

**ISSN 0013-5860**





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

МЕДАЛЬ  
“ЗА ЗАСЛУГИ В  
ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ”



## 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)

## СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ЧИБИРКИН В.В., МАКАРЕВИЧ Л.В., МЕЩЕРЯКОВ В.М., СОРИН Л.Н.,  
КОВАЛЕВ Ф.И. (председатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В.

## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

АНОШИН О.А., БЕЛКИН Г.С., БРЯНЦЕВ А.М., ДАЦКОВСКИЙ Л.Х., ДОЛКАРТ В.М., ЕВСЕЕВ Ю.А.,  
ИНЬКОВ Ю.М., КОЗЯРУК А.Е., КОПЫЛОВ И.П., ЛАЗАРЕВ Г.Б., ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У.,  
МОСКАЛЕНКО В.В., НИКУЛИН А.А., РОЗАНОВ Ю.К., СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В. (зам. главного редактора).  
ТРУБАЧЕВ С.Г., ТУБИС Я.Б., ФИНКЕЛЬ Э.Э.

Содержание журнала можно бесплатно получить в INTERNET через службу ИНФОМАГ, организованную в Московском физико-техническом институте.  
Адрес сайта: <http://www.infomag.ru>

Подписаться на журнал можно в почтовых отделениях связи по объединённому каталогу Департамента почтовой связи. Подписной индекс — 71111.

В редакции можно подписаться на журнал с любого месяца и приобрести отдельные номера за прошлые и нынешний годы.

Журнал переводится на английский язык в полном объёме и выходит в США в издательстве "ALLERTON PRESS, INC" (18 West 27th Street New York N.Y. 10001).

При перепечатке ссылка на журнал «Электротехника» обязательна.

Мнение редакции не всегда совпадает с точкой зрения авторов статей.

За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несёт.

Рукописи статей не возвращаются.

**Издатель: ЗАО "Знак" 101000, Москва, Главпочтamt, а/я 648.**

**Адрес редакции: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12. Телефон/факс: (495) 361-95-96**  
**E-mail [elektrotechnika@mtu-net.ru](mailto:elektrotechnika@mtu-net.ru)**

Редактор отдела О.В. Кунавина.

Научный редактор Л.А. Романова.

Редактор З.П. Фёдорова

Сдано в набор 14.09.2006. Подписано в печать 20.10.2006. Формат 60 88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 133

Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

Макет выполнен и отпечатан в ОАО «Электропривод»  
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, стр. 5

© «Электротехника», 2006 г.

# № 11 НОЯБРЬ 2006

## СОДЕРЖАНИЕ

### ЭЛЕКТРОПРИВОД

Кудин В.Ф., Киселичник О.И., Колачны Й. Субоптимальная астатическая двухзонная система автоматического управления скоростью двигателя постоянного тока с независимым возбуждением .. 2
Пономарёв В.Б. Автоматизированные электроприводы драг и земснарядов: состояние и основные пути совершенствования ..... 9
Андреанов М.В., Родионов Р.В. Экспериментальные исследования энергетических показателей частотно-регулируемых асинхронных двигателей, работающих от полигармонических источников напряжения ..... 16
Волков А.В., Антонов Н.Л. Регулирование положения в асинхронных электроприводах с релейным частотно-токовым управлением ..... 23
Сарваров А.С., Дёмин С.А., Циулина М.А., Усатый Д.Ю. Особенности программного формирования напряжения в системе непосредственный преобразователь частоты – асинхронный двигатель при соединении статора по схеме "треугольник" ..... 36
Цытович Л.И., Терещина О.Г., Дудкин М.М. Система управления группой асинхронных электроприводов с самодиагностированием и автоматическим резервированием каналов регулирования ..... 39
Боченков Б.М., Филюшов Ю.П. Решение задачи предельного и качественного управления в электроприводах переменного тока ..... 44
Боченков Б.М., Филюшов Ю.П. Алгоритм управления, обеспечивающий желаемое сочетание энергетических и динамических свойств электропривода переменного тока ..... 53
Лимонов Л.Г. Особенности применения асинхронного электродвигателя для привода моталки полосы ..... 61

## CONTENS

### THE ELECTRIC DRIVE

Kudin V.F., Kiselychnyk O.I., Kolacny J. Suboptimal astatic two-zone automatic control system of velocity of separately excited direct current motor .. 2
Ponomaryov V.B. Automated electric drives dredges and hydraulic dredges: condition and main ways of the improvement ..... 9
Andrianov M.V., Rodionov R.V. Experimental researches of the variable speed drives based on asynchronous motors working from polyharmonious sources of a voltage ..... 16
Volkov A.V., Antonov N.L. Position regulation by asynchronous electric drives with a relay frequency-current control ..... 23
Sarvarov A.S., Dyomin S.A., Tsuiuina M.A., Usatyi D.Yu. Features of the voltage program formation in the system direct frequency converter – an asynchronous motor when stator is joined on scheme "triangle" ..... 36
Tsytovich L.I., Tereschina O.G., Dudkin M.M. Control system for a group of asynchronous electrical drives with self-diagnosis and automatic reservation of actuating paths ..... 39
Bochenkov B.M., Filyushov Yu.P. The solving of problem of optimizing and effective control in AC electric drive ..... 44
Bochenkov B.M., Filyushov Yu.P. The control algorithms for providing of the desired trade-off between power and dynamic properties ..... 53
Limonov L.G. Particular qualities of application of an asynchronous electric motor for strip winder drive... 61

# **ЭЛЕКТРОПРИВОД**

## **Субоптимальная астатическая двухзонная система автоматического управления скоростью двигателя постоянного тока с независимым возбуждением**

**КУДИН В.Ф., КИСЕЛИЧНИК О.И., КОЛАЧНЫЙ.**

*Методом Беллмана-Ляпунова синтезирована субоптимальная нелинейная двухзонная система автоматического управления скоростью двигателя постоянного тока с независимым возбуждением. Система обеспечивает требуемое качество управления при любых соотношениях электромеханической и электромагнитной постоянных времени в условиях изменения магнитного потока во время переходных процессов. Представлены результаты моделирования работы системы.*

Системы двухзонного регулирования скорости двигателей постоянного тока с независимым возбуждением получили широкое распространение в электроприводах главного движения металлорежущих станков. Идея двухзонного регулирования состоит в следующем [1]. В первой зоне, ниже номинальной ЭДС, управление осуществляется за счёт изменения напряжения на якоре двигателя. При этом поток возбуждения остается постоянным, номинальным и система работает как обычная однозонная система регулирования скорости двигателя. Во второй зоне, выше номинальной ЭДС, управление осуществляется ослаблением потока возбуждения. При этом нагрузка на валу двигателя должна уменьшаться обратно пропорционально скорости в целях обеспечения допустимого теплового режима. Запуск системы осуществляется следующим образом: сначала устанавливается номинальный поток возбуждения и лишь потом разрешается пуск двигателя.

В настоящее время промышленностью серийно выпускаются каскадные двухканальные системы двухзонного регулирования [2]. Каждый из каналов регулирования скорости и ЭДС выполняется в виде двухконтурных систем подчинённого регулирования [1, 2]. При этом синтез регуляторов скорости, ЭДС, токов якоря и возбуждения проводят без учёта взаимовлия-

*The suboptimal two-zone nonlinear automatic control system of velocity of separately excited direct current motor has been designed using Bellman-Lyapunov method. The designed system provides necessary quality of control process for any ratio of electromechanical and electromagnetic time constants under condition of magnetic flux variation during transients. The results of system running simulation have been presented.*

ния каналов, заменяя произведения звеньями с соответствующими номинальными значениями величин. Кривую намагничивания линеаризуют, а внутреннюю электромеханическую обратную связь по ЭДС не учитывают, рассматривая как медленное возмущение в быстром контуре тока якоря. В результате получаются ПИ-регуляторы токов, И-регулятор ЭДС, П- или ПИ-регулятор скорости. Фиксация потока возбуждения на номинальном уровне в первой зоне осуществляется за счёт ограничения выходного сигнала И-регулятора ЭДС. Условия реверса обеспечиваются за счёт введения звена выделения модуля в цепь обратной связи по ЭДС.

Такой инженерный подход даёт приемлемый результат, когда электромеханическая постоянная времени существенно больше электромагнитной постоянной времени якоря. В противном случае возникают существенные колебания. Но даже при большой разности постоянных времени качество управления скоростью ухудшается по сравнению с номинальным режимом, поскольку электромеханическая постоянная обратно пропорциональна квадрату магнитного потока, т.е. она является переменной во второй зоне, что не учитывается при синтезе.

Поэтому разработка процедуры синтеза двухзонной системы управления, обеспечивающей высокое качество управления при любых

соотношениях электромеханической и электромагнитной постоянных времени, а также при нестационарности электромеханической постоянной времени во второй зоне, является актуальной задачей.

В данной статье синтез оптимального управления основан на использовании метода Беллмана–Ляпунова в сочетании с принципом декомпозиции.

Структурная схема двигателя постоянного тока с независимым возбуждением при питании обмоток якоря и возбуждения от отдельных преобразователей напряжения представлена на рис.1 [1]. На схеме дополнительно введены звенья, позволяющие автоматически определять условия перехода из первой зоны во вторую и наоборот, аналогичные И-регулятору ЭДС в выпускаемых промышленностью приводах, а также звенья, обеспечивающие астатизм системы по скорости. Кривая намагничивания аппроксимируется звеном типа "ограничение". Инерционность преобразователей не учитывается.

На схеме приняты следующие обозначения:  $\omega$  – скорость;  $E$  – ЭДС;  $c\Phi$  – произведение потока возбуждения на конструктивную постоянную;  $I$  – ток якоря;  $M$  – момент;  $M_c$  – момент сопротивления;  $i_b$  – ток возбуждения;  $J$  – момент инерции;  $R_a$ ,  $R_b$  – активные сопротивления обмоток якоря и возбуждения;  $T_a$ ,  $T_b$  – постоянные времени обмоток якоря (электромагнитная) и возбуждения;  $k_{n1}$ ,  $k_{n2}$  – коэффициенты передачи преобразователей;  $k_h$ ,  $k_q$  – коэффициенты усиления;  $h$ ,  $z$ ,  $q$  – дополнительные переменные;  $c\Phi_n$ ,  $E_n$ ,  $z_n$ ,  $i_{b,n}$  – номинальные значения  $c\Phi$ ,  $E$ ,  $z$ ,  $i_b$  соответственно;  $k_\phi = c\Phi_n / i_{b,n}$  – коэффициент передачи;  $\omega_3$  – задание скорости;  $u_1$ ,  $u_2$  – управляющие воздействия,  $|u_1| < \bar{u}_1$ ,  $|u_2| < \bar{u}_2$ .

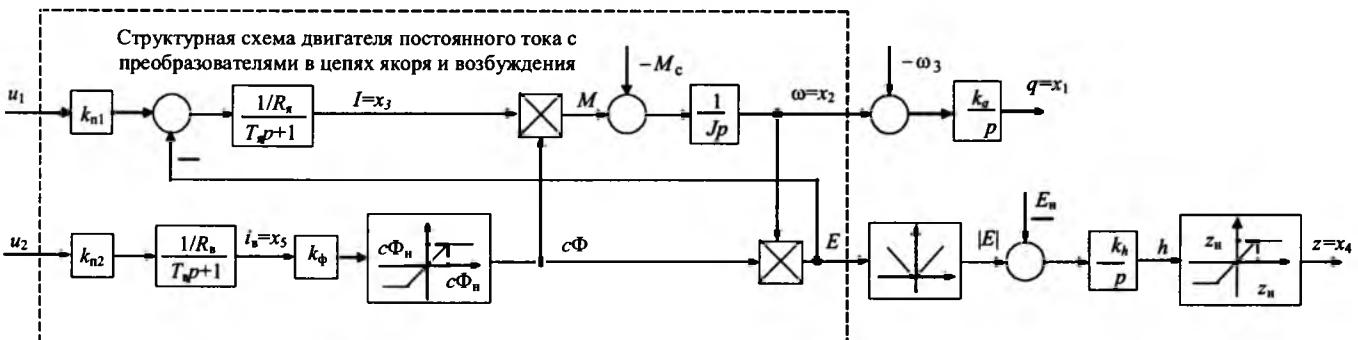


Рис.1. Структурная схема объекта управления

В качестве координат пространства состояний выберем  $q$ ,  $\omega$ ,  $I$ ,  $z$  и  $i_b$ . Отметим следующие особенности структурной схемы. Система имеет два выхода  $x_1$  и  $x_4$ . Каналы управления  $x_1$  и  $x_4$  являются взаимосвязанными. В системе имеются нелинейности типа произведений, ограничений и функция модуля.

В соответствии со структурной схемой объект управления описывается системой уравнений

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= k_q x_2 - k_q \omega_3; \quad \dot{x}_2 = \frac{1}{J} c\Phi(x_5) x_3 - \frac{1}{J} M_c; \\ \dot{x}_3 &= -\frac{1}{R_a T_a} c\Phi(x_5) x_2 - \frac{1}{T_a} x_3 + \frac{k_{n1}}{R_a T_a} u_1; \\ x_4 &= \text{sat}(h(x_2, x_5)); \quad \dot{h}(x_2, x_5) = k_h |E(x_2, x_5)| - k_h E_n; \\ E(x_2, x_5) &= c\Phi(x_5) x_2; \quad \dot{x}_5 = -\frac{1}{T_b} x_5 + \frac{k_{n2}}{R_b T_b} u_2; \\ c\Phi(x_5) &= k_\phi \text{sat}(x_5), \end{aligned} \quad (1)$$

где  $c\Phi(x_5)$ ,  $h(x_2, x_5)$ ,  $E(x_2, x_5)$  – промежуточные переменные.

При этом электромеханическая постоянная времени  $T_M = J R_a / (c\Phi(x_5))^2$ .

Система управления должна обеспечить решение трёх задач управления.

**Задача управления 1.** Обеспечить подготовку системы к запуску. При  $\omega_3 = 0$ ,  $x_1 = 0$ ,  $x_2 = 0$ ,  $x_3 = 0$ ,  $u_1 = 0$  необходимо за счёт изменения  $u_2$  обеспечить в установившемся режиме  $x_5 = x_{5n}$  (номинальный ток возбуждения),  $c\Phi = c\Phi_n$ . Тогда система (1) трансформируется к виду

$$\begin{aligned} x_4 &= \text{sat}(h); \quad \dot{h} = -k_h E_n; \quad \dot{x}_5 = -\frac{1}{T_b} x_5 + \frac{k_{n2}}{R_b T_b} u_2; \\ c\Phi(x_5) &= k_\phi \text{sat}(x_5). \end{aligned} \quad (2)$$

**Задача управления 2.** Управление координатой  $x_1$  в первой зоне ( $E \leq E_h$ ) при  $c\Phi = c\Phi_h$ ,  $x_5 = x_{5h}$ ,  $z = z_h$ ,  $u_2 = u_{2h}$ .

В этом случае система (1) будет иметь вид:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= k_q x_2 - k_q \omega_3; \quad \dot{x}_2 = \frac{1}{J} c\Phi_h x_3 - \frac{1}{J} M_c; \\ \dot{x}_3 &= -\frac{1}{R_a T_a} c\Phi_h x_2 - \frac{1}{T_a} x_3 + \frac{k_{nl}}{R_a T_a} u_1.\end{aligned}\quad (3)$$

Электромеханическая постоянная времени  $T_m = J R_a / (c\Phi_h)^2 = \text{const.}$

**Задача управления 3.** Управление координатой  $x_1$  во второй зоне ( $E > E_h$ ). Математическая модель объекта соответствует системе (1).

Система управления должна иметь структуру, решающую все три задачи без переключения структуры. В соответствии с этим целесообразно исходную систему (1) разделить на две подсистемы (каналы). Подсистему регулирования координаты  $x_1$  (третьего порядка для решения задачи 2) и подсистему регулирования  $x_4$  (второго порядка для решения задачи 1), которая должна обеспечить подготовку системы управления к запуску, а также совместно с первой подсистемой – регулирование  $x_1$  во второй зоне (для решения задачи 3).

#### Синтез регулятора для подсистемы регулирования $x_1$

Считаем переменную  $c\Phi(x_5)$  непостоянным параметром  $c\Phi$ , изменяющимся в пределах  $c\Phi_{min} \leq c\Phi \leq c\Phi_h$ , где  $\Phi_{min}$  – минимально возможное значение потока. Тогда на основании (1) и (3), подсистема регулирования  $x_1$ , справедливая для обеих зон (для решения задач управления 2 и 3), имеет вид:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= k_q x_2 - k_q \omega_3; \quad \dot{x}_2 = \frac{1}{J} c\Phi x_3 - \frac{1}{J} M_c; \\ \dot{x}_3 &= -\frac{1}{R_a T_a} c\Phi x_2 - \frac{1}{T_a} x_3 + \frac{k_{nl}}{R_a T_a} u_1.\end{aligned}\quad (4)$$

Дальнейший синтез производим в соответствии с методикой [3, 4] на основании метода погружения, позволяющего погрузить сложную исходную задачу нелинейного синтеза в семейство более простых линейных задач оптимального управления.

**Первый этап – решение линейной задачи аналитического конструирования оптимального регулятора "в малом".**

Примем  $c\Phi = c\Phi_{min}$ . Тогда матричное уравнение подсистемы без учёта возмущений  $M_c$  и  $\omega_3$  приобретает следующий вид:

$$\dot{X} = A_1 X + B_1 u_1, \quad (5)$$

$$\text{где } X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}; \quad A_1 = \begin{bmatrix} 0 & a_1 & 0 \\ 0 & 0 & a_2 \\ 0 & a_3 & a_4 \end{bmatrix}; \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_1 \end{bmatrix};$$

$$\begin{aligned}a_1 &= k_q; \quad a_2 = \frac{c\Phi_{min}}{J}; \quad a_3 = \frac{c\Phi_{min}}{R_a T_a}; \quad a_4 = -\frac{1}{T_a}; \\ b_1 &= \frac{k_{nl}}{R_a T_a}.\end{aligned}$$

Минимизируемый функционал определим соотношением

$$\min_{u_1} J = \int_0^{\infty} (\alpha_1 x_1^2 + \alpha_2 x_2^2 + \alpha_3 x_3^2 + c_1 u_1^2) dt, \quad (6)$$

где  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$ ,  $c_1$  – положительные весовые константы.

В итоге функциональное уравнение Беллмана для системы (5) и функционала (6)

$$\begin{aligned}\min_{u_1} \left[ & \alpha_1 x_1^2 + \alpha_2 x_2^2 + \alpha_3 x_3^2 + c_1 u_1^2 + \frac{\partial V}{\partial x_1} a_1 x_2 + \right. \\ & \left. + \frac{\partial V}{\partial x_2} a_2 x_3 + \frac{\partial V}{\partial x_3} (a_3 x_2 + a_4 x_3 + b_1 u_1) \right] = 0.\end{aligned}\quad (7)$$

Осуществляя процедуру минимизации, получим

$$u_1 = -\frac{b_1}{2c_1} \frac{\partial V}{\partial x_3}. \quad (8)$$

Уравнение Гамильтона–Якоби–Беллмана в замкнутой форме после подстановки (8) в (7) принимает вид:

$$\begin{aligned}& \alpha_1 x_1^2 + \alpha_2 x_2^2 + \alpha_3 x_3^2 + \frac{\partial V}{\partial x_1} a_1 x_2 + \frac{\partial V}{\partial x_2} a_2 x_3 + \\ & + \frac{\partial V}{\partial x_3} (a_3 x_2 + a_4 x_3) = \frac{b_1^2}{4c_1} \left( \frac{\partial V}{\partial x_3} \right)^2.\end{aligned}\quad (9)$$

Решение уравнения (9) ищется в виде квадратичной формы

$$\begin{aligned}V &= k_{11} x_1^2 + k_{22} x_2^2 + k_{33} x_3^2 + 2k_{12} x_1 x_2 + \\ & + 2k_{13} x_1 x_3 + 2k_{23} x_2 x_3.\end{aligned}\quad (10)$$

Коэффициенты  $k_{ij}$  вычисляются из алгебраических уравнений Риккати

$$A_1^T K + K A_1 - K B_1 R^{-1} B_1^T K + Q = 0, \quad (11)$$

где

$$K = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} \\ k_{12} & k_{22} & k_{23} \\ k_{13} & k_{23} & k_{33} \end{bmatrix}; \quad Q = \begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_2 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_3 \end{bmatrix}; \quad R = c_1.$$

Тогда уравнение оптимального регулятора "в малом" на основании (8) и (10) определяется соотношением

$$u_1(x_1, x_2, x_3) = -(k_1 x_1 + k_2 x_2 + k_3 x_3), \quad (12)$$

где  $k_1 = b_1 k_{13}/c_1$ ;  $k_2 = b_1 k_{23}/c_1$ ;  $k_3 = b_1 k_{33}/c_1$ .

**Второй этап – решение линейной задачи аналитического конструирования оптимального регулятора в "большом".** Примем  $c\Phi = c\Phi_n$ ,  $c_1 = c'_1$  и проведём процедуру синтеза, аналогичную первому этапу.

Тогда на основании (5)–(12) уравнение оптимального регулятора в "большом"

$$u'_1(x_1, x_2, x_3) = -(k'_1 x_1 + k'_2 x_2 + k'_3 x_3). \quad (13)$$

**Третий этап – определение новых допустимых управлений и выполнение сшивания "мгновенных значений" управляемых воздействий  $u_1$  и  $u'_1$ .** Поскольку для различных значений  $c\Phi$  коэффициенты регулятора  $k'_1, k'_2, k'_3$  меняются, то управляемыми воздействиями полагаем вариации  $\Delta k_1, \Delta k_2, \Delta k_3$  ( $\Delta k_1 = k'_1 - k_1, \Delta k_2 = k'_2 - k_2, \Delta k_3 = k'_3 - k_3$ ),

$$\begin{aligned} \bar{\Delta k}_1 &= k'_1|_{c\Phi=c\Phi_n} - k_1, \quad \bar{\Delta k}_2 = k'_2|_{c\Phi=c\Phi_n} - k_2, \\ \bar{\Delta k}_3 &= k'_3|_{c\Phi=c\Phi_n} - k_3. \end{aligned}$$

Тогда управление "в большом"

$$\begin{aligned} u'_1(x_1, x_2, x_3) &= -(k_1 x_1 + k_2 x_2 + k_3 x_3 + \\ &+ \Delta k_1 x_1 + \Delta k_2 x_2 + \Delta k_3 x_3). \end{aligned} \quad (14)$$

Подставляя (14) в (5) вместо  $u_1$  и учитывая  $c\Phi = c\Phi_n$ , получим систему

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= a_1 x_2; \quad \dot{x}_2 = a'_2 x_3; \quad \dot{x}_3 = a'_3 x_2 + a_4 x_3 - b_1(k_1 x_1 + \\ &+ k_2 x_2 + k_3 x_3 + \Delta k_1 x_1 + \Delta k_2 x_2 + \Delta k_3 x_3), \end{aligned} \quad (15)$$

где  $a'_2 = c\Phi_n/J$ ;  $a'_3 = -c\Phi_n/(R_a T_a)$ .

В качестве критерия оптимальности используем критерий обобщённой работы Красовского А.А. [3]

$$\min_{\Delta k_1, \Delta k_2, \Delta k_3} J = \int_0^{\infty} \left[ \alpha_1 x_1^2 + \alpha_2 x_2^2 + \alpha_3 x_3^2 + c_2 \Delta k_1^2 + \right. \\ \left. + c_3 \Delta k_2^2 + c_4 \Delta k_3^2 + \frac{b_1^2}{4c_2} \left( x_1 \frac{\partial V}{\partial x_3} \right)^2 + \right. \\ \left. + \frac{b_1^2}{4c_3} \left( x_2 \frac{\partial V}{\partial x_3} \right)^2 + \frac{b_1^2}{4c_4} \left( x_3 \frac{\partial V}{\partial x_3} \right)^2 \right] dt, \quad (16)$$

где  $c_2, c_3, c_4$  – положительные весовые константы.

Функциональное уравнение Беллмана для системы (15) и функционала (16)

$$\begin{aligned} \min_{\Delta k_1, \Delta k_2, \Delta k_3} [ & \alpha_1 x_1^2 + \alpha_2 x_2^2 + \alpha_3 x_3^2 + c_2 \Delta k_1^2 + c_3 \Delta k_2^2 + \\ & + c_4 \Delta k_3^2 + \frac{b_1^2}{4c_2} \left( x_1 \frac{\partial V}{\partial x_3} \right)^2 + \frac{b_1^2}{4c_3} \left( x_2 \frac{\partial V}{\partial x_3} \right)^2 + \\ & + \frac{b_1^2}{4c_4} \left( x_3 \frac{\partial V}{\partial x_3} \right)^2 + \frac{\partial V}{\partial x_1} a_1 x_2 + \frac{\partial V}{\partial x_2} a'_2 x_3 + \frac{\partial V}{\partial x_3} (-d_1 x_1 - \\ & - d_2 x_2 - d_3 x_3 - b_1 x_1 \Delta k_1 - b_1 x_2 \Delta k_2 - b_1 x_3 \Delta k_3) ] = 0, \end{aligned} \quad (17)$$

где  $d_1 = b_1 k_1$ ;  $d_2 = b_1 k_2 - a'_3$ ;  $d_3 = b_1 k_3 - a_4$ .

После процедуры минимизации получаем:

$$\Delta k_1 = \frac{b_1}{2c_2} x_1 \frac{\partial V}{\partial x_3}; \quad \Delta k_2 = \frac{b_1}{2c_3} x_2 \frac{\partial V}{\partial x_3}; \quad \Delta k_3 = \frac{b_1}{2c_4} x_3 \frac{\partial V}{\partial x_3}. \quad (18)$$

Подставляя (18) в (17), находим уравнение Беллмана в замкнутой форме:

$$\begin{aligned} \alpha_1 x_1^2 + \alpha_2 x_2^2 + \alpha_3 x_3^2 + \frac{\partial V}{\partial x_1} a_1 x_2 + \frac{\partial V}{\partial x_2} a'_2 x_3 - \\ - \frac{\partial V}{\partial x_3} a'_1 x_1 - \frac{\partial V}{\partial x_3} d_2 x_2 - \frac{\partial V}{\partial x_3} a'_3 x_3 = 0. \end{aligned} \quad (19)$$

Решение уравнения (19) ищется в виде квадратичной формы:

$$V = k_4 x_1^2 + k_5 x_2^2 + k_6 x_3^2 + 2k_7 x_1 x_2 + 2k_8 x_1 x_3 + 2k_9 x_2 x_3. \quad (20)$$

Подставляя (20) в (19) и приравнивая коэффициенты перед соответствующими степенями  $x_1, x_2$  и  $x_3$ , получаем систему из шести алгебраических уравнений, из которых находим

$$\begin{aligned} k_8 &= \alpha_1/(2d_1); \\ k_6 &= \frac{\alpha_2/(2d_2) + (\alpha_1 d_3 a_1)/(2d_1 d_2 a'_2) + \alpha_3/(2a'_2)}{d_3/a'_2 - d_1 a_1/(d_2 a'_2)}; \\ k_9 &= d_3 k_6/a'_2 - \alpha_3/(2a'_2). \end{aligned} \quad (21)$$

С учётом (14), (18) и (20) уравнение нелинейного оптимального регулятора принимает окончательно следующий вид:

$$u_1(x_1, x_2, x_3) = -[k_1 x_1 + k_2 x_2 + k_3 x_3 + \\ + (k_8 x_1 + k_9 x_2 + k_6 x_3) \left( \frac{b_1}{c_2} x_1^2 + \frac{b_1}{c_3} x_2^2 + \frac{b_1}{c_4} x_3^2 \right)]. \quad (22)$$

### Синтез регулятора для подсистемы регулирования $x_4$

Подсистема регулирования  $x_4$  работает только во второй зоне и во время запуска системы. Динамика подсистемы, на основании (1), описывается системой дифференциальных уравнений:

$$x_4 = \text{sat}(h(x_2, x_5)); \quad \dot{h}(x_2, x_5) = k_h |E(x_2, x_5)| - k_h E_h; \\ E(x_2, x_5) = c\Phi(x_5)x_2; \quad \dot{x}_5 = -\frac{1}{T_b} x_5 + \frac{k_{n2}}{R_b T_b} u_2; \\ c\Phi(x_5) = k_\phi \text{sat}(x_5). \quad (23)$$

Рассмотрим случай работы в первом квадранте механической характеристики двигателя во второй зоне. Тогда нет ограничений и можно пренебречь функцией модуля.

В этом случае систему (23) можно представить следующим образом:

$$\dot{x}_4 = k_h k_\phi x_2 x_5 - k_h E_h; \quad \dot{x}_5 = -\frac{1}{T_b} x_5 + \frac{k_{n2}}{R_b T_b} u_2. \quad (24)$$

Произведение  $k_h k_\phi x_2$  считаем переменным параметром  $k_h k_\phi x_2 = a_5 + \Delta a_5$ , причём  $|\Delta a_5| \leq \Delta \bar{a}_5$ ,

$$\Delta \bar{a}_5 = k_h k_\phi x_{2\max}.$$

Тогда система (24) без учёта возмущения  $E_h$  примет вид:

$$\dot{x}_4 = (a_5 + \Delta a_5)x_5; \quad \dot{x}_5 = a_6 x_5 + b_2 u_2, \quad (25)$$

где  $a_5 = k_h k_\phi x_{2h}$ ;  $a_6 = -1/T_b$ ;  $b_2 = k_{n2}/(R_b T_b)$ .

Произведём синтез робастного (грубого к  $\Delta a_5$ ) оптимального регулятора в соответствии с методиками [5,6]. Пускай управляющий сигнал  $u_2$  и возмущение  $\Delta a_5$  принадлежат некоторым подсистемам  $S_1$  и  $S_2$ . Интересы подсистем противоположны с точки зрения минимизации критерия оптимальности. Первая подсистема  $S_1$  стремится, действуя через  $u_2$ , минимизировать выбранный функционал. Вторая  $S_2$ , действуя через  $\Delta a_5$ , — максимизировать выбранный функционал, т.е. реализуется игровой подход, использующий минимаксный принцип опти-

мального управления. Для системы (25) минимизируемый функционал

$$\min_{u_2} \max_{\Delta a_5} J = \int_0^\infty (\alpha_4 x_4^2 + \alpha_5 x_5^2 + c_5 u_2^2 - \beta_1 \Delta a_5^2) dt, \quad (26)$$

где  $\alpha_4, \alpha_5, c_5, \beta_1$  — положительные весовые константы.

С учётом (25), (26) функциональное уравнение Беллмана:

$$\min_{u_2} \max_{\Delta a_5} \left[ \alpha_4 x_4^2 + \alpha_5 x_5^2 + c_5 u_2^2 - \beta_1 \Delta a_5^2 + \frac{\partial V}{\partial x_4} (a_5 + \Delta a_5) x_5 + \frac{\partial V}{\partial x_5} (a_6 x_5 + b_2 u_2) \right] = 0. \quad (27)$$

Реализуя процедуру минимакса, находим управляющее воздействие при условии наихудшего действия параметрического возмущения  $\Delta a_5$ :

$$u_2 = -\frac{b_2}{2c_5} \frac{\partial V}{\partial x_5}; \quad (28)$$

$$\Delta a_5 = \frac{1}{2\beta_1} \frac{\partial V}{\partial x_4} x_5. \quad (29)$$

Уравнение (28) определяет оптимальное управляющее воздействие, производимое первой подсистемой  $S_1$ , которая пытается минимизировать функционал (26). Уравнение (29) реализуется подсистемой  $S_2$  и определяет некоторое параметрическое возмущение, стремящееся максимизировать выбранный критерий оптимальности.

Учитывая (27)–(29), получаем уравнение Беллмана-Ляпунова в замкнутой форме:

$$\alpha_4 x_4^2 + \alpha_5 x_5^2 + \frac{\partial V}{\partial x_4} a_5 x_5 + \frac{\partial V}{\partial x_5} a_6 x_5 = \\ = \frac{b_2^2}{4c_5} \left( \frac{\partial V}{\partial x_5} \right)^2 - \frac{1}{4\beta_1} \left( \frac{\partial V}{\partial x_4} x_5 \right)^2. \quad (30)$$

Решение уравнения (30) ищется в виде суммы квадратичной и неполной формы четвёртой степени

$$V = k_{44} x_4^2 + 2k_{45} x_4 x_5 + k_{55} x_5^2 + k_{444} x_4^4 + k_{5555} x_5^4. \quad (31)$$

Коэффициенты квадратичной формы  $k_{44}, k_{45}, k_{55}$  определяют из системы нелинейных алгебраических уравнений Риккати:

$$A_2^T K + K A_2 - K B_2 R^{-1} B_2^T K + Q = 0, \quad (32)$$

$$\text{где } A_2 = \begin{bmatrix} 0 & a_5 \\ 0 & a_6 \end{bmatrix}; \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ b_2 \end{bmatrix}; \quad K = \begin{bmatrix} k_{44} & k_{45} \\ k_{45} & k_{55} \end{bmatrix};$$

$$Q = \begin{bmatrix} \alpha_4 & 0 \\ 0 & \alpha_5 \end{bmatrix}; \quad R = c_5.$$

Коэффициенты четверичной формы  $k_{4444}, k_{5555}$  находятся из рекуррентной системы линейных алгебраических уравнений, получаемых при приравнивании коэффициентов при четвертых степенях  $x$  после подстановки (31) в (30).

