delta} \approx 0,5 \div 2,0, \quad (14)$$

можно найти их значение для нескольких вариантов. При меньших отношениях $l_c/D_{c\delta}$ ухудшается магнитная симметрия, из-за влияния потоков рассеяния от лобовых частей обмотки. Отношение наружного D_c и внутреннего диаметров зависит от типа ИД, P_n , ω_n и может лежать в пределах:

$$D_{c\delta} = (0,45 \div 0,65) D_c. \quad (15)$$

В практике проектирования серийных машин наружный диаметр однозначно связан с высотой оси вращения. Это облегчает выбор главных размеров статора ИД, так как опытные образцы двигателей обычно выполняются в корпусах АД и диаметр D_c известен заранее.

В [4] главные размеры ротора D_p , I_c определяются по справочным данным, полученным в Великобритании при проектировании серийных и опытных ИД для разных областей применения. С этой целью используются расчетные коэффициенты момента, удельная тангенциальная сила σ на единицу площади ротора или удельный момент M_{ud} , связанные между собой соотношениями:

$$M_{ud} = \frac{M_{zm}}{V_{rot}} = \frac{M_{zm}}{\frac{\pi}{4} D_p^2 l_c} = 2\sigma, \text{ Н}\cdot\text{м}/\text{м}^3. \quad (16)$$

В табл.1 приведены средние значения удельного момента M_{ud} .

В первых трех позициях используется преимущественно естественное охлаждение. Из табл.1 и периодической печати 90-х годов следует, что ИД при улучшении охлаждения имеют весьма высокие удельные моменты и мощности, которые ранее казались недостижимыми из-за насыщения стали. В аэрокосмических РЭП по весогабаритным показателям они не уступают таким высокоподтвержденным по материалам машинам, как СВД с возбуждением от магнитов.

Выбрав из табл.1 численное значение M_{ud} по (16), можно рассчитать $D_p^2 l_c$. Далее с помощью выражений (14) и (15) определяются объемы пакетов стали статора и ротора и их размеры.

Обоснование типа полюсной структуры представляет более сложную и неоднозначную задачу с учетом многих противоречивых факторов. О влиянии числа фаз и зубцов ротора (т.е. mZ_p) на характеристики и элементы ВИП упоминалось выше. Увеличение m до 5—6 существенно снижает пульсации мгновенного момента и скорости при относительно простых схемах инвертора и алгоритмах работы регулятора тока [2, 4, 6]. Увеличение мощности ИД сопровождается ростом площади сечения меди сосредоточенных катушек, что отрицательно оказывает на их охлаждении и приводит к возрастанию абсолютных значений реактансов и постоянных времени фазных обмоток ($T_B = L_{min}/R$, $T_0 = L_{max}/R$). Затягивается время электромагнитных переходных процессов, что уменьшает действующие значения токов и фазных моментов на ограниченных интервалах (9) рабочих тактов инвертора с ростом скорости.

В машинах, имеющих большее чем на рис.3 число катушек на фазу, удается отчасти компенсировать отмеченные недостатки. Например, у трехфазных ИД типа 12/8 и 12/10 4 катушки фазы располагаются на взаимно перпендикулярных или рядом расположенных полюсах, что сокращает и их сечения и длины контуров магнитных потоков, т.е. потери в ярме статора и ротора. Уменьшаются также амплитуды радиальных

сил, действующих на полюса статора и вызывающих вибрацию листов стали. Именно поэтому в Италии разработана серия общепромышленных трехфазных ВИП типа 12/8, 12/10 ($P_n = 4\div160$ кВт; $n_n = 3000$ об/мин) с высокими технико-экономическими показателями [9].

Наиболее распространены для малой и средней мощностей двигатели типа 6/4 и 8/6. В табл.2 приведены некоторые, рекомендованные из практики соотношения D_p/D_c и средние значения дуг полюсов статора и ротора для трехфазных и четырехфазных двигателей [4].

Данными табл.2 следует пользоваться для выбора исходного варианта типа и размеров магнитопровода, которые уточняются в процессе дальнейших расчетов. По дуге β_c определяется ширина полюсов и паза статора:

$$b_{zc} = D_{ci} \sin(\beta_c/2), \quad b_{n.c} = \frac{\pi D_{c\delta}}{Z_c} - b_{zc}. \quad (17)$$

Аналогичные выражения для ротора:

$$b_{zp} = D_p \sin(\beta_p/2), \quad b_{n.p} = \frac{\pi D_p}{Z_p} - b_{zp}. \quad (18)$$

Табл.2 отражает типичную зависимость D_p/D_c и β_p/β_c от числа фаз и соотношения Z_c/Z_p . Численные значения этих величин могут отличаться от рекомендуемых и зависят от конкретного технического задания к ИД.

Из табл.2 следует, что $\beta_p > \beta_c$; это позволяет увеличить площадь паза под обмотку. Выбор размеров полюсов и особенно оптимального зазора имеет принципиальное значение с точки зрения технологичности из-

готовления и габаритной мощности ИД. Неоправданное увеличение воздушного зазора приводит к росту МДС катушек и номинальных данных ключей инвертора.

В ИД средней мощности зазоры составляют 0,3—0,5 мм и близки к воздушным зазорам АД аналогичного исполнения. Машины, предназначенные для повышенных ускорений и скоростей вращения, обычно выполняются с минимально возможным диаметром ротора и более высоким соотношением l_c/D_p , что требует увеличения δ . В [4] для грубой оценки зазора предлагается выбирать его значение равным $5 \cdot 10^{-3} D_p$, если $l_c/D_p \leq 1$, и увеличивать δ до $1 \cdot 10^{-2} D_p$ при $l_c/D_p \leq 2$.

Высота зубцов статора h_c и ротора h_p связаны с высотой их ярма, размеры которого выбираются в зависимости от типа фазной обмотки и возможных циклов коммутации [2, 21]. Обычно высота ярма берется в пределах $(0,5\div0,7)b_{zp}$, так как при возбуждении пары полюсов (рис.1) по нему проходит 50% рабочего потока. Одновременное возбуждение фаз и разные способы соединения катушек в ИД 6/4 и 8/6 позволяют сократить длину контуров потока, но увеличивают результирующий поток в ярме, что должно учитываться при выборе его сечения.

Определив диаметр ярма статора $D_{a.c}$, можно рассчитать высоту зубцов h_c и площадь паза S_n :

$$h_c = \frac{D_{a.c} - D_{c\delta}}{2},$$

$$S_n = \frac{\pi}{4Z_c} (D_{a.c}^2 - D_{c\delta}^2) - b_c h_c. \quad (19)$$

Таблица 1

Исполнение и области применения	Малые ИД полностью закрытые	Общепромышленные ИД (1—100 кВт)	Серводвигатели (для следящего ЭП)	Аэрокосмические двигатели	Мощные ИД (с жидкостным охлаждением)
$M_{уд}$, кН·м/м ³	1,96—5,6	2,36—5,6	11,8—39,3	23,6—58,9	78,5—196

Таблица 2

Число фаз m	Число полюсов статора N_c	Z_p	D_p/D_c	Дуга полюса статора β_c , град	Дуга полюса ротора β_p , град
3	6	4	0,5	30	32
3	12	8	0,57	16	15
4	8	6	0,53	23	21

Размеры ярма ротора приходится находить из компромиссного соотношения между диаметрами d_0 и $D_{я,р}$. Глубина паза ротора, т.е. высота зубца h_p относительно $D_{я,р}$ должна быть достаточной для достижения высоких значений магнитной несимметрии K_R . При этом $h_p \geq (20-30)\delta$. Внутренний диаметр, т.е. диаметр вала желательно брать побольше, чтобы снизить вибрации и акустических шумов ротора. Повышенной прочностью вала должны обладать быстроходные удлиненные ИД. Существует приближенная формула для оценки первой критической скорости, которая должна существенно превышать n_{\max} :

$$n_{\max} = 3,67 \cdot 10^5 \frac{d_0}{l_b \sqrt{G l_b}}, \text{ об/мин}, \quad (20)$$

где d_0 — диаметр вала, см; l_b — длина вала между подшипниками, см; G — масса ротора, г.

Обмоточные данные фазной катушки рассчитываются по амплитуде тангенциального усилия F_{\max} на один полюс

$$F_{\max} = \frac{M_{\max}}{2D_p/2} = \frac{k_m M_{\phi}}{D_p}, \text{ Н}\cdot\text{м}, \quad (21)$$

где $k_m = 2,5 \div 4$; для ИД типа 6/4 и 8/6. Коэффициент k_m устанавливает отношение между максимальным моментом от возбужденной фазы и средним значением момента. Точное значение k_m зависит от скважности и формы тока фазы. В [18] приведено соотношение между F_{\max} и амплитудой МДС:

$$Iw = \sqrt{\frac{F_{\max} \delta}{l_c \mu_0}}, \quad (22)$$

где I — амплитуда тока в режиме ограничения при $\omega \leq \omega_n$ зависит от типа инвертора, условий охлаждения и т.д., w_k — число витков катушки.

При выборе диаметра провода должна учитываться допустимая по нагреву плотность тока:

$$J = \frac{I_{\phi} w}{k \cdot 0,5 S_n} \leq J_{\text{доп}}, \text{ А/мм}^2, \quad (23)$$

где $k_s = 0,35 \div 0,45$ — коэффициент заполнения меди; I_{ϕ} — действующий ток, зависящий от скважности и формы тока, $I = (\sqrt{3}-2)I_{\phi}$ для прямоугольных токов ИД

6/4 и 8/6 при одиночной коммутации; $J_{\text{доп}} = 4 \div 10 \text{ А/мм}$ в зависимости от исполнения и режима работы ИД при естественном охлаждении.

Сопротивление катушки

$$R_k = \rho_{20} k_t \frac{4l_{cp} w}{\pi d_{np}^2}, \quad (24)$$

где $\rho = 0,017 \text{ Ом}\cdot\text{мм}^2/\text{м}$ — удельное сопротивление меди; $k_t = 1,25$ — температурный коэффициент; l_{cp} — средняя длина витка; d_{np} — диаметр провода.

Собственная индуктивность катушки фазной обмотки является функцией магнитной проводимости пары полюсов $\lambda(\theta)$

$$L_{k(\theta)} = w_k^2 \lambda(\theta), \quad (25)$$

где $\lambda(\theta)$ — проводимость зубцовой зоны, зависящая не только от угла, но и от МДС из-за локального насыщения стали.

Расчет $\lambda(\theta)$ является весьма трудоемкой задачей и выполняется по специальным программам ЭВМ. Для этого используются аналитические выражения (например, формулы замещающих углов) или универсальный метод конечных элементов (рис. 1, a), с помощью которого моделируются плоские и объемные поля с учетом насыщения стали [18, 16].

Выходы

1. Изложенная методика успешно использовалась при проектировании опытных макетов трех- и четырехфазных двигателей. Следует отметить, что определение параметров и характеристик ИД, перечисленных выше, требует значительного количества итерационных расчетов, сравнения вариантов и в полной мере возможно лишь с использованием ЭВМ.

2. В МЭИ разработан иерархический ряд компьютерных моделей ИД, учитывающих основные нелинейности двигателя и алгоритмы управления ВИП, что позволяет проектировать электроприводы с заданными свойствами [13—15, 22].

Список литературы

1. Новые направления развития регулируемых ЭП/ М.Г.Бычков, Л.М.Миронов, В.Ф.Козаченко и др./ // Приводная техника. 1997. № 5.

2. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями/ Б.А.Ивоботенко, В.П.Рубцов, Л.А.Садовский, В.К.Цаценкин. М.: Энергия, 1971.

3. Ильинский Н.Ф. Перспективы применения вентильно-индукторного привода в современных технологиях// Электротехника. 1997. № 2. С.2—3.

4. Miller T. SRM and Their Control. Oxford University Press, 1993.
5. Pollock C., Williams B. Power Convertor for SRM with minimum Number of switches//IEEE Proc. 1990. № 6. Vol. 137. P. 294—373.
6. Michallides A., Pollock C. Design and Performance of High Effec. 5ph SRD//Proc. EPE. 1995. Vol. 3. P.3.143—3.148.
7. Lawrenson P.A. Brief Status Review of Swiched Reluctance Drives//EPE Journal. 1992. Vol.2 № 3. P. 134—144.
8. Horper E. The development of SRM Applications //PCIM Europe. Sept/Oct. 1995. P.236—241.
9. Grondonal. SR Motors from Italy//PCIM Europe. Jan. 1994. P. 18—20.
10. Lipo T. Advanced Motor Technologies: Converter Fed Machines//IEEE Trans. 1997. P. 204—222.
11. Vagati A. Advanced Motor Technologies: Synchronous Motors and Drives//IEEE Trans. 1997. P. 223—247.
12. Курбасов А.С. Параметры синхронных реактивных электродвигателей//Электричество. 1994. № 5. С. 58—62.
13. Бычков М.Г. Элементы теории ВИП//Электричество. 1997. № 8.
14. Бычков М.Г., Ильинский Н.Ф., Кисельникова А.В. Расчет механических характеристик ВИП. М.: МЭИ, 1997. С.16—29.
15. Садовский Л.А., Черенков А.В. Разработка математической модели ВИП. М.: МЭИ, 1997. С. 30—40.
16. Ся Беньчун. Разработка и исследование вентильных реактивных двигателей. Автореф. дисс. на соиск. канд.техн.наук. М.: МЭИ, 1995.
17. Бергер А.Я. Выбор главных размеров электрических машин. М.: Энергия, 1972.
18. Кузнецов В.А. Усилия, действующие на зубцы электрических машин//Тр. МЭИ. 1992. Вып. 656. С. 3—11.
19. Кононенко Е.В. Синхронные реактивные машины. М.: Энергия, 1990.
20. Ивоботенко Б.А., Козаченко В.Ф. Проектирование шагового электропривода. М.: МЭИ, 1985.
21. Ивоботенко Б.А., Ильинский Н.Ф., Копылов И.П. Планирование эксперимента в электромеханике. М.: Энергия, 1975.
22. Бычков М.Г. Алгоритм проектирования вентильно-индукторного привода и его компьютерная реализация//Электротехника. 1997. №2. С. 11—12.