Тогда в соответствии с (28) и (31) нелинейное управляющее воздействие

$$u_2(x_4, x_5) = -(k_{10}x_4 + k_{14}x_5 + k_{15}x_5^3), \quad (33)$$

$$\text{где } k_{10} = b_2 k_{45}/c_5; \quad k_{14} = b_2 k_{55}/c_5; \quad k_{15} = 2b_2 k_{5555}/c_5.$$

### Устойчивость контура регулирования $x_5$ при запуске системы

Рассмотрим задачу управления 1 (система (2)) при управляющем воздействии (33). Замкнутая система управления описывается системой уравнений

$$\begin{aligned} x_4 &= \text{sat}(h); \quad \dot{h} = -k_h E_n; \quad \dot{x}_5 = a_6 x_5 + b_2 u_2; \\ c\Phi(x_5) &= k_\phi \text{sat}(x_5); \\ u_2(x_4, x_5) &= -(k_{10}x_4 + k_{14}x_5 + k_{15}x_5^3). \end{aligned} \quad (34)$$

Первые два уравнения системы представляют собой математическую модель задатчика интенсивности с ограничением ( $x_4$  не зависит от  $x_5$  и  $u_2$ ). Выходной сигнал задатчика интенсивности  $k_{10}x_4$  является заданием для замкнутого контура регулирования  $x_5$ , описываемого системой дифференциальных уравнений

$$\begin{aligned} \dot{x}_5 &= a_6 x_5 + b_2 u_2; \\ u_2(x_5) &= -(k_{14}x_5 + k_{15}x_5^3). \end{aligned} \quad (35)$$

Исследуем устойчивость системы (35) методом Ляпунова. Функцию Ляпунова выберем в виде  $V = x_5^2/2$ . Тогда

$$\dot{V} = \dot{x}_5 x_5 = (a_6 - b_2 k_{14})x_5^2 - b_2 k_{15}x_5^4 \leq 0, \quad (36)$$

поскольку  $a_6 < 0, b_2 > 0, k_{14} > 0, k_{15} > 0$ .

Таким образом, контур регулирования  $x_5$  является устойчивым. Значение  $z_n$  (рис.1) выбирается таким, чтобы соответствовать в установившемся режиме  $x_{5n}$ . Подставляя в (34)  $x_4 = -z_n$  и принимая все производные равными нулю, а  $x_5 = x_{5n}$ , получаем:

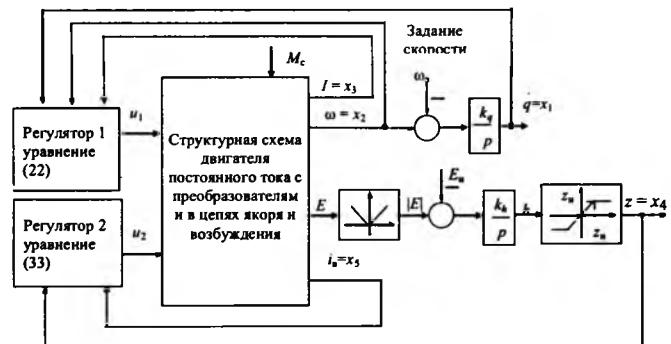


Рис.2. Структурная схема субоптимальной двух-зонной системы управления

$$z_1 = (k_{14}/k_{10} - a_6/(b_2 k_{10}))x_{51} + k_{15}x_{51}^3/k_{10}. \quad (37)$$

### Структурная схема системы управления

В соответствии со структурной схемой (рис.1) и уравнениями регуляторов (22) и (33) на рис.2 представлена структурная схема субоптимальной двухзонной системы управления.

Отметим следующие преимущества полученной структуры управления. Для управления используются только измеряемые координаты, точно такие же, как в промышленно выпускаемых двухзональных электроприводах. Поэтому техническая реализация системы лишь незначительно отличается от промышленных каскадных систем из-за дополнительных нелинейных управляющих сигналов.

### Исследование системы управления

Исследования системы управления проведены согласно структурной схеме на рис.2 для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением типа 2ПБ160ЛYXL4 со следующими номинальными данными: мощность  $P_n = 3,2$  кВт; напряжение  $U_n = 220$  В;  $n_n = 1060$  об/мин; КПД  $\eta_n = 0,825$ ; сопротивление якоря 0,385 Ом; сопротивление обмотки возбуждения 181 Ом. При моделировании приняты следующие значения параметров  $k_{n1} = k_{n2} = 22$ ; сопротивление якорной цепи  $R_y = 0,4$  Ом;  $T_y = 0,05$  с;  $T_b = 0,2$  с;  $J = 0,1$  кг·м<sup>2</sup>;  $k_q = 10$ ;  $k_h = 10$ .

На основании паспортных данных двигателя находим  $c\Phi_n = 2$  В·с;  $k_\phi = 1,64$  В·с/А;  $E_n = 213,2$  В;  $x_{2n} = \omega_n = 106$  рад/с;  $x_{3n} = I_n = 17,6$  А;  $x_{5n} = i_{y,n} = 1,22$  А.

Согласно (4)–(37), принимая  $c\Phi_{min} = 0,1c\Phi_n$ ,  $\alpha_1 = 1/(0,2)^2$ ,  $\alpha_2 = 1/(0,2)^2$ ,  $\alpha_3 = 1/(0,2)^2$ ,  $c_1 = 1/(0,2)^2$ ,  $c'_1 = 1/(2)^2$ ,  $c_2 = c_3 = 1/(0,2)^2$ ,

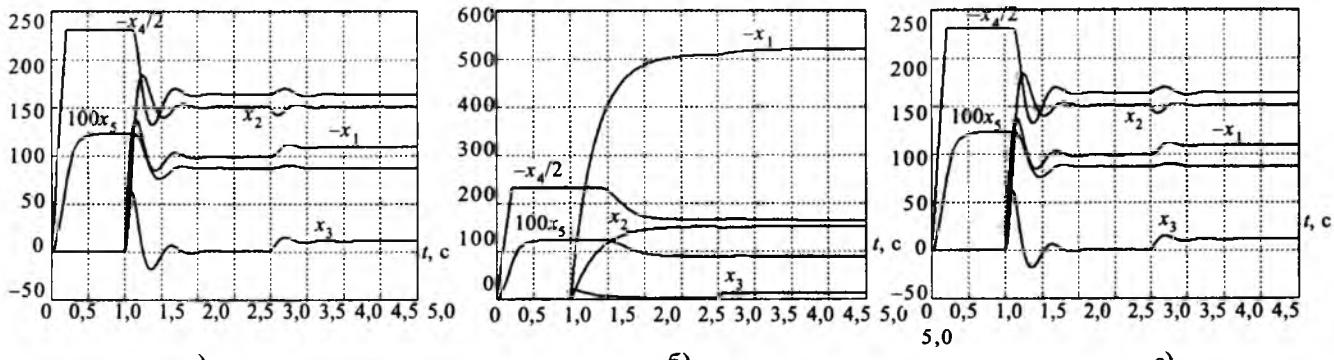


Рис.3. Переходные процессы в системе управления при пуске во вторую зону (а), без учёта нелинейной части регулятора (22) (б), без учёта нелинейной части регулятора (33) (в)

$c_4 = 100000$ ,  $\alpha_4 = 1/(4)^2$ ,  $\alpha_5 = 1/(3,3)^2$ ,  $c_5 = 1/(0,2)^2$ ,  $\beta_1 = 1/(6,5)^2$ , получим  $k_1 = 1$ ,  $k_2 = 3,32$ ,  $k_3 = 0,99$ ,  $k'_1 = 10$ ,  $k'_2 = 14,06$ ,  $k'_3 = 10,01$ ,  $\Delta k_1 = 9$ ,  $\Delta k_2 = 10,47$ ,  $\Delta k_3 = 9,02$ ,  $k_8 = -0,0114$ ,  $k_9 = 0,0067$ ,  $k_6 = 0,0114$ ,  $k_{10} = 0,05$ ,  $k_{14} = 10,58$ ,  $k_{15} = 0,0012$ ,  $z_n = 460$ .

На рис.3,а представлены процессы подготовки системы к запуску (до 1 с), пуска системы вхолостую при задании скорости  $\omega_3 = 150$  рад/с (от 1 до 3 с), наброса нагрузки (от 3 с). Время подготовки системы к запуску составляет около 0,7 с, время переходного процесса по скорости около 1 с. В системе отсутствует статическая ошибка по скорости, перерегулирование 22,7%.

На рис.3,б представлены аналогичные исследования системы без учёта нелинейной части регулятора (22). Время переходного процесса по скорости при этом увеличивается до 1,5 с. Переходный процесс носит апериодический характер. Статическая ошибка по скорости отсутствует.

Результаты исследований системы без учёта нелинейной части регулятора (33) иллюстрируются рис.3,в. При этом лишь незначительно увеличивается время подготовки системы к запуску.

Как показали исследования работы системы в первой зоне (задание по скорости  $\omega_3 = 75$  рад/с), время переходного процесса по скорости составляет около 0,75 с, перерегулирование по скорости 20%, статическая ошибка по скорости отсутствует. В первой зоне, как и во второй, неучёт нелинейной части регулятора (22) приводит к увеличению времени переходного процесса по скорости и его апериодическому характеру.

Работа системы управления при разных заданиях скорости представлена на рис.4,а.

С уменьшением величины задания уменьшается время переходного процесса и значение перерегулирования по скорости.

На рис.4,б представлена картина переходных процессов при разгоне системы во вторую зону и разных моментах инерции. Как видно из рис.4, регуляторы, полученные при  $J = 0,1 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ , обеспечивают приемлемое качество даже при стократном уменьшении момента инерции (электромеханической постоянной времени). Аналогичная картина наблюдается и при разгоне в первую зону.

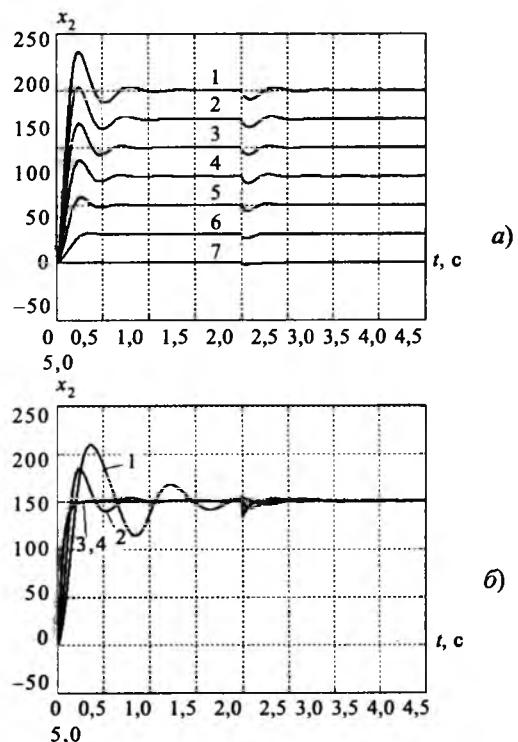


Рис.4. Переходные процессы в системе управления при разных заданиях по скорости (а) и при разных моментах инерции и разгоне во вторую зону (б):  
а: 1 –  $\omega_3 = 150$  рад/с; 2 – 125; 3 – 100; 4 – 75; 5 – 50; 6 – 25; 7 – 0,25; б: 1 –  $J = 0,25 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ ; 2 – 0,1; 3 – 0,01; 4 – 0,001

Проведённые исследования показывают, что высокое качество управления скоростью при корректном расчёте параметров регуляторов можно обеспечить при любом соотношении электромеханической и электромагнитной постоянных времени привода. Качество управления не ухудшается при ослаблении потока. В некотором диапазоне изменения  $c\Phi$  и  $J$  система обеспечивает свойство робастности.

### Выводы

Разработанная двухзонная система автоматического регулирования является работоспособной даже, если электромеханическая постоянная времени привода значительно меньше электромагнитной. Она имеет простую структуру, используя для управления те же координаты, что и выпускаемые серийно каскадные системы, но обеспечивает при этом более высокие показатели качества. Использование нелинейных добавок в регуляторах позволяет уменьшить время переходных процессов и обеспечить свойство робастности в рабочем диапазоне изменения  $c\Phi$  и  $J$ .

### Список литературы

1. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами. Л.: Энергоиздат, 1982.
2. Siemens. Simoreg K. Betriebsanleitung. Ausgabe September 1991.

3. Kudin V., Kolacny J. Synthesis of suboptimal nonlinear controller by the immersion method//Journal of Electrical Engineering. 1998. Vol 49, № 1-2, Slovakia. P.11–15.

4. Кудин В.Ф., Кудин А.В. Аналитическое конструирование нелинейных регуляторов с помощью метода гармонической линеаризации// Изв. вузов. Электромеханика. 1989. № 9. С. 60–66.

5. Kudin V., Kolacny J., Kiselychnyk O., Metelskaya H. Robust controller analytical design of tracking electrical drive by using Bellman-Lyapunov method //Mendel 2001. 7<sup>th</sup> International Conference on Soft Computing. June 6–8, 2001, Brno, Czech Republic. P.165–169.

6. Кудин В.Ф., Киселичник О.И. Робастное управление нелинейным следящим электроприводом// Механика и машиностроение. Харьков, 2001. № 1,2. С.221–228.

**Кудин Валерий Федорович** профессор кафедры "Автоматизация электромеханических систем и электроприводов" Национального ТУ Украины "Киевский политехнический институт" (КПИ), доктор техн. наук. Окончил Военную Артиллерийскую инженерную академию им. Ф.Э. Дзержинского в 1954 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Аналитическое конструирование нелинейных оптимальных регуляторов для летательных аппаратов" в 1978 г.

**Киселичник Олег Иванович** доцент кафедры "Автоматизация электромеханических систем и электроприводов" Национального ТУ Украины "КПИ", канд. техн. наук. Окончил факультет электроэнерготехники и автоматики НТУ Украины "КПИ" в 1993 г. Защитил диссертацию по теме "Многоканальная система автоматического управления кондиционированием воздуха производственных помещений" в 1997 г.

**Колачны Йозеф** доктор кафедры электроэнерготехники и электроники Технического университета г. Брно (Чехия).

# Автоматизированные электроприводы драг и земснарядов: состояние и основные пути совершенствования

ПОНОМАРЕВ В.Б.

Проанализирована ситуация с состоянием автоматизированного электропривода драг и земснарядов. Сформулированы научные проблемы и опытно-конструкторские задачи, решение которых в ближайшем будущем позволит поднять эффективность этих горных машин и судов технического флота на новый современный уровень.

В течение последних 40 лет в г. Новосибирске ведутся интенсивные исследования (НЭТИ, НИИКЭ, Новосибирская лаборатория электропривода драг НПО "Сибцветметавтоматика", НИИВТ, ЗАО "Сибивт", НГТУ) в области создания автоматизированных электроприводов

для золотодобывающих драг и судов технического флота – землесосов и земснарядов.

Результатом работ явилась организация, начиная с 1976 г., серийного производства на Новосибирском заводе бывшего Минэлектротехпрома "Сибстанкоэлектропривод" (ранее – "Си-

бзлектротрансмаш") для золотодобывающей промышленности комплекта тиристорных преобразователей для многочерпаковых драг [1–3], а для предприятий речного флота – комплекта тиристорных преобразователей для землесосов и земснарядов [4]. Руководителем этих работ многие годы был автор настоящей статьи.

Многочерпаковые драги и суда технического флота – землесосы и земснаряды – являются схожими плавающими машинами и, если рассматривать только процесс добычи грунта, можно без труда обнаружить много аналогичных технологических режимов, позволяющих использовать унифицированные решения при создании специализированных тиристорных электроприводов и электромеханических комплексов на их основе.

### **Многочерпаковые драги**

Многочерпаковая драга явилась одной из первых горных машин, добычный аппарат которой был оснащён тиристорным электроприводом. Потребовалось почти десять лет, чтобы перейти от опытного образца (1967 г.) к серийному изделию (1976 г.). Завод "Сибстакоэлектропривод" в течение 15 лет вплоть до 1991 г. по заказу "Союззолото" и завода – изготовителя драг ИЗТМ им. В.В. Куйбышева ежегодно выпускал по 10–13 комплектов тиристорных преобразователей для драг. Тем самым, более половины дражного флота бывшего СССР было оснащено специализированными преобразователями, созданными в г. Новосибирске (таблица). Несколько комплектов таких преобразователей было поставлено на драги в Монголию.

Цель функционирования добычного аппарата (ДА) драги – обеспечение оптимальной одновременной работы электроприводов черпаковой цепи (ЧЦ), лебедок носовых канатов (ЛНК) и рамоподъёмной лебедки (РПЛ). Поскольку на драгах используется, как правило, послойное драгирование, и РПЛ включается только в углах забоя, её электропривод имеет лишь ступенчатое регулирование.

В состав автоматизированных тиристорных электроприводов ДА драги входят, таким образом, автоматизированные электроприводы ЧЦ, ЛНК и система автоматизации, обеспечивающая работу этих электроприводов с учётом технологии драгирования. В сочетании с элементами схемы электроснабжения, задающими

устройствами, системой контроля, защиты и диагностики образуется единый электромеханический комплекс (ЭМК), который решающим образом влияет на интегральную производительность драги и эффективность использования оборудования, особенно в сложных горногеологических условиях и при снижении среднего содержания золота в песках.

Основные требования, предъявляемые к ЭМК: обеспечение оптимальной загрузки обогатительного оборудования при изменяющихся условиях драгирования, надежность в работе и резервирование основного оборудования, простота обслуживания, учёт квалификации эксплуатационного персонала, высокая унификация в пределах одного ЭМК, высокие технико-экономические показатели.

Рациональное построение (синтез) ЭМК драги с учётом его специфических свойств – важная стратегическая задача при совершенствовании специализированных тиристорных преобразователей .

Быстродействующий тиристорный электропривод позволяет осуществлять автоматическое управление технологическим процессом драгирования средствами электропривода, что ранее для всех применявшимся систем электропривода было принципиально невозможно. Электропривод берёт на себя функции, которые раньше выполнялись механизмами. Это прежде всего относится к системе электропривода ЧЦ с уменьшенным запасом кинетической энергии, когда преодоление технологических перегрузок происходит, в основном, за счёт электромагнитного момента двигателя при быстродействующем управлении, а не за счёт дополнительно установленных инерционных масс [5].

Электропривод ЧЦ – важная часть ЭМК. Поскольку его мощность значительно превышает мощность привода ЛНК, он играет решающую роль в электропотреблении драги. Современное построение его систем управления, правильная компоновка силовой части, учёт ограниченной мощности питающей сети позволяют обеспечить повышение интегральной производительности драги при одновременном улучшении показателей по электропотреблению.

Электропривод ЛНК, как основной управляющий канал, во многом определяет режим работы ЭМК и производительность драги в целом. Он должен обеспечивать точное управле-

**Модификации специализированных комплексов тиристорных преобразователей, выпускавшихся Новосибирским заводом «Сибстанкоэлектропривод» (ранее «Сибэлектротрансмаш»)**

Изделие	Год освоения производства	Количество шкафов в изделии	Размеры, мм	Масса, кг	Дополнительная характеристика
Шкафы управления ШУ ЧЦ и ШУ ЛНК (ТУ 16-536.384-76)	1976	7	6400×800×2400	4100	—
Шкафы управления ШУ ЧЦ и ШУ ЛНК (ТУ 16-536.384-81)	1981	5	5000×800×2400	3500	Адаптивный регулятор нагрузки
Шкафы управления Ш9103-504ВУХЛ4 (ТУ 16-536.384-83)	1984	5	4700×800×2200	3000	Адаптивный регулятор производительности Специальный нелинейный регулятор
СНКУД-250Ф УХЛ4 (ТУ 16(АТКИ)656452070)-89	1989	5	3500×800×2000	2100	Трёхзонный адаптивный регулятор производительности Фильтрокомпенсирующее устройство

ние и демпфирование колебаний боковой скорости, вызванных упругостью канатов, учитывать изменение их геометрии. Колебания боковой скорости сказываются на равномерной загрузке обогатительного оборудования и, тем самым, на потерях золота при обогащении [6, 7].

Система автоматизации обеспечивает эффективную взаимную работу электроприводов ЧЦ и ЛНК по выбранному алгоритму. Выбор алгоритма зависит от постановки задачи регулирования: стабилизация скорости, мощности или производительности, обеспечение минимума затрат электроэнергии или потерь полезного компонента, обеспечение заданной надёжности. На алгоритм управления влияют также наличие или отсутствие датчиков, принятые при постановке задачи допущения в описании процессов добычи грунта, дезинтеграции и грохочения. Наиболее совершенной системой автоматизации, реализованной в последних разработках специализированного комплекса для драг, является адаптивный регулятор производительности, который обеспечивает повышение производительности добычного аппарата за счёт стабилизации среднего значения тока двигателей ЧЦ на тяжёлых грунтах и увеличения эффективности управления боковой подачей на легких грунтах [8, 9].

Очевидно, что систему автоматизации, построенную по типу адаптивного регулятора производительности, необходимо в дальнейшем дополнить связью с обогатительным оборудованием, в частности с бочкой. Если привод бочки имеет лишь ступенчатое регулирование

(как на большинстве драг), то следует использовать сигнал о его загрузке в качестве корректирующего в каналах задания электроприводов ЧЦ и ЛНК. Плавнорегулируемый электропривод бочки позволит согласовать в более широких пределах её пропускную способность и производительность ДА.

В дальнейшем система автоматизации должна представлять собой систему, созданную на базе промышленного контроллера, построенную на основе автоматизированных электроприводов ЧЦ, ЛНК, рамоподъёмной лебедки, технологических насосов и поддерживающую максимальное извлечение полезного компонента [12].

Одним из условий, которые необходимо принимать во внимание при разработке автоматизированных тиристорных электроприводов для драг, является учёт работы вентильных преобразователей и других электроприемников при питании от общего источника электроэнергии ограниченной (что характерно для приисковых сетей) мощности. Задача улучшения электромагнитной совместимости тиристорных электроприводов драг и электроснабжающих сетей совпадает с экономически обоснованным обеспечением нормируемого качества электроэнергии. Особенно важно правильно решать такую задачу в случае наиболее неблагоприятного сочетания свойств нагрузки и питающей сети. При этом наряду с внедрением тиристорного электропривода в конкретную часть системы электроснабжения необходимо проводить оценку электромагнитной совместимости тиристорного электропривода и электроснабжающей

сети и разрабатывать мероприятия по её обеспечению. Тем самым можно снизить затраты на эксплуатацию тиристорного электропривода в ходе технологического процесса драгирования [10,11].

### Землесосы и земснаряды

В настоящее время в системе водного транспорта России суда технического флота – землесосы и земснаряды используются как для поддержания и формирования водных путей, так и для добычи песчано-гравийных смесей и нерудных строительных материалов и гравия со дна рек.

Широкое распространение получили земснаряды как средство гидромеханизации, а также при строительстве каналов орошения и отвода воды [13].

На балансе российских предприятий, в первую очередь водного транспорта, находится значительное количество земснарядов импортного производства, механизмы лебедок которых оснащены тиристорными электроприводами постоянного тока. До середины 90-х годов прямых отечественных аналогов такого оборудования не было. Проекты основных электроприводов вновь строящихся отечественных земснарядов выполнялись на базе серийно изготавляемых электропромышленностью изделий. Организации–разработчика специализированных тиристорных электроприводов для земснарядов не было, как не было и предприятия, серийно выпускающего специализированные электроизделия.

Наличие целого ряда проектных организаций, многообразие земснарядов, привели к тому, что на действующих земснарядах используются самые различные системы электропривода основных механизмов:

- система генератор – двигатель (с реостатным регулированием цепей возбуждения, с использованием в цепях возбуждения МУ и ЭМУ, с тиристорными возбудителями);
- система трёхобмоточный генератор – двигатель;
- система магнитный усилитель – двигатель постоянного тока;
- асинхронный электропривод с электромагнитной муфтой скольжения;
- асинхронный электропривод с многоскоростным асинхронным двигателем с фазным ротором и реостатной схемой управления;

- система тиристорный преобразователь – двигатель постоянного тока (система ТП–Д);
- система преобразователь частоты – двигатель переменного тока.

Система ТП–Д реализована, например, на базе преобразователей серии КТУ (г.Таллинн) в проекте СКБ "Ленинская кузница" (г.Киев) – конец 80-х годов.

Отсутствие унификации усложняет эксплуатацию электроприводов на земснарядах, исключает эффективный обмен производственной информацией, затрудняет реализацию систем автоматизации и ориентирования.

В 1991 г. Новосибирский институт инженеров водного транспорта (НИИВТ) совместно с ЗАО "Сибивт" по заказу Минречфлота России завершил разработку и установил взамен существовавшего ранее на одном из предприятий Обского бассейнового управления пути опытный образец шкафов управления ШЗ-43-16 УХЛ4 оперативными лебедками 2500 кубового земснаряда проекта 1-517-01 Чехословацкого производства, который и эксплуатируется до настоящего времени. Опытный образец был изготовлен на производственной базе завода "Сибстанкоэлектропривод". Еще один комплект шкафов управления ШЗ-43-16 УХЛ4 был поставлен в Якутское бассейновое управление пути в 1994 г. В дальнейшем работы в этом направлении были свернуты из-за отсутствия заказов. Предполагалось, что после организации серийного производства комплекта тиристорных преобразователей для земснарядов необходимо вести работу по его совершенствованию, связанному как с реализацией новых научных результатов, так и с периодической заменой элементной базы и необходимостью улучшения потребительских свойств изделия. В связи с этим можно выделить стоящие перед разработчиками научные проблемы и опытно-конструкторские задачи.

**Научные проблемы.** Основные механизмы земснарядов различных типов включают в себя [14]:

- механизм рабочих и оперативных перемещений;
- механизм черпания;
- механизм механического разрыхления грунта;
- механизм рамоподъёмной лебедки (лебедки подъёма всасывающего устройства).

Кроме того, следует иметь в виду механизм дополнительного движителя, выравнивающего положение земснаряда, или движителя, обеспечивающего управление концевым понтоном пульпопровода.

Автоматизированные электроприводы основных механизмов и автоматическое управление основными технологическими процессами земснаряда решающим образом влияют на интегральную производительность земснаряда и качество подготовки дна.

Для заданных технологических требований необходимо, чтобы автоматизированные электроприводы перечисленных механизмов земснарядов представляли собой замкнутые системы управления. Для механизмов черпаковой цепи и фрезерного рыхлителя – это система поддержания средней скорости [15]; для механизмов оперативных лебедок – это система стабилизации скорости папильонирования с учётом упругости канатов и их пространственного расположения или система стабилизации усилия в тросе.

Источник питания на земснаряде является источником питания соизмеримой с электроприводами мощности. Поэтому работу всех электроприводов, особенно в динамических режимах, в условиях максимальных нагрузок, следует рассматривать с учётом их взаимного влияния друг на друга, а также на источник электроэнергии. Здесь следует изучить динамику переходных электромагнитных процессов, влияние структур регуляторов и их настроек на работу электроприводов и бортового генератора. Поскольку, как правило, на борту земснаряда несколько синхронных генераторов, а нагрузка на них может быть различной, целесообразно отключать некоторые генераторы. Этот вопрос необходимо исследовать. Нужно проработать задачу замены генераторов постоянного тока, питающих двигатели ЧЦ, на синхронные генераторы. Здесь же следует проанализировать возможность переключения на режим электродвижения при соответствующем изменении алгоритма управления. При изучении этих проблем следует широко использовать методы теории вероятности и математической статистики.

При разработке систем управления оперативными лебедками нужно создать математические модели при якорном и свайно-якорном

перемещениях земснаряда с учётом упругости канатов всех работающих лебедок и зависимость её от положения земснаряда на прорези, глубины разработки, геометрии канатов, усилий в канатах. При этом учесть жёсткость приведённой упругой связи, определяемой как выборкой стрелы провеса, так и растяжением каната, а также динамику системы при уходе с прорези и спуска по течению, когда требуются большие скорости земснаряда.

Необходимо исследовать структуру регулятора травящей канат лебедки, чтобы обеспечить заданное усилие подтормаживания, причём это усилие зависит от скорости.

Поскольку технологический процесс дноуглубления зависит от целого ряда параметров, большое влияние на результирующую производительность земснаряда может оказать автоматизация его работы. В этой части разработан целый ряд технических решений, эффективность которых следует проанализировать, опираясь на наработку в области дражных электроприводов. Необходимо изучить все предложения по приборам технологического контроля, выяснить возможность их серийного производства и последующей увязки с тиристорными электроприводами.

Следует изучить возможность использования на земснаряде не только тиристорного электропривода постоянного тока, но и тиристорного (или транзисторного) электропривода переменного тока.

Поскольку электроприводы основных механизмов земснарядов, с одной стороны, получают питание от источника электроэнергии, а с другой, – определяют эффективность грунтозабора, следует весь этот процесс рассматривать как единое целое, в виде электромеханотехнологического комплекса (ЭМТК). Необходимо сформулировать критерий оптимальности функционирования ЭМТК, определить его комплектность и типоисполнения в зависимости от типоразмера земснаряда, обеспечить простоту его построения и обслуживания, высокие технико-экономические показатели и надёжность.

В структуре ЭМТК того или иного типа земснарядов должны быть в перспективе современные системы управления, построенные на базе промышленных управляющих контроллеров. Из процесса работы земснаряда не должен исключаться оператор-багермейстер: все

системы должны помогать ему выбирать оптимальные решения, корректировать случайные ошибки. Здесь необходимы проведение специальных экспериментальных работ, использование математической теории оптимального эксперимента. Можно подумать также о варианте проигрывания оператором земснаряда на бортовом компьютере (с выводом на экран монитора) какого-либо технического решения с расчётом эффективности разных вариантов действия.

При изучении ЭМТК одним из важных критериев будет его энергетическая эффективность. Все возрастающая цена первичного источника энергии требует глубокого анализа проблем электромагнитной совместимости электрооборудования земснаряда и энергетической эффективности функционирования ЭМТК. Необходимо изучить систему возбуждения синхронных генераторов, предложить структуры более совершенных регуляторов. Целесообразно проанализировать возможность доработки конструкции синхронного генератора с учётом его работы на 100%-ю нелинейную нагрузку, провести сравнительный анализ различных систем электропривода и исполнения силовой части преобразователей различных типов.

Необходим анализ проблем технологической совместимости на земснарядах различного электрооборудования, т.е. реального обеспечения чёткого его соответствия выбранным (расчитанным) параметрам и характеристикам, а также условиям эксплуатации.

Необходимо проанализировать целесообразность использования на земснарядах общепромышленных тиристорных преобразователей, сравнить их со специализированным изделием.

**Опытно-конструкторские задачи.** Разработка специализированного для землесоса (земснаряда) изделия ориентирована на вполне определенное конструктивное воплощение, "привязанное" к возможностям и особенностям конкретного электротехнического производства и требованиям рынка (высокой конкурентоспособности). Поэтому все технические решения должны приниматься с точки зрения их последующего конструктивного воплощения.

Необходимо проанализировать все основные конструкции тиристорных преобразователей, установленных на земснарядах импортного производства, определить их массогабаритные показатели и тенденцию улучшения, фирмы-изготовители, специализированные на этих изделиях

или привязанных к земснарядам общепромышленных. Целесообразно взять на вооружение все полезные конструкторские решения.

Одновременно необходимо изучить современные возможности (конструкция, технология) завода "Сибстанкоэлектропривод". Следует знать все принятые на нём прогрессивные решения по конструкции выпускаемых изделий, максимально использовать возможности унификации.

Следует изучить стандарты, ведомственные руководящие материалы, возможности завода по мобильному изменению конструкции с учётом тенденции совершенствования нормативов.

Экономические стимулы для предприятий-изготовителей электротехнической продукции построены таким образом (а требование рынка их усиливает), что все основные технические решения изделия должны быть патентоспособными, т.е. выполняться на уровне изобретений.

**Эффективность работы.** Основными задачами при создании новых и модернизации действующих земснарядов можно считать: увеличение производительности (обеспечение максимально возможной по пропускной способности пульпопровода производительности), уменьшение простоев, снижение затрат.

Производительность земснаряда можно увеличить благодаря созданию автоматизированных электроприводов основных рабочих механизмов и автоматизации их совместной работы.

Простой земснарядов могут быть уменьшены за счёт обеспечения всех динамических нагрузок на механические конструкции на уровне заданных, оптимального по времени в данных условиях ухода с прорези и возвращения в неё, высокой надёжности и ремонтопригодности изделия.

Затраты могут быть снижены за счёт экономии энергии (топлива), упрощения обслуживания и ремонта.

## Выводы

Выполнение перечисленных задач средствами автоматизированных электроприводов и автоматического, на их основе, управления технологическими процессами с обеспечением специализированности разработки и комплектности поставки всего необходимого для приводов основных механизмов драг и земснарядов (землесосов) электрооборудования (исключая присущие общепромышленным преобразователям избыточ-

ность, неориентированность на условия эксплуатации и некомплектность), его унификация на предприятиях золотодобывающей отрасли, гидромеханизации, водного транспорта, позволит получить значительный экономический эффект.

#### Список литературы

1. Пуценко В.И., Пономарев В.Б. Комплект тиристорных преобразователей постоянного тока для черпающего комплекса драг // Электротехническая промышленность. Сер.Электропривод. 1978. Вып.8(70). С.4–6.
2. Пуценко В.И., Пономарев В.Б. Модернизированный комплект тиристорных преобразователей постоянного тока для черпающего комплекса драг // Электротехническая промышленность. Сер.Электропривод. 1982. Вып. 4 (102). С.17–20.
3. Шкафы управления Ш9103-504В УХЛ4 (для драг). Каталог 08-08-04-84 / Пономарев В.Б. и др. М.: Информэлектро, 1984.
4. Пономарев В.Б., Краснухин А.Ю. Комплект тиристорных преобразователей для электроприводов оперативных лебедок землесосов // Речной транспорт. 1992. №9. С.10–12.
5. Пономарев В.Б., Бургин Б.Ш. Исследование электропривода черпаковой цепи драги с уменьшенным запасом кинетической энергии // Электрооборудование объектов водного транспорта. Сб.науч.трудов НИИВТ. 1985. С.10–18.
6. Пономарев В.Б. О связи между дисперсиями производительности и скорости боковой подачи драги. Новосибирск: НЭТИ, 1982. С.90–101.
7. Пономарев В.Б. Повышение управляемости боковой подачи драги с использованием разматывающей лебедки // ДАН Высшей школы РФ. 2004. №1. С.67–75.
8. Царегородцев М.Е., Пономарев В.Б., Царегородцев Ю.Е. Автоматизация многочерпаковых драг. Красноярск: Издательство Красноярского университета, 1989.
9. Пономарев В.Б. Адаптивный регулятор производительности многочерпаковой драги // Научный вестник НГТУ. 2004. № 1 (16). С. 3–8.
10. Пономарев В.Б. Об электромагнитной совместимости узла нагрузки с тиристорным электроприводом // Автоматизация технологических процессов и оборудования в цветной металлургии. Красноярск: Красноярское книжное издательство, 1985. С.39–52.
11. Пономарев В.Б. Колотилова Д.Г., Баринев Н.В. О несинусоидальности напряжения в сети ограниченной мощности // Изв.вузов. Горный журнал. 1982. №9. С.107–110.
12. Пономарев В.Б. Алгоритм управления электроприводами добычного аппарата драг // Научный вестник НГТУ. 2004. №1 (16). С.9–15.
13. Пономарев В.Б., Колотилов Ю.А., Краснухин А.Ю. О путях совершенствования электроприводов грунтовых насосов земснарядов гидромеханизации // Электропривод и автоматизация объектов водного транспорта. Сб.науч.трудов НИИВТ. 1993. С.73–85.
14. Пономарев В.Б. Проблемы исследования и разработка электроприводов современных земснарядов. // Электропривод и автоматизация объектов водного транспорта. Сб.науч.трудов НИИВТ. 1991. С.5–12.
15. Пономарев В.Б. Динамические свойства электропривода черпающего аппарата многочерпакового земснаряда // ДАН Высшей школы РФ. 2005. №1 (4). С.74–82.

**Пономарев Владимир Борисович** – директор Ассоциации выпускников НГТУ-НЭТИ, канд. техн. наук, доцент. Окончил монтажно-электротехнический факультет НЭТИ в 1972 г. Защитил диссертацию по теме "Разработка и исследование автоматизированного электропривода черпаковой цепи драги с уменьшенным запасом кинетической энергии" в 1983 г.

## Экспериментальные исследования энергетических показателей частотно- регулируемых асинхронных двигателей, работающих от полигармонических источников напряжения

АНДРИАНОВ М.В., канд.техн.наук, РОДИОНОВ Р.В., инж.

Приведены результаты испытаний частотно-регулируемых асинхронных двигателей, работающих от полигармонических источников напряжения. Показана новая методика обработки результатов испытаний и их интерпретация.

Одним из перспективных направлений является развитие регулируемого электропривода (ЭП) на базе асинхронного двигателя (АД) с преобразователем частоты (ПЧ). Регулируемый ЭП на базе АД имеет ряд преимуществ

*Results of experimental researches of the variable speed drives based on asynchronous motors working from polyharmonious sources of a voltage are considered. The new technique of processing of results of tests and their interpretation is shown.*

перед другими ЭП, в числе которых энергосбережение и ресурсосбережение. Качественной оценкой этих качеств являются энергетические показатели, такие как мощность, КПД, коэффициент мощности. Важным вопросом при улуч-

шении энергетических показателей является проведение комплексных испытаний, позволяющих оценить энергетические показатели отдельных элементов привода (ПЧ, частотно-регулируемого АД, дросселей, фильтров и т.д.). Все элементы ЭП работают в различных условиях, отличных от номинальных, что затрудняет определение энергетических показателей ЭП. Сложность проведения испытаний обусловлена также действием электромагнитных помех (несинусоидальности напряжений и токов, отклонения напряжения и частоты). Наибольшее распространение получили ПЧ с автономными инверторами напряжения. Частота коммутации ключей автономного инвертора напряжения ПЧ различных фирм находится в пределах от нескольких сотен герц до десятков килогерц. Спектр выходного напряжения ПЧ представляет собой сумму спектра основной гармоники и спектра частоты коммутации ключей автономного инвертора напряжения, поэтому выходное напряжение ПЧ является полигармоническим, а ПЧ – полигармоническим источником напряжения для частотно-регулируемого АД. Спектральный состав выходного напряжения ПЧ оказывает влияние на энергетические показатели всех элементов привода. Настоящая статья посвящена испытаниям по определению энергетических показателей частотно-регулируемых АД, работающих от полигармонических источников напряжения, которыми являются ПЧ<sup>1</sup>.

МЭК 60034-17 предусматривает следующие испытания для двигателей работающих с преобразователями частоты [1]:

- анализ спектра напряжения и тока;
- оценку влияния ПЧ на характеристики двигателя (КПД, коэффициент мощности двигателя, скольжение);
- уменьшение врачающего момента при работе с преобразователем;
- магнитный шум частотно-регулируемого АД;
- надёжность системы изоляции и подшипникового узла;
- максимальные угловые скорости.

В настоящей статье будут рассмотрены вопросы анализа спектра напряжения и тока, ухудшение врачающего момента двигателя при ра-

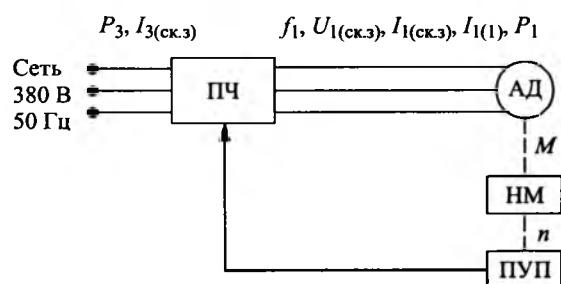


Рис.1

боте с ПЧ и определение энергетических показателей.

Испытаниям была подвергнута группа частотно-регулируемых АД, работающих в ЭП с постоянным моментом ( $M = \text{const}$ ). Для сравнения экспериментальных результатов, полученных при питании АД от источника синусоидального напряжения с результатами, полученными при питании от полигармонического источника, были выполнены требования стандартов по условиям проведения испытаний, методам и точности измерительного оборудования. При испытаниях использовалась схема с обратной связью по скорости (рис.1).

Токи и напряжения измерялись с помощью комплекта измерительной аппаратуры фирмы "Брюль и Кьер", а в качестве измерительных преобразователей применялись датчики тока и напряжения с эффектом Холла [2]. Для измерения мощности использовалось устройство для измерения активной мощности в трёхфазных сетях несинусоидального напряжения [3]. Точность измерения электрических величин этими приборами соответствует требованиям ГОСТ-11828 [4], предъявляемым к приборам и измерительным трансформаторам, используемым при испытаниях АД.

Электропривод работает от сети переменного тока частотой 50 Гц и напряжением 380 В. В качестве ПЧ использовался преобразователь фирмы KEB типа 16.F5.M1G-36D0. Его параметры:

Точность задания скорости, об/мин .....	< 0,025
Время обработки сигналов	
датчика ОС, мс.....	0,5–256
Разрядность АЦП, бит .....	12
Минимальное время расчёта аналогового задания скорости, мкс .....	125
Степень защиты .....	IP20
Диапазон рабочих температур, °C .....	-10 ÷ +45

Обратная связь осуществляется преобразователем угловых перемещений (ПУП) произ-

<sup>1</sup> Авторы выражают благодарность Н.М. Агафоновой, Т.И. Гавриловой и С.А. Серебряковой за помощь в проведении испытаний.

Таблица 1

Параметр	Тип двигателя			
	АИРМ132S8		АИРМ132M8	
$r_{\phi 20}$ , Ом	0,6779		0,4561	
$U_L$ , В	285	364	285	364
$P_2$ , кВт	4	5,5	5,5	5,5
$f_1$ , Гц	50	64	50	64
$M_n$ , Н·м	53,12	56,62	73,64	56,26
$I_1$ , А	14,37	14,72	18,67	16,01
$\cos\varphi$	0,714	0,715	0,729	0,649
$\eta$ , %	80,39	82,93	81,87	83,97
$s$ , %	4,12	3,36	4,9	2,74
				4,68
				4,13

водства СКБ ИС (г. Санкт-Петербург) типа ЛИР-158А-2500.

#### Параметры датчика

Число импульсов датчика на один оборот ..... 2500  
Интервал рабочих температур, °С .....  $-40 \div +100$   
Степень защиты ..... IP64.

В качестве двигателя использовались АД производства ОАО "ВЭМЗ".

Основные конструктивные особенности электродвигателей:

- усиленная изоляция обмотки (провод ПЭТД-180, дополнительная пропитка);
- балансировка на повышенную частоту вращения;
- встроенная температурная защита;
- принудительное охлаждение от вентилятора-наездника.

В табл.1 приведены основные характеристики электродвигателей, испытанных<sup>2</sup> от источника синусоидального напряжения. В качестве нагружочного механизма (НМ) применялась балансирная машина типа MS 2821-4N.

В табл.1 включены: сопротивление фазы АД  $r_{\phi 20}$ , приведённое к 20°C, линейное напряжение  $U_L$ , номинальная мощность  $P_2$ , частота напряжения питания  $f_1$ , врачающий момент при номинальной мощности  $M_n$ , коэффициент мощности  $\cos\varphi$ , КПД  $\eta$  и скольжение  $s$ . Анализ спектра напряжения и тока двигателей, работающих с постоянным моментом позволяет определить номера гармоник, а также их относительную долю в спектре напряжения и тока.

На рис.2 показаны спектограммы напряжения и тока для двигателей АИРМ132S4 и АИРМ132M4.

<sup>2</sup> Испытания проведены при питании двигателей от синхронного генератора напряжением 364 В и частотой 64 Гц.

Из спектrogramм можно выделить относительное содержание гармоник по выражению:

$$k_i = A_{\text{ск.з}} - A_i, \quad (1)$$

где  $k_i$  – коэффициент  $i$ -й гармоники, дБ;  $A_{\text{ск.з}}$  – среднеквадратичное значение напряжения или тока, дБ;  $A_i$  – значение  $i$ -й гармоники напряжения или тока, дБ.

Спектrogramмы состоят из 3 декад (20 – 200 Гц, 200 Гц – 2 кГц, 2 – 20 кГц). В первой декаде находится 1-я гармоника, определяющая врачающий момент двигателя. Во второй декаде показаны гармоники с номерами 5, 7, 11, 13, 17, 19, генерирующие добавочные моменты. В третьей декаде спектrogramм показаны гармоники несущей частоты ШИМ инвертора. Гармоники несущей частоты ШИМ не оказывают влияния на врачающий момент двигателя, но вызывают пики напряжения, негативно влияющие на систему изоляции двигателя. Из рис.2 видно какие гармоники присутствуют в спектре тока и напряжения при работе ЭП с тем или иным двигателем. Зависит это от конструкции активной части АД. Для обобщённой оценки действия добавочных моментов можно воспользоваться коэффициентом снижения врачающего момента.

Коэффициент снижения врачающего момента и энергетические показатели определяются по рабочим характеристикам в зависимости от нагрузки привода. Характеристики включают в себя графики среднеквадратичного значения тока АД, действующего значения 1-й гармоники тока АД, коэффициента мощности АД, КПД, потребляемой мощности  $P_1$ , частоты 1-й гармоники напряжения. Действующее значение 1-й гармоники линейного напряжения изменялось пропорционально частоте.

Коэффициент мощности частотно-регулируемого АД определяется выражением:

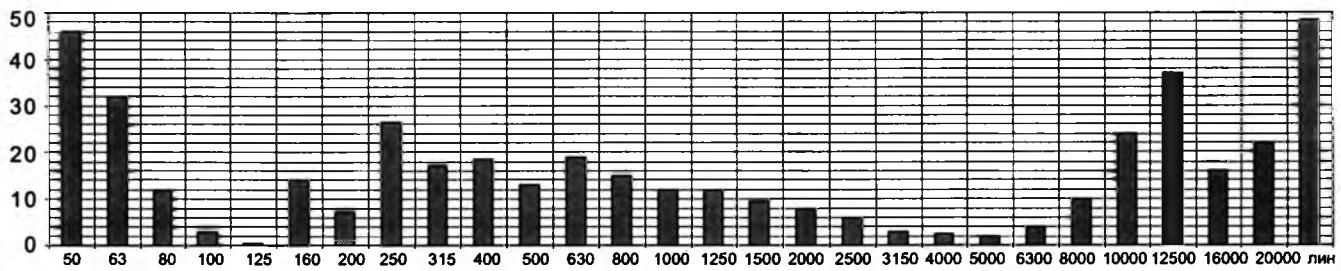
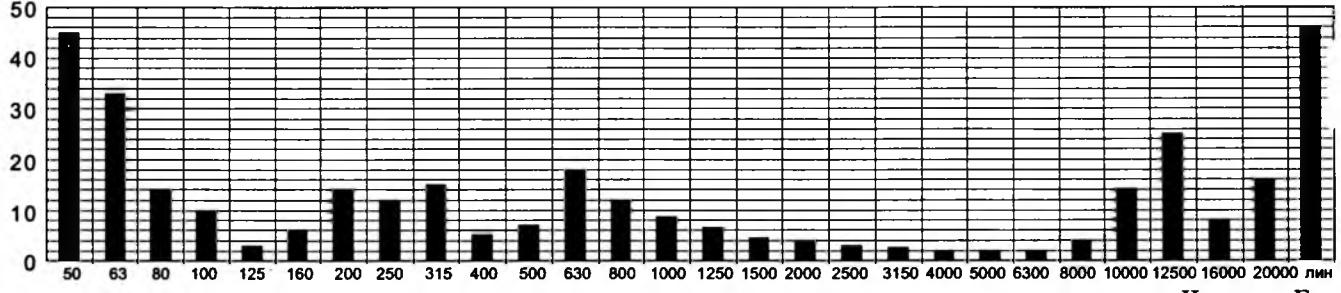
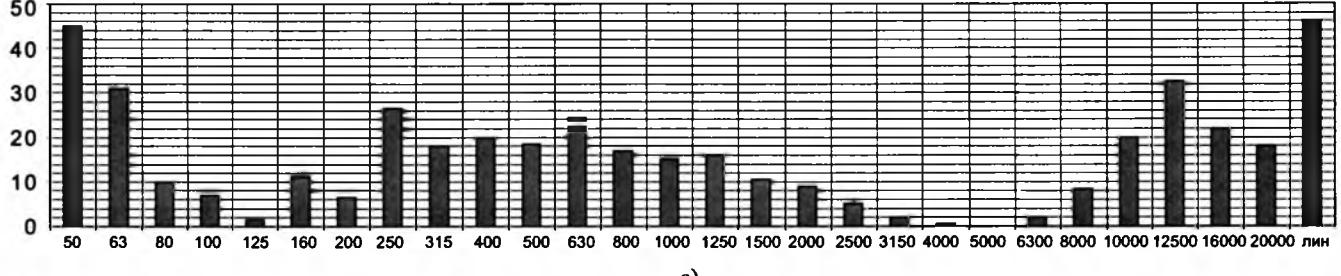
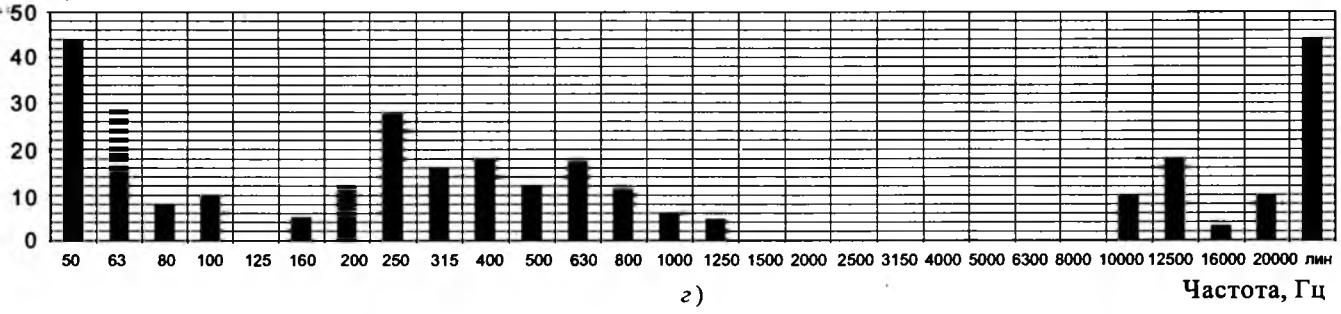
*A, дБ**a)**A, дБ**b)**A, дБ**c)**A, дБ**d)*

Рис.2. Спектры напряжения (а) и тока (б) двигателя АИРМ132С4БУ3 (несущая 12 кГц, момент нагрузки 50,1 Н·м) и спектры напряжения (в) и тока (г) двигателя АИРМ132М4БУ3 (несущая 12 кГц, момент нагрузки 72,5 Н·м)

$$\lambda_2 = \frac{P_1}{\sqrt{3}U_{l(\text{ск.з})}I_{l(\text{ск.з})}}, \quad (2)$$

где  $P_1$  – мощность потребляемая частотно-регулируемым АД, Вт;  $I_{l(\text{ск.з})}$  – среднеквадратичное значение тока АД, А;  $U_{l(\text{ск.з})}$  – среднеквадратичное значение напряжения, В.

Мощность на валу, отдаваемая НМ,

$$P_2 = 0,1047Mn, \quad (3)$$

где  $M$  – врачающий момент двигателя, Н·м;  $n$  – частота вращения, об/мин.

КПД частотно-регулируемого АД

$$\eta_2 = \frac{P_2}{P_1} \cdot 100\%. \quad (4)$$

Графики рабочих характеристик частотно-регулируемых АД, работающих с постоянным моментом, приведены на рис.3.

Из графиков рабочих характеристик АД можно определить коэффициент снижения врашающего момента  $k_{\text{м.т.}}$ . Он определяется как отношение врачающего момента двигателя  $M$  при работе с ПЧ к врачающему моменту двигателя  $M_{\text{sin}}$ , работающего от источника синусоидального напряжения:

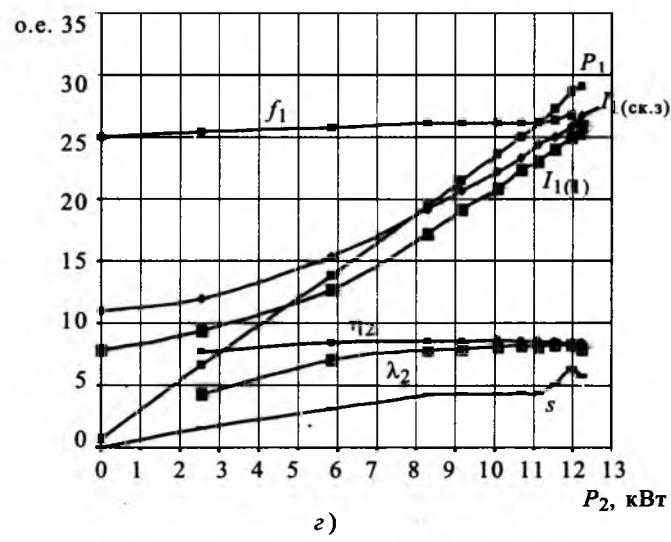
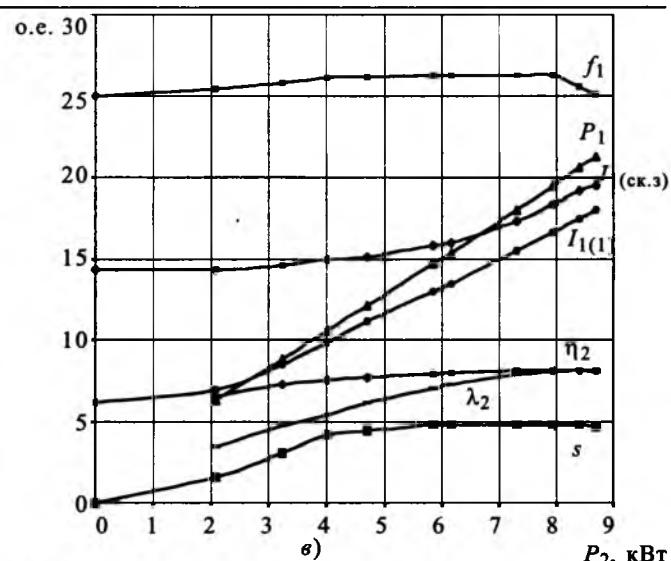
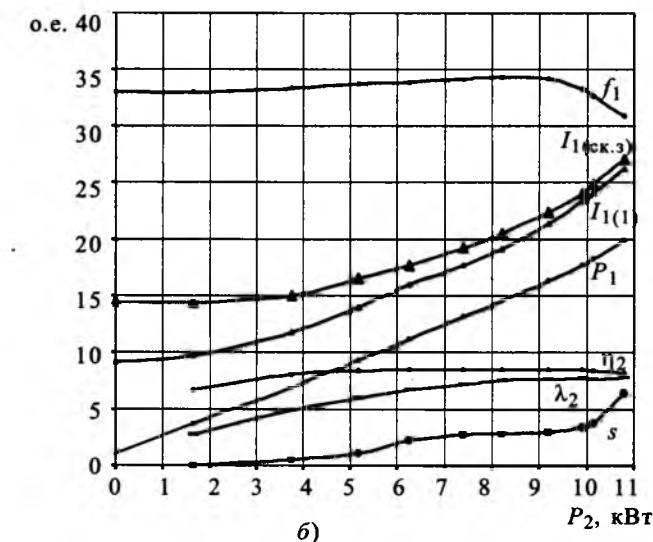
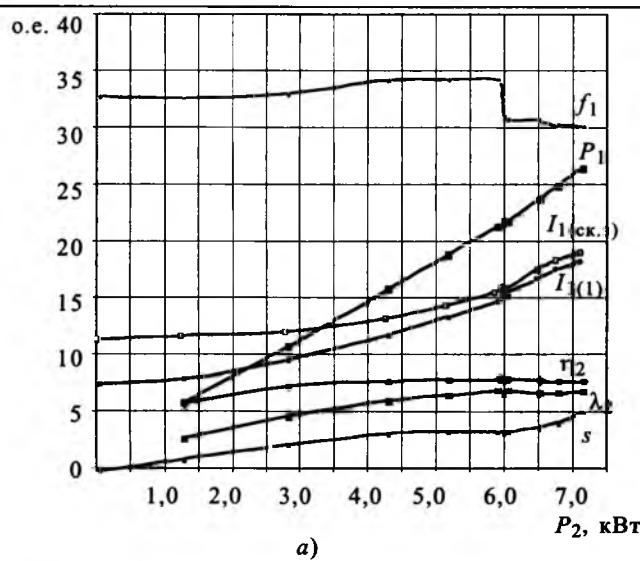


Рис.3. Рабочие характеристики двигателей АИР132С8БУ3 (а), АИМР132М8БУ3 (б), АИРМ132С4БУ3 (в), АИРМ132М4БУ3 (г) (масштаб 1 : 1 А  $I_{1(\text{ск.3})}$  : 1 А  $I_{1(1)}$  : 1 кВт  $P_1$  : 10%  $h$  : 0,11 : 1%  $s$  : 2 Гц  $f_1$ )

$$k_{\text{м.т}} = \frac{M}{M_{\sin}}. \quad (5)$$

При этом выполняются следующие условия:

$$I_{1(\text{ск.3})} = I_{\sin}; \quad f = f_{\sin}; \quad U_{(1)} = U_{\sin}, \quad (6)$$

где  $I_{1(\text{ск.3})}$  – среднеквадратичное значение тока при работе АД от ПЧ, А;  $f$  – частота 1-й гармоники напряжения, Гц;  $U_{(1)}$  – действующее значение первой гармоники линейного напряжения при работе АД от ПЧ, В;  $I_{\sin}$  – действующее значение тока при работе АД от источника синусоидального напряжения, А;  $f_{\sin}$  – частота синусоидального напряжения, Гц;  $U_{\sin}$  – действующее значение синусоидального напряжения, В.

При выполнении указанных условий и работе АД в приводе со снижением вращающего

момента тепловой запас двигателя при работе в приводе будет таким же, как и при работе от источника синусоидального напряжения. По графикам рабочих характеристик частотно-регулируемых АД определены энергетические характеристики двигателей (табл.2).

В табл.2 приведены: частота первой гармоники выходного напряжения  $f_{1(1)}$ , номинальная мощность  $P_2$ , среднеквадратичное значение тока АД  $I_{1(\text{ск.3})}$ , коэффициент первой гармоники тока  $k_{I1}$ , скольжение  $s$ , КПД  $\eta_2$  и коэффициент мощности  $\lambda_2$ .

Важным критерием для АД, работающих в составе регулируемых ЭП, является превышение температуры обмотки статора. Результаты испытаний на нагревание частотно-регулируемых АД системы привода приведены в табл.3. Тепловые испытания проводились при

Таблица 2

Параметр	Тип двигателя			
	АИРМ132S8	АИРМ132M8	АИРМ132S4	АИРМ132M4
$f_{1(1)}$ , Гц	67,7	67,4	52,7	52,2
$P_2$ , кВт	5,5	7,5	7,5	11
$I_{1\text{ск.3}}$ , А	15,5	20,5	16,4	24,1
$k_L$ , %	96,8	96,1	97,6	94,5
$s$ , %	3,4	2,8	4,8	4,4
$\eta_2$ , %	80,79	84,6	84,42	85,42
$\lambda_2$	0,687	0,732	0,801	0,813

работе двигателя в составе регулируемого привода и сравнивались с результатами испытаний от источника синусоидального напряжения. Испытания завершались после установления теплового равновесия. Согласно ГОСТ-11828 тепловое равновесие достигается при изменении температуры на корпусе АД в течение часа не более, чем на 2°C. Нагрузка на валу в течение всего времени испытания на нагревание поддерживалась постоянной ( $M = \text{const}$ ). Класс нагревостойкости изоляции испытанных АД допускает перегрев обмотки статора 100°C.

При работе АД от источника синусоидального напряжения (табл.3) превышения температуры обмотки статора в большинстве случаев значительно меньше, чем при испытании тех же АД от ПЧ. Кроме этого определены коэффициенты первых гармоник напряжения и

растянию тока и потерь в двигателе.

Волновые явления, возникающие в результате пульсаций напряжения приводят к возникновению значительных пиковых напряжений на клеммах двигателя привода. Результаты исследования пиковых напряжений приведены в табл.3. Согласно МЭК 60034-17 максимальное линейное пиковое напряжение не должно превышать 1500 В. В табл.3 также включены: частота коммутации ШИМ  $f_k$ , коэффициент первой гармоники напряжения  $k_{U_1}$ , превышение температуры обмотки статора  $\Theta_m$ , температура корпуса двигателя  $T_k$ , температура окружающей среды  $T_{окр}$ .

Из табл.3 видно, что требованиям ГОСТ 183-74 удовлетворяют только двигатели АИРМ132S8 и АИРМ132M8. Причём рекомендуемая частота несущей ШИМ должна быть

Таблица 3

Параметр	Тип двигателя									
	АИРМ132S8			АИРМ132M8			АИРМ132S4		АИРМ132M4	
$f_k$ , кГц	Sin*	4	12	Sin*	4	12	Sin*	12	Sin*	12
$f_1$ , Гц	50	66,7 67,8	66,7 67,7	50	66,7 67,5	66,7 67,4	50	50 52,7	50 52,2	
$U_{1(1)}$ , В	285	355	355	285	355	357	380	362	380	363
$U_{\text{пик}}$ , В	—	940	1150	—	950	1200	—	1200	—	1200
$k_{U_1}$ , о.е.	1	0,897	0,879	1	0,883	0,840	1	0,826	1	0,825
$I_{1\text{ск.3}}$ , А	14,37	16	15,5	18,5	21,6	20,5	15,88	16,4	22,0	24,1
$I_{1(1)}$ , А	14,37	15,14	15,0	18,5	19,9	19,7	15,88	16,0	22,0	22,8
$k_{I_{1(1)}}$ , о.е.	1	0,944	0,968	1	0,921	0,961	1	0,976	1	0,945
$\Theta_m$ , °C	73,9	103,7	90,9	77,3	105,4	94,8	103,2	110,6	107,5	131,2
$T_k$ , °C	62,8	87,2	68,0	66,5	84,2	73,8	83,8	87,3	78,2	85,8
$T_{окр}$ , °C	18,5	18,7	14,2	15,1	18,4	13,3	15,1	16,0	16,4	14,0
$M$ , Н·м	53,12	55	55	75	75	75	50,1	50,1	72,5	72,5

\* Испытания проводились при синусоидальном питании электродвигателя привода.

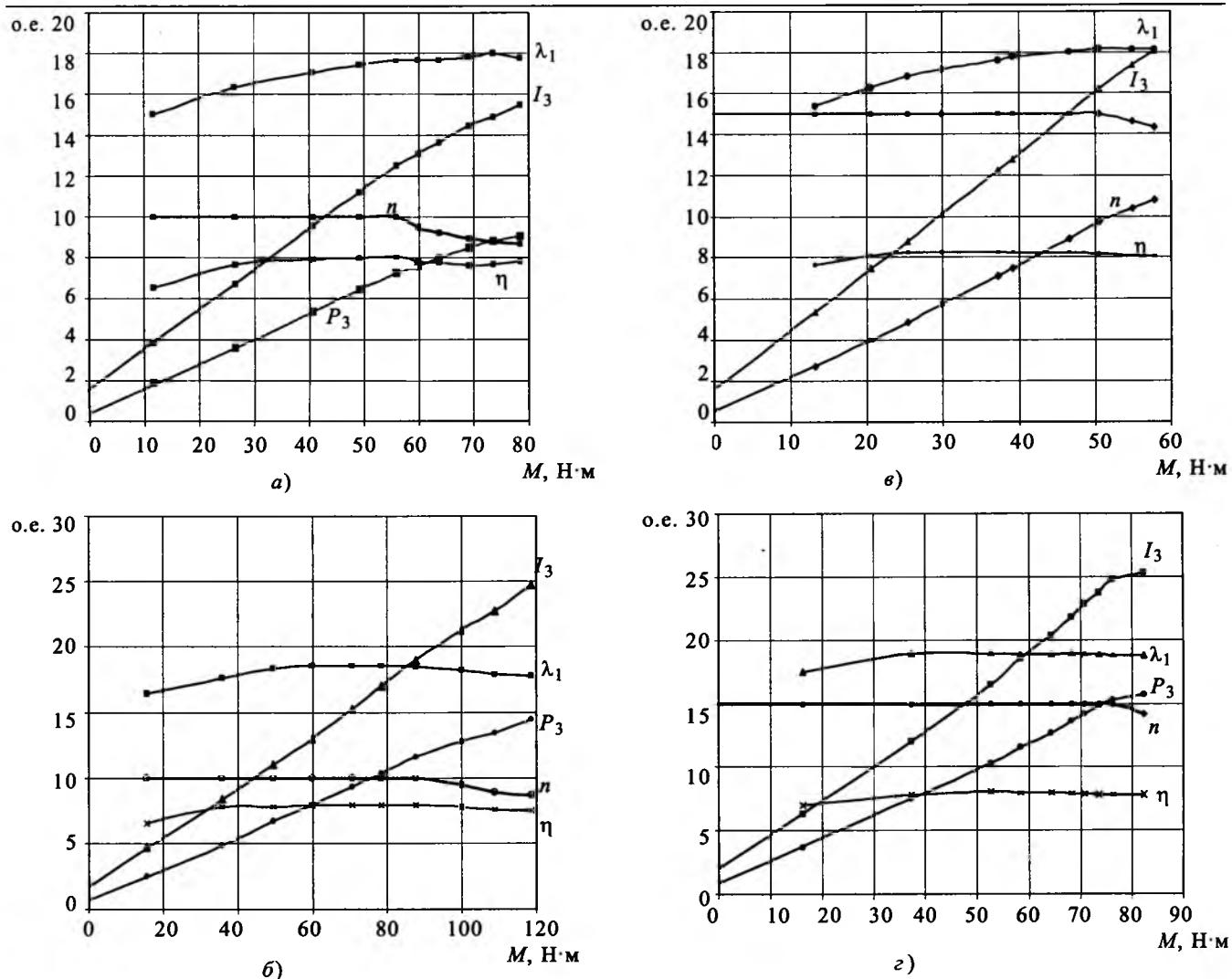


Рис.4. Рабочие характеристики ЭП с АИРМ132С8 (а), АИРМ132М8 (б), АИРМ132С4 (в) и АИРМ132М4 (г) (масштаб 1:1 А I<sub>3</sub>:1кВт P<sub>3</sub>:100 об/мин η :10% η :0,05 λ<sub>1</sub>)

больше 10 кГц, иначе должна быть снижена мощность двигателей или повышенна эффективность охлаждения.