Частотный пуск синхронной машины с применением тиристорной системы возбуждения¹

А.И.АБДУЛКАДЫРОВ, канд.техн.наук

Азербайджанская ГНА

Рассмотрено тиристорное пусковое устройство, определяющим преимуществом которого является отсутствие слаживающего дросселя. Его функции выполняет обмотка возбуждения синхронной машины, включенная последовательно между выпрямителем и инвертором. Другим не менее важным достоинством этого устройства является применение штатного оборудования тиристорной системы возбуждения для частотного пуска синхронной машины. Анализируются коммутационные процессы на начальном этапе пуска.

С увеличением единичной мощности синхронных машин (СМ) применение традиционных способов их пуска в ряде случаев становится затруднительным. Все чаще для их разгона используется частотный способ с помощью тиристорных преобразователей частоты. Существенным недостатком этого способа является сравнительно высокая стоимость.

В этой связи возникла необходимость поиска новых решений проблемы частотного пуска СМ, одним из которых является применение тиристорной системы возбуждения в качестве пускового устройства путем введения в нее дополнительного оборудования [1—3].

На рис.1 приведена схема тиристорного пускового устройства (ТПУ), главным достоинством которого является отсутствие слаживающего дросселя и дополнительного тиристорного выпрямителя для питания обмотки возбуждения СМ на период пуска [3]. Она представляет собой по существу реверсивную систему возбуждения с выпрямителями 7 и 8 синхронной машины 1, у которой на статорной обмотке 4 выполнены отпайки 14. На схеме (рис.1) 2 — датчик положения ротора 3, 15 — обмотка возбуждения, 21 — блок управления. В систему возбуждения дополнительно введены коммутационные аппараты 12, 13, 18 и 19, с помощью которых реализуется схема ТПУ, где преобразователь 7 выполняет функции выпрямителя, а преобразователь 8 — функции

¹ Печатается в порядке обсуждения.

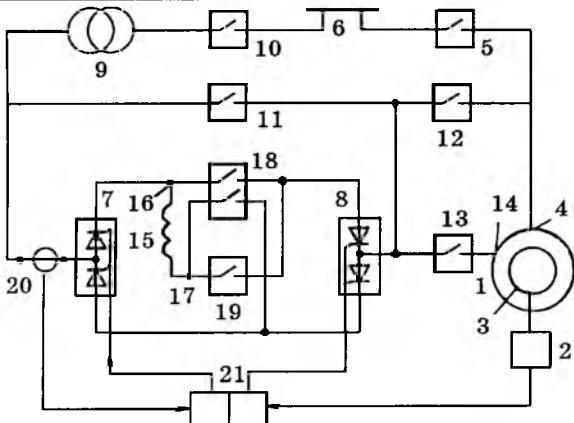


Рис.1.

инвертора. Из коммутационных аппаратов в режиме пуска функционируют 10, 12 (или 13) и 19. С помощью последнего обмотка возбуждения включается последовательно между тиристорными преобразователями 7 и 8, образуя совместно преобразователь частоты.

На начальном этапе пуска СМ с целью увеличения электромагнитного вращающего момента выход ТПУ подключается непосредственно к обмотке статора (с помощью коммутационного аппарата 12). По мере разгона ЭДС машины возрастает и при достижении ею некоторого заданного значения выход ТПУ переключается к отпайке этой обмотки. Вместо отпайки в обмотке статора можно использовать дополнительную обмотку, размещенную в тех же пазах, что и обмотка статора. Такое решение является более перспективным, так как дополнительную обмотку можно было бы использовать в качестве резервного источника питания системы возбуждения.

Проектирование и создание таких ТПУ требует решения комплекса научно-технических задач. Наиболее важной из них является исследование частотного пуска на начальном этапе — в зоне искусственной коммутации инвертора. Необходимость принудительного прерывания тока на входе инвертора приводит к искажению формы кривой тока статора, импульсы которого имеют трапециoidalную, а в рассматриваемом случае — даже пилообразную форму.

В результате уменьшается как действующее значение первой гармоники фазного тока статора, так и постоянная составляющая тока возбуждения и, как следствие, электромагнитный момент.

Для анализа процесса пуска применена следующая математическая модель системы

"ТПУ — синхронная машина" [4]. Выпрямитель представляется своей внешней характеристикой

$$u_b = u_d - [(3/\pi)x_t + r_b]i_b,$$

где $u_d = u_{d0} \cos \alpha$; i_b — ток в той паре фаз обмотки статора, которая в данный момент времени подключена к инвертору.

Тиристоры инвертора выполняют роль ключей, подключающих поочередно к выходу выпрямителя две те или иные фазы обмотки статора в последовательности, задаваемой датчиком положения ротора (ДПР).

Синхронная машина представляется дифференциальными уравнениями, записанными в фазных координатах статора. Поскольку в данной схеме ТПУ две те или иные фазы обмотки статора образуют с обмоткой возбуждения последовательный контур, то эти уравнения, например, для комбинации fBC с током i_b , имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} \Psi_{fBC} &= (x_{BC} + \frac{2}{3}x_{12d} + K_1(x_f + x_{12d}))i_b + \\ &\quad + (x_{ad} + x_{12d})i_{1d} - x_{1q}i_{1q}; \\ \Psi_{1d} &= (\frac{2}{3}x_{12d} + K_1x_{ad})i_b + x_{1d}i_{1d}; \\ \Psi_{1q} &= -\frac{2}{3}x_{12q}i_b + x_{1q}i_{1q}; \end{aligned} \quad (1)$$

$$\frac{d\Psi_{fBC}}{dt} = u_d - (r_{BC} + K_1r_f)i_b;$$

$$\frac{d\Psi_{1d}}{dt} = -r_{1d}i_{1d};$$

$$\frac{d\Psi_{1q}}{dt} = -r_{1q}i_{1q};$$

$$\frac{d\omega}{dt} = (m - m_e)/T_j;$$

$$\begin{aligned} m &= -\frac{2}{3}i_b[(K_1i_b + i_{1d})Kx_{ad} \cos(\gamma + \gamma_1) + \\ &\quad + K_i_{1q}x_{ad} \sin(\gamma + \gamma_1)]; \end{aligned}$$

$$\gamma = \gamma_0 + \int_0^t \omega dt;$$

$$i_f = K_1i_b.$$

Рассматривается неявнополюсная СМ, в которой

$$x_{BC} = 2x_d; r_{BC} = 2r + r_b + (3/\pi)x_t;$$

$$x_{12d} = \sqrt{3}x_{ad}K \sin(\gamma + \gamma_1); x_{12q} = \sqrt{3}x_{ad}K \cos(\gamma + \gamma_1),$$

Кроме того, $x_{1d} = x_{1q}$; $K_1 = \sqrt{2}I_h/(x_{ad}I_{fxx})$.

В приведенных уравнениях коэффициент K и угол сдвига фаз γ_1 зависят от того, какая пара фаз обмотки статора подключена к инвертору ТПУ и определяется по [4].

Решая три первых уравнения системы (1) относительно тока i_b , находим:

$$i_b = \frac{1}{x_c} \Psi_{fBC} - \frac{x_{ad} + x_{12d}}{x_c x_{1d}} \Psi_{1d} + \frac{x_{12q}}{x_c x_{1q}} \Psi_{1q}, \quad (2)$$

где

$$x_c = 2x_d + K_1 x_f + \left(K_1 + \frac{2}{3} \right) x_{12d} - (x_{ad} + x_{12d}) \times \\ \times \left(K_1 x_{ad} + \frac{2}{3} x_{12d} \right) / x_{1d} - \frac{2}{3} x_{12q}^2 / x_{1q}. \quad (3)$$

Выполним аналитический расчет тока статора в зонах нарастания и спадания на этапе искусственной коммутации инвертора при условии, что в моменты подключения фаз обмотки статора к инвертору производится полное открывание выпрямителя ($u_d = u_{d0}$). Для этого воспользуемся принципом постоянства потокосцепления, в соответствии с которым в уравнении (2) $\Psi_{1d} = \Psi_{1d0} = 0$, $\Psi_{1q} = \Psi_{1q0} = 0$. Кроме того, из четвертого уравнения системы (1)

$$\Psi_{fBC} = \Psi_{fBC0} + u_{d0}t = u_{d0}t,$$

так как $\Psi_{fBC0} = 0$.

При этих условиях

$$i_b = u_{d0}t/x_c. \quad (4)$$

Преобразуем выражение для x_c :

$$x_c = 2x'_{d1d} + \left(\frac{2}{3} + K_1 \right) K \sqrt{3} x'_{a1d} \sin(\gamma + \gamma_1) + \\ + K_1 x'_{f1d}, \quad (5)$$

где $x'_{d1d} = x_d - (x_{ad}^2/x_{1d})$; $x'_{a1d} = x_{ad} - (x_{ad}^2/x_{1d})$; $x'_{f1d} = x_f - (x_{ad}^2/x_{1d})$.

Из уравнения (4) время нарастания тока i_b до значения тока уставки регулятора i_{b0} :

$$t_h = i_{b0}x_c/u_{d0}. \quad (6)$$

С учетом (5) окончательно имеем:

$$t_h = i_{b0} \left[2x'_{d1d} + \left(\frac{2}{3} + K_1 \right) K \sqrt{3} x_{ad} \sin(\gamma + \gamma_1) + \right. \\ \left. + K_1 x'_{f1d} \right] / u_{d0}. \quad (7)$$

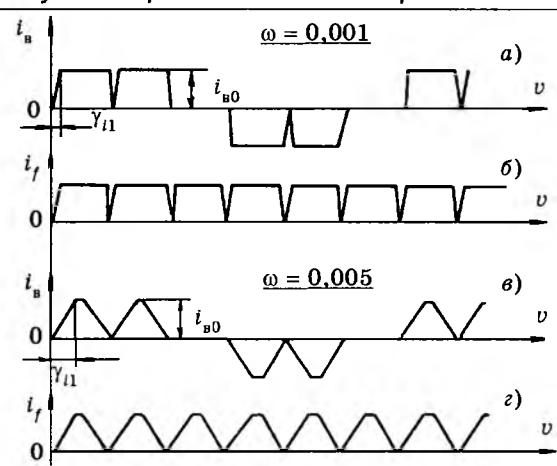


Рис.2.

Анализ выражения (5) показывает, что при наличии ДПР x_c в моменты подачи напряжения оказывается для всех комбинаций фаз приблизительно одинаковым и практически не зависит от частоты вращения.

Результаты расчетов свидетельствуют (рис.2, таблица), что при разгоне СМ в зоне искусственной коммутации ток статора изменяется от почти прямоугольной (при $\omega \approx 0$) до пилообразной (при $\omega \geq 0,045$ о.е.). Ток возбуждения состоит из однополярных импульсов той же формы.

Найдем действующее значение фазного тока статора с учетом линейного изменения тока при нарастании и спадании, приняв время спадания тока (t_e) равным времени нарастания (t_h):

$$I = K_i I_{d0} = \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{8\gamma_h}{3\pi}} I_{d0}, \quad (8)$$

где $\gamma_h = \omega t_h$, рад, назовем углом коммутации.

При пилообразной форме тока ($\gamma_h \geq \pi/6$):

$$K_i = \sqrt{2\pi/18\gamma_h}. \quad (9)$$

Обратим внимание, что выражения (8) и (9) при $\gamma_h = \pi/6$ дают одинаковый результат $K_i = 0,471$.

Найдем постоянную составляющую тока возбуждения

$$I_f = K_{fy} I_{d0} = \left(1 - \frac{3\gamma_h}{\pi} \right) I_{d0}, \quad (10)$$

где K_{fy} назовем коэффициентом преобразования тока возбуждения.

При $\gamma_h \geq \pi/6$

$$K_{fy} = \pi/12\gamma_h. \quad (11)$$

В общем случае, когда $t_e \neq t_h$, выражения

(8)–(11) соответственно примут вид:

при $\gamma_h + \gamma_c < \pi/3$

$$K_i = \sqrt{\frac{2}{3}} - \frac{4(\gamma_h + \gamma_c)}{3\pi}; K_{if} = \left[1 - \frac{3(\gamma_h + \gamma_c)}{2\pi} \right];$$

при $\gamma_h + \gamma_c \geq \pi/3$ (12)

$$K_i = \frac{\sqrt{2} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma_c \right)}{3\gamma_h}; K_{if} = \frac{\pi}{6(\gamma_h + \gamma_c)},$$

где $\gamma_c = \omega t_c$.

Найдем действующее значение первой гармоники тока:

$$I_1 = K_{i1} I_{d0},$$

где $K_{i1} = A_1 / \sqrt{2}$; $A_1 = \sqrt{(A'_1)^2 + (A''_1)^2}$;

$$A'_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi\gamma_h\gamma_c} [\gamma_c \sin(\gamma_h + \frac{\pi}{6}) + \gamma_h \cos\gamma_c - (\gamma_1 + 0,5\gamma_c)]; \quad (13)$$

$$A''_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi\gamma_h\gamma_c} [\gamma_c \cos(\gamma_h + \frac{\pi}{6}) + \gamma_h \sin\gamma_c - \frac{\sqrt{3}}{2}\gamma_c].$$

Кроме того, $\phi_1 = \arctg(A''_1/A'_1)$.

Данные выражения получены для случая, когда углы нарастания (t_h) и спадания (t_c) не равны, а импульсы тока имеют трапециoidalную форму ($\gamma_h + \gamma_c < \pi/3$).

При пилообразной форме импульсов тока,

т.е. при $\gamma_h + \gamma_c \geq \frac{\pi}{3}$

$$A'_1 = \frac{2\sqrt{3}(\gamma_h + \gamma_c)}{\pi\gamma_h\gamma_c} \left[\sin \left(\frac{\gamma_h}{\gamma_h + \gamma_c} \frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6} \right) - \frac{2\gamma_h + \gamma_c}{2(\gamma_h + \gamma_c)} \right];$$

$$A''_1 = \frac{2\sqrt{3}(\gamma_h + \gamma_c)}{\pi\gamma_h\gamma_c} \left[\cos \left(\frac{\gamma_h}{\gamma_h + \gamma_c} \frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6} \right) - \frac{\sqrt{3}\gamma_c}{2(\gamma_h + \gamma_c)} \right]. \quad (14)$$

Проведем сопоставительный анализ выражений (8), (9) с выражениями (13) и (14) при $\gamma_h = \gamma_c = 0,3$ рад и $\gamma_h = \gamma_c = 0,6$ рад.