Коэффициент мощности и КПД ЭП

$$\lambda_1 = \frac{P_3}{\sqrt{3}U_{3(\text{ск.з})}I_{3(\text{ск.з})}}; \quad (8)$$

$$\eta = \frac{P_2}{P_3} \cdot 100\%. \quad (9)$$

Рабочие характеристики ЭП с испытанными частотно-регулируемыми АД приведены на рис.4.

Параметры номинального режима сведены в табл.4.

С учётом  $\eta = \eta_1 \eta_2 \left(1 - \frac{\sum P_{\text{д.у}}}{P_3}\right) \cdot 100\%$  и

$\sum P_{\text{д.у}} = 0$ , где  $\sum P_{\text{д.у}}$  – потери в дополнительных устройствах (вентиляторы, фильтры и т.д.),

можно определить КПД преобразователя и потери  $P_{\text{ПЧ}}$ :

$$\eta_1 = \frac{\eta}{\eta_2}; \quad (10)$$

$$P_{\text{ПЧ}} = P_3 - P_1. \quad (11)$$

Согласно [5] коэффициент снижения врачающего момента при эквивалентном тепловом запасе для частотно-регулируемых АД можно определить по коэффициенту первой гармоники тока:

$$k_{\text{м.т}} = \kappa_1^2. \quad (12)$$

Значение коэффициента снижения врачающего момента находится в пределах 0,8–1,0. Для систем приводов, подвергшихся испытанию, коэффициент снижения врачающего момента равен: для ЭП с АИРМ132С8 – 0,94, АИРМ132М8 – 0,923, АИРМ132С4 – 0,95, АИРМ132М4 – 0,9.

Таблица 4

Параметр	Тип двигателя			
	АИРМ132S8	АИРМ132M8	АИРМ132S4	АИРМ132M4
$I_3$ , А	11,2	15,3	16,2	22,8
$P_3$ , кВт	6,65	9,33	10,09	13,934
$M$ , Н·м	49,09	70,59	50,49	70,78
$n$ , об/мин	1000	1000	1500	1500
$\lambda_1$ ,	0,9	0,926	0,91	0,926
$\eta$ , %	77,3	79,2	78,58	78,54
$P_{\text{ПЧ}}$ , Вт	199	329	320	712
$\eta_2$ , %	97,1	96,47	96,83	93,42

Выражение (12) справедливо при выполнении следующих условий:

$$k_1 \geq 0,9; f = f_{\sin}; U_{(1)} = U_{\sin}. \quad (13)$$

По выражению (12) можно определять коэффициент снижения вращающего момента при эквивалентном тепловом запасе, не прибегая к испытаниям на нагревание, ограничиваясь результатами частотного анализа токов и напряжений АД при работе с ПЧ с условиями (13).

## Выводы

1. Предложенная методика экспериментального определения энергетических показателей частотно-регулируемых АД по результатам испытаний позволяет определять энергетические показатели частотно-регулируемого АД и ПЧ, входящих в состав привода.

2. На основе сравнительного анализа испытаний АД при работе от синусоидального источника питания и от преобразователя частоты, основано использование характеристики, учитывающей влияние преобразователя на тепловой запас двигателя – коэффициент снижения вращающего момента при эквивалентном тепловом запасе. Коэффициент снижения вращающего момента находится в пределах 0,8–1,0. Для систем приводов, подвергшихся испытанию, коэффициент снижения вращающего момента равен: для ЭП с АИРМ132S8 – 0,94,

АИРМ132M8 – 0,923, АИРМ132S4 – 0,95, АИРМ132M4 – 0,9.

3. Результаты испытаний под нагрузкой подтвердили, что с увеличением нагрузки до номинальной уменьшается относительное содержание высших гармоник в спектре тока АД, работающего от полигармонического источника напряжения.

## Список литературы

1. IEC TS 60034-17. Rotating electrical machines. P. 17. Cage induction motors when fed from converters – Application guide.

2. Андрианов М.В., Родионов Р.В. Особенности электрических измерений при испытаниях асинхронных двигателей, работающих с преобразователями частоты // Электротехника. 2004. № 3. С. 47–50.

3. Пат. № 41211 РФ. Преобразователь активной мощности трёхфазной цепи иссинусоидального напряжения в цифровой код / М.В. Андрианов, Р.В. Родионов // Бюл. 2004. № 28.

4. ГОСТ-11828. Машины электрические вращающиеся. Общие методы испытаний.

5. Андрианов М.В., Родионов Р.В. Вопросы выбора электродвигателя в регулируемом электроприводе на базе асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором // Электротехника. 2002. № 11. С.2–5.

6. Андрианов М.В., Родионов Р.В. Особенности электропотребления комплектных приводов на базе преобразователей частоты с асинхронными двигателями с короткозамкнутым ротором // Электротехника. 2002. № 11. С.6–10.

7. Жерве Г.К. Промышленные испытания электрических машин. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. Отд-ние, 1984.

Андрианов Михаил Васильевич – руководитель лаборатории микропроцессорного электропривода Владимирского ГУ, канд. техн. наук. В 1985 г. окончил факультет технической кибернетики Владимирского политехнического института. В 1994 г. защитил диссертацию по теме "Исследование и разработка методов и технических средств повышения энергетических характеристик вентильных электроприводов". В 1997 г. присвоено звание доцента.

Родионов Роман Вячеславович – аспирант кафедры "Управление и информатика в технических и экономических системах" Владимирского ГУ. В 1999 г. окончил ВлГУ по специальности "Управление и информатика в технических системах".

# Регулирование положения в асинхронных электроприводах с релейным частотно-токовым управлением

ВОЛКОВ А.В., АНТОНОВ Н.Л.

Разработаны методика и система автоматического управления (САУ) положением асинхронного электропривода, рассчитаны регулятор положения и установившаяся ошибка САУ с использованием релейного частотно-токового управления и подчинённого регулирования. На цифровых моделях позиционного и следящего асинхронных электроприводов с двухзвенным непосредственным преобразователем частоты с широтно-импульсной модуляцией исследованы переходные и стационарные процессы для предложенной САУ.

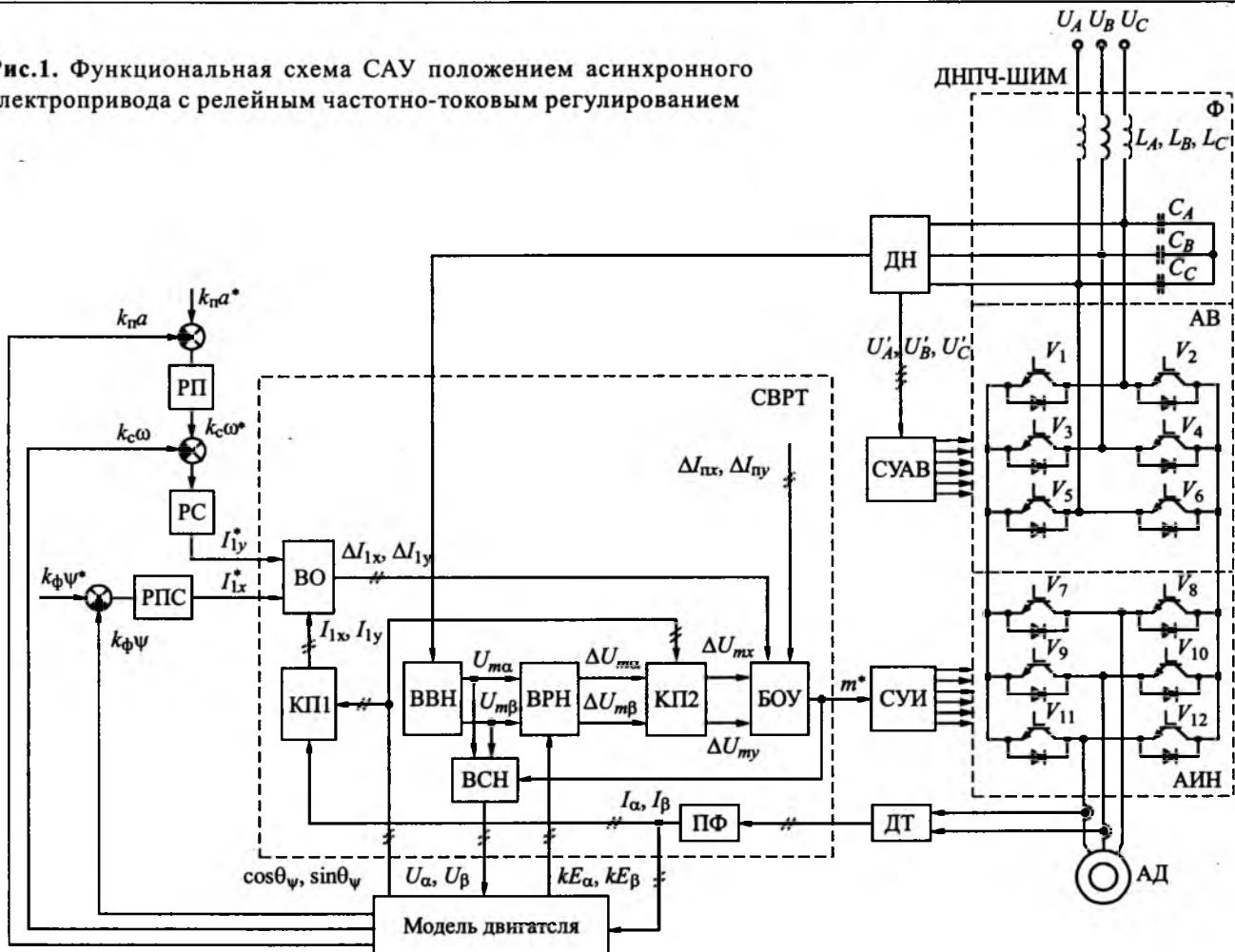
В последние годы во всем мире большое внимание уделяется разработке и исследованию автоматических систем частотного регулирования асинхронных электроприводов (ЭП) с релейным управлением [1]. В первую очередь это обусловлено тем, что данные системы позволяют достичь предельного по быстродействию регулирования параметров режима (тока, электромагнитного момента, потокосцепления, скорости) асинхронного двигателя и на этой основе создать быстродействующий регулируемый ЭП переменного тока, необходимый при регулировании положения. Вместе с тем вопросы регулирования положения в асинхронных ЭП с релейным управлением (например, с DTC-управлением [1] или в токовых "коридорах" [2]) до настоящего времени остаются мало исследованными. Ранее проведённые подобные исследования регулирования положения [3] асинхронных ЭП с частотно-токовым управлением (ЧТУ), базирующиеся на других и менее совершенных алгоритмах релейного управления, в полной мере не применимы к современным асинхронным электроприводам релейного типа.

Предложенная статья посвящена разработке и расчёту на основе принципов подчинённого регулирования системы автоматического регулирования (САУ) положением асинхронного ЭП с релейным регулированием намагничающей и активной составляющей (проекций) статорного тока двигателя [2], исследованию переходных и установившихся электромеханических режимов в позиционном и следящем асинхронных электроприводах, реализованных с помощью разработанной САУ.

Using a relay frequency-current control and subordinate regulation, automatic control system (ACS) by position of asynchronous electric drive is elaborated, position regulator and stable following error of ACS are calculated. Transitional and stable electromechanical processes for offering ACS are researched on digital models of position and following asynchronous electric drive with pulse-width modulation two-section direct frequency converter.

Функциональная схема разработанной САУ положения приведена на рис.1. В качестве преобразователя частоты принят двухзвенный непосредственный преобразователь частоты (ДНПЧ) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Преобразователь (ДНПЧ-ШИМ) содержит (рис.1) в своём составе трёхфазные: сетевой  $LC$ -фильтр  $\Phi$ , активный выпрямитель  $AB$  (на управляемых силовых ключах  $V_1-V_6$ ) и автономный инвертор напряжения АИН (на управляемых силовых ключах  $V_7-V_{12}$ ). Каждый силовой ключ обеспечивает двухстороннюю токовую проводимость и выполнен в виде собственно полупроводникового ключа (на основе IGBT, MOSFET, IGCT или GTO) и шунтирующего обратного диода. Для формирования импульсов управления силовыми ключами  $AB$  и АИН служат соответственно системы управления активным выпрямителем ( $СУAB$ ) и инвертором ( $СУИ$ ). Преобразователь имеет хорошие перспективы применения в регулируемом автоматизированном электроприводе переменного тока, обусловленные: относительной простотой (содержит 12 силовых ключей), свойством двухстороннего обмена энергией с питающей сетью (без применения дополнительных устройств для рекуперации), способностью реализовывать высокие динамические свойства привода, хорошими энергетическими характеристиками (соизмеримыми с аналогичными преобразователями частоты, выполненных на основе неуправляемого выпрямителя и трёхфазного АИН-ШИМ), и улучшенными массогабаритными и стоимостными показателями (вследствие отсутствия сглаживающих индуктивного и

Рис.1. Функциональная схема САУ положением асинхронного электропривода с релейным частотно-токовым регулированием



ёмкостного фильтра в звене постоянного тока преобразователя и возможности интегрально-го выполнения силовых ключей АВ и АИН в одном силовом модуле).

При функционировании СУАВ использован предложенный в [4,5] алгоритм управления силовыми ключами  $V_1-V_6$  активного выпрямителя, при котором в любой момент времени включены одновременно только два силовых ключа (с двухсторонней проводимостью): один – в катодной группе, другой – в анодной группе АВ. Причём в катодной группе открыт ключ той фазы активного выпрямителя, в которой текущее напряжение ( $U'_A$ ,  $U'_B$  или  $U'_C$ ) на конденсаторе (соответственно  $C_A$ ,  $C_B$  или  $C_C$ ) силового фильтра  $\Phi$  в данный момент максимально, а в анодной группе – наоборот, той фазы, в которой текущее напряжение на конденсаторе силового фильтра минимально.

Непосредственно перед каждым очередным переключением силовых ключей АВ принудительно на короткое время открывают три силовых ключа одной (катодной или анодной)

группы инвертора, а в другой группе инвертора в это время три силовых ключа, наоборот, закрывают. Такое, задаваемое кратковременно (в течение 5–10 мкс) состояние силовых ключей АИН вызывает на практике лишь незначительное (от требуемого процесса) отклонение в регулировании статорного тока двигателя (например, в сравнении с оптимальным по быстродействию релейным алгоритмом управления [6]), но при этом обеспечивает, как показано в [7], эффективное (бестоковое) переключение силовых ключей АВ.

САУ положением на рис.1 выполнена в соответствии с принципами подчиненного регулирования: двухконтурной – для канала регулирования потокосцепления и трёхконтурной – для канала регулирования положения. Внутренними контурами рассматриваемой САУ в этих каналах регулирования являются контуры регулирования соответственно намагничивающей  $I_x$  и активной  $I_y$ , составляющих статорного тока  $\bar{I}$  двигателя. Регулирование данных составляющих статорного тока осуществляется на рис.1

посредством системы векторного регулирования тока (*СВРТ*) асинхронного двигателя (*АД*), содержащей: вычислитель отклонений (*ВО*) проекций статорного тока, вычислитель выходного напряжения (*ВВН*) преобразователя частоты, вычислитель результирующего напряжения (*ВРН*), блок оптимального управления (*БОУ*), прямые координатные преобразователи (*КП1* и *КП2*), преобразователи фаз (*ПФ*) и вычислитель статорного напряжения (*ВСН*) двигателя.

С помощью *СВРТ* достигается оптимальное по быстродействию векторное регулирование статорного тока, обеспечиваемое следующим алгоритмом её функционирования. Во-первых, датчиком тока (*ДТ*) контролируются два фазных статорных тока  $I_a$ ,  $I_b$  двигателя (статорные обмотки последнего полагаем соединенными в "звезду" без нулевого провода), через которые в преобразователе фаз (из трёхфазной в двухфазную ортогональную систему) вычисляются текущие значения проекций  $I_a$ ,  $I_b$  обобщённого вектора  $\bar{I}$  статорного тока (на оси неподвижной ортогональной системы координатной системы  $\alpha$ - $\beta$ , связанной осью  $\alpha$  с геометрической осью статорной обмотки фазы  $a$  двигателя). Во-вторых, через проекции  $I_a$ ,  $I_b$  статорного тока и гармонические функции  $\cos\Theta_\Psi$ ,  $\sin\Theta_\Psi$  от аргумента  $\Theta_\Psi$  обобщённого вектора потокосцепления ротора  $\Psi$  *АД* (вычисляемые в модели двигателя) посредством преобразователя *КП1* находятся фактические текущие значения ортогональных проекций  $I_x$ ,  $I_y$  обобщённого вектора статорного тока  $\bar{I}$  на оси вращающейся координатной системы  $x$ - $y$  (связанной вещественной осью  $x$  с обобщённым вектором потокосцепления ротора  $\Psi$  двигателя). В-третьих, вычислителем *ВО* определяются отклонения  $\Delta I_{1x}$ ,  $\Delta I_{1y}$  фактических проекций  $I_x$ ,  $I_y$  от их заданных значений  $I_{1x}^*$ ,  $I_{1y}^*$  (соответствующих заданному обобщённому вектору  $\bar{I}_1^* = I_{1x}^* + jI_{1y}^*$  основных гармоник статорного тока) [2].

В-четвёртых, в зависимости от значения амплитуд указанных отклонений: либо сохраняются прежними состояния открытых силовых ключей *АИН* (в том случае, когда амплитуда

отклонений проекций не выходят за пределы соответствующих токовых "коридоров" с шириной  $\Delta I_{nx}$ ,  $\Delta I_{ny}$ ):

$$|\Delta I_{1x}| < 0,5\Delta I_{nx}; \quad |\Delta I_{1y}| < 0,5\Delta I_{ny}, \quad (1)$$

или, если нарушается хотя бы одно условие из (1), изменяются (задаваемые *БОУ* на рис.1) открытые и закрытые состояния силовых ключей *АИН* на новые, обеспечивающие регулирование намагничивающей проекции  $I_x$  обобщённого вектора статорного тока пределах:

$$\Delta I_{1x}^* - 0,5\Delta I_{nx} \leq \Delta I_x \leq \Delta I_{1x}^* + 0,5\Delta I_{nx} \quad (2)$$

и оптимальную по быстродействию отработку активной проекции  $I_y$  указанного вектора тока [6].

При этом необходимые новые открытые и закрытые состояния силовых ключей инвертора *АИН* в рассматриваемом преобразователе частоты ДНПЧ-ШИМ находятся следующим образом. Во-первых, с учётом пренебрежения падениями напряжений на открытых силовых ключах инвертора (как известно, имеющих малое значение) вычисляется текущее значение напряжения  $U_d$  в звене постоянного тока преобразователя из соотношения

$$U_d = U'_{\max} - U'_{\min}, \quad (3)$$

где  $U'_{\max}$ ,  $U'_{\min}$  – соответственно максимальное и минимальное значение из текущих напряжений  $U'_A$ ,  $U'_B$ ,  $U'_C$  (присутствующих на конденсаторах фильтра  $\Phi$ ).

Во-вторых, посредством *ВВН* рассчитываются (для всех возможных состояний силовых ключей инвертора из ДНПЧ-ШИМ) ортогональные проекции  $U_{m\alpha}$ ,  $U_{m\beta}$  (на оси неподвижной относительно статора координатной системы  $\alpha$ - $\beta$ ) соответствующих этим состояниям создаваемых (всего  $N$ ) обобщённых векторов выходного напряжения  $\bar{U}_m$  преобразователя. В частности, с учётом принятого в [8] условного обозначения номером  $m$  комбинаций открытых и закрытых силовых ключей трёхфазного *АИН* соответствующее значение создаваемого  $\bar{U}_m$  и его ортогональных проекций  $U_{m\alpha}$ ,  $U_{m\beta}$  (применительно к рассматриваемому преобразователю частоты ДНПЧ-ШИМ) определяются из зависимостей:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_m &= U_m e^{j\Theta_m} = U_{ma} + jU_{mb}; \\ U_m &= \frac{2}{3} \left\{ 1 - \left[ \frac{m}{7} \right]^* \right\} U_d; \quad \Theta_m = \pi(m-1)/3; \\ U_{ma} &= U_m \cos \Theta_m = \frac{2}{3} \left\{ 1 - \left[ \frac{m}{7} \right]^* \right\} U_d \cos \left[ \frac{\pi(m-1)}{3} \right]; \\ U_{mb} &= U_m \sin \Theta_m = \frac{2}{3} \left\{ 1 - \left[ \frac{m}{7} \right]^* \right\} U_d \sin \left[ \frac{\pi(m-1)}{3} \right], \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где  $U_m$  и  $\Theta_m$  – соответственно модуль и аргумент (отсчитываемый от неподвижной геометрической оси  $\alpha$  статорной обмотки фазы  $a$  двигателя) обобщённого вектора  $\bar{U}_m$ ;  $[]^*$  – обозначает математическую операцию выделения целой части числа;  $m = 1, 2, \dots, N$  – целое число, номер реализуемой комбинации открытых ключей АИН в ДНПЧ-ШИМ (где  $N = 7$ ) [8];  $j$  – мнимальная единица.

В-третьих, через полученные значения  $U_{ma}$ ,  $U_{mb}$  и поступающие из модели двигателя (рис.1) текущие значения  $kE_\alpha$ ,  $kE_\beta$  ортогональных проекций (на оси той же неподвижной относительно статора координатной системы  $\alpha$ - $\beta$ ) приведённого (к статору) обобщённого вектора  $k\bar{E}$  ЭДС ротора двигателя рассчитываются  $BPH$

$$\Delta U_{ma} = U_{ma} - kE_\alpha; \quad \Delta U_{mb} = U_{mb} - kE_\beta; \quad (5)$$

обобщённого результирующего вектора напряжения

$$\Delta \bar{U}_m = \bar{U}_m - k\bar{E} = \Delta U_{ma} + j\Delta U_{mb}. \quad (6)$$

В-четвёртых, с помощью КП2 находятся проекции  $\Delta U_{mx}$ ,  $\Delta U_{my}$  результирующего вектора  $\Delta \bar{U}_m$  на оси вращающейся ортогональной координатной системы  $x$ - $y$  (ориентированной осью  $x$  по обобщённому вектору потокосцепления ротора  $\bar{\Psi}$  АД):

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_{mx} &= \Delta U_{ma} \cos \Theta_\Psi + \Delta U_{mb} \sin \Theta_\Psi; \\ \Delta U_{my} &= \Delta U_{mb} \cos \Theta_\Psi - \Delta U_{ma} \sin \Theta_\Psi. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

В-пятых, из рассчитанного массива указанных значений  $\Delta U_{mx}$ ,  $\Delta U_{my}$  (где  $m = 1, 2, \dots, N$  – целое число) в блоке оптимального управления БОУ определяются

$$\Delta U_{mx}(m^*) = \Delta U_{xn}; \quad \Delta U_{my}(m^*) = \Delta U_{yn}, \quad (8)$$

которые на момент времени начала текущего  $n$ -го межкоммутационного интервала АИН ( входящего в состав рассматриваемого ДНПЧ-ШИМ) отвечают условиям:

$$\left. \begin{aligned} \text{sign}(\Delta U_{xn}) &= \text{sign}(\Delta I_{1x}); \\ \text{sign}(\Delta U_{yn}) &= \text{sign}(\Delta I_{1y}); \\ |\Delta U_{yn}| &> |\Delta U_{my}(m \neq m^*)|, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

характеризуются условным номером  $m^*$  [8] и задают (через систему управления инвертором СУИ на рис.1) новые состояния открытых и закрытых силовых ключей АИН, соответствующие оптимальному по быстродействию векторному регулированию статорного тока АД [6].

Выбрав из рассчитанного ВВН массива всех возможных к созданию проекций  $U_{ma}$ ,  $U_{mb}$  выходного напряжения ДНПЧ-ШИМ определенные значения  $U_{ma}^*$ ,  $U_{mb}^*$  при  $m = m^*$  (которые соответствуют при оптимальном управлении фактическому текущему состоянию  $m^*$  силовых ключей АИН преобразователя), ВСН находит текущие значения

$$U_\alpha = U_{ma}^*; \quad U_\beta = U_{mb}^*. \quad (10)$$

Во внешних (по отношению к токовым) контурах рассматриваемой САУ (рис.1) регулируются модуль  $\Psi$  потокосцепления ротора (с помощью автоматического регулятора потокосцепления РПС), скорость  $\omega$  (с помощью регулятора скорости РС) и угол поворота (положение)  $\alpha$  вала ротора двигателя (посредством регулятора положения РП). Сигналы обратных отрицательных связей (по потокосцеплению  $k_\Phi \Psi$ , скорости  $k_c \omega$  и положению  $k_n \alpha$  с соответствующими передаточными коэффициентами  $k_\Phi$ ,  $k_c$  и  $k_n$ ) для указанных автоматических регуляторов вычисляются (через фазные статорные напряжения  $U_\alpha$ ,  $U_\beta$  и токи  $I_\alpha$ ,  $I_\beta$  определяемые вычислителем ВСН и преобразователем фаз ПФ) в модели двигателя [9]. Последняя вычисляет также текущие значения гармонических функций  $\cos \Theta_\Psi$ ,  $\sin \Theta_\Psi$  от аргумента  $\Theta_\Psi$  обобщённого вектора потокосцепления ротора АД и значения проекций  $kE_\alpha$ ,  $kE_\beta$  (на оси координатной системы  $\alpha$ - $\beta$ ) приведённого (к статору) обобщённого вектора ЭДС ротора двигателя, необходимые для функционирования СВРТ. Очевидно, на практике ряд параметров режима АД (например скорость  $\omega$ , положение  $\alpha$

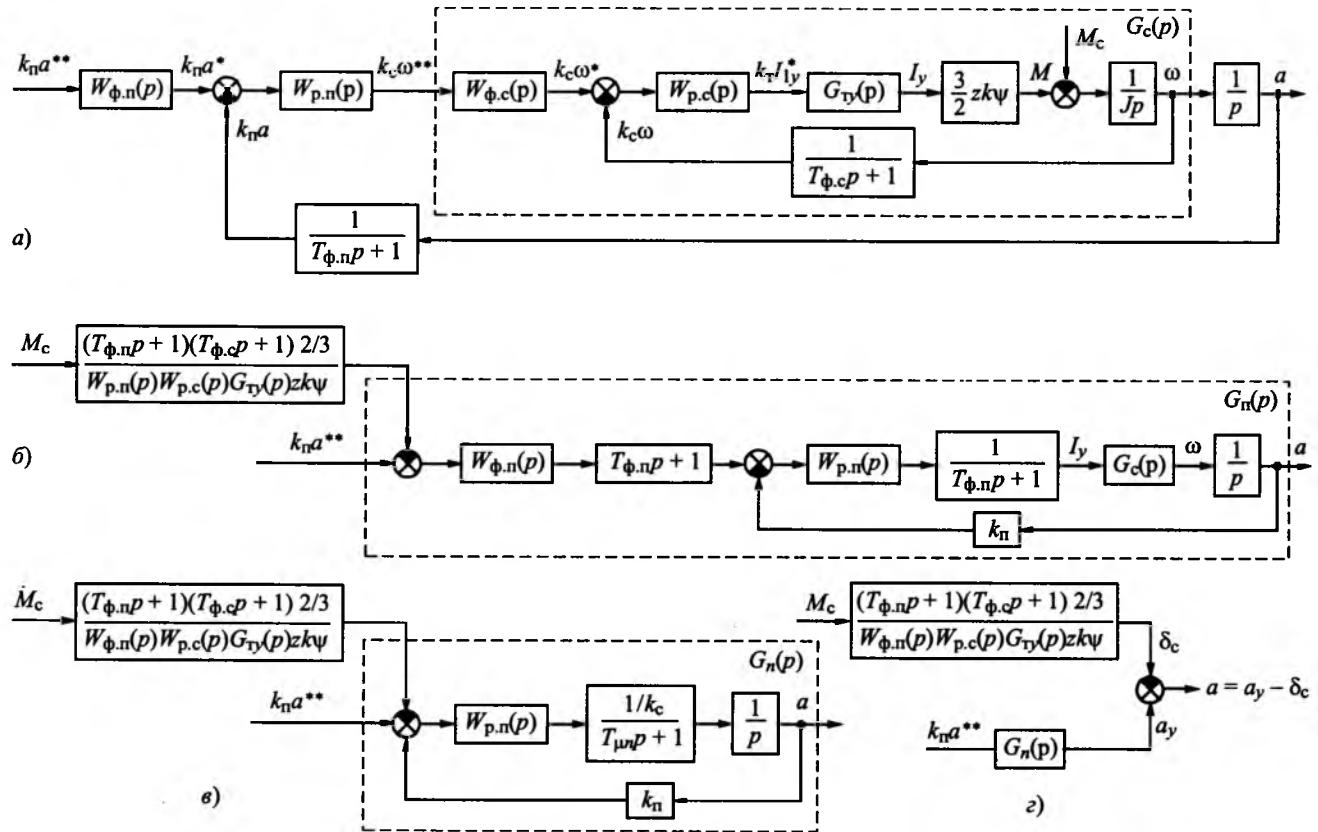


Рис.2. Этапы преобразования структурной схемы САУ положением

и статорные напряжения  $U_\alpha$ ,  $U_\beta$ ) могут определяться не только в модели АД или с помощью вычислителя статорного напряжения ВСН, а измеряться посредством специально устанавливаемых для этих целей датчиков: скорости, положения (или рассогласования положения) и статорного напряжения соответственно.

Полагая расчёт регуляторов потокосцепления и скорости рассматриваемого асинхронного электропривода с ДНПЧ-ШИМ (рис.1) полностью идентичным выполненному в [2] для асинхронного ЭП с релейным ЧТУ, далее подробнее остановимся лишь на расчёте (на основе методов подчиненного регулирования [10]) автоматического регулятора положения для позиционного и следящего ЭП с релейным ЧТУ.

На рис.2,а приведена исходная структурная схема САУ положением асинхронного электропривода с релейным частотно-токовым управлением, соответствующая функциональной схеме электропривода на рис.1. На рис.2 используются следующие обозначения:  $W_{\text{p},n}(p)$  и  $W_{\text{p},c}(p)$  – передаточные функции автоматических регуляторов положения и скорости соответственно;  $W_{\phi,n}(p)$  и  $W_{\phi,c}(p)$  – передаточные

функции фильтров, устанавливаемых на задающих входах регуляторов положения и скорости соответственно;  $T_{\phi,n}$  и  $T_{\phi,c}$  – постоянные времени, характеризующие временные запаздывания датчиков положения и скорости соответственно;  $G_{\text{ty}}(p)$ ,  $G_c(p)$  и  $G_n(p)$  – передаточные функции замкнутых контуров регулирования: активной проекции  $I_y$  статорного тока, скорости  $\omega$  и положения  $a$  соответственно;  $J$  – приведённый (к валу двигателя) момент инерции привода;  $k$  – коэффициент связи ротора;  $M$  и  $M_c$  – электромагнитный момент АД и момент нагрузки привода соответственно; звёздочками обозначены заданные значения регулируемых параметров режима двигателя;  $z$  – число пар полюсов АД.