Соответственно получаем:

$$K_i = 0,642; K_{i1} = 0,566;$$

$$K_i = 0,411; K_{i1} = 0,348.$$

Видна сравнительно большая разница между K_i и K_{i1} . Это означает, что расчеты

следует вести по первой гармонике тока статора.

Электромагнитный момент подсчитывается по формуле:

$$m = \sqrt{2} K_{1i} K_{if} i_{d0} i_f x_{ad}(i) \cos\psi, \quad (15)$$

где

$$i_{d0} = I_{d0} / \sqrt{2} I_h; \quad i_f = I_{d0} / (I_{fx.x} x_{ad}).$$

Здесь $x_{ad}(i) = x_{ad}$.

Установлено, что в зоне искусственной коммутации угол ψ равен углу коммутации γ_h , т.е. $\psi = \gamma_h$.

В таблице приведены результаты расчета частного пуска с помощью рассматриваемого ТПУ синхронного компенсатора с продольно-поперечным возбуждением с параметрами по [5]. При расчете параметров тиристорной системы возбуждения для данной машины кратности форсировки возбуждения по основной обмотке были выбраны: по напряжению $K_{ufd} = 3$; по току $K_{ifd} = 2$. Пуск осуществлялся при $I_{d0} = I_{fdx.x} = 1100$ А.

Пусковые параметры	Угловая частота вращения ω , о.е.					
	0,001	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05
t_h , рад	12	12	12	12	12	12
γ_h , рад	0,012	0,12	0,24	0,36	0,48	0,60
K_i	0,810	0,751	0,680	0,601	0,509	0,411
K_{i1}	0,772	0,697	0,629	0,525	0,432	0,348
K_{if}	0,989	0,885	0,771	0,656	0,542	0,436
m , о.е.	0,0901	0,0726	0,0556	0,0380	0,0245	0,0146

Приведенные в таблице значения врачающего момента являются достаточными для успешного пуска данного компенсатора. Покажем это.

Момент сопротивления на валу (о.е.)

$$m_c = m_{tp} + m_{cn} \omega^2, \quad (16)$$

где m_{tp} — момент трогания; m_{cn} — момент сопротивления на валу при номинальной частоте вращения, $m_{cn} = 0,0034$ о.е.

Анализируя существующие различные данные, например [6], можно с уверенностью сказать, что $m_{tp} \leq 0,05$ о.е. Известно также, что когда ротор приходит во вращение, момент трогания почти скачкообразно уменьшается до нуля. После трогания ротора, если пренебречь второй составляющей $m_{cn} \omega^2$, то получим пуск вхолостую.

Установлено, что естественная коммутация инвертора ТПУ при работе на всей обмотке статора (такой пуск назовем прямым) ста-

новится возможной уже при $\omega \geq 0,02$ о.е. При переходе на естественную коммутацию инвертора формы тока возбуждения и тока статора значительно улучшаются, вследствие этого действующее значение первой гармоники тока статора и постоянная составляющая тока возбуждения возрастают ($\gamma \leq \pi/24$, $K_{11} = 0,780$, $K_{f\gamma} = 1$). При прямом пуске с $I_{d0} = I_f = I_{fx.x} = \text{const}$ и $\beta_0 = \pi/6$ имеем момент 0,082 о.е., который далее не изменяется. При некотором значении частоты вращения (в рассматриваемом примере $\omega = 0,05$ о.е.) напряжение статора становится равным напряжению на вторичной стороне выпрямительного трансформатора ТПУ и его выход следует переключить на отпайку обмотки статора (коэффициент отпайки $K_0 = 0,05$). При прочих равных условиях это приводит к уменьшению момента в $1/K_0$ раз (расчетное значение $m = 0,0045$ о.е.). Полученное значение момента обеспечивает пуск, но существенно затягивает его (общая длительность пуска без синхронизации составляет приблизительно 10 мин).

С целью сокращения времени разгона целесообразно сохранить схему прямого пуска и использовать автоматическое регулирование возбуждения (АРВ) по закону $i = \text{const}$ на зажимах обмотки статора. Это практически не влияет на коммутационные процессы инвертора, но значительно увеличивает среднее значение момента. В диапазоне изменения частоты вращения 0—0,5

о.е. имеем $m_{cp} = 0,02$ о.е. Общая продолжительность разгона (без учета времени синхронизации) снижается до 6 мин. Однако при $\omega \geq 0,5$ о.е. момент уменьшается настолько, что более приемлемым становится пуск при работе ТПУ на отпайку обмотки статора.

Основной вывод, который можно сделать на основе полученных результатов, состоит в том, что применение тиристорных пусковых устройств на базе использования штатного оборудования тиристорной системы возбуждения позволяет значительно упростить схему частотного пуска сверхмощных синхронных машин.

Список литературы

1. А.с. 1145442 СССР. Электропривод переменного тока/А.И.Абдулкадыров, М.М.Расулов, С.И.Логинов и др.///Открытия. Изобретения. 1985. № 24.
2. А.с. 1660123 СССР. Энергосистема переменного тока/А.И.Абдулкадыров, Г.А.Гусейнов, Т.К.Касумова //Открытия. Изобретения. 1991. № 24.
3. А.с. 1686674 СССР. Устройство для пуска энергосистемы переменного тока/А.И.Абдулкадыров, Г.А.-Гусейнов, Т.К.Касумова, Т.А.Абдулкадыров//Открытия. Изобретения. 1991. № 39.
4. Расчет процесса пуска обратимого агрегата ГАЭС от статического преобразователя частоты/Г.А.Бесчастнов, А.М.Карпов, Т.М.Нэмени, Г.С.Семенова//Электричество. 1980. № 3.
5. Каспаров Э.А., Хачатуров А.А., Шакарян Ю.Г. Моделирование частотного пуска синхронного компенсатора КСП-320-2//Электричество, 1989. № 5.
6. Сыромятников И.А. Режимы работы асинхронных и синхронных электродвигателей. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963. С.505.

Асинхронно-вентильный каскад с инвертором в цепи статора и общим звеном постоянного тока

В.Н.МЕЩЕРЯКОВ, канд.техн.наук, В.В.ФЕДОРОВ, инж.

Липецкий ГТУ

Среди систем асинхронно-вентильного каскада (АВК) одной из наиболее перспективных для механизмов, работающих с резко-переменными нагрузками, является система с последовательным возбуждением двигателя [1]. В то же время использованный в ней принцип последовательного соединения обмоток статора и ротора двигателя в общую электрическую цепь может быть реализован с помощью других схемных решений.

На рис.1 приведена схема асинхронно-вентильного каскада, в которой обмотка статора двигателя подключена к выходу автономного инвертора, обмотка ротора двигателя подключена ко входу нерегулируемого выпрямителя, еще один регулируемый выпрямитель подключен к питающей сети, оба выпрямителя, инвертор, а также сглаживающий реактор соединены в общую цепь постоянного тока. В результате обеспечиваются условия для протекания по обмоткам ста-

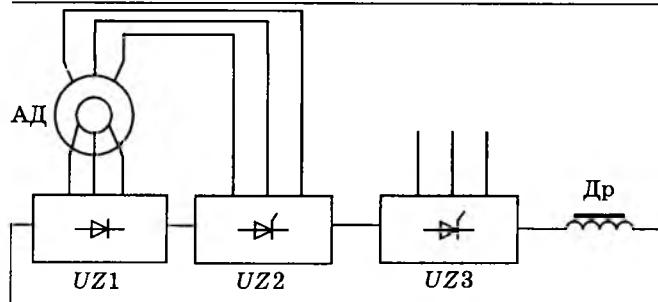


Рис.1. Схема асинхронно-вентильного каскада с инвертором в цепи статора и общим звеном постоянного тока:

UZ1 — нерегулируемый роторный выпрямитель; *UZ2* — инвертор; *UZ3* — регулируемый выпрямитель

тора и ротора двигателя токов разной частоты, но одинаковой амплитуды, при этом энергия скольжения передается из цепи ротора непосредственно в цепь статора.

Для аналитических исследований электропривода необходимо сделать некоторые допущения, позволяющие упростить математическую модель.

1. Магнитная цепь двигателя ненасыщена.

2. Токи и напряжения в обмотках двигателя считаем синусоидальными, все электромагнитные процессы рассматриваем, принимая во внимание только действующие значения первых гармоник фазных токов и напряжений в обмотках двигателя.

3. Потери энергии в стали двигателя не учитываются.

4. Уравнительные токи, замыкающиеся через вентили преобразователей, минуя обмотки ротора, отсутствуют.

Уравнение баланса напряжений в цепи постоянного тока имеет вид:

$$U_{0d} - U_{1d} + U_{2d} = I_d R_d + \Delta U_d, \quad (1)$$

где U_{0d} — напряжение на выходе регулируемого выпрямителя; U_{1d} — напряжение на входе инвертора; U_{2d} — напряжение на выходе нерегулируемого выпрямителя, включенного в цепь ротора двигателя; I_d — ток в выпрямленной цепи; R_d — активное сопротивление сглаживающего реактора; ΔU_d — падение напряжения на вентилях схемы.

Для цепи обмотки статора уравнение баланса напряжения в установившемся режиме имеет вид:

$$\bar{U}_1 = \bar{I}_1 R_1 + j \bar{I}_1 x_1 + \bar{E}_1, \quad (2)$$

где \bar{U}_1 — напряжение, подведенное к обмотке статора двигателя, модуль которого

равен напряжению на выходе инвертора; \bar{I}_1 — ток в обмотке статора; \bar{E} — ЭДС обмотки статора; R_1 — активное сопротивление обмотки статора; x_1 — индуктивное сопротивление обмотки статора.

Для цепи обмотки ротора двигателя уравнение баланса напряжений в установившемся режиме имеет вид:

$$\bar{U}_2 = \bar{I}_2 R_2 + j \bar{I}_2 x_2 s + \bar{E}_{2k}, \quad (3)$$

где \bar{U}_2 — добавочное напряжение, введенное в цепь ротора, равное напряжению на входе нерегулируемого выпрямителя; \bar{I}_2 — ток в обмотке ротора; \bar{E}_{2k} — ЭДС обмотки неподвижного ротора; R_2 — активное сопротивление обмотки ротора; x_2 — индуктивное сопротивление обмотки ротора; s — скольжение.

С учетом приведения параметров обмотки ротора к обмотке статора уравнение (3) принимает вид:

$$\frac{\bar{U}'_2}{s} = \frac{\bar{I}'_2}{s} R'_2 + j \bar{I}'_2 x'_2 + \bar{E}'_{2k}, \quad (4)$$

где

$$\bar{U}'_2 = \bar{U}'_2 k_e; \bar{I}'_2 = \frac{\bar{I}'_2}{k_e}; R'_2 = R_2 k_e^2; x'_2 = x_2 k_e^2; \quad (5)$$

k_e — коэффициент трансформации двигателя.

Для электромагнитной цепи асинхронного двигателя:

$$\bar{I}_1 + \bar{I}'_2 = \bar{I}_m; \bar{E}_1 = -\bar{E}_{2k} = j x_m \bar{I}_m, \quad (6)$$

где \bar{I}_m — ток намагничивания; x_m — индуктивное сопротивление контура намагничивания.

С учетом сделанных допущений параметры уравнения (1) связаны с параметрами уравнений (2) и (3) соотношениями:

$$\begin{aligned} I_1 &= k_{v_1} I_d; I_2 = k_{v_2} I_d; \\ U_1 &= \frac{U_{1d}}{k_{v_1}}; E_1 = \frac{E_{1d}}{k_{v_1}}; \end{aligned} \quad (7)$$

$$U_2 = \frac{U_{2d}}{k_{v_2}}; E_2 = \frac{E_{2d}}{k_{v_2}},$$

где k_{v_1} — коэффициент, связывающий действующие значения токов и напряжений в обмотке статора с их соответствующими значениями в выпрямленной цепи с учетом коммутации; k_{v_2} — коэффициент, связыва-

ющий действующие значение токов и напряжений в обмотке ротора с их соответствующими значениями в выпрямленной цепи с учетом коммутации.

Для мостовой схемы выпрямителя и инвертора можно принять [2]:

$$k_{v_1} = k_{v_2} = k_{cx} \frac{3}{\pi} = 0,815 \frac{3}{\pi}. \quad (8)$$

Падение напряжения вследствие коммутации будем учитывать при приведении параметров цепей переменного тока к выпрямленной цепи, считая, что в выпрямленную цепь введено эквивалентное добавочное сопротивление:

$$R_k = \frac{3x}{\pi}, \quad (9)$$

где x — индуктивное сопротивление в цепи переменного тока.

При отсутствии уравнительных токов в схеме, когда ток проходит через вентили преобразователей, минуя обмотки двигателей, модули токов в обмотках статора и ротора равны между собой:

$$I_1 = I_2 = I'_2/k_e. \quad (10)$$

Приведя параметры уравнений (2) и (3) к выпрямленной цепи и подставив эти выражения в уравнение (1), получим:

$$U_{0d} - E_{1d} + E_{2dk}s = I_d \left[\left(R_d + \frac{\Delta U_d}{I_d} \right) + 2R_1 k_{cx}^2 + 2R_2 k_{cx}^2 + 3(x_1 + x_2 s) / \pi \right] = I_d R_s, \quad (11)$$

где R_s — эквивалентное сопротивление всех элементов схемы, приведенное к выпрямленной цепи.

Для определения зависимости между током I_d выпрямленной цепи и ЭДС обмоток ротора E_{2kd} и статора E_1 приведем все параметры электропривода к цепи обмотки ротора.

Уравнение баланса напряжений будет иметь вид:

$$\frac{\bar{E}_{\text{доб}}}{k_{v_1}s} = I'_2 \frac{R'_{2s}}{s} + jI'_2 x'_2 + \bar{E}_{2k}; \quad (12)$$

$$k_e E_{\text{доб}} = (-E_1 + U_{d0}) / k_{v_1}, \quad (13)$$

где R_{2s} — эквивалентное активное сопротивление, приведенное к цепи ротора; $E_{\text{доб}}$ — добавочная ЭДС, введенная в цепь ротора.

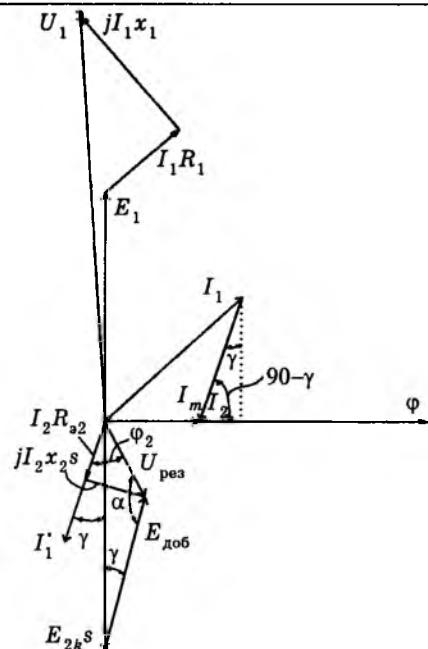


Рис.2. Векторная диаграмма системы электропривода

Падение напряжения на эквивалентном сопротивлении в цепи ротора назовем результирующим напряжением обмотки ротора:

$$\bar{U}'_{\text{рез}} = \bar{I}'_2 R'_{2s} + j \bar{I}'_2 x'_2. \quad (14)$$

Уравнениям (11) и (6) соответствует векторная диаграмма, приведенная на рис.2. На векторной диаграмме обозначены углы между векторами.

В системах АВК векторы I_2 и $E_{\text{доб}}$ параллельны.

Из треугольника напряжений в обмотке ротора получено следующее соотношение:

$$\sin(\gamma) = \frac{I_2 x'_2 s}{E_{2k} s} = \frac{I_1 x_2 k_e}{E_1}. \quad (15)$$

Из треугольника, образованного векторами токов I_1 , I_2 , I_m , согласно теореме косинусов получим:

$$\begin{aligned} \sin(\gamma) &= -\cos(\beta) = \frac{I_1^2 \left(1 - \frac{1}{k_e^2} \right) - I_m^2}{2 \frac{I_1}{k_e} I_m} = \\ &= \frac{I_1^2 \left(1 - \frac{1}{k_e^2} \right) - \left(\frac{E_1}{x_2} \right)^2}{2 \frac{I_1}{k_e} I_m}. \end{aligned} \quad (16)$$

Решив совместно уравнения (13) и (14), получим соотношения:

$$I_1 = E_1 K = E_1 \sqrt{\frac{1}{x_m^2 \left(1 - \frac{1}{k_e^2}\right) - 2x_2 x_m}} ; \quad (17)$$

$$K = \sqrt{\frac{1}{x_m^2 \left(1 - \frac{1}{k_e^2}\right) - 2x_2 x_m}} . \quad (18)$$

Можно отметить, что в рассматриваемой системе электропривода коэффициент K , связывающий ток и ЭДС в обмотке статора двигателя, определяется только параметрами самого двигателя.

Подставив выражение (17) в уравнение (11), получим соотношение между переменными цепи постоянного тока:

$$I_d = \frac{U_{0d}}{R_s + K \frac{(1 - k_e s)}{k_{v_1}}} . \quad (19)$$

Статические электромеханические характеристики электропривода $I_d = f(s)$, построенные в относительных единицах, приведены на рис.3, а. Здесь:

$$I_d^* = \frac{I_d}{I_{1n}} ; \quad U_{0d}^* = \frac{U_{0d}}{U_{1n}} . \quad (20)$$

Механические характеристики электропривода в системе АВК при работе мостового в режиме 1 можно рассчитать по формуле [2]:

$$M = \frac{1,35}{w_0} \left(E_p(s) I_d - \frac{x_p}{\sqrt{2}} I_d^2 \right) , \quad (21)$$

где $E_p(s)$ — линейная ЭДС обмотки ротора,

$$E_p(s) = \sqrt{3} E_{2k} s . \quad (22)$$

Решив совместно выражения (21), (22) и (18), получим уравнение механической характеристики:

$$M = \frac{1,35}{w_0} \left(\frac{\sqrt{3} k_{v_1} k_e}{K} s - \frac{x_2}{\sqrt{2}} \right) I_d^2 . \quad (23)$$

На рис.3, б приведены механические характеристики электропривода, построенные в относительных единицах:

$$\mu = M/M_n . \quad (24)$$

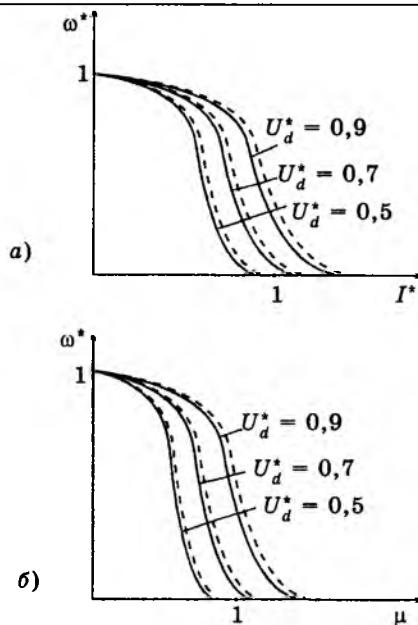


Рис.3. Статические характеристики электропривода:
а — электромеханические; б — механические

Рассматриваемая система электропривода исследовалась на экспериментальной установке с двигателем (МТКН311-8).

Экспериментальные статические электромеханические и механические характеристики электропривода показаны на рис.3 пунктирными линиями.

Результаты экспериментальных исследований подтверждают правильность методики расчета характеристик электропривода.

Статические электромеханические и механические характеристики в рассматриваемой системе АВК существенно отличаются от аналоговых характеристик обычной системы АВК [2]. При изменении подведенного напряжения U_{d0} скорость идеального холостого хода остается постоянной, изменяется только жесткость статических характеристик. Электромагнитный момент двигателя пропорционален квадрату действующего значения тока ротора.

Электропривод может найти применение на механизмах подъемно-транспортного назначения, работающих в повторно-кратковременном режиме.

Список литературы

- Шулаков Н.В., Медведев Е.И. Асинхронно вентильный каскад с последовательным возбуждением двигателя. // Изв. вузов. Электромеханика, 1988. №1. С 47—54.
- Онищенко Г.Б., Локтева И.Л. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания. М.: Энергия, 1979.

Математическая модель для исследования трехфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором как объекта регулирования и для прямого процессорного управления

Т.В.ВОЙНОВА, инж.

НПП ВНИИЭМ

Приведены передаточные функции для всех токов двигателя по питающему напряжению и для тока намагничивания по току статора, а также выражения для аналитической модели и структурная схема цифровой модели для прямого процессорного управления двигателем, позволяющая по мгновенным значениям фазных токов статора, не используя других датчиков, "измерять" скорость двигателя и тока намагничивания.

Для анализа работы и реализации алгоритмов прямого процессорного управления электроприводом с асинхронным двигателем необходимо иметь достаточно точную и быструю цифровую модель двигателя, позволяющую ее дополнить цифровыми моделями необходимых регуляторов и преобразователей частоты. Кроме того, для создания более дешевых систем регулирования желательно сократить количество датчиков при сохранении качества регулирования.

Существуют два способа анализа процессов, происходящих в электрических машинах: по схеме замещения [1, 2] и по уравнениям обобщенной двухфазной электрической машины [1,3—10]. Математическая модель асинхронного двигателя (АД), построенная на основе уравнений обобщенной электрической машины, получила наибольшее распространение. Но использование в анализе и синтезе схемы замещения АД более удобно.

На рис.1 изображена классическая Т-образная схема замещения фазы асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. Эта схема отражает процессы, происходящие в заторможенном АД, которые эквивалентны по энергетическим и электромагнитным соотношениям процессам, имеющим место в вращающемся АД. В [2] показано, что:

- режим работы заторможенного АД практически не зависит от положения ротора;
- пространственные и временные векторные диаграммы одинаковы для заторможенного и вращающегося АД;
- проекции векторов напряжений, ЭДС, токов и потокосцеплений на оси фаз статора и ротора определяют их мгновенные значения.

Целью настоящей работы является описание трехфазного АД с короткозамкнутым ротором моделью, удобной для анализа АД как объекта регулирования, для выбора законов регулирования и синтеза регуляторов, а также пригодной для прямого процессорного управления.

Записав по рис.1 ($r_m = 0$ — с частичным учетом магнитных потерь) в операторной форме выражение, обратное входному сопротивлению фазы АД, получим выражение $I_{1\Phi}(p)$ по питающему напряжению фазы статора $U_{1\Phi}(p)$:

$$W_{1\Phi}(p) = \frac{I_{1\Phi}(p)}{U_{1\Phi}(p)} = \frac{\frac{1}{r_1} \left[p \frac{L'_2 + L_m}{r'_2} s + 1 \right]}{p^2 \frac{L_1[L'_2 + L_m] + L_m L'_2}{r_1 r'_2} s + p \left[\frac{L'_2 + L_m}{r'_2} s + \frac{L_1 + L_m}{r_1} \right] + 1} \quad (1)$$

Эту же передаточную функцию можно получить и другим способом.

Уравнения напряжений статора u_s и ротора u_r трехфазного АД для неподвижной системы координат статора, в которой удоб-

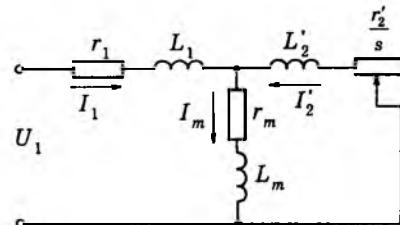


Рис.1. Т-образная схема замещения фазы АД с короткозамкнутым ротором с учетом магнитных потерь $s = (\omega_1 - \omega_2)/\omega_1$ и $s = 2 - (\omega_1 - \omega_2)/\omega_1$ для токов и напряжений соответственно прямой и обратной последовательности

нее исследовать АД [3], имеют вид

$$\left. \begin{aligned} u_s &= R_s i_s + \frac{d}{dt} \Psi_s; \\ u_{rs} &= R_{rs} i_{rs} + \frac{d}{dt} \Psi_{rs} = 0, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где

$$u_s = \begin{bmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \\ u_{1c} \end{bmatrix}; \quad i_s = \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix}; \quad \Psi_s = \begin{bmatrix} \Psi_{1a} \\ \Psi_{1b} \\ \Psi_{1c} \end{bmatrix};$$

$$u_r = \begin{bmatrix} u_{2a} \\ u_{2b} \\ u_{2c} \end{bmatrix}; \quad i_r = \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix}; \quad \Psi_r = \begin{bmatrix} \Psi_{2a} \\ \Psi_{2b} \\ \Psi_{2c} \end{bmatrix};$$

$R_s = r_1$, $R_{rs} = \frac{r'_2}{s}$ — соответственно активное сопротивление статора и приведенное к статору активное сопротивление ротора [2]; $i_{1a}, i_{1b}, i_{1c}, i_{2a}, i_{2b}, i_{2c}, \Psi_{1a}, \Psi_{1b}, \Psi_{1c}, \Psi_{2a}, \Psi_{2b}, \Psi_{2c}$ — соответственно токи и потокосцепления статора и ротора.

Для симметричной электрической машины с синусными обмотками

$$\left. \begin{aligned} \Psi_s &= L_s i_s + L_m i_r; \\ \Psi_r &= L_m i_s + L_r i_r, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $L_s = L_1 + L_m$; $L_r = L'_2 + L_m$; L'_2 — приведенная к статору индуктивность ротора; L_1, L_m — соответственно собственная и взаимная индуктивности фаз статора и ротора.

В уравнениях (2) взаимная индуктивность L_m статора и ротора не зависит от положения осей ротора по отношению к осям статора [2], что и обеспечивает неизменность пространственной диаграммы векторов АД в любой момент времени при любом положении ротора.

Используя (2) и операторный метод, запишем уравнения напряжений статора и ротора для одной фазы АД с короткозамкнутым ротором:

$$\left. \begin{aligned} U_{1\Phi}(p) &= I_{1\Phi}(p)[r_1 + p(L_1 + L_m)] + pL_m I'_{2\Phi}(p); \\ 0 &= I_{1\Phi}(p)pL_m + \left[\frac{r'_2}{s} + p(L'_2 + L_m) \right] I'_{2\Phi}(p), \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $p = \frac{d}{dt}$ — оператор дифференцирования;

$I'_{2\Phi}(p)$ — операторное изображение приведенного к статору тока фазы ротора.

Из уравнений (4) можно получить выражение (1) передаточной функции для фазного тока статора $I_{1\Phi}(p)$ по питающему на пряжению фазы статора $U_{1\Phi}(p)$.

Поскольку уравнения (2) можно получить из уравнений [1], описывающих АД в системе координат, вращающейся с произвольной скоростью, следует вывод о том, что Т-образная схема замещения фазы АД с короткозамкнутым ротором описывает динамику электромагнитных процессов в двигателе с той же точностью, что и уравнения для системы координат, вращающейся с произвольной скоростью.

Переход от описания динамики процессов, происходящих во вращающейся электрической машине [1], к описанию с помощью уравнений (4) для неподвижной системы координат статора, а следовательно, и Т-образной схемы замещения фазы двигателя, дает следующие преимущества: простоту, наглядность и независимость параметров от положения ротора.

Комплексные сопротивления и передаточные функции фазы АД с короткозамкнутым ротором.

По комплексному сопротивлению схемы, представленной на рис.1, получены выражения для двух моделей АД с короткозамкнутым ротором, с одинаковой точностью описывающих электромагнитные процессы и позволяющих синтезировать регуляторы.

В табл.1 приведены выражения постоянных времени, передаточных функций и комплексных сопротивлений фазы АД с короткозамкнутым ротором для моделей 1 и 2 при $r_m = 0$. Влияние r_m на характер переходного процесса весьма существенно и требует особого рассмотрения, что выходит за рамки настоящей работы.