Из [2] рассчитаны:

$$\left. \begin{aligned} G_{\text{ty}}(p) &= \frac{1/k_{\text{ty}}}{(T_{\text{ty}} + T_{\phi,n})p + 1} \approx \frac{1/k_{\text{ty}}}{T_{\phi,n}p + 1}; \\ W_{\text{p},c}^{\text{MO}}(p) &= \frac{Jk_{\text{c}}}{3zT_{\mu c}k\Psi}; \quad T_{\mu c} = T_{\phi,n} + T_{\phi,c}; \\ W_{\phi,c}(p) &= \frac{1}{T_{\phi,c}p + 1}; \quad G_c^{\text{MO}}(p) = \frac{1/k_{\text{c}}}{2T_{\mu c}^2p^2 + 2T_{\mu c}p + 1}, \end{aligned} \right\} (11)$$

где  $k_{ty}$ ,  $T_{ty}$  – передаточный коэффициент и эквивалентная постоянная времени контура регулирования активной проекции  $I_y$  статорного тока;  $k_t$  и  $T_{\phi.t}$  – передаточный коэффициент и постоянная времени датчика тока;  $T_{\mu c}$  – эквивалентная (малая) постоянная времени контура скорости; МО – обозначает соответствие передаточных функций настройке на модульный оптимум.

Исключив инерционные звенья из цепей обратных связей в контурах регулирования скорости и положения (путем переноса указанных инерционностей в прямые каналы регулирования данных контуров), выбрав передаточную функцию фильтра  $W_{\phi.c}(p)$  согласно (11) и передаточную функцию фильтра вида

$$W_{\phi.n}(p) = \frac{1}{T_{\phi.n}p + 1}, \quad (12)$$

а также перенеся приложение возмущающего воздействия по моменту  $M_c$  нагрузки на вход САУ, преобразуем методами теории автоматического регулирования исходную структурную схему САУ на рис.2,*a* к эквивалентной, показанной на рис.2,*b*.

Исходя из (11) и аппроксимации [11], упростим в структурной схеме на рис.2,*b* следующие два последовательно соединенных звена:

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_{\phi.n}p + 1} G_c^{MO}(p) &= \frac{1}{T_{\phi.n}p + 1} \frac{1/k_c}{2T_{\mu c}^2 p^2 + 2T_{\mu c}p + 1} \approx \\ &\approx \frac{1}{T_{\phi.n}p + 1} \frac{1/k_c}{2T_{\mu c}p + 1} \approx \frac{1/k_c}{T_{\mu n}p + 1}, \end{aligned} \quad (13)$$

где  $T_{\mu n} = 2T_{\mu c} + T_{\phi.n}$  – малая (некомпенсируемая) постоянная времени контура регулирования положения.

С учётом последнего и принимая во внимание (12), преобразуем структурную схему на рис.2,*b* к эквивалентной, показанной на рис.2,*b*. Задавшись для позиционного электропривода настройкой контура регулирования положения на критическое демпфирование (КД) с соответствующей желаемой передаточной функцией разомкнутого контура вида [12]

$$W_*^{KD}(p) = \frac{1}{4T_{\mu n}p(T_{\mu n}p + 1)}, \quad (14)$$

рассчитаем из структурной схемы на рис.2,*b* необходимую передаточную функцию регулятора положения:

$$W_{p,n}^{KD}(p) = \frac{W_*^{KD}(p)}{\frac{1}{k_c(T_{\mu n}p + 1)} \frac{1}{p}} = \frac{k_c}{4T_{\mu n}k_n}. \quad (15)$$

Таким образом, настройке на критическое демпфирование (как известно, применяющейся в позиционном ЭП при малых перемещениях и обеспечивающей в данном режиме апериодический процесс регулирования положения при максимально возможном быстродействии [12]) соответствует пропорциональный регулятор положения и передаточная функция замкнутого контура регулирования положения следующего вида:

$$\begin{aligned} G_n^{KD}(p) &= \frac{W_*^{KD}(p)}{1 + W_*^{KD}(p)} \frac{1}{k_n} = \\ &= \frac{1/k_n}{4T_{\mu n}^2 p^2 + 4T_{\mu n}p + 1} \approx \frac{1/k_n}{4T_{\mu n}p + 1}. \end{aligned} \quad (16)$$

Аналогично позиционным электроприводам постоянного тока [10–12] предельному быстродействию рассматриваемого позиционного асинхронного ЭП при средних и больших перемещениях соответствует параболический регулятор положения со следующими соотношениями между выходным ( $k_c \omega^{**}$ ) и входным сигналами ( $k_n \Delta \alpha$ ) этого регулятора:

$$k_n \omega^{**} = \frac{k_c}{\sqrt{k_n}} [2\xi(k_n \Delta \alpha)]^{1/2}; \quad (17)$$

где

$$\xi = (M - M_c)/J = \left( \frac{3}{2} z k \Psi I_y - M_c \right) / J - \text{угловое}$$

замедление привода при торможении;  $\Delta \alpha = \alpha^* - \alpha$  – текущее рассогласование по положению.

На следующем этапе рассмотрим расчёт передаточных функций регулятора положения для следящего электропривода. Задавшись настройками контура регулирования положения на модульный (МО) и симметричный (СО) оптимумы со следующими желаемыми передаточными функциями разомкнутого контура [12]:

$$W_*^{MO} = \frac{1}{2T_{\mu n}p(T_{\mu n}p + 1)}; \quad W_*^{CO} = \frac{4T_{\mu n}p + 1}{8T_{\mu n}^2 p^2 (T_{\mu n}p + 1)}, \quad (18)$$

определим передаточные функции соответствующих пропорционального или пропорционально-интегрального регуляторов положения:

$$\left. \begin{aligned} W_{\text{п.п}}^{\text{МО}}(p) &= \frac{W_{\text{x}}^{\text{МО}}}{1 + \frac{1}{k_c(T_{\mu n}p + 1)} \frac{1}{p} k_n} = \frac{k_c}{2T_{\mu n}k_n}; \\ W_{\text{п.п}}^{\text{СО}}(p) &= \frac{W_{\text{x}}^{\text{СО}}}{1 + \frac{1}{k_c(T_{\mu n}p + 1)} \frac{1}{p} k_n} = \frac{4T_{\mu n}p + 1}{\left(\frac{8T_{\mu n}^2 k_n}{k_c}\right)p}. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Указанным настройкам (на модульный и симметричный оптимумы) соответствуют следующие стандартного вида [12] передаточные функции замкнутых контуров регулирования положения следящего электропривода:

$$\left. \begin{aligned} G_n^{\text{МО}}(p) &= \frac{W_{\text{x}}^{\text{МО}}(p)}{1 + W_{\text{x}}^{\text{МО}}(p)} \frac{1}{k_n} = \frac{1/k_n}{2T_{\mu n}^2 p^2 + 2T_{\mu n}p + 1}; \\ G_n^{\text{СО}}(p) &= \frac{W_{\text{x}}^{\text{СО}}(p)}{1 + W_{\text{x}}^{\text{СО}}(p)} \frac{1}{k_n} = \\ &= \frac{(4T_{\mu n}p + 1)/k_n}{8T_{\mu n}^3 p^3 + 8T_{\mu n}^2 p^2 + 4T_{\mu n}p + 1}; \\ G_n^{\text{СОФ}}(p) &= \frac{1}{4T_{\mu n}p + 1} \frac{W_{\text{x}}^{\text{СО}}(p)}{1 + W_{\text{x}}^{\text{СО}}(p)} \frac{1}{k_n} = \\ &= \frac{1/k_n}{8T_{\mu n}^3 p^3 + 8T_{\mu n}^2 p^2 + 4T_{\mu n}p + 1}, \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

где последняя передаточная функция соответствует настройке контура регулирования положения на симметричный оптимум с дополнительной установкой фильтра  $[1/(4T_{\mu n}p + 1)]$  в цепи задания (сокращенно СОФ). При данной настройке, как известно, уменьшается по сравнению с настройкой на СО перерегулирование с 43,1 до 8,1% при отработке ступенчатого сигнала задания положения (для настройки на МО указанное перерегулирование составляет 4,3%) [12].

Для оценки в следящем электроприводе ошибки по положению преобразуем структурную схему САУ положением на рис.2,в к эквивалентной, показанной на рис.2,г. В последней схеме используются обозначения:  $\alpha_y$  – составляющая по управлению угла поворота (положения) ротора двигателя (очевидно, вызванная реакцией САУ на сигнал задания  $\alpha^*$  по управлению);  $\delta_c$  – ошибка системы по возмущению (обусловленная реакцией САУ на приложение момента  $M_c$  нагрузки). Исходя из ошибки системы по управлению

$$\delta_y = \alpha^* - \alpha_y, \quad (21)$$

найдём с учётом структурной схемы на рис.2,г суммарную (результирующую) ошибку следящего электропривода:

$$\delta_\Sigma = \alpha^* - \alpha = \alpha^* - (\alpha_y - \delta_c) = \delta_y + \delta_c. \quad (22)$$

Определим установившиеся значения ошибок по управлению следящего электропривода при ступенчатой форме изменения сигнала  $\alpha^*$  задания для рассмотренных стандартных настроек (на МО, СО и СОФ) контура регулирования положения:

$$\left. \begin{aligned} \delta_y^{\text{МО}} &= \lim_{p \rightarrow 0} \left\{ \alpha^* \left[ 1 - k_n G_n^{\text{МО}}(p) \right] \right\} = \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} \left\{ \alpha^* \left[ 1 - \frac{k_n \cdot 1/k_n}{2T_{\mu n}^2 p^2 + 2T_{\mu n}p + 1} \right] \right\} = 0; \\ \delta_y^{\text{СО}} &= \lim_{p \rightarrow 0} \left\{ \alpha^* \left[ 1 - k_n G_n^{\text{СО}}(p) \right] \right\} = \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} \left\{ \alpha^* \left[ 1 - \frac{k_n (4T_{\mu n}p + 1)/k_n}{8T_{\mu n}^3 p^3 + 8T_{\mu n}^2 p^2 + 4T_{\mu n}p + 1} \right] \right\} = 0; \\ \delta_y^{\text{СОФ}} &= \lim_{p \rightarrow 0} \left\{ \alpha^* \left[ 1 - k_n G_n^{\text{СОФ}}(p) \right] \right\} = \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} \left\{ \alpha^* \left[ 1 - \frac{k_n \cdot 1/k_n}{8T_{\mu n}^3 p^3 + 8T_{\mu n}^2 p^2 + 4T_{\mu n}p + 1} \right] \right\} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

Аналогично предыдущему, найдём установившиеся значения ошибок по управлению в следящем электроприводе при линейной форме изменения (со скоростью  $\omega^*$ ) сигнала задания  $\alpha^* = \omega^* t$  положения для тех же рассмотренных стандартных настроек (на МО, СО и СОФ) контура регулирования положения:

$$\left. \begin{aligned} \delta_y^{\text{МО}} &= \lim_{p \rightarrow 0} \left\{ \frac{\omega^*}{p} \left[ 1 - k_n G_n^{\text{МО}}(p) \right] \right\} = \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} \left\{ \frac{\omega^*}{p} \left[ 1 - \frac{k_n \cdot 1/k_n}{2T_{\mu n}^2 p^2 + 2T_{\mu n}p + 1} \right] \right\} = 2T_{\mu n} \omega^*; \\ \delta_y^{\text{СО}} &= \lim_{p \rightarrow 0} \left\{ \frac{\omega^*}{p} \left[ 1 - k_n G_n^{\text{СО}}(p) \right] \right\} = \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} \left\{ \frac{\omega^*}{p} \left[ 1 - \frac{k_n (4T_{\mu n}p + 1)/k_n}{8T_{\mu n}^3 p^3 + 8T_{\mu n}^2 p^2 + 4T_{\mu n}p + 1} \right] \right\} = 0; \\ \delta_y^{\text{СОФ}} &= \lim_{p \rightarrow 0} \left\{ \frac{\omega^*}{p} \left[ 1 - k_n G_n^{\text{СОФ}}(p) \right] \right\} = \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} \left\{ \frac{\omega^*}{p} \left[ 1 - \frac{k_n \cdot 1/k_n}{8T_{\mu n}^3 p^3 + 8T_{\mu n}^2 p^2 + 4T_{\mu n}p + 1} \right] \right\} = 4T_{\mu n} \omega^*. \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

Указанные установившиеся значения ошибок по управлению следящего электропривода при линейной форме изменения сигнала задания (называемые "скоростными ошибками") могут быть найдены из следующих эквивалентных соотношений:

$$\left. \begin{aligned} \delta_y^{\text{MO}} &= \omega^*/D_c^{\text{MO}} \text{ при } D_c^{\text{MO}} = 1/2T_{\mu\mu}; \\ \delta_y^{\text{CO}} &= \omega^*/D_c^{\text{CO}} \text{ при } D_c^{\text{CO}} = \infty; \\ \delta_y^{\text{СОФ}} &= \omega^*/D_c^{\text{СОФ}} \text{ при } D_c^{\text{СОФ}} = 1/4T_{\mu\mu}, \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

где  $D_c^{\text{MO}}$ ,  $D_c^{\text{CO}}$  и  $D_c^{\text{СОФ}}$  – значения добротности по скорости для следящего асинхронного ЭП при настройках контура положения на модульный и симметричный (без фильтра и фильтром в цепи задания) оптимумы соответственно.

Для нахождения ошибки следящего асинхронного ЭП при возмущении по нагрузке определим из структурной схемы САУ электроприводом на рис.2,в операторное изображение  $\delta_c(p)$  указанной ошибки при ступенчатом приложении момента статической нагрузки  $M_c$ :

$$\delta_c^{\text{MO}}(p) = \frac{M_c}{p} \frac{2(T_{\phi,n}p+1)(T_{\phi,c}p+1) G_n(p)}{3W_{p,n}(p)W_{p,c}(p)G_{ty}(p)z k \Psi}. \quad (26)$$

Из выражения (26) методами теории автоматического управления найдём установившееся значение указанной ошибки:

$$\delta_c = \lim_{p \rightarrow 0} [p\delta_c(p)]. \quad (27)$$

Подставляя в (26) и (27) соответствующие значения передаточных функций из соотношений (11) и (19), рассчитаем установившиеся (статические) ошибки следящего асинхронного ЭП при возмущении по нагрузке для настроек на модульный и симметричный (без фильтра и с фильтром в цепи задания) оптимумы соответственно:

$$\left. \begin{aligned} \delta_c^{\text{MO}} &= \lim_{p \rightarrow 0} \left[ M_c \frac{2(T_{\phi,n}p+1)(T_{\phi,c}p+1) G_n^{\text{MO}}(p)}{3W_{p,n}^{\text{MO}}(p) W_{p,c}^{\text{MO}}(p) G_{ty}(p) z k \Psi} \right] = \\ &= -\frac{4T_{\mu\mu}T_{\mu\mu}}{J} M_c; \\ \delta_c^{\text{CO}} &= \delta_c^{\text{СОФ}} = \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} \left[ M_c \frac{2(T_{\phi,n}p+1)(T_{\phi,c}p+1) G_n^{\text{CO}}(p)}{3W_{p,n}^{\text{CO}}(p) W_{p,c}^{\text{MO}}(p) G_{ty}(p) z k \Psi} \right] = 0. \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

Значения статических ошибок при возмущении по нагрузке можно найти также из следующих эквивалентных соотношений:

$$\left. \begin{aligned} \delta_c^{\text{MO}} &= M_c / D_M^{\text{MO}}, \text{ при } D_M^{\text{MO}} = J/4T_{\mu\mu}T_{\mu\mu}; \\ \delta_c^{\text{CO}} &= \delta_c^{\text{СОФ}} = M_c / D_M^{\text{CO}}, \text{ при } D_M^{\text{CO}} = \infty, \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

где  $D_M^{\text{MO}}$ ,  $D_M^{\text{CO}}$  – значения добротности по моменту следящего асинхронного ЭП при настройках контура положения на модульный и симметричный (без фильтра и с фильтром в цепи задания) оптимумы соответственно.

Из анализа зависимостей (22)–(24) и (28) следует, что, во-первых, результирующая ошибка  $\delta_\Sigma$  следящего асинхронного электропривода состоит (как и в тиристорном электроприводе постоянного тока [12]) из суммы ошибок по управлению  $\delta_y$  и возмущению  $\delta_c$ . Во-вторых, для ступенчатой и линейной форм изменения во времени управляющего сигнала  $\alpha^*$  наименьшее значение (равное нулю) результирующей установившейся ошибки  $\delta_\Sigma$  присуще асинхронному следящему электроприводу с настройкой контура положения на СО. В-третьих, настройкам контура положения на МО и СОФ присуща ненулевая скоростная ошибка (значение которой прямо пропорционально скорости  $\omega^*$  изменения сигнала  $\alpha^*$  задания положения и некомпенсируемой постоянной времени  $T_{\mu\mu}$  контура положения). В-четвёртых, согласно (28) настройка на МО характеризуется наличием ненулевой установившейся ошибки  $\delta_c$  при возмущении по нагрузке (которая при настройках на СО и СОФ отсутствует).

Для рассмотренных позиционного и следящего асинхронных электроприводов с релейным ЧТУ выполнено исследование переходных и стационарных электромеханических режимов работы на цифровых моделях указанных электроприводов, описанных в [2, 13] и учитывающих: дискретность работы силовых ключей ДНПЧ-ШИМ, фактическую создаваемую форму выходных напряжений (токов) активным выпрямителем и инвертором, оптимальное по быстродействию векторное регулирование статорного тока двигателя и общепринятое идеализированное представление АД. При моделировании использовались рассчитанные значения передаточных функций автоматического регулятора положения: (15) и (17) – для позиционного ЭП или (19) – для следящего ЭП (с настройкой на МО и СО). Расчёты производились методом Рунге–Кутта с временным шагом расчёта менее 1 мкс для электродвигателя 4A132S6У3 мощностью 5,5 кВт, номиналь-

ной частотой вращения 100,7 рад/с, моментом инерции ротора 0,04 кг·м<sup>2</sup>. Передаточные коэффициенты  $k_r$ ,  $k_\phi$ ,  $k_c$  и  $k_n$  датчиков тока, потокосцепления, скорости и положения в расчётах принимались равными единице, постоянные времени датчиков: потокосцепления и тока соответственно равными 1 и 0,1 мс, а постоянные времени  $T_{\phi,c}$ ,  $T_{\phi,n}$  датчиков скорости и положения равными 0,25 и 0,5 мс соответственно. Ширина токовых "коридоров"  $\Delta I_{nx}$ ,  $\Delta I_{ny}$  при релейном векторном регулировании статорного тока задавалась равной 0,1 амплитуды номинального значения тока двигателя. В табл.1 приведены численные значения параметров автоматических регуляторов, принятые при моделировании электропривода.

На рис.3 показана отработка ступенчатого задания (равного двукратному по отношению к номинальному) активной составляющей  $I_y$  статорного тока при неподвижном двигателе, где  $M$ ,  $I_a$  и  $I_x$  – электромагнитный момент, фазный статорный ток и намагничивающая составляющая статорного тока двигателя соответственно. Для рассматриваемого (оптимального по быстродействию) релейного ЧТУ указанная отработка тока характеризуется предельно высоким быстродействием: с временем на-

растания, равным 1,08 мс (тогда как при отработке номинального значения тока временем нарастания, равным 0,54 мс). Как показывают приведенные в табл.2 результаты моделирования, для асинхронных электроприводов с АИН-ШИМ или ДНПЧ-ШИМ, использующих систему управления с явно выраженным модуляторами, времена нарастания (или первого согласования) составляют: 5,6; 2,8 или 1,4 мс (в зависимости от значения опорной частоты  $f_{op}$ : 2,5; 5 или 10 кГц соответственно). При этом для асинхронных ЭП с модуляторами значения малой постоянной времени  $T_\mu$  токовых контуров находились из соотношения:

$$T_\mu = 3/f_{op}, \quad (30)$$

поскольку при меньших значениях постоянной, как показали исследования, характер переходного процесса отработки тока становится нестабильным (заметно отличающимся от стандартной настройки на МО).

Важная отличительная особенность оптимального по быстродействию релейного управления статорным током состоит в том, что с уменьшением значения отрабатываемого приращения активной проекции статорного тока  $I_y$  примерно прямо пропорционально уменьшается время отработки тока. Для асинхронных

Таблица 1

Параметры автоматических регуляторов

Тип электропривода	Регулятор скорости	Регулятор потокосцепления	Регулятор положения	
			Малые перемещения	Средние и большие перемещения
Позиционный (настройка КД)	11,8	$\frac{0,156p+1}{0,256 \cdot 10^{-3} p}$	208	$k_c \omega^* = \sqrt{4900 k_n \Delta \alpha}$
Следящий (настройка МО)	11,8	$\frac{0,156p+1}{0,256 \cdot 10^{-3} p}$	416	–
Следящий (настройка СО)	11,8	$\frac{0,156p+1}{0,256 \cdot 10^{-3} p}$	$\frac{4,8 \cdot 10^{-3} p + 1}{11,52 \cdot 10^{-6} p}$	–

Таблица 2

Результаты моделирования динамических режимов

Асинхронный двигатель			Отработка статорного тока		Отработка малых перемещений	
			Время отработки однократного/двукратного (от номинального) тока, мс	Эквивалентная (малая) постоянная времени токового контура, мс	Эквивалентная (малая) постоянная времени, мс	
Асинхронный двигатель	Время отработки однократного/двукратного (от номинального) тока, мс	Эквивалентная (малая) постоянная времени токового контура, мс			Контур скорости $T_{\mu c}$	Контур положения $T_{\mu n}$
С явно выраженным модулятором	2,5	5,6/5,6	5,6/5,6	1,2	2,65	5,8
С ясно выраженным модулятором	5	2,8/2,8	2,8/2,8	0,6	1,45	3,4
С ясно выраженным модулятором	10	1,4/1,4	1,4/1,4	0,3	0,85	2,2
С релейным ЧТУ		0,54/1,08	0,54/1,08	0,1*	0,35	1,2

\* Для замкнутого контура тока

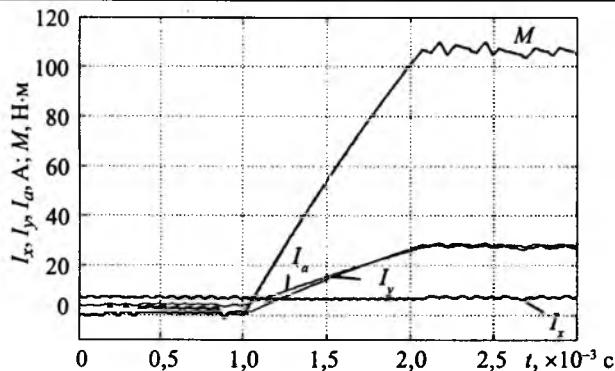
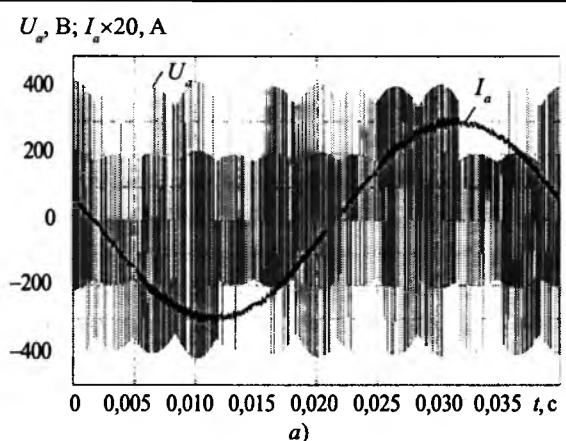


Рис.3. Отработка ступенчатого задания активной составляющей статорного тока

электроприводов с модуляторами время отработки (под которым будем понимать время первого согласования  $t_h$ ) однозначно определяется значением малой постоянной времени  $T_\mu$  токового контура:  $t_h \approx 4,7 T_\mu$  [12] и остаётся неизменным независимо от значения отрабатываемого приращения  $I_y$ .

На рис.4 приведены стационарные электромагнитные процессы, соответствующие работе асинхронного ЭП с релейным ЧТУ на основе ДНПЧ-ШИМ при номинальном моменте нагрузки и скорости, равной половине номинальной скорости двигателя (где  $U_a$ ,  $I_a$  – фазные статорные напряжение и ток двигателя;  $I_s$ ,  $\Psi$ ,  $M$ ,  $\omega$  – модули обобщённых векторов статорного тока и потокосцепления ротора, электромагнитный момент и скорость АД соответственно). Как показали расчёты, данному режиму в рассматриваемом электроприводе с релейным ЧТУ соответствует частота коммутации силовых ключей, равная 9,1 кГц, и коэффициент гармоник  $k_r = 0,025$ . Для сравнения в табл.3 приведены рассчитанные в этом режиме работы значения частоты коммутации силовых ключей ДНПЧ-ШИМ, коэффициента гармоник, статической ошибки (вызванной возмущением по нагрузке) в следящем режиме для частотного регулирования асинхронного ЭП с явно выраженнымими модуляторами.

Важно заметить, что, во-первых, при исследованных режимах релейного ЧТУ минимальный интервал времени между соседними коммутациями силовых ключей ДНПЧ-ШИМ всегда превышает 10 мкс (что на практике позволяет реализовать указанное релейное управление в асинхронных ЭП средней и большой мощности). Во-вторых, если (при заданных токовых "коридорах" регулирования проекций статорно-



$\omega$ , рад/с;  $M$ , Н·м;  $\Psi \times 100$ , Вб;  $I_s$ , А

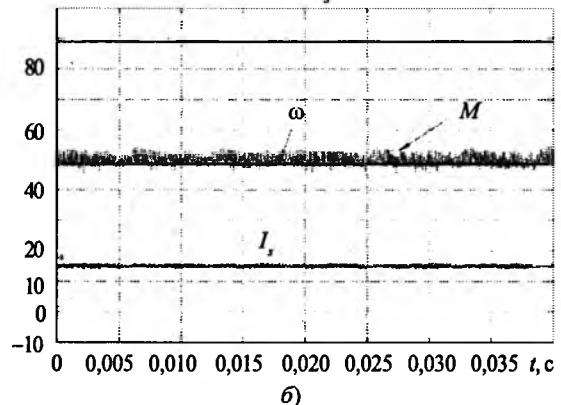


Рис.4. Стационарные электромагнитные процессы асинхронного электропривода:

а – для статорных тока  $I_a$  и напряжения  $U_a$  двигателя; б – для электромагнитного момента  $M$ , скорости  $\omega$ , модулей  $I_s$  и  $\Psi$  обобщённых векторов статорного тока и потокосцепления ротора АД соответственно

го тока АД) принудительно ограничить длительность минимального межкоммутационного интервала силовых ключей инвертора значением 25 мкс (что на практике позволяет реализовать релейное ЧТУ применительно к мощным силовым ключам в частотно-регулируемых асинхронных ЭП большой мощности), то, как показало моделирование, форма фазного тока АД при этом изменяется очень незначительно в сравнении с показанным на рис.4, коэффициент гармоник остается прежним (0,025), а частота коммутации силовых ключей лишь немного уменьшается (до 9040 Гц). В-третьих, при заданных неизменных значениях токовых "коридоров" ( $\Delta I_{nx}$ ,  $\Delta I_{ny} = \text{const}$ ) и варьировании параметров режима (скорости, электромагнитного момента) коэффициент гармоник фазного тока сохраняет примерно неизменное значение ( $k_r \approx \text{const}$ ), а частота коммутации силовых ключей изменяется (для рассматриваемого дви-

Таблица 3

## Результаты моделирования установившихся режимов

Асинхронный электропривод	Стабилизация скорости (при скорости $0,5\omega_n$ , моменте $M_n$ )		Стабилизация положения (при моменте $M_n$ )
	Частота переключения силовых ключей инвертора, кГц	Коэффициент гармоник фазного тока двигателя, о.е.	Статическая ошибка по положительному $\delta_c^{MO}$ , рад
С явно выраженным модуляторами	2,5	0,0425	$75,6 \cdot 10^{-3}$
	5	0,0226	$24,3 \cdot 10^{-3}$
	10	0,0124	$9,2 \cdot 10^{-3}$
С релейным ЧТУ	9,1	0,0250	$2,07 \cdot 10^{-3}$

гателя примерно в диапазоне от 5 до 10 кГц). В-четвёртых, если в асинхронных ЭП с явно выраженным модулятором осуществить принудительное ограничение минимального значения межкоммутационного интервала силовых ключей значением 10 мкс, то, как показывают расчёты, форма фазного статорного тока АД начинает заметно отличаться от синусоидальной (при этом значение коэффициента гармоник фазного тока возрастает примерно в 1,3–1,5 раза по сравнению со значениями, показанными в табл.3, приближаясь к значению для релейного ЧТУ). В-пятых, если в релейном ЧТУ отказаться от оптимального по быстродействию управления током и перейти к управлению (в тех же заданных токовых "коридорах") с минимальной частотой переключения силовых ключей инвертора (осуществляемому посредством изменения последнего соотношения из (9), описывающего алгоритм функционирования БОУ) на:

$$|\Delta U_{up}| < |\Delta U_{up}(m \neq m^*)|, \quad (31)$$

то при сохранившемся значении ( $k_r = 0,025$ ) коэффициента гармоник фазного тока наблюдается примерно двойное снижение (до 4,9 кГц) частоты коммутации силовых ключей инвертора.

На рис.5 приведены результаты расчёта отработки заданного положения  $\alpha^*$  позиционным асинхронным электроприводом с ДНПЧ-ШИМ (с настройкой контуров потокосцепления и скорости на модульный оптимум, настройкой контура положения на КД при малых отклонениях или при параболическом регуляторе положения – при больших и средних отклонениях по положению). Ограничением выходного сигнала регулятора скорости задавалось токоограничение электропривода, равное двукратному номинальному статорному току двигателя.

На рис.6 показаны результаты расчётов электромеханических режимов следящего асинхронного электропривода с ДНПЧ-ШИМ при различных типовых формах изменения сигнала  $\alpha^*$  задания положения: *a* – при ступенчатой форме (с последующим набросом номинального момента нагрузки); *b* – при линейной форме (с последующим набросом номинального момента нагрузки); *c* – при синусоидальной форме с частотой 10 Гц (при отсутствии момента нагрузки). Представленные на рис.6 электромеханические процессы соответствуют настройкам на МО контуров регулирования потокосцепления, скорости и положения следящего асинхронного ЭП.

Результаты моделирования свидетельствуют:

- о хорошем совпадении электромеханических процессов, рассчитанных с помощью полученных теоретических зависимостей и на цифровой модели (с относительным отклонением между собой: в статике – менее 0,1%, в динамике – менее 5%);

$\omega, \text{с}^{-1}; M, \text{Н}\cdot\text{м}; I_s \times 5, \text{А}; \Psi \times 200, \text{Вб}; \alpha \times 20, \text{рад}$

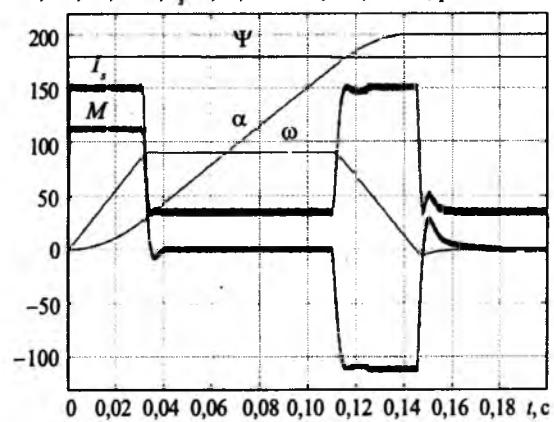


Рис.5. Электромеханические переходные процессы для позиционного электропривода

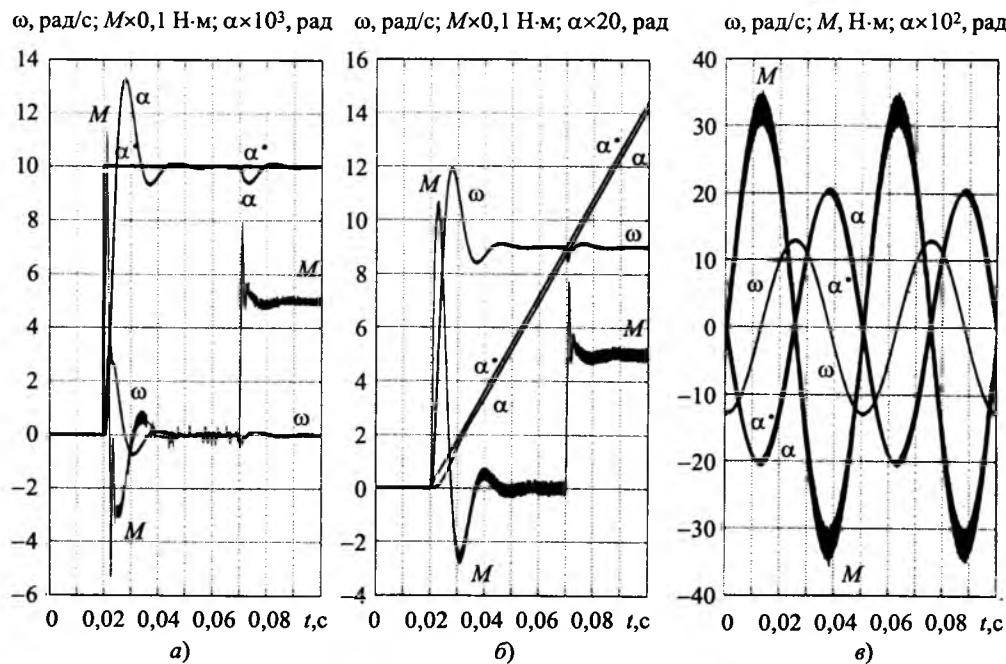


Рис.6. Электромеханические переходные процессы для следящего электропривода при различном изменении сигнала задания положения:

*a* – ступенчатом; *b* – линейном; *c* – синусоидальном

– о достигаемом существенном снижении (в 4–36 раз) статической ошибки  $\delta_c^{\text{МО}}$  при регулировании положения, вызванной возмущением по нагрузке, в следящем асинхронном ЭП с релейным ЧТУ при настройке контура положения на МО – по сравнению с аналогичной настройкой в асинхронных электроприводах с АИН-ШИМ или ДНПЧ-ШИМ, создаваемых на базе систем регулирования с явно выраженным модуляторами; отмеченное уменьшение статической ошибки  $\delta_c^{\text{МО}}$  обусловлено снижением примерно в 2–5 раз (согласно табл.2) эквивалентной (малой) постоянной времени  $T_{\mu\mu}$  контура регулирования положения и уменьшением в 2,5–7 раз эквивалентной (малой) постоянной времени  $T_{\mu c}$  контура регулирования скорости асинхронного ЭП с релейным ЧТУ; в электроприводах с модуляторами, как правило, используется опорная частота не выше 10 кГц, так как при больших её значениях становятся недопустимо малыми (для ныне существующих силовых ключей) межкоммутационные интервалы их работы, как следствие, силовые ключи не допускают таких временных интервалов переключений (обычно принудительно запрещается переключение силовых ключей с длительностью межкоммутационного интервала

менее 5–10 мкс), из-за чего на практике искается от синусоидальной формы ШИМ в электроприводах с модуляторами;

– об уменьшении (с учётом упомянутого снижения малой постоянной времени  $T_{\mu\mu}$ ) примерно в 2–5 раз времени отработки малых перемещений в асинхронном ЭП с релейным ЧТУ (по сравнению с асинхронными ЭП с модуляторами); при отработке средних и больших перемещений времена отработки положения в асинхронных ЭП с модуляторами и с релейным ЧТУ отличаются незначительно (менее 5–10%);

– о возможности создания на основе современных преобразователей частоты с ШИМ (АИН-ШИМ, НПЧ-ШИМ, ДНПЧ-ШИМ) с использованием релейного частотно-токового управления и подчинённого регулирования высококачественных (быстродействующих и точных) позиционных и следящих асинхронных электроприводов.

С учётом накопленного опыта для существующих электроприводов постоянного тока [10–12] целесообразно продолжить исследования САУ положением частотно-регулируемых асинхронных электроприводов, приняв во внимание влияние различных факторов: временного запаздывания при отработке тока, наличия фильтров в цепях обратных связей электропри-

вода и люфтов кинематических передач, упругости звеньев электропривода, применения ПИ-регулятора положения и др.

#### Список литературы

1. Дацковский Л.Х., Роговой, В.И. Абрамов В.Н. и др. Современное состояние и тенденции в асинхронном частотно-регулируемом электроприводе (краткий аналитический обзор) // Электротехника. 1996. № 10. С. 18–28.
2. Волков А.В. Регулирование скорости в асинхронных электроприводах с релейным частотно-токовым управлением // Электротехника. 2005. № 1. С. 20–39.
3. Бродовский В.Н., Иванов Е.С. Приводы с частотно-токовым управлением. М.: Энергия, 1974.
4. Ziogas P.D., Kang Y., Stefanovic V.R. Rectifier-Inverter Frequency Changers with Suppressed DC-Link Component // IEEE Transaction on Industry Application. 1986. Vol. IA-22, № 6. P. 1027–1036.
5. Huber L., Borojevic D., Burany N. Voltage space vector based PWM control of forced commutated cyclo-converter // IEEE IECON Conference Record. Philadelphia, 1989. Vol. 1.1. P. 106–111.
6. Волков А.В. Оптимальное по быстродействию векторное регулирование статорного тока в частотно-управляемых асинхронных электроприводах с широтно-импульсной модуляцией // Электротехника. 2003. № 12. С. 34–42.
7. Шрейнер Р.Т., Кривовяз В.К., Калыгин В.И. Повышение точности воспроизведения задающих воздействий непосредственными преобразователями частоты в системах электроприводов переменного тока // Электроприводы переменного тока: Труды международной XIII научно-технической конф. Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2005. С.133–136.
8. Волков А.В. Анализ электромагнитных процессов и регулирование асинхронных частотно-управляемых электроприводов с широтно-импульсной модуляцией // Электротехника. 2002. № 1. С. 2–10.

9. Волков А.В. Идентификация потокосцепления ротора частотно-регулируемого асинхронного двигателя // Электротехника. 2002. № 6. С. 40–46.

10. Лебедев Е.Д., Неймарк В.Е., Пистрак М.Я., Слежановский О.В. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. М.: Энергия, 1970.

11. Перельмутер В.М., Сидоренко В.И. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока. М.: Энергоатомиздат, 1988.

12. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами. Л.: Энергоиздат, 1982.

13. Волков А.В., Антонов Н.Л. Цифровая модель двухзвенного непосредственного преобразователя частоты с широтно-импульсной модуляцией, нагруженного на асинхронный двигатель // Электротехника и энергетика. Запорожье: ЗНТУ. 2003. № 2. С. 67–71.

**Волков Александр Васильевич** – профессор кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок Запорожского национального ТУ, доктор техн. наук. В 1975 г. окончил кафедру электропривода Уральского политехнического института. В 1981 г. защитил кандидатскую диссертацию в Уральском политехническом институте, а в 1999 г. – докторскую диссертацию по теме "Электромеханические процессы и регулирование асинхронных электроприводов с инверторными преобразователями частоты" в Национальной горной академии Украины, г. Днепропетровск.

**Антонов Николай Леонидович** – аспирант кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок Запорожского национального ТУ (ЗНТУ). В 2004 г. окончил кафедру электропривода и автоматизации промышленных установок ЗНТУ.

## Особенности программного формирования напряжения в системе непосредственный преобразователь частоты – асинхронный двигатель при соединении статора по схеме "треугольник"

САРВАРОВ А.С., ДЕМИН С.А., ЦИУЛИНА М.А., УСАТЫЙ Д.Ю.

Проводится сопоставительный анализ работы системы НПЧ-АД при соединении нагрузки по схеме "звезды" и "треугольник". Приведены расчётные осциллограммы пуска асинхронного двигателя. Установлена целесообразность применения в схеме "треугольник" алгоритмов с интервалами двухфазного питания.

Comparative analysis of the functioning the system Direct Frequency Converter – an Anisochronous Engine when load is joined on scheme "star" and "triangle" is considered below. Calculating oscillograms of starting the Anisochronous engine are represented. The practicability of the using the algorithm with intervals of the two-phase feeding in scheme "triangle" is determined.

В электроприводах механизмов вентиляторного типа при отсутствии высоких требований к точности регулирования частоты вращения может быть реализовано ступенчатое регулирование частоты вращения [1]. Действительно, в зависимости от времени суток, сезонных изменений температуры, изменений требований со стороны производства и других факторов потребность в воде, паре и в воздухе на предприятиях меняется практически ступенчато. Исследования, проведённые после внедрения в эксплуатацию современных преобразователей частоты на дымососах и дутьевых вентиляторах котлов в ОАО "Магнитогорский металлургический комбинат" (ОАО "ММК"), показали, что рабочий диапазон регулирования их находится в довольно узких пределах: 30–37 Гц. В этой связи для приводов подобного типа становится целесообразным использование более простых и относительно дешёвых объектно-ориентированных преобразователей частоты. Одним из возможных вариантов реализации таких преобразователей являются тиристорные НПЧ с программным формированием ряда ступеней частоты выходного напряжения. На кафедре электроники и микроэлектроники Магнитогорского государственного технического университета в сотрудничестве с ОАО "ММК" было создано несколько образцов НПЧ подобного типа на базе преобразователей постоянного тока. Проведённые исследования показали целесообразность их применения в механизмах с нагрузкой вентиляторного типа.

При реализации программного формирования напряжения особое внимание было удалено условиям получения на выходе НПЧ симметричных систем трёхфазного напряжения различных ступеней частоты. Такие ступени частоты могут быть сформированы, если количество пульсаций сетевого напряжения в периоде выходного кратно 6. При этом длительность периода выходного напряжения  $T_2$ , частота  $f_2$  и её относительная величина  $f_{2*}$  для  $m$ -пульсного преобразователя могут быть выражены через количество пульсаций сетевого напряжения  $N$  в периоде [1]:

$$T_2 = T_1 N / m; f_2 = m / (T_1 N); f_{2*} = f_2 / f_1 = m / N.$$

С повышением пульсности  $m$  преобразователя достигается заметное расширение ряда возможных ступеней частоты симметричного трёхфазного выходного напряжения НПЧ и, со-

ответственно, диапазона частотного регулирования.

В основе алгоритмов формирования выходной частоты НПЧ лежит реализация двух типов коммутационных функций фазного напряжения на нагрузке (рис. 1). Их особенность заключается в том, что между полуволнами напряжения программно вводится пауза, позволяющая отказаться от контроля состояния вентилей и тем самым заметно упростить систему управления.

Исследования гармонического состава коммутационных функций показали, что данные алгоритмы при соединении нагрузки по схеме "звезда" дают практически одинаковые результаты и введение паузы не приводит к заметному его ухудшению. Коэффициенты искажения синусоидальности составляют соответственно 0,982 и 0,956. Исследования на компьютерной модели системы НПЧ-АД процессов программного формирования напряжения с частотой 25 Гц (рис. 2) показали, что при реализации алгоритмов двухфазного питания основные характеристики питания двигателя практически остаются такими же, как и при формировании интервалов с чередованием двух- и трёхфазного питания (табл. 1). Основное преимущество алгоритмов двухфазного питания АД заключается в том, что при их использовании появля-

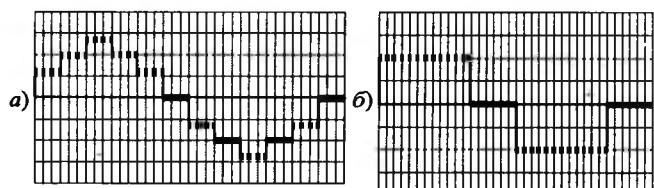


Рис. 1. Коммутационные функции фазных напряжений:  
а – при чередовании интервалов двух- и трёхфазного питания; б – при формировании интервалов двухфазного питания

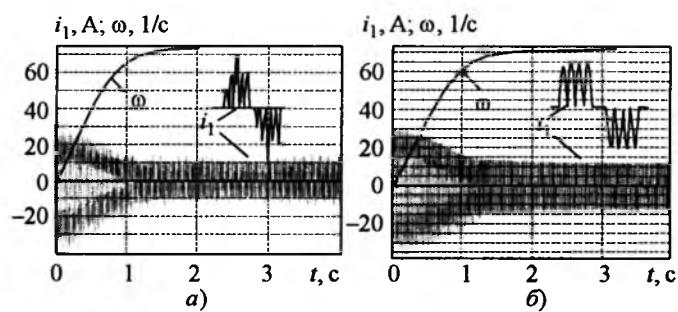


Рис. 2. Расчётные осциллограммы пуска системы НПЧ-АД при реализации:  
а – алгоритмов двух- и трёхфазного питания; б – алгоритмов двухфазного питания

Таблица 1

## Сопоставление основных показателей формирования частоты 25 Гц

Основные показатели	Двух- и трёхфазное	Двухфазное
Коэффициент искажения тока	0,828	0,847
Эквивалентный среднеквадратичный ток за время пуска, А	10,1	10,5
Действующее значение фазного тока двигателя, А	6,1	6,8
Действующее значение фазного напряжения двигателя, В	80,6	73,8
Угол сдвига между первыми гармониками фазного напряжения и тока, град.	28,8	25,2

ется возможность полностью отказаться от контроля тока при смене полярности полупериодов напряжения. В процессе моделирования использовались данные двигателя АО2-42-4 ( $P_{2H} = 5,5 \text{ кВт}$ ,  $I_{1H} = 11,3 \text{ А}$ ,  $U_H = 380 \text{ В}$ ).

Промышленные испытания системы НПЧ-АД на вентиляторе мощностью 200 кВт в ЛПЦ-4 ОАО "ММК" проводились в условиях, когда обмотки статора АД были соединены по схеме "треугольник" ("Δ"). При этом было установлено, что в рабочем диапазоне изменения угла управления  $\alpha$ , определённом для схемы соединения обмоток статора по схеме "звезда" ("Y"), формируемое напряжение на двигателе с обмотками статора, соединёнными по схеме "Δ", оказалось явно недостаточным. При этом двигатель работал с повышенным скольжением и соответственно перегрузкой по току. Кроме того, возникали ситуации срабатывания предохранителей тиристоров, что могло быть вызвано импульсами токов короткого замыкания между вентильными группами. С учётом обнаруженных особенностей были проведены дополнительные исследования на компьютерной модели для случая соединения обмоток статора по схеме "треугольник". В табл.2 приведены расчётные данные, полученные в результате моделирования системы НПЧ-АД при соединении обмоток статора по схеме "Y" и "Δ". В рассматриваемых случаях момент нагрузки на валу двигателя задавался одинаковым. Первая строка данных соответствует углу управления  $\alpha = 78^\circ$ , а вторая –  $\alpha = 80^\circ$ .

Согласно результатам, приведённым в табл.2, для схемы соединения "Δ" характерно ухудшение параметров электромеханического преобразования энергии. Действительно, при

Таблица 2

## Основные показатели формирования частоты 25 Гц

Основные показатели	Схема	
	"Y"	"Δ"
Коэффициент искажения синусоидальности тока	0,86	0,83
0,867	0,906	
Действующее значение фазного тока двигателя, А	6,2	7,4
6,5	9,7	
Действующее значение фазного напряжения двигателя, В	59	55
50	45	

$\alpha = 80^\circ$  действующее значение первой гармоники фазного тока статора возросло в 1,5 раза, что обусловлено увеличением более чем в 2 раза скольжения ротора по сравнению со случаем соединения обмоток статора в "Y".

Другая особенность работы системы НПЧ-АД с программным формированием напряжения при реализации алгоритмов чередования интервалов двух- и трёхфазного питания в схеме "Δ" заключается в том, что в линейном токе имеются участки, где смена полярности тока происходит при отсутствии паузы. На рис.3 приведена расчётная осциллограмма линейного тока, где выделены эти участки. Отсутствие пауз при смене полярности привело к возникновению импульсов тока КЗ между вентильными группами НПЧ, что и было обнаружено при проведении испытаний.

В этой связи с целью повышения надёжности работы НПЧ было предложено воспользоваться алгоритмами двухфазного питания АД. Алгоритмы этого типа позволяют вдвое увеличить длительность интервалов между полуволнами напряжения при смене их полярности. Первый опыт их практической реализации имел место при испытании преобразователя в систе-

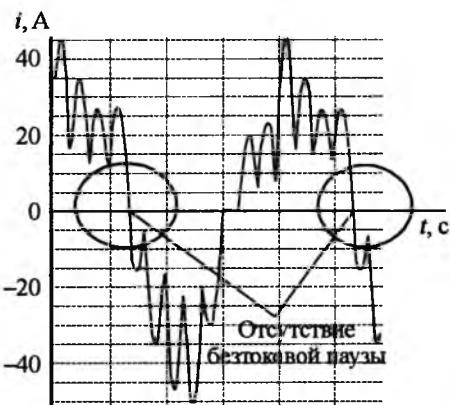


Рис.3. Расчётная осциллограмма линейного тока АД при соединении обмотки статора в "Δ"

ме электропривода тарельчатого питателя, в результате было установлено, что их реализация полностью исключает возникновение КЗ между вентильными группами. Однако детальные исследования системы НПЧ с программным формированием напряжения при реализации алгоритмов двухфазного питания не производились. По этой причине в среде Matlab были проведены предварительные исследования, позволившие установить особенности реализации алгоритмов двухфазного питания при соединении нагрузки по схеме "Δ". На рис. 4 приведены расчётные осциллограммы фазного тока в трёхфазной нагрузке  $RL$ -типа, соединённой по схеме "Δ".

Из осциллограмм (рис.4) видно, что при соединении нагрузки по схеме "Δ" и реализации алгоритмов двухфазного питания в линейном токе появляется пауза длительностью  $1/6$  часть периода, а в фазном токе пауза отсутствует. Эта особенность отличает эту схему от схемы "Y". Кроме того, реализация алго-

ритмов двухфазного питания, разработанных ранее для схемы "Y", позволяет получить двухуровневое напряжение на фазе нагрузки при отсутствии пауз в фазном напряжении и токе. Таким образом, установлено, что реализация алгоритмов двухфазного питания в схеме "Δ" является наиболее предпочтительной при программном формировании напряжения в системе НПЧ-АД.

#### Литература

- Сарваров А.С. Расширение диапазона частотного регулирования двигателей переменного тока на базе непосредственных преобразователей частоты // Приводная техника. 2000. № 3. С.22–27.

**Сарваров Анвар Сабулханович** – профессор кафедры электроники и микроэлектроники Магнитогорского ГТУ, доктор техн. наук. В 1974 г. окончил энергетический факультет Магнитогорского горно-металлургического института. В 1982 г. защитил кандидатскую диссертацию, в 2002 г. – докторскую диссертацию по теме "Энергосберегающий электропривод вентиляторных механизмов по системе НПЧ-АД с программным формированием напряжения".

**Дёмин Степан Александрович** – аспирант кафедры электроники и микроэлектроники Магнитогорского ГТУ. В 2004 г. окончил факультет автоматики и вычислительной техники Магнитогорского ГТУ.

**Циулина Мария Леонидовна** – аспирант кафедры электроники и микроэлектроники Магнитогорского ГТУ. В 2004 г. окончила факультет автоматики и вычислительной техники Магнитогорского ГТУ.

**Усатый Дмитрий Юрьевич** – доцент кафедры электроники и микроэлектроники Магнитогорского ГТУ. В 1995 г. окончил энергетический факультет Магнитогорского ГТУ. В 2002 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Разработка и исследование системы НПЧ-АД с программным формированием напряжения для механизмов вентиляторного типа".

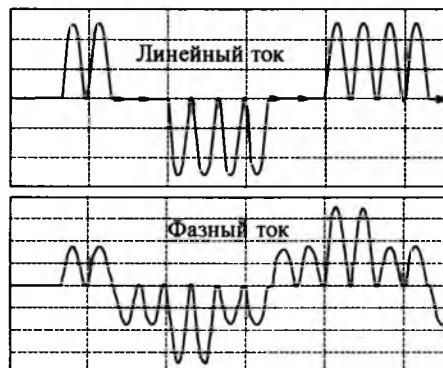


Рис.4. Расчётные осциллограммы линейного и фазного токов при питании нагрузки по схеме "Δ"

## Система управления группой асинхронных электроприводов с самодиагностированием и автоматическим резервированием каналов регулирования

ЦЫТОВИЧ Л.И., ТЕРЕЩИНА О.Г., ДУДКИН М.М.

Рассмотрен принцип построения систем управления группой параллельно работающих электро-

The principle of constructing the control system for a group of parallel electric drives for water pumps with

приводов для водяных насосов с автоматическим диагностированием и резервированием каналов регулирования на базе многозонного развертывающего преобразователя. Проведён анализ влияния "единичных" отказов на работоспособность всей системы. Показан пример практической реализации системы управления группой асинхронных электроприводов водяных насосов.

*automatic diagnostics and reservation of actuating path on the basis of multi-zone sweep converter is considered in this article. The analysis of influence "single" failures on the work of all system is developed. And also, example of practical work for the control system of a group electric drives for water pumps is given.*

Проблема диагностирования работоспособности электронных систем автоматического управления технологическими процессами и их автоматического резервирования является одной из наиболее сложных технических задач ввиду отсутствия однозначной связи между характером выходных сигналов элементов автоматической системы и фактом их работоспособности, что позволило бы использовать простые методы параметрического диагностирования [1, 2]. В этом плане перспективны многозонные интегрирующие развертывающие преобразователи (МРП) с частотно-широко-импульсной модуляцией [3, 4], обладающие свойством самодиагностирования и саморезервирования каналов преобразования информации [5].

#### Принцип построения системы управления группой электроприводов водяных насосов с автоматическим резервированием

Многозонный развертывающий преобразователь (рис.1) состоит из двух сумматоров  $\Sigma_1$ ,  $\Sigma_2$ , интегратора  $I$  с постоянной времени  $T_I$  и нечётного<sup>1</sup> числа  $n \geq 3, 5, 7\dots$  релейных элементов (в дальнейшем ограничиваемся значением  $n = 3$ ) с симметричными относительно нулевого уровня порогами переключения  $|\pm b_0| < |\pm b_1| < |\pm b_2|$ , где индекс при  $b$  соответствует порядковому номеру релейного элемента. Выходные сигналы релейных элементов меняются дискретно в пределах  $\pm A/n$ . Число модуляционных зон преобразователя  $k = (n + 1)/2$ . Режим автоколебаний в многозонном развертывающем преобразователе всегда возникает в тракте релейного элемента, имеющего наименьшее значение порогов переключения. Переход многозонного развертывающего преобразователя из одной модуляционной зоны в дру-

гую определяется значением сигнала управления на его информационном входе. Также предполагается, что коэффициент передачи по отношению к входному сигналу равен 1,0. Подробно режимы работы МРП рассмотрены в [6]. В состав системы автоматического управления также входят тиристорные станции управления  $TCU_1$ ,  $TCU_2$  (регуляторы напряжения), производящие плавный пуск асинхронных электродвигателей  $M_1$ ,  $M_2$  с насосами  $H_1$ ,  $H_2$  с ограничением пускового тока на заранее заданном уровне, блоки 31, 32 логической функции "Запрет" и блоки готовности системы к запуску  $BG_1$ ,  $BG_2$  на базе логических элементов "ИЛИ". Каналы  $TCU_1-M_1-H_1$  и  $TCU_2-M_2-H_2$  работают на общую магистраль  $H$ . Релейные элементы (первый и второй) имеют стробирующий вход, при подаче на который сигнала логической 1 с выхода блоков готовности  $BG_1$  или  $BG_2$  соответствующий релейный элемент принудительно удерживается в состоянии  $-A/3$  (логической 0). Пуск тиристорных станций управления производится сигналом  $+A/3$  (логическая 1), воздействующим на её  $C$ -вход через элементы запрета 31, 32. Тиристорные станции управления  $TCU_1, 2$  и механизмы двигатель–насос  $M_1-H_1$  и  $M_2-H_2$  содержат также комплекс селективных защит с выходами  $A_1\dots A_i$ ,  $\theta_i$  максимально токовая и времятоковая защиты, наличие напряжения силовой сети, перегрев подшипников и т.д.). Срабатывание любой из защит сопровождается появлением сигнала логической 1 на соответствующем из выходов  $A_1\dots A_i$ ,  $\theta_i$ .

Блок диагностики  $B\Delta$  (рис.1, б–е) предназначен для контроля за существованием в канале нулевого релейного элемента многозонного развертывающего преобразователя режима автоколебаний и выполнен на основе последовательно включённых делителя частоты  $D\chi$  с коэффициентом 2,0, пропорционально-дифференцирующего звена  $P\Delta$  и демодулятора (выпрямителя)  $DM$  [7]. При срыве в многозонном развер-

<sup>1</sup> Многозонные системы с чётным числом релейных элементов имеют ряд специфических особенностей и подробно рассмотрены в [6].

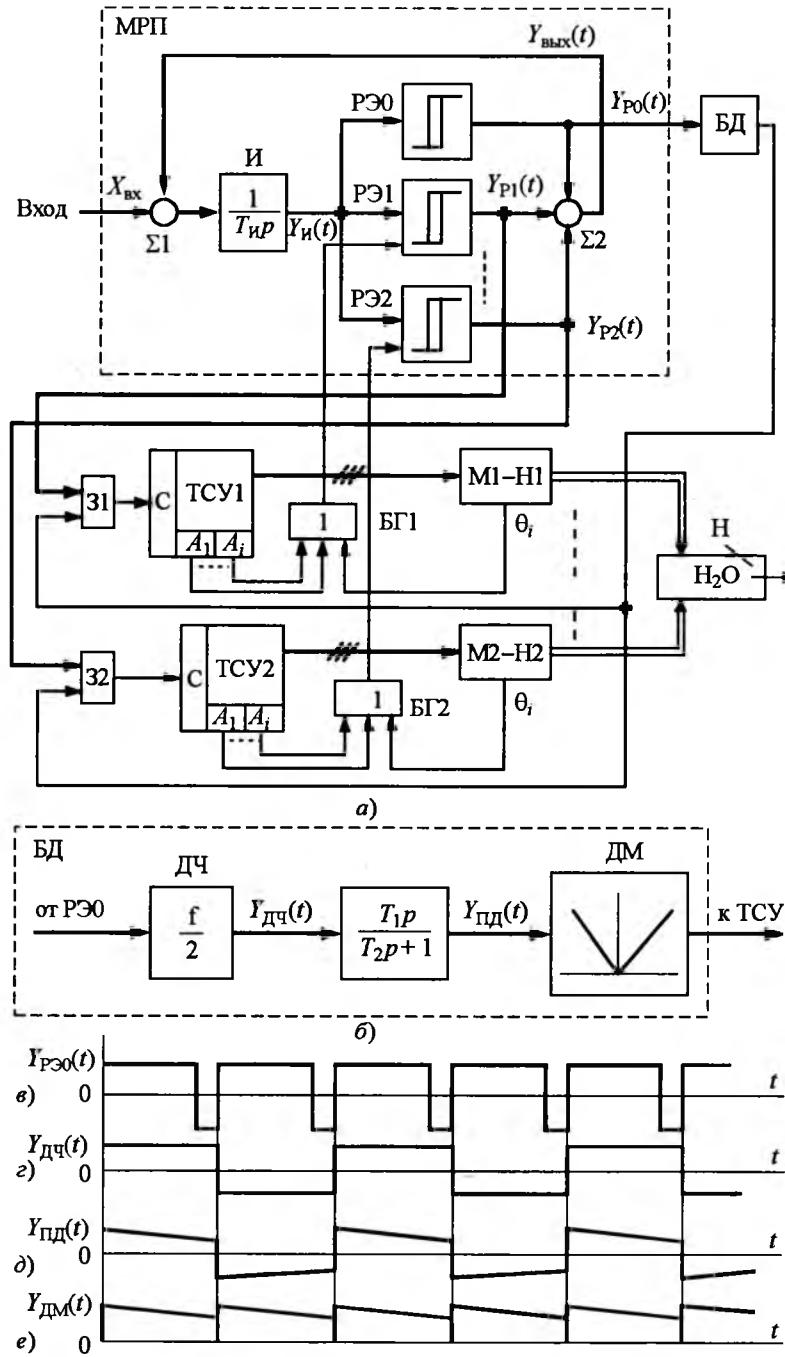


Рис.1. Структурная схема системы управления группой электроприводов водяных насосов (а) и блока диагностики (б) с временными диаграммами (в-е)

тывающем преобразователе автоколебательного процесса блок диагностирования переходит в состояние 0 и блокирует работу системы автоматического управления в целом.

В дальнейшем считаем, что первый канал  $TCU1-M1-H1$  является рабочим, а второй  $TCU2-M2-H2$  – резервным, а при  $n = 3$  сигнал на входе многозонного развёртывающего преобразователя  $X_{вх} = 0$ .

При включении многозонного преобразова-

теля и выключенных тиристорных станциях управления работа релейных элементов первого и второго блокирована сигналом 1 с выхода соответствующих блоков готовности и они находятся в состоянии  $Y_{P1}(t) = Y_{P2}(t) = -A/3$  (рис.2,в,г). Входной сигнал развёртывающего преобразователя  $Y_{вых}(t) = -A/3$  (рис.2,д), что приводит к насыщению интегратора  $И$ , когда его сигнал на выходе  $Y_{И(t)} = +A$  (рис.2,а). В результате нулевой релейный элемент находится в состоянии  $Y_{P0}(t) = +A/3$  (рис.2,б). Режим автоколебаний в развёртывающем преобразователе отсутствует, и выходной сигнал блока диагностирования равен нулю, блокируя тем самым запуск тиристорных станций управления  $TCU1,2$ .

Считаем, что сначала включается первая тиристорная станция  $TCU1$ . Тогда первый блок готовности переходит в 0 и первый релейный элемент становится управляемым, переключаясь в состояние  $+A/3$  под действием выходного сигнала интегратора  $Y_{И(t)}$  (рис.1,а,в) момент времени  $t_0$ ). Выходные сигналы первого и второго релейных элементов взаимно компенсируются (рис.1,в,г) и автоколебательный режим возникает в канале нулевого релейного элемента (рис.1,а,б,д). В результате на выходе блока диагностирования появляется логическая 1 и происходит запуск первого двигателя и соответствующего ему насоса  $M1-H1$ . Если затем включить вторую тиристорную станцию управления, состояние системы не изменится, так как на выходе второго релейного элемента будет присутствовать сигнал  $-A/3$ , соответствующий условию работы многозонного развёртывающего преобразователя в первой модуляционной зоне. В системе возможно одновременное подключение к напряжению питания первой и второй тиристорных станций. Тогда в рабочем состоянии может оказаться второй канал  $TCU2-M2-H2$ , а первый  $TCU1-M1-H1$  будет являться резервным.

Рассмотрим поведение системы при возможных отказах её элементов, в частности, тиристорных станций управления (рис.3).

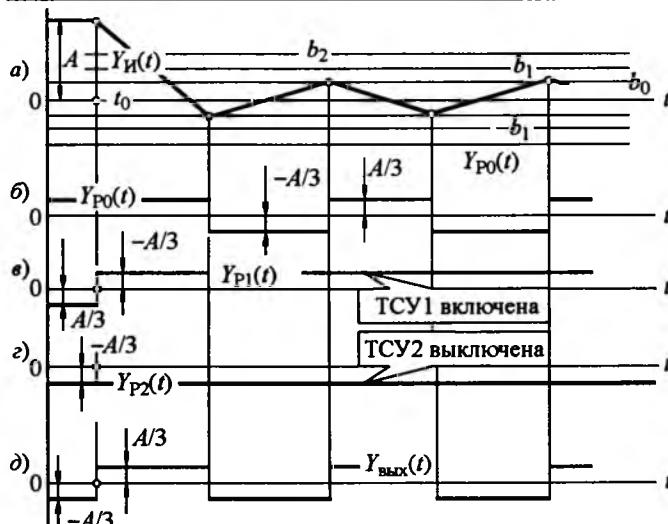


Рис.2. Временные диаграммы сигналов при последовательном включении тиристорных систем управления

Предположим, что в момент времени  $t_0$  (рис.3,б) произошло аварийное отключение первой тиристорной станции управления по причине срабатывания какой-либо из защит или исчезновения напряжения питания системы импульсно-фазового управления. В этом случае хотя бы на одном из входов первого блока готовности формируется 1, что приводит к принудительному переключению первого релейного элемента в положение  $-A/3$  (рис.3,в). На

входе  $C$  первой тиристорной станции управления  $TCU1$  (рис.1) сигнал задания соответствует 0, что вызывает торможение исполнительного электродвигателя  $M1$  и механизма  $H1$ . После этого многозонный развёртывающий преобразователь автоматически осуществляет поиск работоспособности канала управления. Под действием импульса  $-A$  (рис.1,д), сформированного из-за идентичного по знаку выходного напряжения всех релейных элементов  $P\dot{E}0-P\dot{E}2$  (рис.1,б-г), сигнал на выходе интегратора  $I$  (рис.1,а) нарастает в положительном направлении до тех пор, пока не будут выполнены условия  $Y_I(t) = +b_0$  и  $Y_I(t) = +b_2$ . После переориентации второго релейного элемента в состояние  $+A/3$  (рис.1,г, момент  $t_2$ ) произойдёт подача на вход  $C$  соответствующей тиристорной станции управления  $TCU2$  сигнала задания и запуск резервного канала  $TCU2-M2-H2$ . На интервале  $t_2-t_3$  (рис.3,б,г) выходной сигнал блока диагностики не успевает достичь нулевого уровня из-за кратковременного срыва автоколебательного режима в канале нулевого релейного элемента, так как частота собственных автоколебаний многозонного развёртывающего преобразователя выбирается на уровне нескольких килогерц.