При скольжении $s = 0$ постоянные времени и коэффициенты имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} T_0 &= T_3 = T_4 = T_2 = 0; \quad T_1 = \frac{L_1 + L_m}{r_1}; \\ T_5 &= T_6 = T_1; \quad K_1 = K_5 = K_6 = \frac{1}{r_1}; \quad K_{1m} = 1. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Поэтому фаза АД с короткозамкнутым ротором при $s = 0$ в обеих моделях описывается передаточной функцией апериодического звена:

$$W_{1\Phi}(p, s = 0) = W_{m\Phi}(p, s = 0) = \frac{K_1}{T_1(s = 0)p + 1}.$$

Модель	Наименование выражений	Выражения
	Коэффициенты усиления и постоянные времени	$K_1 = K_2 = K_3 = \text{const}; \quad K_{1m} = \text{const}$ $T_0 = f_0(s); \quad T_1 = f_1(s); \quad T_2 = f_2(s)$ $T_3 = f_3(s); \quad T_4 = f_4(s)$
1	Передаточные функции для токов фазы по питающему напряжению и комплексные сопротивления токам фазы в операторной форме	$W_{1\Phi}(p) = \frac{I_{1\Phi}(p)}{U_{1\Phi}(p)} = K_1 \frac{pT_0 + 1}{(pT_1 + 1)(pT_2 + 1)} = \frac{1}{Z_{1\Phi}(p)}$ $W_{2\Phi}(p) = \frac{I'_{2\Phi}(p)}{U_{1\Phi}(p)} = K_2 \frac{pT_4}{(pT_1 + 1)(pT_2 + 1)} = \frac{1}{Z_{2\Phi}(p)}$ $W_{m\Phi}(p) = \frac{I_{m\Phi}(p)}{U_{1\Phi}(p)} = K_3 \frac{pT_3 + 1}{(pT_1 + 1)(pT_2 + 1)} = \frac{1}{Z_{m\Phi}(p)}$
1, 2	Передаточная функция для тока намагничивания по току статора	$W_{m1\Phi}(p) = \frac{I_{m\Phi}(p)}{I_{1\Phi}(p)} = K_{1m} \frac{pT_3 + 1}{pT_0 + 1}$
2	Коэффициенты усиления и постоянные времени	$K_5 = f_7(\omega_1, s); \quad K_6 = f_8(\omega_1, s); \quad K_{1m} = \text{const}$ $T_5 = f_5(\omega_1, s); \quad T_6 = f_6(\omega_1, s)$
	Передаточные функции для токов фазы по питающему напряжению и комплексные сопротивления токам фазы в операторной форме	$W_{1\Phi}(p) = \frac{I_{1\Phi}(p)}{U_{1\Phi}(p)} = \frac{K_5}{(pT_5 + 1)} = \frac{1}{Z_{1\Phi}(p)}$ $W_{m\Phi}(p) = \frac{I_{m\Phi}(p)}{U_{1\Phi}(p)} = \frac{K_6}{(pT_6 + 1)} = \frac{1}{Z_{m\Phi}(p)}$

В работе приводятся графики для двигателя 4A100/L4Y3 со следующими данными:

$$U_n = 220 \text{ В}, P_n = 4 \text{ кВт}, I_n = 5,24 \text{ А}, n_n = 11431 \text{ об/мин}, J_n = 0,108 \text{ кг}\cdot\text{м}^2, \eta_n = 0,84, \cos\varphi_n = 0,84, p_t = 2, n_c = 1500 \text{ об/мин}, s = 5,3\%, M_{min}/M_n = 1,6, M_{max}/M_n = 2,2, M_u/M_n = 2, I_u/I_n = 6.$$

Параметры Т-образной схемы замещения двигателя 4A100/L4Y3: $L_1 = 0,00624 \text{ Гн}, L_2 = 0,0107 \text{ Гн}, L_m = 0,189 \text{ Гн}, r_1 = 1,66 \text{ Ом}, r_2 = 1,27 \text{ Ом}, r_m = 0 \text{ Ом}.$

Из диаграмм (рис.2) видно, что постоянные времени T_0, T_3 и T_4 , входящие в чисители передаточных функций, линейно зависят от относительного скольжения s . Постоянные T_1 и T_2 , входящие в знаменатели передаточных функций для токов по питающему напряжению, являются корнями квадратного уравнения. Расчет постоянных выполнялся для нескольких двигателей разных серий, T_1 и T_2 были всегда вещественны. В области неотрицательных скольжений обе постоянные с высокой точностью аппроксимируются прямыми:

$$T_1(s) = T_1(0) + [T_1(1) - T_1(0)]s;$$

$$T_2(s) = T_2(1)s, \quad 0 \leq s \leq 2.$$

Несмотря на малость постоянной времени T_2 не следует ею пренебрегать при синтезе регуляторов по модели 1 ввиду существенного влияния T_2 на точность и устойчивость модели.

Расчеты коэффициентов усиления и постоянных времени для модели 2 показали, что ток намагничивания не следует считать по передаточной функции с K_6 и T_6 , так как при некоторых скольжениях они имеют разрывный характер.

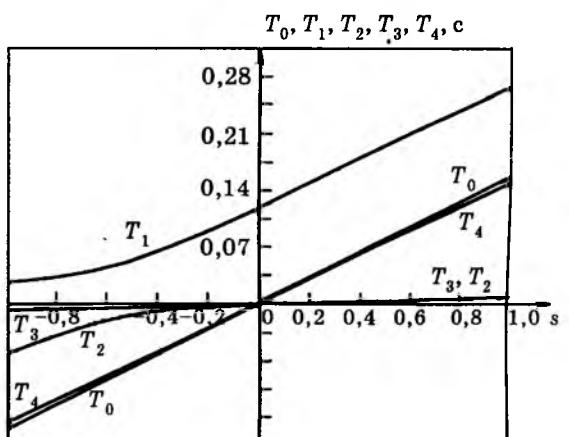


Рис.2. Диаграммы зависимостей постоянных времени T_0-T_4 двигателя 4A100/L4Y3 от скольжения

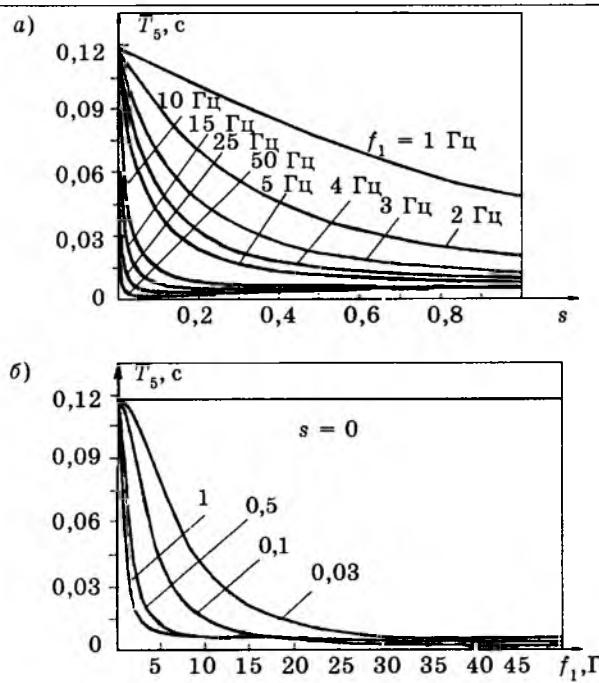


Рис.3. Диаграммы зависимостей постоянной времени T_5 двигателя 4A100/L4У3 от скольжения и частоты:
 $a — f_1 = \text{const}$; $b — s = \text{const}$

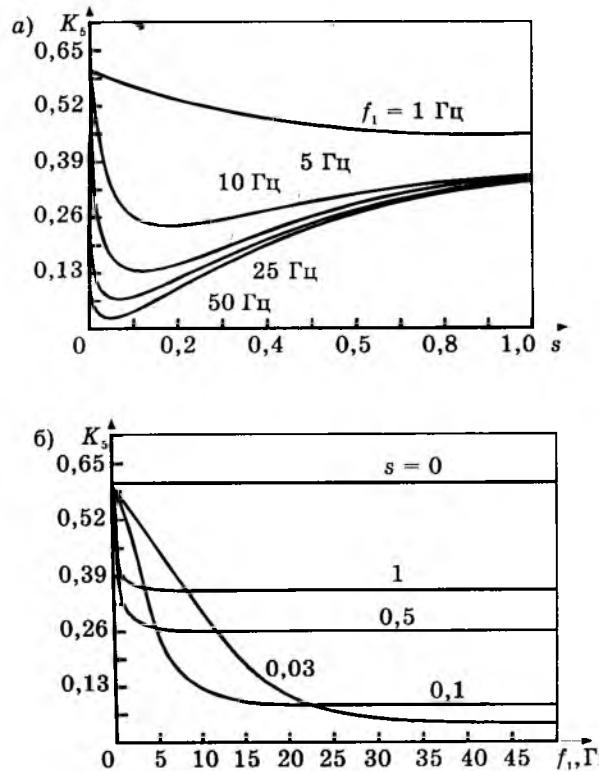


Рис.4. Диаграммы зависимостей коэффициента усиления K_5 двигателя 4A100/L4У3 от скольжения и частоты:
 $a — f_1 = \text{const}$; $b — s = \text{const}$

На рис.3 и 4 представлены диаграммы зависимостей постоянной T_5 и коэффициента K_5 от частоты и скольжения при неотрицательных скольжениях (двигательный режим). Из диаграмм видно, что на частотах

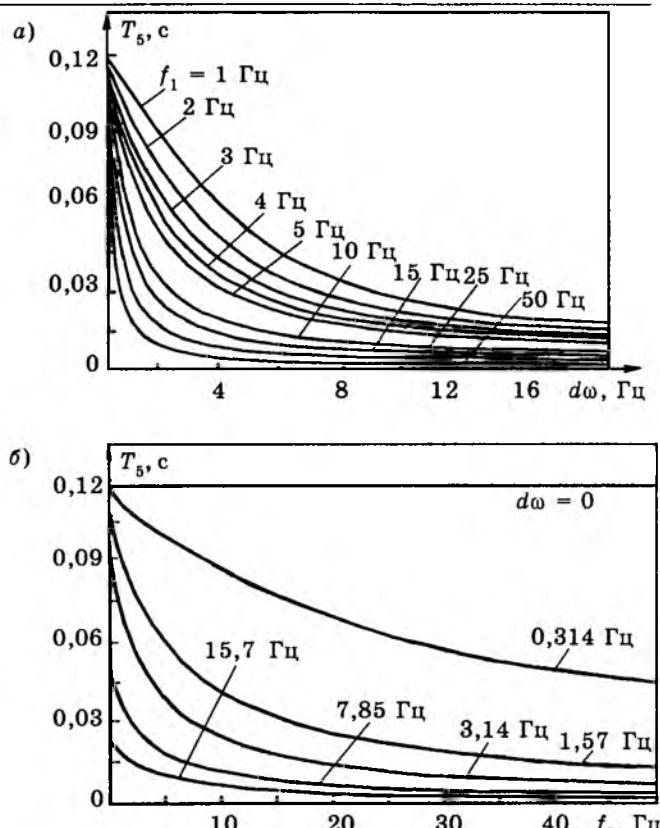


Рис.5. Диаграммы зависимостей постоянной времени T_5 двигателя 4A100/L4У3 от абсолютного скольжения и частоты:

$a — f_1 = \text{const}$; $b — d\omega = \text{const}$

тах больше 25 Гц постоянная T_5 практически не зависит ни от скольжения, ни от частоты. При скольжениях $0,5 \leq s \leq 1$ постоянная T_5 во всем диапазоне частот не зависит от скольжения и практически постоянна при частотах больше 5 Гц. Коэффициент K_5 также мало меняется при частотах более 25 Гц и скольжениях, близких к номинальному. Таким образом, при частотах более 25 Гц в диапазоне рабочих скольжений T_5 и K_5 можно считать практически постоянными.

Из рис.5 видно, что целесообразно осуществлять пуск двигателя вначале на постоянной частоте, для данного двигателя не ниже 5—10 Гц, доводя абсолютное скольжение $d\omega = \omega_1 - \omega_2$ до значения, соответствующего s_n при заданной частоте, а затем линейно (при этом $d\omega = \text{const}$) увеличивать частоту до заданного значения.

Выражения для расчета мгновенных значений фазных токов АД с короткозамкнутым ротором при синусоидальном входном сигнале. Задавшись входным воздействием в виде следующей функции:

$$u_{1\Phi}(t) = U_m \sin(\omega_1 t + \Psi),$$

Таблица 2

Модель	Наименование выражений	Выражения
1	Общее выражение для тока статора	$i_{1\phi}(t) = \frac{U_m}{Z_{1M}} [\sin(\omega_1 t + \Psi - \varphi_1) + \sin \varphi_1 (A_1 \cos \Psi - B_1 \sin \Psi)]$
2		$i_{1\phi}(t) = \frac{U_m}{Z_{1M}} [\sin(\omega_1 t + \Psi - \varphi_1) - e^{-\frac{t}{T_b}} \sin(\Psi - \varphi_1)]$
1		$i_{2\phi}(t) = \frac{U_m}{Z_{2M}} [\sin(\omega_1 t + \Psi - \varphi_2) + \sin \varphi_2 (A_2 \cos \Psi - B_2 \sin \Psi)]$ $i_{m\phi}(t) = \frac{U_m}{Z_{mM}} [\sin(\omega_1 t + \Psi - \varphi_m) + \sin \varphi_m (A_3 \cos \Psi - B_3 \sin \Psi)]$
2		$i_{m\phi}(t) = \frac{U_m}{Z_{mM}} [\sin(\omega_1 t + \Psi - \varphi_m) - e^{-\frac{t}{T_b}} \sin(\Psi - \varphi_m)]$
	Коэффициенты	$A_1 = \frac{T_1(T_1 - T_0)(\omega_1^2 T_2^2 + 1)e^{-\frac{t}{T_1}} - T_2(T_2 - T_0)(\omega_1^2 T_1^2 + 1)e^{-\frac{t}{T_2}}}{[T_0(\omega_1^2 T_1 T_2 - 1) + (T_1 + T_2)](T_1 - T_2)}$ $A_2 = \frac{T_2(\omega_1^2 T_2^2 + 1)e^{-\frac{t}{T_1}} - T_1(\omega_1^2 T_1^2 + 1)e^{-\frac{t}{T_2}}}{[\omega_1^2 T_1 T_2 - 1](T_1 + T_2)}$ $A_3 = \frac{T_1(T_1 - T_3)(\omega_1^2 T_2^2 + 1)e^{-\frac{t}{T_1}} - T_2(T_2 - T_3)(\omega_1^2 T_1^2 + 1)e^{-\frac{t}{T_2}}}{[T_3(\omega_1^2 T_1 T_2 - 1) + (T_1 + T_2)](T_1 - T_2)}$ $B_1 = \frac{(T_1 - T_0)(\omega_1^2 T_2^2 + 1)e^{-\frac{t}{T_1}} - (T_2 - T_0)(\omega_1^2 T_1^2 + 1)e^{-\frac{t}{T_2}}}{\omega_1[T_0(\omega_1^2 T_1 T_2 - 1) + (T_1 + T_2)](T_1 - T_2)}$ $B_2 = \frac{(\omega_1^2 T_2^2 + 1)e^{-\frac{t}{T_1}} - (\omega_1^2 T_1^2 + 1)e^{-\frac{t}{T_2}}}{\omega_1(\omega_1^2 T_1 T_2 - 1)(T_1 - T_2)}$ $B_3 = \frac{(T_1 - T_3)(\omega_1^2 T_2^2 + 1)e^{-\frac{t}{T_1}} - (T_2 - T_3)(\omega_1^2 T_1^2 + 1)e^{-\frac{t}{T_2}}}{\omega_1[T_3(\omega_1^2 T_1 T_2 - 1) + (T_1 + T_2)](T_1 - T_2)}$

где U_m — амплитуда питающего напряжения; Ψ — начальная фаза питающего напряжения, для фазы a $\Psi_a = \Psi_0$, фазы b $\Psi_b = \Psi_0 + \frac{2}{3}\pi$; фазы c $\Psi_c = \Psi_0 - \frac{2}{3}\pi$, и применив теорему разложения, по передаточным функциям для токов по питающему напряжению можно получить выражения для расчета мгновенных значений токов фаз АД с короткозамкнутым ротором. Эти выражения приведены в табл. 2.