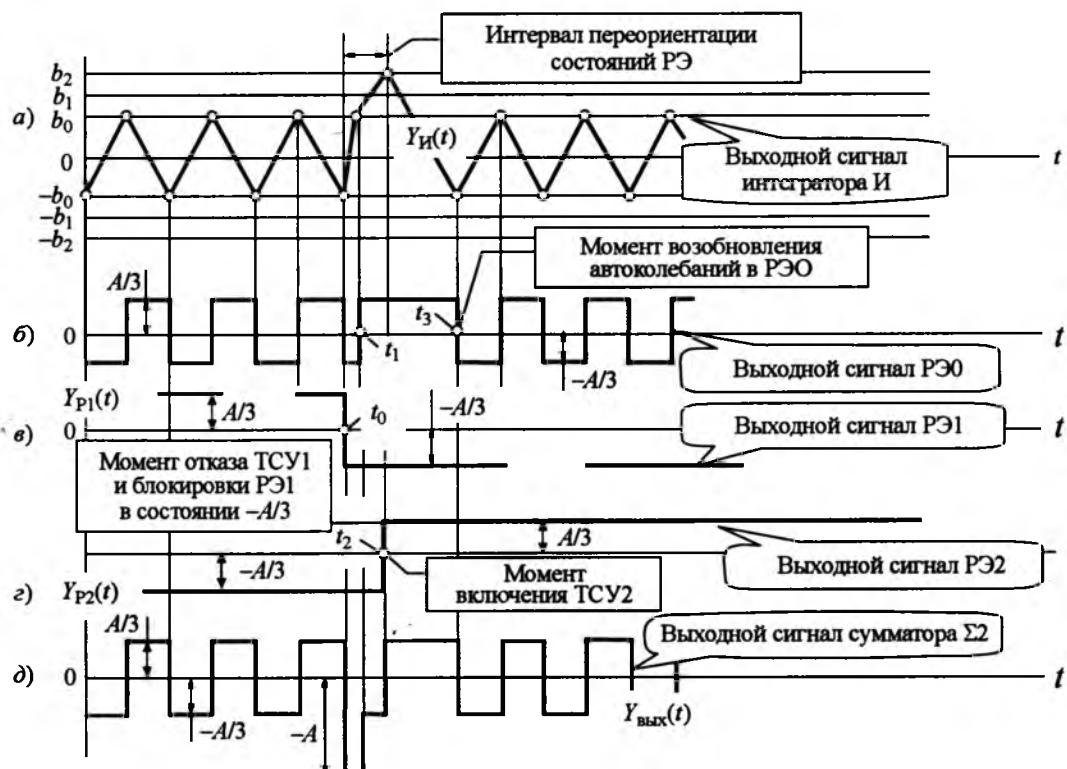


Рис.3. Временные диаграммы сигналов системы управления при отказах тиристорной станции управления

Таким образом, в предлагаемой системе управления достигается автоматическое включение резервного электропривода и повышается надёжность работы технологической установки в целом. Это обусловлено тем, что блоки готовности  $BG1, BG2$  обеспечивают "введение" тиристорных станций управления  $TCU1, 2$  в прямой канал замкнутого контура многозонного развертывающего преобразователя по логической функции "ИЛИ", характеризующей степень готовности (или аварийного состояния) элементов системы, первоначально находящихся вне этого замкнутого канала регулирования. В результате система приобретает свойства адаптации к аварийным отключениям первого и второго каналов  $TCU1-M1-H1$  и  $TCU2-M2-H2$  фактически так же, как это происходит в многозонном развертывающем преобразователе [5].

Кратность резервирования может быть повышена за счёт увеличения числа релейных элементов многозонного развертывающего преобразователя и каналов идентичных, например второму  $TCU2-M2-H2$ .

Для повышения надёжности САУ в целом целесообразно интегратор  $I$  и второй сумматор реализовывать на пассивных элементах ( $RC$ -интегратор,  $R$ -сумматор) с достаточным запасом по эксплуатационным параметрам, что позволяет считать их "идеально" надёжными элементами. То же относится и к пропорционально-дифференцирующему звену и демодулятору блока диагностики [7]. Как показывает

практика, блоки логического запрета  $31, 32$  и готовности  $BG1, BG2$  желательно выполнять на элементах релейно-герконовой логики, которые менее, чем электронные компоненты, подвержены влиянию коммутационных помех со стороны питающего напряжения.

#### Пример промышленной реализации системы управления группой электроприводов водяных насосов на основе многозонного развертывающего преобразователя

Рассмотренный принцип построения систем управления группой электроприводов водяных насосов был использован при автоматизации режимов работы электроприводов гран-бассейна шлакоплавильного цеха ОАО "Челябинский трубопрокатный завод", производящего в непрерывном технологическом цикле гранулированный флюс для сварки труб большого диаметра (рис.4).

Система управления уровнем воды в гран-бассейне (рис.4) содержит четыре канала регулирования на основе асинхронных электродвигателей  $M1-M4$  с тиристорными станциями управления  $TCU1-TCU4$  и водяных насосов  $H1-H4$ . Система импульсно-фазового управления тиристорными станциями выполнена на основе автоколебательного фазосдвигающего устройства интегрирующего типа с внешней синхронизацией [8]. Каждая из тиристорных систем управления включает свой блок готовности  $BG$ , формирующий логический сигнал 1 при

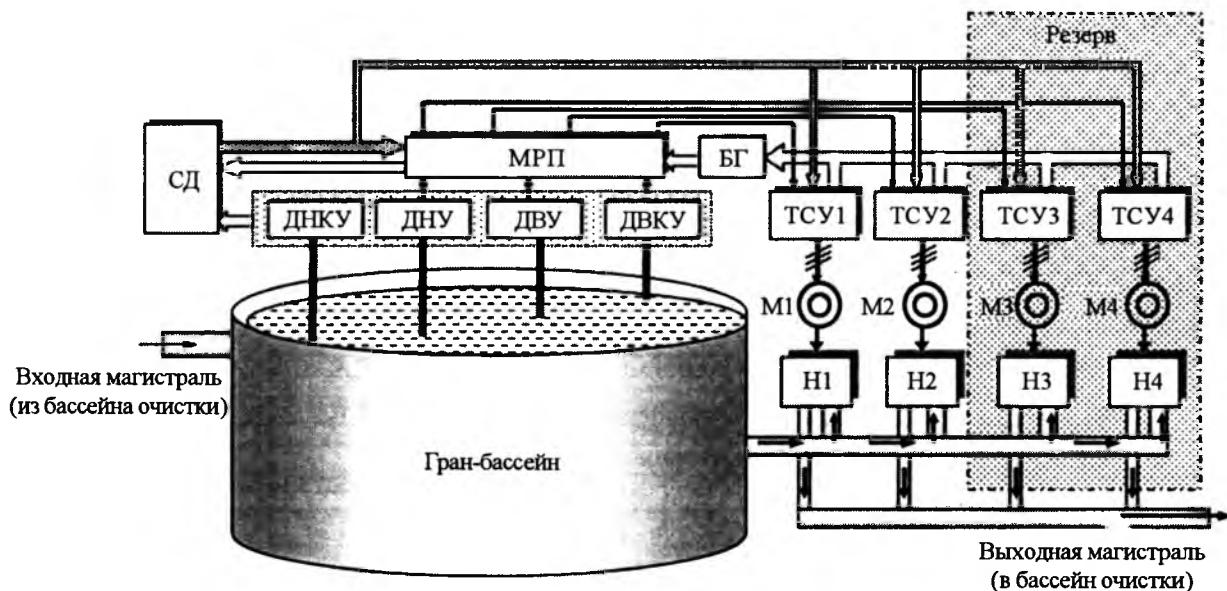


Рис.4. Упрощённая функциональная схема системы управления уровнем воды в гран-бассейне шлакоплавильного цеха ОАО "Челябинский трубопрокатный завод"

срабатывании любой из защиты самой станции или исполнительных механизмов (двигателей  $M1-M4$  и насосов  $H1-H4$ ). Два канала регулирования, например, третий  $TCU3-M3-H3$  и четвёртый  $TCU4-M4-H4$ , являются резервными. Управление тиристорными станциями  $TCU1-TCU4$  осуществляется от многозонного развёртывающего преобразователя с числом релейных элементов  $n = 5$ . Запуск тиристорной станции управления производится выходным сигналом  $+A/5$  (логическая 1) соответствующего релейного элемента многозонного развёртывающего преобразователя, а выключение – на напряжением  $-A/5$  (логический 0).

Определение уровня воды в гран-бассейне реализуется с помощью датчиков нижнего  $DNU$ , нижнего критического  $DNKU$ , верхнего  $DVU$  и верхнего критического  $DVKU$  уровней, работающих в режиме частотно-импульсной модуляции [9] и формирующих сигнал 1 при наличии воды на межэлектродном промежутке датчика. Система параметрического диагностирования  $СД$  определяет работоспособность многозонного преобразователя и датчиков уровня воды по факту наличия в них режима устойчивых автоколебаний [7].

Перевод развёртывающего преобразователя в соответствующую модуляционную зону производится в функции логического состояния датчиков уровней (таблица), где датчик нижне-

го критического уровня  $DNKU$  формирует сигнал  $Q_0$  младшего разряда двоичного кода, а датчик верхнего уровня  $DVKU$  – сигнал  $Q_2$  старшего разряда двоичного кода (на рис.4 канал дешифрации состояния системы не показан).

При состоянии датчиков "0001" (таблица, первая строка состояния системы) многозонный развёртывающий преобразователь работает в третьей модуляционной зоне, когда его выходные импульсы изменяются в пределах  $| -3/5A | \leq Y_{P0}(t) \leq | -A |$ , а релейные элементы  $P\mathcal{E}1-P\mathcal{E}4$  находятся в положении  $-A/5$ , при котором все тиристорные станции управления выключены.

Включение датчика верхнего уровня  $DVU$  (состояние "0111") переводит многозонный преобразователь во вторую модуляционную зону, когда включен один из насосов рабочей группы. При  $N_{10} = 15$  (состояние "1111") многозонный развёртывающий преобразователь находится в первой модуляционной зоне  $Y_{P0}(t) = \pm A/5$ . Два насоса переходят в рабочее состояние, одновременно включаются аварийная сигнализация и таймер отсчета времени, по истечении которого система переводится на ручной режим управления. Если подключение второго насоса обеспечивает снижение уровня воды ниже верхнего критического уровня раньше контрольного времени, установленного таймером, аварийная сигнализация отключается, но выклю-

Алгоритм управления насосами гран-бассейна

Десятичное состояние системы	$DVKU$	$DVU$	$DNU$	$DNKU$	Команда управления
Двоичный код					
$N_{10}$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$	
1	0	0	0	1	Выключить насосы
3	0	0	1	1	Выключить насосы
7	0	1	1	1	Включить один насос
15	1	1	1	1	Включить два насоса и аварийную сигнализацию с таймером перевода системы на ручное управление
7	0	1	1	1	Включить два насоса, выключить аварийную сигнализацию с таймером перевода системы на ручное управление
3	0	0	1	1	Выключить один насос
1	0	0	0	1	Выключить насосы
-	-	-	-	0	Аварийное отключение системы автоматического управления, переход на ручное управление

чение второго насоса происходит только при достижении состояния  $N_{10} = 3$ . Недопустимым является ситуация  $Q_0 = 0$ , причём независимо от значений других разрядов двоичного кода системы. В этом случае электроприводы переводятся на ручной режим управления.

Система диагностирования СД включает аварийную сигнализацию при срыве автоколебательного режима в многозонном развёртывающем преобразователе и датчиках уровня, а также при отказах собственных активных компонентов схемы, что предполагает ручное управление системой до устранения неисправности. Переход на резервный канал регулирования по причине срабатывания какой-либо из защит тиристорной станции управления производится с помощью МРП так же, как это показано на рис.2.

#### Список литературы

1. Осипов О.И., Усынин Ю.С. Техническая диагностика автоматизированных электроприводов. М.: Энерготомиздат, 1991.
2. Осипов О.И. Техническое диагностирование автоматизированного электропривода постоянного тока: Дис. докт. техн. наук. Челябинск: ЧПИ, 1995.
3. А. с. 1183988 СССР, Г06G7/12. Развёртывающий усилитель / Цытович Л.И. // Бюл. 1984. № 37.
4. А. с. 1418765 СССР, Г06G7/12. Многозонный развёртывающий преобразователь/Цытович Л.И./Бюл. 1988. № 31.

5. Цытович Л.И. Многозонный развёртывающий преобразователь с адаптируемой в функции неисправности активных компонентов структурой // Приборы и техника эксперимента. 1988. № 1. С. 81-85.

6. Цытович Л.И., Терещина О.Г. Многозонные интегрирующие развёртывающие преобразователи с чётным числом релейных элементов // Вестник ЮУрГУ. Сер. Энергетика. Вып. 5. 2004. № 4. С. 69-72.

7. Цытович Л.И., Кожевников В.А., Соколов А.В. Развёртывающий операционный усилитель с автоматическим резервированием каналов передачи информации // Приборы и техника эксперимента. 1986. № 3. С. 119-125.

8. Дудкин М.М. Сравнительный анализ динамических характеристик фазосдвигающих устройств // Электротехнические системы и комплексы: Межвузовский сб. науч. тр. Вып.11. / Магнитогорск: МГТУ, 2005. С.87-96.

9. А. с. 1169115 СССР, Н02М7/04. Тиристорный преобразователь с защитой / Цытович Л.И. // Бюл. 1985. №27.

**Цытович Леонид Игнатьевич** – заведующий кафедрой электропривода и автоматизации промышленных установок Южно-Уральского ГУ (ЮУрГУ), доктор техн. наук, профессор. В 1970 г. окончил Рижский политехнический институт по специальности "Электропривод и автоматизация промышленных установок". Кандидатскую диссертацию защитил в 1979 г., докторскую – в 1996 г.

**Терещина Олеся Геннадьевна** – аспирант кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок ЮУрГУ. В 2004 г. окончила ЮУрГУ.

**Дудкин Максим Михайлович** – аспирант кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок ЮУрГУ. В 2004 г. окончил ЮУрГУ.

# Решение задачи предельного и качественного управления в электроприводах переменного тока.

БОЧЕНКОВ Б.М., ФИЛЮШОВ Ю.П.

Путём исследования процессов электромеханического преобразования энергии выявлена зависимость между электромагнитным моментом и запасаемой в обмотках электрического двигателя энергией при различных способах формирования электромагнитного момента. Показано влияние алгоритмов управления на динамические и энергетические свойства электропривода.

*The relation between electromagnetic moment and power reserving in motor's windings is revealed by researching electromechanical transformation of energy at various ways of formation of electromagnetic torque. The influence of control algorithms on dynamic and power properties of electric drive is shown.*

Эффективность системы воспроизведения движения во многом определяется законами управления, рациональный выбор которых явля-

ется необходимым условием наиболее полной реализации потенциальных возможностей электропривода.

Так, хорошо известны энергооптимальные законы, обеспечивающие энергетически эффективное управление электрической машиной по минимуму тока статора или минимуму суммарных потерь. Но существующие электроприводы, где реализуются эти законы, не отличаются высоким быстродействием. Принято объяснять это тем, что для реализации энергозаданных законов управления необходимо изменять потокосцепление. Желание быстро изменять электромагнитный момент становится сложно выполнимым из-за его инерционности. Поэтому электроприводы, где применяются энергооптимальные законы, работают в системах, функционирующих с постоянной или медленно изменяющейся нагрузкой. Для динамичных же систем формируют электромагнитный момент при стабилизации потокосцепления. Такое решение определяется тем, что по аналогии с двигателями постоянного тока стабилизация потокосцепления ассоциируется со стабилизацией энергии магнитного поля электрической машины. При этом предполагается, что именно такой режим работы обеспечит минимум мгновенной мощности, подводимой к обмоткам двигателя для изменения электромагнитного момента.

Таким образом, в настоящее время широкое распространение получили в основном два варианта систем управления:

- для электроприводов, не требующих быстрого изменения момента, – энергооптимальное управление;

- для динамичных электроприводов, в которых энергетические свойства не играют существенной роли, формируют электромагнитный момент при стабилизации потокосцепления.

Вместе с тем, являясь энергосиловой основой современного производства, автоматизированный электропривод должен обладать высокими динамическими и энергетическими свойствами. Поэтому актуальным становится решение задачи предельного и качественного управления. Под предельным понимается управление, обеспечивающее при ограничении ресурсов источника питания максимальное значение либо энергетических, либо динамических показателей, а под качественным понимается управление, обеспечивающее наилучшее сочетание этих свойств.

Поиск условий качественного управления является многокритериальной задачей, по-

скольку необходимо учитывать как энергетические, так и динамические свойства электропривода. Для её решения следует оценить влияние алгоритма управления на основные свойства электропривода и выявить показатели, позволяющие сделать такую оценку.

Нерешённость задач предельного и качественного управления приводит к неоднозначному выбору законов управления, что обуславливает множество существующих алгоритмов. Реальность решения этих задач определяется, с одной стороны, многомерностью вектора управления, с другой стороны, одномерностью основной задачи управления – формирования электромагнитного момента. Это несоответствие размерности дает некоторую "свободу", которая и позволяет решать поставленные задачи [1].

В данной работе рассматривается новый подход к поиску условий предельного и качественного управления. Для этого исследуются процессы преобразования электрической энергии в механическую работу, которые неразрывно связаны с накоплением энергии в обмотках электрического двигателя. Задачей исследования является нахождение взаимосвязи между механическими силами, энергией, запасаемой в обмотках электрического двигателя, и тепловыми потерями с целью выявление рационального распределения энергетических ресурсов по цепям управления в статических и динамических режимах. Решение этой задачи позволяет определить условия управления, обеспечивающие наиболее полную реализацию потенциональных возможностей электропривода в условиях ограничения ресурсов источника питания.

В настоящее время синтез законов управления базируется на анализе модели электрического двигателя в виде уравнений Кирхгофа для электромагнитных цепей и уравнения движения для механических узлов. В результате преобразований этих уравнений, получено широко известное выражение баланса мощности [2]:

$$\sum_{k=1}^N U_k I_k = \frac{dW_{\text{эм}}}{dt} + \omega M + \sum_{k=1}^N P_{\Delta k}, \quad (1)$$

где  $U_k$ ,  $I_k$ ,  $P_{\Delta k}$  – напряжение, ток и мощность тепловых потерь соответствующей цепи управления электрическим двигателем;  $W_{\text{эм}}$  – энергия, накапливаемая в обмотках электрического двигателя (энергия магнитного поля);  $M$  – электромагнитный момент;  $\omega$  – угловая скорость вращения ротора;  $k$  – цифровое обозна-

чение цепи управления,  $k = 1, 2, 3, \dots, N$ ;  $N$  – количество цепей управления электрическим двигателем.

При анализе алгоритмов управления электроприводами переменного тока часто применяют буквенные обозначения цепей управления, например  $k = \alpha, \beta, r\alpha, r\beta$ . Обозначение  $r$  показывает, что цепь относится к каналу ротора, его отсутствие определяет отношение цепи управления к каналу статора.

В качестве преобразователя энергии рассмотрим обобщённую электрическую машину при общепринятых допущениях [3], в которой параметры обмоток ротора приведены к числу витков обмоток статора. Принятая идеализация в картине магнитного поля предполагает, что магнитопровод и обмотки машины симметричны. Потери в стали и насыщение магнитной системы машины не учитываются. Анализ процессов ведётся по первой гармонике тока или напряжения. Электрический двигатель имеет число пар полюсов  $p = 1$ . Количество цепей управления статора равно двум. Такое же количество цепей управления имеет ротор. Активные сопротивления  $R$  цепей управления статора равны между собой, равны и активные сопротивления цепей ротора  $R_r$ , двигателя. Эти допущения позволяют получить достаточно простые электромагнитные связи при правильном описании основных электромагнитных процессов электрической машины.

В уравнении (1) последнее слагаемое отражает тепловые потери цепей управления статора  $k = 1, 2$  и ротора  $k = 3, 4$  обобщённой электрической машины

$$\sum_{k=1}^N P_{\Delta k} = RI^2 + R_r I_r^2, \quad (2)$$

где  $I, I_r$  – модули векторов тока статора и ротора,

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2}; \quad I_r = \sqrt{I_3^2 + I_4^2}.$$

Второе слагаемое уравнения (1) определяет значение механической мощности  $\omega M$ , передаваемой сопряжённому с электроприводом механизму. Электромагнитный момент  $M$ , определяемый в виде векторного произведения тока  $I$  и потокосцепления статора  $\Psi$ , тока ротора  $I_r$  и потокосцепления ротора  $\Psi_r$ , или тока статора  $I$  и тока ротора  $I_r$ , [4] можно выразить в следующем виде:

$$M = \Psi I \sin(\mu - \beta) = I_r \Psi_r \sin \beta_r = L_m I_r I \sin \mu, \quad (3)$$

где  $\mu, \beta, \beta_r$  – углы, определяющие положение

векторов тока  $I$ , потокосцепления статора  $\Psi$  и потокосцепления ротора  $\Psi_r$ , относительно вектора тока ротора  $I_r$  (рис. 1);  $L_m$  – взаимная индуктивность между обмотками статора и ротора при совпадении вращающейся оси  $d$  с неподвижной осью  $\alpha$ .

Положение вектора тока ротора относительно оси  $d$ , жёстко связанной с ротором системы координат  $d, q$ , определяется углом  $\mu_r$ . Введение угла  $\varphi$  между вектором тока  $I$  и ортогональной направляющей от вектора потокосцепления статора, совпадающей по направлению с вектором ЭДС, позволяет получить дополнительные соотношения, определяющие положение рассматриваемых векторов (рис. 1)

$$\mu - \beta = \frac{\pi}{2} - \varphi. \quad (4)$$

Подставляя (4) в (3), можно получить ещё одно известное выражение электромагнитного момента

$$M = p \Psi I \cos \varphi.$$

Процессы электромеханического преобразования носят инерционный характер. В установившихся режимах энергия, полученная от источника питания за любой временной интервал, равна энергии, переданной сопряжённому механизму, и энергии, затрачиваемой на тепловую работу. При этом энергия, накапливаемая в обмотках электрического двигателя  $W_{\text{эм}}$ , остаётся постоянной, а её значение определяется в виде суммы энергий возбуждающих контуров электрической машины [2]:

$$W_{\text{эм}} = \sum_{k=1}^N \frac{1}{2} \Psi_k I_k, \quad (5)$$

где  $\Psi_k$  – потокосцепление соответствующей цепи управления.

Потокосцепления и токи, входящие в уравнение (5), являются функцией времени и угла поворота ротора. Вместе с тем энергия, накапливаемая в обмотках электрической машины, не зависит от угла поворота ротора. Рассмотрим это утверждение.

В соответствии с рис. 1 запишем проекции изображающих векторов в системе неподвижных координат  $\alpha, \beta$

$$\left. \begin{aligned} \Psi_\alpha &= \Psi \cos(\gamma + \beta + \mu_r); & I_\alpha &= I \cos(\gamma + \mu + \mu_r); \\ \Psi_\beta &= \Psi \sin(\gamma + \beta + \mu_r); & I_\beta &= I \sin(\gamma + \mu + \mu_r); \\ \Psi_{r\alpha} &= \Psi_r \cos(\gamma + \beta_r + \mu_r); & I_{r\alpha} &= I_r \cos(\gamma + \mu_r); \\ \Psi_{r\beta} &= \Psi_r \sin(\gamma + \beta_r + \mu_r); & I_{r\beta} &= I_r \sin(\gamma + \mu_r), \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

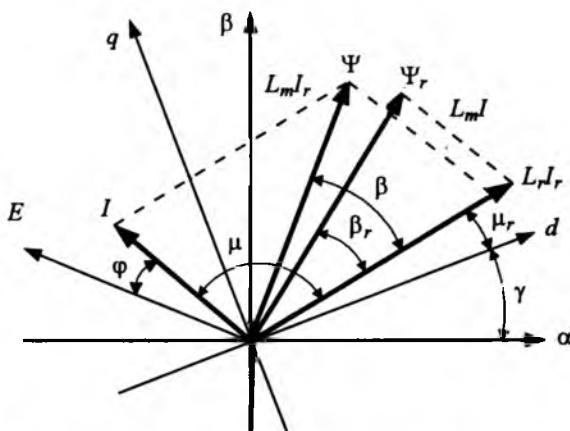


Рис.1. Векторная диаграмма машины переменного тока

где  $\gamma$  – угол между неподвижной и вращающейся вместе с ротором системами координат.

Существующую взаимосвязь между токами и потокосцеплениями опишем уравнениями:

$$\begin{aligned} \Psi_\alpha &= LI_\alpha + L_m I_{r\alpha}; & \Psi_{r\alpha} &= L_r I_{r\alpha} + L_m I_\alpha; \\ \Psi_\beta &= LI_\beta + L_m I_{r\beta}; & \Psi_{r\beta} &= L_r I_{r\beta} + L_m I_\beta, \end{aligned} \quad (7)$$

где  $L$ ,  $L_r$  – полные индуктивности обмоток статора и ротора, которые определяются в виде суммы взаимной индуктивности  $L_m$  и индуктивности рассеивания обмоток статора  $L_\sigma$  и ротора  $L_{sr}$ ;  $L = L_m + L_\sigma$ ;  $L_r = L_m + L_{sr}$

Проекции вектора тока на неподвижные координатные оси  $\alpha$ ,  $\beta$  можно выразить через компоненты этого вектора во вращающейся системе координат  $d$  и  $q$ :

$$\begin{aligned} I_\alpha &= I_d \cos \gamma - I_q \sin \gamma; & I_{r\alpha} &= I_{rd} \cos \gamma - I_{rq} \sin \gamma; \\ I_\beta &= I_d \sin \gamma + I_q \cos \gamma; & I_{r\beta} &= I_{rd} \sin \gamma + I_{rq} \cos \gamma. \end{aligned} \quad (8)$$

Аналогичные уравнения можно представить и для потокосцеплений каналов статора и ротора. В соответствии с принятыми обозначениями цепей электрической машины в неподвижной системе координат  $k = \alpha, \beta, r\alpha, r\beta$  представим в уравнение (5) значения токов и потокосцеплений (6):

$$W_{\text{эм}} = \frac{1}{2} (\Psi_\alpha I_\alpha + \Psi_\beta I_\beta + \Psi_{r\alpha} I_{r\alpha} + \Psi_{r\beta} I_{r\beta}).$$

Это выражение, на основании системы уравнений (7), преобразуем:

$$W_{\text{эм}} = \frac{1}{2} [LI^2 + L_r I_r^2 + 2L_m (I_{r\alpha} I_\alpha + I_{r\beta} I_\beta)]. \quad (9)$$

В естественной системе координат при  $k = \alpha, \beta, rd, rq$  уравнение (5) выглядит следующим образом:

$$\sum_{k=1}^N \frac{1}{2} \Psi_k I_k = \frac{1}{2} (\Psi_\alpha I_\alpha + \Psi_\beta I_\beta + \Psi_{rq} I_{rq} + \Psi_{rd} I_{rd}).$$

Это уравнение можно представить в виде скалярных произведений векторов тока и потокосцепления канала статора и ротора

$$W_{\text{эм}} = \frac{1}{2} (\Psi I \sin \varphi + I_r \Psi_r \cos \beta_r).$$

Скалярное произведение векторов зависит от угла между изображающими векторами, но не связано с углом поворота ротора. Поэтому, несмотря на зависимость всех компонентов (5) от вращения вала ротора, энергия, накапливаемая в обмотках электрического двигателя, не зависит от него.

Для управления электромагнитным моментом необходимо регулировать токи или напряжения, изменяя подводимую к обмоткам двигателя мгновенную мощность. Её изменение характеризуется первым слагаемым уравнения (1). Для анализа этой мощности, рассмотрим производную энергии магнитного поля (5)

$$\frac{dW_{\text{эм}}}{dt} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N I_k \frac{d\Psi_k}{dt} + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \Psi_k \frac{dI_k}{dt}. \quad (10)$$

Приняв обозначения цепей обобщённой электрической машины в неподвижной системе координат  $k = \alpha, \beta, r\alpha, r\beta$ , запишем удвоенное значение первого слагаемого уравнения (10)

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^N I_k \frac{d\Psi_k}{dt} &= I_\alpha \frac{d\Psi_\alpha}{dt} + I_\beta \frac{d\Psi_\beta}{dt} + I_{r\alpha} \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} + \\ &+ I_{r\beta} \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt}. \end{aligned} \quad (11)$$

Подставив в (11) значения потокосцеплений (7) и преобразовав его, получим:

$$\sum_{k=1}^N I_k \frac{d\Psi_k}{dt} = \frac{1}{2} \frac{d}{dt} [LI^2 + L_r I_r^2 + 2L_m (I_{r\alpha} I_\alpha + I_{r\beta} I_\beta)]. \quad (12)$$

Не сложно также показать справедливость следующего равенства:

$$\sum_{k=1}^N \Psi_k \frac{dI_k}{dt} = \frac{1}{2} \frac{d}{dt} [LI^2 + L_r I_r^2 + 2L_m (I_{r\alpha} I_\alpha + I_{r\beta} I_\beta)]. \quad (13)$$

Тогда в соответствии (12) и (13) не вызовет сомнений утверждение

$$\sum_{k=1}^N \Psi_k \frac{dI_k}{dt} = \sum_{k=1}^N I_k \frac{d\Psi_k}{dt},$$

что позволяет производную энергию (10) записать следующим образом:

$$\frac{dW_{\text{эм}}}{dt} = \sum_{k=1}^N I_k \frac{d\Psi_k}{dt}. \quad (14)$$

По определению оптимальной по быстродействию считается такая система управления, в которой переходные процессы при действии возмущающей силы и наложенных ограничениях заканчиваются в минимально возможное время [6]. Применительно к системе электромеханического преобразования энергии в качестве таких ограничений могут выступать ограничения по мощности (напряжению) источника питания.

Уменьшение мгновенной мощности, требуемой для изменения электромагнитного момента, позволит повысить быстродействие электромеханического преобразователя энергии. Рассмотрим это утверждение.

В условиях ограничения ресурсов источника питания темп нарастания токов в цепях управления зависит не только от уровня ограничения напряжения, но и от скорости изменения потокосцеплений (11), определяющей мгновенные значения трансформаторной ЭДС и ЭДС вращения каждой цепи управления. Чем быстрее изменяется потокосцепление цепи управления, тем больше ЭДС, тем сильнее ограничивается возможность форсирования токов и медленнее изменяется электромагнитный момент. Стабилизация потокосцеплений статора или ротора предполагает неизменность модуля вектора, но не его проекций. Поэтому желаемого снижения ЭДС в каждой цепи управления при стабилизации потокосцепления статора или ротора не наблюдается. В синхронной машине с электромагнитным возбуждением, для регулирования электромагнитного момента в условиях стабилизации потокосцепления статора и минимизации реактивной мощности к обмоткам ротора необходимо подводить напряжение, существенно превышающее номинальные значения [5]. Чем быстрее требуется изменять электромагнитный момент, тем большее напряжение необходимо прикладывать к обмоткам двигателя. Поэтому возможность быстрого изменения электромагнитного момента в условиях стабилизации потокосцепления и ограничения ресурсов источника питания становится сложно выполнимой.

Рассмотрим результаты моделирования синхронного двигателя с электромагнитным возбуждением по продольной оси при минимизации

реактивной мощности ( $\cos\phi = 1$ ) и стабильном модуле вектора потокосцепления статора  $\Psi$ . Параметры синхронного двигателя мощностью 78 кВт,  $M_n = 500$  Н·м без демпферной клетки и с массивной спинкой индуктора приведены в [5]. На рис.2 показана зависимость энергии магнитного поля  $W_{\text{эм}}$  от электромагнитного момента  $M$ , а также изменение модуля тока статора  $I$ , тока ротора  $I_r$ , потребляемой мощности  $P$  и энергетической эффективности  $\eta$  при номинальной угловой скорости вращения ротора  $\omega_n = 157$  рад/с синхронного двигателя в диапазоне изменения нагрузки от 0 до  $M = 3M_n$ . Результаты исследований показывают существенную зависимость энергетической эффективности работы электрического двигателя от нагрузки.

На рис.3 показана зависимость потокосцеплений каждой цепи управления от электромагнитного момента при стабилизации модуля потокосцепления статора  $\Psi$  в системе координат  $d$  и  $q$ . Из рис.3 следует, что формирование электромагнитного момента сопровождается изменением потокосцеплений каждой цепи управления, требуя существенного повышения напряжения источника питания для быстрого изменения электромагнитного момента. Поэтому решение задачи предельного по быстродействию управления в условиях ограничения ресурсов источника питания не теряет своей актуальности.