Результирующие векторы токов и электромагнитный момент АД с короткозамкнутым ротором. Из теории врачающегося поля известно, что результирующие векторы токов I_s можно выразить через мгновен-

ные значения фазных токов i_a , i_b , i_c двигателя следующим образом:

$$\begin{aligned} i_s &= k \left(i_a e^{j\Psi_{aa}} + i_b e^{j\Psi_{ab}} + i_c e^{-j\Psi_{ac}} \right) = \\ &= k \left(i_a + i_b e^{j\Psi_{ab}} + i_c e^{-j\Psi_{ac}} \right), \end{aligned} \quad (6)$$

где $\Psi_{aa} = 0$; Ψ_{ab} и Ψ_{ac} — пространственный сдвиг фаз b и c по отношению к фазе a .

В симметричном АД $\Psi_{ab} = \Psi_{ac} = \frac{2}{3}\pi$.

Коэффициент k определяется из условия совпадения вещественной оси декартовых координат с фазой a двигателя при проектировании результирующего вектора на плоскость.

Наименование выражения	Несимметричный АД	Симметричный АД [1]
Коэффициент k	$k = \frac{i_a}{i_a + i_b \cos(\Psi_{ab}) + i_c \cos(\Psi_{ac})}$ $\text{Re } i_s = i_a$ $\text{Im } i_s = k(i_b \sin \Psi_{ab} - i_c \sin \Psi_{ac})$	$k = \frac{2}{3}$ $\text{Re } i_s = i_a$ $\text{Im } i_s = \frac{i_b - i_c}{\sqrt{3}}$
Любой вектор тока [1]	$i = I_M e^{i\beta}$	
Модуль вектора тока	$I_M = \sqrt{(\text{Re } i)^2 + (\text{Im } i)^2}$	
Фаза вектора тока	$\beta = \arctg \frac{\text{Im } i}{\text{Re } i}$	
Вектор тока статора	$i_1 = I_{1M} e^{i\beta_1}$	
Вектор тока ротора	$i_2 = I_{2M} e^{i\beta_2}$	
Вектор тока намагничивания	$i_m = I_{mM} e^{i\beta_m}$	

В табл.3 представлены выражения, определяющие пространственные векторы в несимметричной и симметричной электрических машинах.

При получении выражения для расчета мгновенных значений электромагнитного врачающего момента $M(t)$ воспользуемся известным его представлением через результирующие комплексные функции потокосцепления и тока:

$$M = \frac{m_2 p_t}{2} \text{Im}[\Psi_{21} i_2^*], \quad (7)$$

где m_2 — число фаз ротора; p_t — число пар полюсов;

$$\Psi_{21} = L_{21m} i_1 e^{-ix} \quad (8)$$

— результирующий вектор потокосцепления; i_2^* — вектор, сопряженный результирующему вектору тока ротора;

$$L_{21m} = \frac{m_1}{2} L_m \quad (9)$$

— взаимная индуктивность ротора под влиянием статора; m_1 — число фаз статора; I_1 — результирующий вектор тока статора; ток I_1 умножением на e^{-ix} приведен к врачающейся системе координат ротора; X — угол поворота ротора.

Подставив в (7) выражения (8), (9) и результирующие векторы токов статора и намагничивания, можно получить выражение

для момента АД в следующем виде:

$$M = \frac{m_1 m_2}{4} L_m I_{1M} I_{2M} \sin(\beta_1 - \beta_2 - X). \quad (10)$$

Моделирование на ЭВМ момента по формуле (10) подтвердило выводы авторов [1] о том, что формула момента, содержащая I_1 и I_2 , неудобна при приближенных вычислениях, так как оба тока очень велики по амплитуде, а угол $(\beta_1 - \beta_2)$, заключенный между ними, напротив, очень мал. Небольшая ошибка в определении угла может привести к неправильным выводам, в частности, о зависимости характера и времени переходного процесса от начального положения ротора, характеризующегося величиной X_0 начального смещения осей ротора по отношению к осям статора.

Подставив в (7) $i_2 = i_m e^{iX} - i_1 e^{iX}$ и учтя, что $I_1 \times I_1 = 0$, получим выражение для врачающего момента, из которого видно, что последний зависит только от амплитуд и фаз результирующих токов статора и намагничивания и не зависит от положения ротора:

$$M = \frac{m_1 m_2}{4} L_m I_{1M} I_{mM} \sin(\beta_1 - \beta_m). \quad (11)$$

Моделирование прямого пуска неподвижного симметричного АД при различных начальных фазах Ψ_a симметричной питающей сети показало независимость переходных процессов от Ψ_a .

Аналитическая модель АД с короткозамкнутым ротором базируется на выражении

1) для вычисления мгновенного значения динамического момента через выражения для мгновенных значений фазных токов (табл.2, 3) и уравнении динамики, причем точность вычисления момента определяется лишь точностью вычисления относительно скольжения s , зависящей, в свою очередь, от точности решения уравнения динамики:

$$M - \text{sign}(\omega_2) M_c = \frac{J}{p_t} \frac{d}{dt} \omega_2, \quad (12)$$

где J — приведенный момент инерции двигателя; M_c — статический момент. Уравнение (12) решается численными методами.

Из четырех наиболее простых в реализации методов дискретизации [11—13]: метода трапеций, уравнений в конечных разностях, метода Ципкина-Гольденберга с экстраполатором нулевого порядка, уравнений импульсной инвариантности — первые два при шаге дискретизации $dt = 50$ мкс дают хорошее приближение к табличному интегралу от синусоидальной функции с частотой колебаний 50 Гц.

Обе аналитические модели двигателя, реализованные по выражениям табл.2 с использованием метода трапеций для решения уравнения динамики, практически совпадают и имеют хорошую устойчивость при шаге $dt = 5\div200$ мкс. Эталонной можно считать модель двигателя, реализованную любым из двух названных методов с шагом $dt = 50$ мкс. Даже при $dt = 5$ мкс результаты моделирования практически не отличаются от результатов при $dt = 50$ мкс.

На рис.6 представлены графики переходных процессов при прямом пуске АД, полученные при аналитическом моделировании двигателя. Шаг интегрирования при решении основного уравнения динамики $dt = 200$ мкс.

Достоинства аналитической модели АД с короткозамкнутым ротором:

1. Высокая точность вычислений, делающая модель эталоном для цифровых моделей, созданных на основе Т-образной схемы замещения и уравнений Парка-Горева, описывающих электромагнитные процессы, происходящие в названном двигателе.

2. Анализ АД как объекта регулирования для выбора вида регуляторов и законов управления по следующим графикам:

- вынужденных и свободных составляющих фазных токов и потокосцеплений;

- постоянных времени и коэффициентов усиления;

- модулей и фаз векторов токов;

- частотных характеристик.

3. Синтез регуляторов тока по передаточным функциям.

4. При исследовании переходных процессов при пуске вращающегося двигателя в качестве начальных данных задается лишь скольжение по отношению к частоте на момент пуска.

Цифровая модель АД с короткозамкнутым ротором, пригодная для управления двигателем в реальном времени. Использовав выражения передаточных функций для тока фазы статора по напряжению и тока намагничивания по току статора (табл.1), выражения для результирующих векторов токов статора и намагничивания через соответствующие фазные токи (табл.2, 3), выражение (11) вращающегося электромагнитного момента через результирующие векторы токов статора и намагничивания, а также уравнение динамики (12), можно представить модель симметричного трехфазного

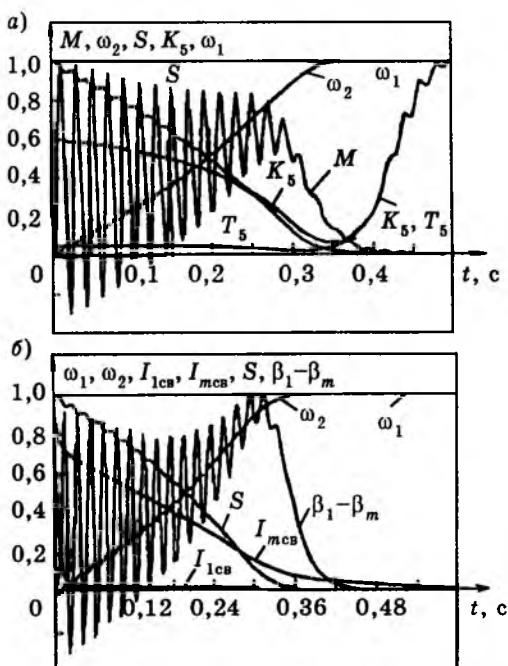


Рис.6. Прямой пуск неподвижного двигателя 4A100/L4У3 на напряжение $U_m = 380$ В, $f_1 = 50$ Гц при скачкообразном изменении частоты и $M_c = 0$ ($\omega_{1\max} = -314,1592$ рад/с; $\omega_{2\max} = 314,0918$ рад/с>):

а — $M_{\max} = 104,1316$ Нм; $T_{5\max} = 0,1175$ с; $K_{5\max} = 0,602158$; б — $I_{1\text{csmax}} = 56,890$ А; $I_{m\text{csmax}} = -3,660$ А; $(\beta_1 - \beta_m)_{\max} = 1,202$ рад

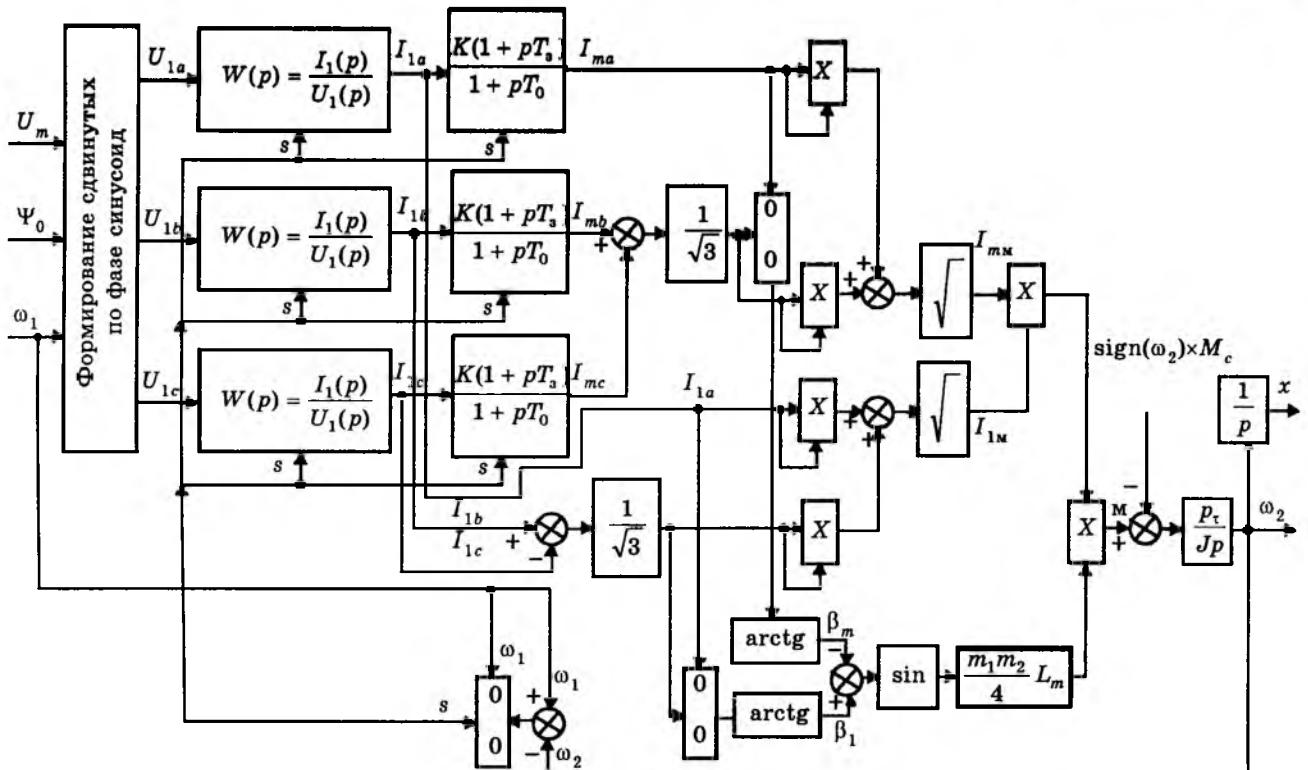


Рис.7. Структурная схема модели вращающегося АД с короткозамкнутым ротором

вращающегося АД с короткозамкнутым ротором в виде структурной схемы, изображенной на рис.7. Схема составлена в предположении, что на фазу статора подано симметричное синусоидальное напряжение $u_{1\phi}(t) = U_m \sin(\omega_2 t + \Psi)$.

Предложенная цифровая модель при использовании ее для прямого процессорного управления АД с короткозамкнутым ротором позволит по мгновенным значениям фазных токов статора, не используя других датчиков, "измерять" скорость двигателя и ток намагничивания.

Из четырех наиболее простых в реализации методов дискретизации [11—13]: метода трапеций (билинейного преобразования)

$$p = \frac{2(z-1)}{T(z+1)};$$

уравнений в конечных разностях

$$p = \frac{z-1}{Tz},$$

метода Ципкина-Гольденберга с экстраполятором нулевого порядка

$$W(z) = Z \left\{ \frac{1 - e^{-pT}}{p} W(p) \right\} = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{W(p)}{p} \right\},$$

уравнений импульсной инвариантности

$$p = \frac{z-1}{z},$$

по устойчивости и точности расчетов подошли лишь первые два, причем применительно к модели 2. В табл.4 представлены выражения для реализации двух моделей двигателя методом трапеций (модель 1) и уравнениями в конечных разностях (модель 2).

На рис.8,а представлены графики переходных процессов при прямом пуске двигателя при шаге дискретизации $dt = 1$ мс: 1 — эталонная аналитическая модель 2 (шаг $dt = 50$ мкс); 2 — модель 2 по методу трапеций; 3 — модель 2 по методу уравнений в конечных разностях; 4 — модель ЛЭТИ с уточнением по методу А.В.Башарина [6]. Наиболее близкой к аналитической модели (1 — на рис.8,а) оказалась модель 2 с дискретизацией по методу трапеций (2 на рис.8, а). Из графиков 1 и 2 видно, что "измерение" скорости по методу трапеций дает высокую точность, несмотря на существенное отличие от эталонного графика мгновенных значений момента двигателя, определенных по этому методу. Это можно объяснить высокой точностью совпадения с эталонным среднего момента, полученного при модели-

Передаточная функция по Лапласу	Модель	Ток или частота вращения
$W_1(p) = \frac{I_1(p)}{U_1(p)} = \frac{K_5}{T_5 p + 1}$ для тока статора	1	$I_1(n) = \frac{K_5 T [U_1(n) + U_1(n-1)] - I_1(n-1)(T - 2T_5)}{T + 2T_5}$
	2	$I_1(n) = \frac{K_5 T U_1(n) + T_5 I_1(n-1)}{T + T_5}$
$W_{m1}(p) = \frac{I_m(p)}{I_1(p)} = K_{m1} \frac{T_3 p + 1}{T_0 p + 1}$ для тока намагничивания	1	$I_m(n) = \frac{K_{m1} [(I_1(n)(T + 2T_3) + I_1(n-1)(T - 2T_3)) - I_m(n-1)(T - 2T_0)]}{T + 2T_0}$
	2	$I_m(n) = \frac{K_{m1} [I_1(n)(T + T_3) - I_1(n-1)T_3] + I_m(n-1)T_0}{T + T_0}$
$W_{\omega 2}(p) = \frac{\omega_2(p)}{M(p)} = K_{\omega} \frac{1}{p}$ для частоты вращения	1	$\omega_2(n) = K_{\omega} \frac{T}{2} [M(n) + M(n-1)] + \omega_2(n-1)$
	2	$\omega_2(n) = K_{\omega} T M(n) + \omega_2(n-1)$

ровании методом трапеций.

На рис.8,б представлены графики переходных процессов, полученные с помощью эталонной модели (шаг $dt = 50$ мкс) и модели 2 с дискретизацией по методу трапеций и разным шагом dt : 1 — $\omega_{2\text{тр}}$, $dt = 1$ мс; 2 — ω_2 , $\omega_{2\text{тр}}$, $dt = 50$ мкс; 3 — $M_{\text{тр}}$, $dt = 1$ мс; 4 — $M_{\text{тр}}$, $dt = 50$ мкс.

Из рис.8,б видно, что предлагаемая цифровая модель имеет хорошую устойчивость и точность при изменении шага дискретизации от 50 мкс до 1 мс. Модель становится неустойчивой при шаге, большем 1,8 мс. Повысить точность предлагаемой модели методом А.В.Башарина [6] не удается: ухудшается и точность, и устойчивость.

В табл.5 приведены сравнительные характеристики предложенных моделей. При испытании на вход моделей подавались мгновенные значения идеальной синусоиды, сдвинутой в фазах b и c на $\pm 120^\circ$.

Выводы

Предлагаемая цифровая модель АД с короткозамкнутым ротором может обеспечить:

- моделирование двигателя в реальном времени по модели 2 с применением метода трапеций без дополнительных мероприятий, повышающих точность и устойчивость модели [3, 5, 7], с хорошей точностью при шаге дискретизации, равном 1 мс;

- "измерение" скорости двигателя и тока намагничивания по мгновенным значениям фазных токов статора без использования других датчиков.

2. Аналитические модели 1 и 2 могут служить эталоном для цифровых моделей, созданных на основе Т-образной схемы замещения и уравнений Парка-Горева, описывающих электромагнитные процессы, происходящие в АД с короткозамкнутым ротором.

3. Анализ АД с короткозамкнутым ротором как объекта регулирования целесообраз-

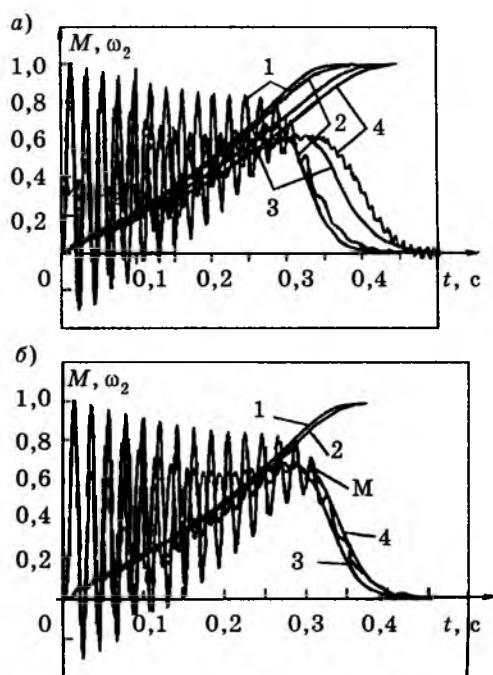


Рис.8. Прямой пуск неподвижного двигателя 4А100/L4УЗ на напряжение $U_m = 380$ В, $f_1 = 50$ Гц при скачкообразном изменении частоты, $M_c = 0$ ($dt = 50$ мкс для эталона):

а — $dt = 1$ мс для остальных моделей; б — $dt = 50$ мкс и 1 мс для модели с дискретизацией методом трапеций

Таблица 5

Сравнительные характеристики математических моделей АД с короткозамкнутым ротором ($t = 0,5$ с)

Модель	Шаг дискретизации, с	M_{\max} , Н·м	$\omega_{1\max}$, рад/с	$\omega_{2\max}$, рад/с
1 (мгновенные значения)	0,00005	104,1716	314,1592	314,1520 Эталон
	0,0002	104,1316	314,1592	314,1522
2 (мгновенные значения)	0,00005	105,5288	314,1592	314,1540 Эталон
	0,0002	105,4945	314,1592	314,1542
2 (метод трапеций)	0,00005	101,6929	314,1592	314,1539
	0,0002	101,6529	314,1592	314,1540
	0,001	100,3612	314,1592	314,1532
2 (уравнения в конечных разностях)	0,00005	101,1838	314,1592	314,1530
	0,0002	99,66995	314,1592	314,1492
	0,001	92,57418	314,1592	314,0171
ЛЭТИ	0,001	90,85761	314,1592	314,7957

но выполнять по обеим аналитически моделям, так как они дополняют друг друга.

4. Синтез цифровых регуляторов удобнее выполнять по модели 1 вследствие зависимости постоянных времени, входящих в передаточные функции, только от относительного скольжения s , в модели 2 постоянная времени и коэффициент усиления зависят одновременно и от скольжения s , и от заданной в текущий момент частоты ω_1 .

5. Разработан пакет программ, работающий на персональной ЭВМ в среде Windows и позволяющий исследовать АД с короткозамкнутым ротором, как объект регулирования.

Пакет позволяет получить в виде графиков (в будущем и текстовых файлов) следующие статические характеристики: диаграммы постоянных времени, коэффициентов усиления, фаз и модулей комплексных сопротивлений в функции s , f_1 , $d\omega = \omega_1 - \omega_2$, амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики.

Пакет программ реализует моделирование прямого пуска АД при $M_c = \text{const}$ (в том числе при $M_c = 0$) при линейном изменении U_m и f_1 или приложении скачком в отношении $U/f = \text{const}$ и заданной начальной фазе питающего напряжения. При этом двигатель может находиться в следующих режимах:

1) заторможен ($s = 1$) в течение всего времени;

2) перед пуском неподвижен;

3) перед пуском вращается после крат-

ковременного отключения (начальные данные — для моделирования по формулам для мгновенных значений — только относительное скольжение s на момент пуска).

Кроме того, реализовано моделирование ударного приложения нагрузки к врачающемуся двигателю.

Пакет программ позволяет получить графики переходных процессов следующих функций:

- фазных токов;
- вынужденных и свободных составляющих фазных токов;
- фазовых сдвигов фазных токов по отношению к питаю-

щему напряжению;

- питающего напряжения в фазе a ;
- модулей и фаз векторов токов
- фазового сдвига между векторами токов статора и намагничивания и синуса этого угла;
- проекций на оси α и β вектора потокосцепления статора и векторов токов статора и намагничивания;
- произведения модулей векторов токов статора и намагничивания;
- момента двигателя;
- относительного скольжения s ;
- угловых частот напряжения статора ω_1 и вращения ротора ω_2 , а следовательно, и абсолютного скольжения $d\omega = \omega_1 - \omega_2$;
- перемещения ротора;
- постоянных времени T_0, T_1, T_2, T_3, T_5 и коэффициента усиления K_5 ;
- модулей комплексов фазных сопротивлений двигателя.

Пакет программ будет дополнен программами моделирования двигателя при разгоне и торможении при несимметричном питающем напряжении, нелинейном M_c и несимметричном АД.

Список литературы

1. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М.: Госэнергоиздат, 1963.
2. Вольдек А.И. Электрические машины. Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1974.
3. Иосифьян А.Г., Каган Б.М. Основы следящего привода. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1954.
4. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 1987.

5. Системы подчиненного регулирования электро-приводов переменного тока с вентильными преобразователями/О.В.Слежановский, Л.Х.Дацковский, С.Кузнецов и др. М.: Энергоатомиздат, 1983.
 6. Башарин А.В., Постников Ю.В. Примеры расчета автоматизированного электропривода на ЭВМ. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. Отд-ние, 1990.
 7. Эпштейн И.И. Автоматизированный электропривод переменного тока. М.: Энергоиздат, 1982.
 8. Копылов И.П. Электромеханические преобразователи энергии. М.: Энергия, 1973.
 9. Булгаков А.А. Частотное управление асинхронными двигателями. М.: Энергоиздат, 1982.
 10. Шенфельд Р., Хабигер Э. Автоматизированные электроприводы. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. Отд-ние, 1985.
 11. Ту Ю. Современная теория управления. М.: Машиностроение, 1971.
 12. Егоров В.Н., Корженевский-Яковлев О.В. Цифровое моделирование систем электропривода. Л.: Энергоатомиздат. Ленинград. отд-ние, 1986.
 13. Мита Ц., Хара С., Кондо Р. Введение в цифровое управление. М.: Мир, 1994.
- Войнова Татьяна Васильевна** — старший научный сотрудник научно-производственного предприятия "Всероссийский научно-исследовательский институт электромеханики". Окончила в 1973 г. Московский институт инженеров железнодорожного транспорта по специальности "Автоматика и телемеханика в промышленности". Аспирант НПП ВНИИЭМ.

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

Исследование электрических биметаллических заклепочных контактов с рабочим слоем из благородных металлов

Д.М.ЗЕКЦЕР, канд.техн.наук

В настоящее время контакты с рабочим слоем из благородных металлов и их сплавов (плакированные) широко внедряются в аппаратах коммутации, управления, распределения и защиты электротехнических устройств.

Это объясняется следующими технико-экономическими факторами:

— экономией дорогостоящего и остродефицитного серебра, определяющего часто стоимость многоконтактных реле, тумблеров, кнопок, выключателей, переключателей и т.д.;

— повышением коммутационной износостойкости аппаратов при прочих равных условиях по сравнению со сплошными, например, серебряными контактами.

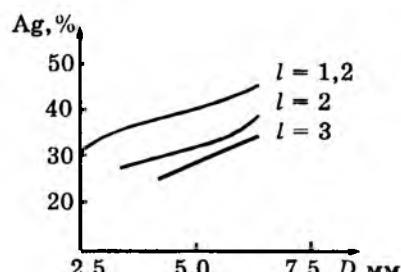
Рабочий слой контактов изготавливают, например, из серебра марки Ср999 или сплава СрНО₁I, а несущий слой контактов в основном выполняют из меди марки М1. При этом рабочий слой должен быть прочно сварен с несущим и длина сваренного участка должна быть более 0,8D. Триметаллические контакты имеют два рабочих слоя и применяются в качестве среднего контакта на переключение.

Исследования экономии серебра показали, что применение отечественных биметаллических контактов позволяет экономить серебро в пределах 54—75% (рисунок). При

этом, чем больше диаметр контакта D, тем больше содержание серебра в контакте, так как с ростом диаметра обычно увеличиваются высота головки контакта и в большинстве случаев толщина рабочего слоя. С другой стороны, чем больше длина медной ножки биметаллического контакта l, тем процентное содержание серебра в контакте меньше.

Болгарская фирма "Polycomers-96 Ltd" сообщает, что плакированные контакты позволяют сэкономить чистое серебро на 40—85% для двухслойных контактов и на 20—60% для трехслойных. При этом фирма рекомендует применять плакированные биметаллические контакты при коммутируемой нагрузке до 16A и напряжении 660В [1].

На XIV ежегодной национальной конференции по релейным устройствам, состоявшейся в Стилуотере, штат Оклахома, было



сообщено, что замена серебра для контактов многослойными материалами, в частности медью, позволяет увеличить коммутационную износостойкость на 30—50% [2].

Увеличение срока службы контактов американские специалисты объясняют тем, что наличие меди, как промежуточного материала, между серебряным рабочим слоем и металлическим контактодержателем увеличивает рассеивание тепла благодаря тому, что удельная теплоемкость меди значительно больше удельной теплоемкости серебра — $0,39 \text{ Дж}/(\text{кг}\cdot\text{град})\cdot 10^3$ вместо $0,235 \text{ Дж}/(\text{кг}\cdot\text{град})\cdot 10^3$ для серебра.

Исследование биметаллических плакированных заклепочных контактов Ср999+Си, проведенных Государственным политехническим университетом (ХПИ) [3], показали, что в исходном состоянии наблюдаемые сжимающие напряжения с рабочем слое серебра, по-видимому, обусловлены сильной пластической деформацией. Основанием для подобного заключения является большая ширина дифракционной линии участка дифрактограммы.

Найденное значение напряжения в слое серебра в исходном состоянии заметно превышает предел текучести как в отожженном состоянии ($\sigma = 4 \text{ кг}/\text{мм}^2$), так и в наклепанном ($\sigma = 8 \text{ кг}/\text{мм}^2$). Это могло бы означать, что серебро частично легировано медью. В пользу этого свидетельствует тот факт, что период решетки серебра в ненапряженном состоянии ($\sin^2\phi \approx 0,5$) равен 0,40848 нм, что ниже табличного значения для серебра 0,40862 нм.

Следовательно, можно предполагать, что износостойкость плакированных биметаллических контактов Ср999+Си равна износостойкости контактов из твердого серебра ($\text{Ag}+(3—4)\%\text{Cu}$), у которых твердость вдвое выше и поэтому температура рекристаллизации 500°C , что значительно выше температуры рекристаллизации обычных серебряных контактов: $120—140^\circ\text{C}$ (размягчение серебра).

Необходимо отметить резкое влияние на износостойкость контактов незначительного добавления компонента к серебру рабочего слоя биметаллического плакированного контакта. Например, износостойкость контактов с плакирующим слоем из серебра составляет 0,5 млн. циклов, с плакирующим слоем из сплава СрН-0,1 — 1 млн. циклов при нагрузке: ток включения 60 А, ток выключения 10 А, напряжение включения 380 В, $\cos\phi = 0,35$, частота включений в час — 1200 циклов, ПВ = 40% и напряжение выключения 357 В [5].

Список литературы

1. Двухслойные и трехслойные электрические контакты. Polysomers-96 Ltd. 1997.
2. Макдермот Т.Л., Уиллафби И.А. Новые разработки для промышленности, выпускающей реле//Электроника, 1966. № 11.
3. Создание, разработка и исследование контактных пар электромагнитных реле общепромышленного применения. ХПИ, 1991.
4. Зекцер Д.М. Об экономии электротехнических остродефицитных материалов для покрытий композиционных контактов//Электрические контакты и электроды. Национальная Академия Наук Украины, 1966.
5. ТУ 48-1-188-77. Контакты биметаллические.

Способ изготовления кабеля седловидного профиля с минеральной изоляцией

Ю.В.РЫБАКОВ, канд.техн.наук

В связи с необходимостью изготовления специальных нагревателей на основе сопротивления из никромовой жилы были разработаны кабельная конструкция нагревателя и технология его изготовления.

Нагреватель состоит из двух частей — токоподводящей и рабочей. Длина рабочего участка нагревателя определялась мощностью и сопротивлением. Для надежности то-

коподводящие концы нагревателя имеют большее сечение. Все это определило конструкцию кабеля с двумя жилами с минеральной изоляцией в виде кабеля так называемого седловидного профиля (рис.1).

Изготовление подобного кабеля переменного сечения по длине в принципе возможно тремя способами: ротационной ковкой, поперечной прокаткой и продольной пери-

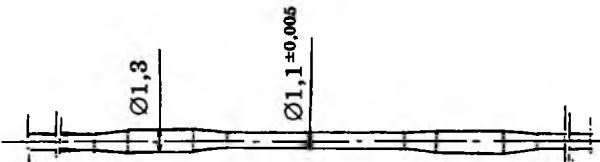


Рис.1.

дической прокаткой. Однако первые два способа для кабеля такого размера потребовали бы создания специального и дорогостоящего оборудования. Третий способ, освоенный в последние годы, уже дал весьма положительные результаты при прокатке седловидного кабеля с перепадом диаметров $6,0 \times 5,5$ и $3,0 \times 2,5$ мм. Для прокатки заданного кабеля используется скоростной прокатный стан типа ПДТК-3¹.

При этом в качестве заготовки применяли кабель постоянного сечения диаметром 1,3 мм. Для получения седловидного профиля разработаны специальные калибровки рабочих валков (рис.2) с одинаковыми входным и выходным конусами.

Калибровки обеспечили очень высокую точность диаметра утоненной части кабеля, всего $\pm 0,005$ мм. Применение такого прокатного стана, производящего перемотку кабеля из бухты в бухту, позволило изготовить кабель практически неограниченной длины с чередующимися утоненными участками сразу на несколько сотен нагревателей. После чего достаточно разрезать кабель на заготовки нагревателей без отходов. Окончательное изготовление нагревателей заключается в соединении никромовых жил сваркой со стороны утоненного конца, герметизации оболочки и освобождении жил для токоподводов со стороны большего диаметра.

Для получения необходимой точности линейных размеров отдельных участков кабеля переменного сечения к прокатному стану изготовлены специальные приспособления (рис.3). Приспособления состоят из постоянного зажима, представляющего собой стальной фланец 1 с наружной резьбой и накидной гайкой 2, внутри которой расположена резиновая втулка 3. Все детали имеют отверстие для прохождения кабельной заготовки. С помощью

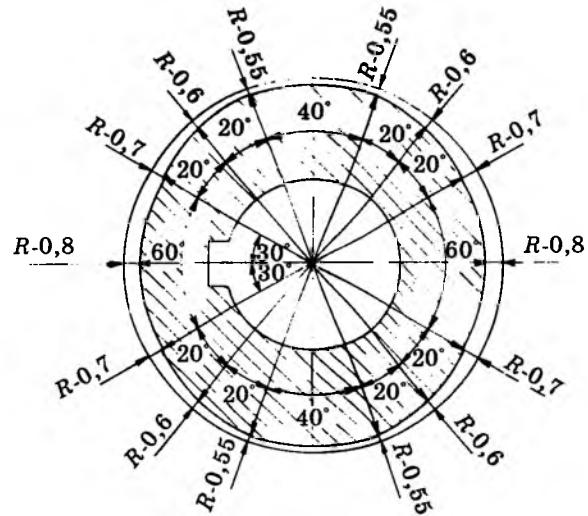


Рис.2.

накидной гайки 2 кабельная заготовка может быть прочно зажата резиновой втулкой 3, что обеспечивает постоянный натяг заготовки, а следовательно, и большую точность линейных размеров. На лобовине стана имеется фланец 4, в котором эксцентрично закреплена стальная штанга 5, на которой расположены фиксаторы N, K и M. Приспособление содержит также еще одну втулку B, которая при прокатке устанавливается на заготовке и перемещается вместе с ней. Приспособление рассчитано на кабель с протяженностью утоненного участка примерно до 1 м. Однако по такой же схеме может быть изготовлен кабель любых других размеров. Расположение фиксаторов N, K и M строго соответствует положению переходных конусов и протяженности утоненной части кабеля. При этом расстояние между фиксаторами M и N соответствует утоненной части,

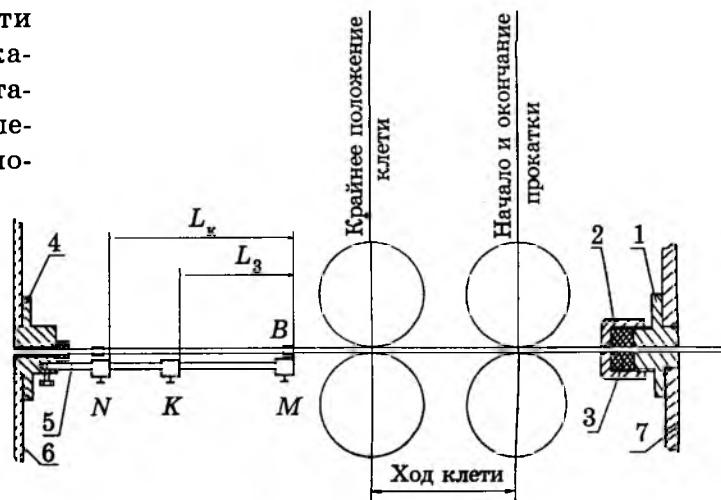


Рис.3.

¹ Рыбаков Ю.В. Носаль В.В. Новейшее оборудование для прокатки кабеля с минеральной изоляцией//Электротехника. 1998. №5.

а между *M* и *K* — накатанной части кабеля вместе с конусами.

Прокатка производится в следующей последовательности.

1. Валки рабочей части клети разводят, а клеть переводят в крайнее исходное положение.

2. Бухтовая заготовка кабеля диаметром 1,3 мм устанавливается в барабан разматывателя.

3. Конец кабеля направляется в правильный подающе-поворотный механизм и при выходе из шпинделя проходит сквозь резиновую втулку постоянного зажима и уплотняется накидной гайкой 2 (рис.3).

4. Пружинно-конусный фрикцион сматывающего барабана настраивается так, чтобы обеспечивать постоянное натяжение прокатываемого кабеля между зажимом на шпинделе поворотно-подающего механизма и барабаном.

5. Втулка *B* передвигается по натянутой заготовке и совмещается с фиксатором.

6. Стан включается на малой скорости (около 20 ход/мин) и прокатывается первый конус. Затем стан переводят на рабочую скорость 150—200 ход/мин с подачей 2 мм.

Так как вытяжка при этом равна примерно 1,4, то за каждый ход клети получают 2,8 мм кабеля диаметром 1,1 мм. Если учесть, что длина калибровочного участка рабочих валков составляет 19,4 мм, то кратность калибровки равна примерно 7, что и обеспечивает повышенную точность размеров прокатанного кабеля, почти полностью устранив влияние упругих деформаций как кабеля, так и механизмов стана.

7. По мере приближения втулки *B* к фиксатору *N* стан опять переводят на заправочную скорость, и в момент совмещения пере-

днего торца втулки с передним торцом фиксатора стан останавливается.

8. Втулка *B* смещается вдоль прокатанной части кабеля до своего исходного положения.

9. Стан снова включается на рабочую скорость, после чего прокатка рабочего конца утоненного участка кабеля продолжается до повторного совмещения втулки *B* с фиксатором *N*. Рабочая клеть оказывается в крайнем исходном положении, а валки максимально разведены.

На этом прокатка одного утоненного участка заканчивается.

10. Втулка *B* еще раз смещается вдоль прокатанной части кабеля до совмещения передних ее торцов и фиксатора *M*, а с рабочей клети временно снимается верхний валок.

11. Стан включается и на рабочей скорости заготовка протягивается до совмещения переднего торца втулки *B* с передним торцом фиксатора *K*. После чего клеть останавливается в крайнем исходном положении. Эта операция обеспечивает получение накатанной части заготовки заданной длины.

12. Верхний валок устанавливается на свое место, а втулка *B* совмещается с торцом фиксатора *M*.

Далее вновь производится прокатка следующего утоненного участка повторением операций 5—12.

Такой технологический процесс получения кабеля переменного диаметра хотя и содержит относительно большое количество чисто вспомогательных ручных операций, но позволяет использовать уникальное высокопроизводительное оборудование и гарантирует высокую точность длин всех участков (с допуском ± 1), а сопротивление нагревателя с отклонением не выше 0,5%.

Редактор отдела О.В. Кунавина
Научный редактор Л.А. Романова
Литературный редактор А.М. Мескина

Сдано в набор 30.03.98. Подписано в печать 14.05.98. Формат 60×88 1/8
Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 33

Макет выполнен и отпечатан в АООТ «Электропривод»
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, к. 3

В ПЕРВЫЕ!



DOPROGA
DOROGA

1 - Я МОСКОВСКАЯ МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА ДОРОЖНОГО ХОЗЯЙСТВА



ДОРОГА '98

Москва, Манеж, 1–4 июля 1998 года



Организатор
выставки

Основные разделы выставки:

- Материалы, технологии, машины и оборудование для проектирования, строительства и эксплуатации дорог, мостов, тоннелей и трубопроводов.
- Строительные конструкции, строительные и отделочные материалы, средства инженерного оборудования для зданий и сооружений придорожного бизнеса. Гостиничное и ресторанное обслуживание, торговые предприятия.
- Автомобили и автосервис. Бензоколонки.
- Обеспечение дорожного движения.
- Уборочная техника.
- Спецодежда для работников дорожного хозяйства.
- Экологический мониторинг.
- Специализированная литература, картография и геоинформационные системы.
- Наружная реклама.

Официальная поддержка:

- Правительство Москвы • Федеральная дорожная служба • Госстрой России • Стройдормаш •
- Главное управление ГАИ МВД России • Доринвест • Министерство Транспорта •

Принимаются заявки на участие:

т/ф (095) 2921136, 9592344, 9592362; E-mail: m-expo@cityline.ru



Федеральная
Дорожная
Служба
России



Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

ООО "ПХК СИНТЕЗ"
предлагает со склада в
Москве следующие

ХИМРЕАКТИВЫ и ХИМИЧЕСКОЕ СЫРЬЕ

Гидрооксид калия ЧДА
Калий Углекислый Ч
Аммоний надсернокислый

Тиомочевина Ч
Окись цинка ЧДА
Муравьиная кислота

А также Красители для меха
Урзол и Пирокатехин

Тел. (095) 465-20-35
Тел./факс 465-61-21

Услуги посредников оплачиваются