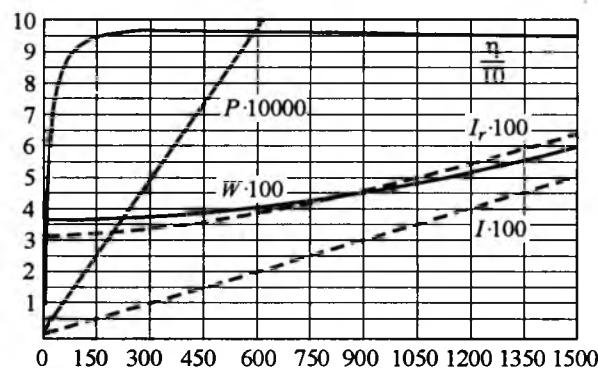


Рис.2. Зависимость энергии  $W$ , накапливаемой в обмотках неявнополюсного синхронного двигателя с электромагнитным возбуждением, энергетической эффективности  $\eta$ , тока статора  $I$ , тока ротора  $I_r$  и потребляемой мощности  $P$  двигателя, при изменении нагрузки от 0 до  $M = 3M_n$ ,  $\omega_n = 157$  рад/с и управлении, обеспечивающем стабильность потокосцепления статора  $\Psi$  и минимум потребления реактивной мощности

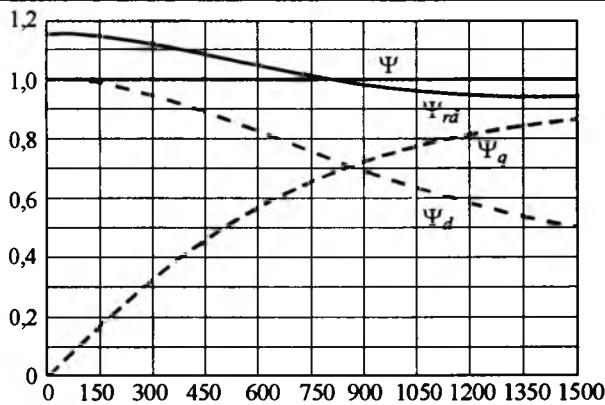


Рис.3. Зависимость потокосцеплений каждой цепи управления  $\Psi_d$ ,  $\Psi_q$ ,  $\Psi_r$  синхронной машины с электромагнитным возбуждением от электромагнитного момента при стабилизации модуля потокосцепления статора  $\Psi$  и минимизации реактивных потерь

Для её решения рассмотрим распределение электромагнитной мощности по каналам статора и ротора. Для этого выделим в (11) слагаемые, связанные с мгновенной мощностью канала статора и, отдельно, канала ротора. Используя (7) и (8), можно получить следующую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} I_a \frac{d\Psi_k}{dt} + I_\beta \frac{d\Psi_\beta}{dt} &= LI \frac{dI}{dt} + L_m I_d \frac{d}{dt} I_{rd} + \\ &+ L_m I_q \frac{d}{dt} I_{rq} + \omega M; \\ I_{ra} \frac{d\Psi_{ra}}{dt} + I_{r\beta} \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} &= L_r I_r \frac{dI_r}{dt} + L_m I_{rd} \frac{d}{dt} I_d + \\ &+ L_m I_{rq} \frac{d}{dt} I_q - \omega M, \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

где выражение для электромагнитного момента  $M$  соответствует уравнению (3)

$$M = L_m (I_q I_{rd} - I_d I_{rq}) = L_m I_r \sin \mu.$$

В системе уравнений (15) мощность  $\omega M$  затрачивается на изменение углового положения вала двигателя, врачающегося с угловой скоростью  $\omega$  в неподвижной системе координат  $\alpha, \beta$ . Уравнения системы (15) можно преобразовать

$$\left. \begin{aligned} I_a \frac{d\Psi_\alpha}{dt} + I_\beta \frac{d\Psi_\beta}{dt} &= I_d \frac{d\Psi_d}{dt} + I_q \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega M; \\ I_{ra} \frac{d\Psi_{ra}}{dt} + I_{r\beta} \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} &= I_{rd} \frac{d\Psi_{rd}}{dt} + I_{rq} \frac{d\Psi_{rq}}{dt} - \omega M. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Просуммировав эти уравнения, можно убедиться, что производная энергии, накапливающейся в обмотках двигателя, инвариантна системе

координат, в которой рассматриваются токи и потокосцепления

$$\left. \frac{dW_{\text{эм}}}{dt} \right|_{\alpha, \beta} = \left. \frac{dW_{\text{эм}}}{dt} \right|_{d, q}.$$

Подставив в (11) соответствующие значения токов и потокосцеплений (6), получим систему уравнений, аналогичную системе (15),

$$\left. \begin{aligned} I_\alpha \frac{d\Psi_\alpha}{dt} + I_\beta \frac{d\Psi_\beta}{dt} &= \\ &= I \sin \phi \frac{d\Psi}{dt} + \left( \frac{d\beta}{dt} + \frac{d\mu_r}{dt} + \omega \right) M; \\ I_{ra} \frac{d\Psi_{ra}}{dt} + I_{r\beta} \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} &= \\ &= I_r \cos \beta \cdot \frac{d\Psi_r}{dt} - \left( \frac{d\beta_r}{dt} + \frac{d\mu_r}{dt} + \omega \right) M, \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

где  $\left( \frac{d\beta}{dt} + \frac{d\mu_r}{dt} + \omega \right)$  – мгновенная угловая скорость вектора потокосцепления статора;  $\left( \frac{d\beta_r}{dt} + \frac{d\mu_r}{dt} + \omega \right)$  – мгновенная угловая скорость вектора потокосцепления ротора относительно неподвижных координат.

Сложив уравнения системы (17), вычислим мгновенную мощность, характеризующую изменение энергии магнитного поля

$$\frac{dW_{\text{эм}}}{dt} = I \sin \phi \frac{d\Psi}{dt} + \cos(\beta_r) I_r \frac{d\Psi_r}{dt} + \left( \frac{d\beta}{dt} - \frac{d\beta_r}{dt} \right) M. \quad (18)$$

Равенство нулю производной энергии магнитного поля (18) соответствует квазистационарному режиму. Из-за существования потоков рассеивания одновременно стабилизировать модуль потокосцеплений статора и ротора невозможно. Из выражений (17) и (18) следует, что производная энергии магнитного поля электрической машины зависит не только от скорости изменения модуля изображающих векторов, но также от их начального положения и разности их угловых скоростей вращения. При формировании электромагнитного момента в условиях стабилизации потокосцепления статора или ротора к обмоткам двигателя необходимо подвести мощность, требуемую для изменения положений изображающих векторов, которое определяет перераспределение мгновенной мощности по цепям управления статора и ро-

тора (16). В результате, формируя новое значение электромагнитного момента, к одним каналам поступления энергии электромеханического преобразователя требуется подводить большую мгновенную мощность, а к другим – меньшую. Для анализа мгновенной мощности, подводимой к обмоткам двигателя, преобразуем (18), выделив компоненту, связанную с мгновенным изменением электромагнитного момента (3), приведя его к виду во вращающейся системе координат, ориентированной по току ротора рис. 1, где  $\mu_r = 0$ ,

$$\frac{W_{\text{эм}}}{dt} = \frac{LI_q}{L_m I_r} \frac{dM}{dt} + \frac{(\Psi_{rd} I_r - \Psi_q I_q)}{I_r} \frac{dI_r}{dt} + \Psi_d \frac{dI_d}{dt}.$$

Из этого выражения следует, что формирование электромагнитного момента с заданным темпом может осуществляться при различных значениях мгновенной мощности, которая зависит от мгновенного положения изображающих векторов, определяемого законом управления. Можно найти такое положение изображающих векторов, стабилизация которого при изменении электромагнитного момента обеспечит минимум подводимой к обмоткам двигателя мгновенной мощности. Этот минимум, при управлении обобщённой электрической машиной, достигается при определенном формировании токов и потокосцеплений в статических и динамических режимах

$$\Psi_d = 0; LI^2 = L_r I_r^2. \quad (19)$$

Соблюдение условий (19) обеспечивает минимальное изменение энергии, накапливаемой в обмотках электрической машины, при формировании электромагнитного момента

$$\frac{dW_{\text{эм}}}{dt} = \frac{\sqrt{L_r L - L_m^2}}{L_m} \frac{dM}{dt}.$$

При этом мгновенная мощность (16) равномерно распределяется по каналам поступления энергии статора и ротора:

$$I_d \frac{d\Psi_d}{dt} + I_q \frac{d\Psi_q}{dt} = I_{rd} \frac{d\Psi_{rd}}{dt} + I_{rq} \frac{d\Psi_{rq}}{dt};$$

$$LI_q \frac{dI_q}{dt} = \left( L_r - \frac{L_m^2}{L} \right) I_r \frac{dI_r}{dt},$$

позволяя наиболее полно использовать ресурсы источника питания и потенциональные возможности электромеханического преобразова-

теля энергии для быстрого изменения электромагнитного момента в условиях существующих ограничений. При выполнении условий (19), уравнения для напряжений обобщенной электрической машины [2] в системе координат  $d, q$ , ориентированной по току ротора  $I_r$ , выглядят следующим образом:

$$U_d = RI_d - \omega LI_q; \quad U_q = L \frac{dI_q}{dt} + RI_q;$$

$$U_r = \frac{(L_r L - L_m^2)}{L} \frac{dI_r}{dt} + R_r I_r.$$

За счёт взаимного влияния каналов статора и ротора достигается существенное снижение напряжения, требуемого для изменения токов в цепях электрической машины, что и определяет минимум мгновенной мощности, требуемый для формирования электромагнитного момента.

Достижение предельных динамических свойств электропривода сопровождается увеличением потерь. Энергетическая цена предельного быстродействия может быть такой высокой, что применяемый закон управления будет экономически не выгоден. Отсюда возникает необходимость решения задачи качественного управления, т. е. определения алгоритма, обеспечивающего в условиях ограничения энергетических свойств электропривода максимальное быстродействие.

Для решения задачи качественного управления следует определить взаимосвязь между энергией, накапливаемой в обмотках двигателя, потерями и электромагнитным моментом. Представим уравнение (18) в частных производных:

$$\frac{dW_{\text{эм}}}{dt} = \frac{\partial W_{\text{эм}}}{\partial \Psi} \frac{d\Psi}{dt} + \frac{\partial W_{\text{эм}}}{\partial \Psi_r} \frac{d\Psi_r}{dt} + \left( \frac{d\beta}{dt} - \frac{d\beta_r}{dt} \right) \frac{\partial W_{\text{эм}}}{\partial (\beta - \beta_r)}.$$

На основании (18) справедливо следующее выражение для электромагнитного момента:

$$M = \frac{\partial W_{\text{эм}}}{\partial (\beta - \beta_r)}.$$

Для определения взаимосвязи между энергией магнитного поля и электромагнитным моментом выделим независимые переменные, которые определяют значение энергии, накапленной в обмотках двигателя. Такими переменными могут являться потокосцепления стато-

ра  $\Psi$ , ротора  $\Psi_r$  и величины  $\beta$ ,  $\beta_r$ , определяющие положение этих векторов. Так как энергия магнитного поля не зависит ни от угла поворота ротора, ни от системы координат, в которой рассматриваются её значения, выразим её с помощью рассматриваемых переменных

$$W_{\text{эм}} = \frac{1}{2} f_1(\beta, \beta_r) \Psi_r \Psi, \quad (20)$$

где  $f_1(\beta, \beta_r)$  – некоторая функция, связывающая энергию магнитного поля и потокосцепления статора и ротора.

### Электромагнитный момент

$$M_{\text{эм}} = f_2(\beta, \beta_r) \Psi_r \Psi,$$

где  $f_2(\beta, \beta_r)$  – функция, которая определяет взаимосвязь электромагнитного момента и потокосцеплений статора и ротора [3],

$$f_2(\beta, \beta_r) = \frac{L_m}{(LL_r - L_m^2)} \sin(\beta - \beta_r).$$

Преобразуем выражение (20):

$$W_{\text{эм}} = \frac{1}{2} f_3(\beta, \beta_r) M,$$

где

$$f_3(\beta, \beta_r) = \frac{f_1(\beta, \beta_r)}{f_2(\beta, \beta_r)}.$$

Таким образом, существующую взаимосвязь между энергией, накапливаемой в обмотках электрического двигателя, и электромагнитным моментом можно представить посредством функции  $f_3(\beta, \beta_r)$ , определяемой аргументами  $\beta$ ,  $\beta_r$ , характеризующими положение изображающих векторов и неразрывно связанными с алгоритмом. При анализе исследуемых алгоритмов не сложно перейти к другим переменным, с которыми традиционно работают системы управления. Выбор аргументов определяется удобством анализа управления электроприводом и самим электромеханическим преобразователем. В соответствии с (4) можно определить функцию  $f(\phi, \beta)$ , которая отвечает следующему равенству:

$$f_3(\beta, \beta_r) = f(\phi, \beta)$$

и позволяет описать взаимосвязь электромагнитного момента и энергии, накопленной в обмотках двигателя, следующим образом:

$$W_{\text{эм}} = \frac{1}{2} f(\phi, \beta) M. \quad (21)$$

Используя зависимость (21), можно преоб-

разовать выражение (18) к следующему виду:

$$\frac{dW_{\text{эм}}}{dt} = \frac{1}{2} \frac{\partial W_{\text{эм}}}{\partial M} \frac{dM}{dt} + \frac{\partial W_{\text{эм}}}{\partial f(\phi, \beta)} \frac{1}{2} \frac{df(\phi, \beta)}{dt}, \quad (22)$$

где

$$\frac{\partial W_{\text{эм}}}{\partial M} = f(\phi, \beta); \quad \frac{\partial W_{\text{эм}}}{\partial f(\phi, \beta)} = M.$$

Уравнение (22) выражает взаимосвязь электромагнитного момента и мощности, характеризующей изменение энергии, накапливаемой в обмотках двигателя.

Минимизация мощности, необходимой для изменения электромагнитного момента, обеспечивает предельную динамику электропривода в условиях ограничения ресурсов источника питания. Условие минимума этой мощности

$$f(\beta, \phi) = \min; \quad \frac{\partial f(\phi, \beta)}{\partial \beta} = 0; \quad \frac{\partial f(\phi, \beta)}{\partial \phi} = 0 \quad (23)$$

полностью соответствует условию (19).

Для исследования энергетических свойств электропривода представим мощность потерь (2) в виде произведения электромагнитного момента и функции  $F(\phi, \beta)$  рассмотренных аргументов

$$\sum_{k=1}^N P_{\Delta k} = M F(\phi, \beta). \quad (24)$$

В соответствии с уравнениями для электромагнитного момента (3), значение функции  $F(\phi, \beta)$  легко установить по следующим соотношениям между изображающими векторами:

$$\Psi \sin(\mu - \beta) = L_m I_s \sin \mu; \quad \Psi_r \sin \beta_r = L_m I_s \sin \mu.$$

Размерность функции  $F(\phi, \beta)$  – секунда в минус первой степени. Минимум функции  $F(\phi, \beta)$  позволит определить условия, при которых обеспечивается минимум потерь [7],

$$\frac{\sum_{k=1}^N P_{\Delta k}}{M} = F(\phi, \beta) = \min; \quad \frac{\partial F(\phi, \beta)}{\partial \beta} = 0, \quad \frac{\partial F(\phi, \beta)}{\partial \phi} = 0. \quad (25)$$

Для обобщённой электрической машины эти условия определяются следующими уравнениями:

$$\beta = \phi; \quad RI^2 = R_r I_r^2. \quad (26)$$

Назовём зависимости  $f(\phi, \beta)$  и  $F(\phi, \beta)$  функциями энергетического состояния. Введение этих функций позволяет установить связь между механическими силами, потерями и энергией, запасаемой в обмотках электрического двигателя, с помощью аргументов, которые неразрывно связаны с алгоритмом управления.

Проведённые исследования показывают, что каждая функция энергетического состояния имеет свой минимум [(19), (26)] в области существования аргументов, где возможно формирование электромагнитного момента для обобщённой электрической машины.

Подставив (21) и (24) в уравнение баланса мощности (1), приведём его к виду, характеризующему изменение электромагнитного момента во времени:

$$\sum_{k=1}^N U_k I_k = \frac{f(\phi, \beta)}{2} \frac{dM}{dt} + \frac{M}{2} \frac{df(\phi, \beta)}{dt} + M[\omega + F(\phi, \beta)]. \quad (27)$$

В статических режимах увеличение электромагнитного момента вызывает рост фазового сдвига между потокосцеплениями статора и ротора (рис.1). В динамических процессах изменение электромагнитного момента приводит к появлению разности угловых скоростей вращения потокосцепления статора и потокосцепления ротора (18). Первое слагаемое правой части уравнения (27) определяет мгновенную мощность, необходимую для изменения электромагнитного момента, второе слагаемое – мгновенную мощность, требуемую для изменения положения изображающих векторов. Последнее слагаемое характеризует отдаваемую сопряжённому механизму мощность и мощность тепловых потерь. При реализации закона управления, обеспечивающего формирование электромагнитного момента в условиях стабилизации потокосцепления статора или ротора, изменение положений изображающих векторов в динамических процессах требует дополнительных ресурсов источника питания по напряжению.

При стабилизации положения изображающих векторов, в соответствии с условиями (23), можно выбрать алгоритм, при котором мощность, затрачиваемая на изменение электромагнитного момента, минимальна. В соответствии с условиями (25) можно определить алгоритм, при котором управление электроприводом может осуществляться при минимуме потерь.

Минимизация энергетической функции состояния  $f(\phi, \beta)$  позволит получить высокие динамические свойства электропривода, но потери в электрическом двигателе могут возрасти настолько, что такой режим работы окажется нецелесообразным. Поиск компромиссного ре-

шения посредством введения весовых коэффициентов, характеризующих динамические и энергетические требования к системе воспроизведения движения, не дает желаемого результата, так как носит субъективный характер и не позволяет определить цену энергетических затрат достигаемых динамических свойств. Для выявления условий качественного управления, необходимо определить зависимость минимальных энергетических затрат от выдвигаемых требований к динамическим свойствам электропривода. Для этой цели следует выявить критерии, позволяющие оценить влияние алгоритма управления на динамические и энергетические свойства электропривода.

### Выводы

1. Рассмотрен новый подход к поиску условий предельного и качественного управления электроприводом. Для этого исследованы процессы преобразования электрической энергии в механическую работу, которые неразрывно связаны с накоплением энергии в обмотках электрического двигателя. Из уравнений цепи электрической машины и баланса мощности выявлена возможность определения не только электромагнитного момента, но и энергии, скапливаемой в обмотках двигателя. Определено, что энергия магнитного поля электрической машины не зависит от угла поворота ротора, а ее производная инвариантна системе координат, в которой рассматриваются токи и потокосцепления.

2. Показано, что управление электромагнитным моментом в условиях стабилизации потокосцепления статора или ротора не является лучшим решением для реализации высоких динамических или энергетических свойств системы воспроизведения движения.

3. Введены функции энергетического состояния, которые устанавливают зависимость между механическими силами, потерями и энергией магнитного поля с помощью аргументов, определяющих алгоритм управления.

4. Найдены алгоритмы, реализация которых обеспечит предельное по быстродействию управление обобщённой электрической машиной в условиях ограничения ресурсов источника питания. Определены условия, обеспечивающие предельные режимы работы обобщённой электрической машиной по энергетической эффективности.

5. Показана необходимость выявления критериев, позволяющих оценить влияние алгоритма управления на динамические и энергетические свойства электропривода.

#### Список литературы

1. Боченков Б.М. Бесконтактные двухзонные электроприводы с синхронными двигателями магнитоэлектрического возбуждения. Дисс. ... канд. техн. наук. Новосибирск. 1988.
2. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980.
3. Важнов А.И. Переходные процессы в машинах переменного тока. Л.: Энергия, 1980.
4. Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. Л.: Энергоатомиздат, 1987.
5. Вейнгер А.М. Регулируемый синхронный электропривод. М.: Энергоатомиздат, 1985.

6. Павлов А.А. Синтез релейных систем, оптимальных по быстродействию. М.: Наука, 1966.

7. Боченков Б.М., Филюшов Ю.П. Энергооптимальные алгоритмы векторного управления электроприводом с синхронным двигателем // Автоматизированные электромеханические системы. Новосибирск: НГТУ, 1997.

**Боченков Борис Михайлович** – доцент кафедры ЭАПУ Новосибирского ГТУ. Окончил электромеханический факультет НГТУ в 1970 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме "Бесконтактные двухзонные электроприводы с синхронными двигателями магнитоэлектрического возбуждения для металлорежущих станков" в 1988 г.

**Филюшов Юрий Петрович** – инженер Сибирского филиала ФГУП ВНИКТИ МПС РФ. Окончил электромеханический факультет НГТУ в 1985 г.

## Алгоритм управления, обеспечивающий желаемое сочетание энергетических и динамических свойств электропривода переменного тока

БОЧЕНКОВ Б.М., ФИЛЮШОВ Ю.П.

Определены условия управления, позволяющие обеспечить предельные динамические и наилучшие энергетические свойства электропривода при ограничении мощности источника питания. Предложен способ формирования электромагнитного момента, обеспечивающий наилучшее сочетание энергетических и динамических свойств электропривода.

The control conditions for providing extreme dynamic and best power properties of the electric drive at restriction of power source strength are determined. The way of forming of the electromagnetic torque providing effective control as the trade-off between power and dynamic properties is offered.

С развитием микропроцессорной техники становится возможной техническая реализация сложных законов управления двигателем переменного тока. Однако задача построения систем управления, позволяющих реализовать предельные динамические свойства электропривода в условиях ограничения ресурсов источника питания или наилучшим образом сочетать энергетические и динамические свойства электропривода (задача качественного управления), в настоящее время не нашла должного решения.

Среди опубликованных исследований вызывает интерес работа по оптимизации процессов управления электроприводом переменного тока [1]. Здесь рассматривается подход к решению задач оптимизации по целому комплексу критериев и качеств: по производительности, энер-

госбережению, минимизации массы, габаритов, стоимости, точности, быстродействию, диапазону регулирования момента и скорости рабочих органов машин и механизмов. Для решения этих задач в виде основного параметра управления и аргумента многих функций, подлежащих оптимизации, автор использует угол fazового смещения (сдвига) векторов тока и потокосцеплений. Но предлагаемый метод осуществляет оптимизацию только статических режимов.

Соглашаясь с данным подходом, следует отметить, что для создания систем качественного управления необходимо рассматривать не только статические, но и динамические режимы работы электропривода. Именно решение задач качественного управления позволит го-

ворить о комплексной оптимизации управления электрической машиной по перечисленным свойствам, обеспечивающей наиболее полное использование потенциальных возможностей электромеханического преобразователя энергии.

Поиск условий качественного управления является многокритериальной задачей. Решение таких задач неизбежно приводит к необходимости сопоставить между собой отдельные требования, что делается посредством весовых коэффициентов. Однако назначение этих коэффициентов осуществляется произвольно, в лучшем случае по некоторым экспертным оценкам. Чтобы избежать ошибочных результатов субъективного сопоставления предъявляемых к электроприводу требований, должна быть выявлена зависимость энергетических затрат от желаемых динамических свойств.

В настоящей работе рассматриваются способы управления машиной переменного тока, применение которых позволит реализовать предельное быстродействие или наилучшим образом соединять энергетические и динамические свойства электропривода в условиях ограничения ресурсов источника питания.

Энергетические и динамические свойства электропривода во многом определяются алгоритмом управления, который характеризуется взаимным расположением изображаемых векторов токов и потокосцеплений. Поэтому в основу поиска условий предельного и качественного управления положено исследование влияния положения изображающих векторов на динамические и энергетические свойства электропривода.

В соответствии с уравнением баланса мощности [2] состояние обобщённой электрической машины можно определить с помощью четырёх независимых переменных. Такими переменными могут быть:  $M$  – электромагнитный момент,  $\omega$  – угловая скорость вращения ротора;  $\varphi, \beta$  – два аргумента, которых достаточно для определения положения изображающих векторов.  $M$  и  $\omega$  заданы условиями технологической задачи. Они рассматриваются как входные воздействия, определяющие основную цель функционирования электропривода [3]. Варьируемыми величинами являются аргументы  $\varphi, \beta$ , с помощью которых осуществляется поиск условий предельного и качественного управления. Выбор аргументов определяется удобством анализа систем управления.

Для решения задач предельного и качественного управления, выявим взаимосвязь между электромагнитным моментом  $M$  и энергией  $W_{\text{эм}}$ , накапливаемой в обмотках обобщённой электрической машины. Эту взаимосвязь можно представить в виде функции энергетического состояния двух аргументов  $\varphi$  и  $\beta$ :

$$f(\varphi, \beta) = 2W_{\text{эм}}/M. \quad (1)$$

Отношение мощности потерь к электромагнитному моменту запишем в виде функции энергетического состояния  $F(\varphi, \beta)$  этих аргументов:

$$F(\varphi, \beta) = \frac{\sum_{k=1}^N P_{\Delta k}}{M}. \quad (2)$$

Пусть угол  $\beta$  определяет положение вектора потокосцепления статора  $\Psi$ , относительно вектора тока ротора  $I_r$ ,  $\varphi$  – угол между вектором тока  $I$  и ортогональной направляющей от вектора потокосцепления статора, совпадающей с вектором ЭДС. Между угловыми величинами существует определенная зависимость:

$$\mu - \beta = \frac{\pi}{2} - \varphi. \quad (3)$$

Угол  $\mu$  определяет положение вектора тока статора  $I$  относительно вектора тока ротора  $I_r$ .

Минимум функции энергетического состояния  $f(\varphi, \beta)$  определяет положение изображающих векторов, при котором изменение электромагнитного момента осуществляется при минимальном изменении энергии магнитного поля:

$$\frac{\partial W_{\text{эм}}}{\partial M} = \frac{f(\varphi, \beta)}{2} = \min. \quad (4)$$

Минимум функции энергетического состояния  $F(\varphi, \beta)$  позволит определить положение изображающих векторов, при котором потери в электрическом двигателе минимальны:

$$\frac{\sum_{k=1}^N P_{\Delta k}}{M} = F(\varphi, \beta) = \min. \quad (5)$$

Подставив (1) и (2) в уравнение баланса мощности [2], приведём его к виду, характеризующему изменение электромагнитного момента во времени [4]:

$$\sum_{k=1}^N U_k I_k = \frac{f(\varphi, \beta)}{2} \frac{dM}{dt} + \frac{M}{2} \frac{df(\varphi, \beta)}{dt} + M[\omega + F(\varphi, \beta)]. \quad (6)$$

Значение электромагнитного момента  $M$  зависит от модуля и положения взаимосвязанных изображающих векторов [5]:

$$M = \Psi I \sin(\mu - \beta) = I_r \Psi_r \sin \beta_r = L_m I_r I \sin \mu, \quad (7)$$

где угол  $\beta_r$  характеризует положение вектора потокосцепления ротора  $\Psi_r$ , относительно тока ротора. Увеличение электромагнитного момента может осуществляться за счёт роста токов и изменения фазового сдвига между изображающими векторами (7). В динамических процессах изменение фазового сдвига приводит к появлению разности угловой скорости вращения изображающих векторов. При этом мгновенная мощность, затрачиваемая на изменение взаимного положения изображающих векторов, характеризует второе слагаемое правой части

уравнения (6). Первое слагаемое уравнения (6) определяет мгновенную мощность, необходимую для изменения электромагнитного момента с желаемым темпом. Последнее слагаемое характеризует отдаваемую сопряжённому механизму мощность и мощность тепловых потерь.

Выбрав аргументы по условию (4) или (5), можно решить задачу предельного управления электроприводом переменного тока, обеспечив либо предельное быстродействие по моменту, либо наилучшие энергетические показатели.

Рассмотрим это утверждение. Для этой цели определим функции энергетического состояния. Используя компоненты изображающих векторов в полярной системе координат и выразив угол между векторами тока и потокосцепления статора через угол  $\varphi$  (3), определим зависимость  $f(\varphi, \beta)$  между электромагнитным моментом  $M$  и энергией  $W_{\text{эм}}$ , накапливаемой в обмотках электрического двигателя. Энергия

$$W_{\text{эм}} = \sum_{k=1}^N \frac{1}{2} \Psi_k I_k.$$

Это выражение можно представить как сумму скалярных произведений векторов тока и потокосцепления статора и ротора:

$$W_{\text{эм}} = \frac{1}{2} (\Psi I \sin \varphi + I_r \Psi_r \cos \beta_r). \quad (8)$$

Подставим в (8) соответствующие значения электромагнитного момента (7) и преобразуем:

$$W_{\text{эм}} = \frac{1}{2} M (\operatorname{tg} \varphi + \operatorname{ctg} \beta_r).$$

Отношение двойного значения энергии, накапленной в обмотках двигателя, к электромагнитному моменту определим в виде:

$$f(\varphi, \beta_r) = \operatorname{tg} \varphi + \operatorname{ctg} \beta_r.$$

Так как величины, определяющие значение электромагнитного момента (7) и энергии  $W_{\text{эм}}$  (8) взаимосвязаны, зависимость  $f(\varphi, \beta_r)$  выражим с помощью переменных  $\varphi$  и  $\beta$ , определяющих положение векторов тока  $I$  и потокосцепления  $\Psi$  статора. Такая замена позволит представить функцию энергетического состояния  $f(\varphi, \beta)$  при различных параметрах электрического двигателя, влияющих на значение этой функции,

$$f(\varphi, \beta) = \frac{2W_{\text{эм}}}{M} = \frac{1}{(\operatorname{ctg} \beta + \operatorname{tg} \varphi)} \times \\ \times \left( \frac{1}{\cos^2 \varphi} + L_r \frac{L}{L_m^2 \sin^2 \beta} - 2 + 2 \operatorname{tg} \varphi \operatorname{ctg} \beta \right). \quad (9)$$

Выражение (9) – периодическая функция угла  $\beta$  с периодом изменения  $2\pi$ . Область аргументов функции энергетического состояния  $f(\varphi, \beta)$  рассмотрим в границах, где может быть

сформирован положительный электромагнитный момент:

$$\varphi \in \left[ -\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \right], \quad \beta \in [0; \pi]. \quad (10)$$

В этих границах отрицательное значение угла  $\varphi$  соответствует опережающему положению вектора тока. При граничных значениях углов  $\varphi$  и  $\beta$  электромагнитный момент равен нулю, так как изображающие векторы тока и потокосцепления статора коллинеарны. На рис. 1, а показана положительная поверхность ( $m$ ) значений функции энергетического состояния  $f(\varphi, \beta)$  в области аргументов  $\varphi$  и  $\beta$ , где может быть сформирован электромагнитный момент. В рассматриваемых границах (10) существует область аргументов, в которой значение функции  $f(\varphi, \beta)$  отрицательно, а электромагнитный момент не может быть сформирован. Граница этой области выделена поверхностью разрыва ( $n$ ), которая в области аргументов (10) образуется поверхностью значений функции  $f(\varphi, \beta) \in (\pm \infty)$ , пересекающей плоскость аргументов. В области аргументов, где может быть сформирован отрицательный электромагнитный момент

$$\varphi \in \left[ -\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \right], \quad \beta \in [\pi, 2\pi],$$

значения функции энергетического состояния  $f(\varphi, \beta)$  отрицательны. При  $M = 0$  функция энергетического состояния в области допустимых значений аргументов не определена (1), так как может принимать значения  $(-\infty, +\infty)$ . Чтобы избежать неопределённости при анализе алгоритмов управления, значения  $M = 0$  не будем рассматривать.

Для определения функции энергетического состояния  $F(\varphi, \beta)$  запишем отношение тепловых потерь в электрическом двигателе к электромагнитному моменту (7) в виде отношения:

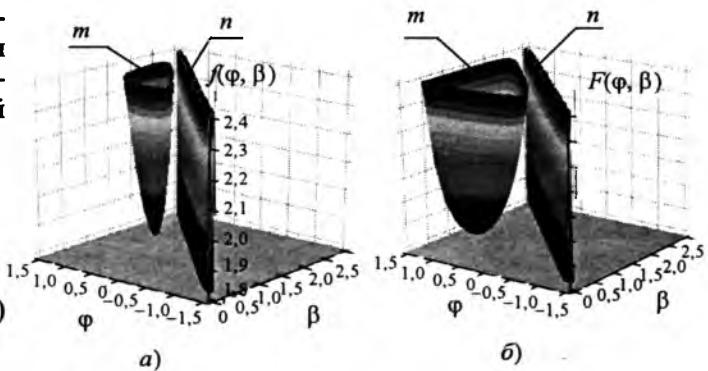


Рис. 1. Зависимость функций энергетического состояния  $f(\varphi, \beta)$  и  $F(\varphi, \beta)$  от положения векторов тока и потокосцепления статора в области формирования положительного электромагнитного момента

$$F(\phi, \beta_r) = \frac{\sum_{k=1}^N P_{\Delta k}}{M} = \frac{RI}{\Psi \cos \phi} + \frac{R_r I_r}{\Psi_r \sin \beta_r}.$$

В каждом слагаемом правой части этого уравнения стоит отношение модуля вектора тока к потокосцеплению соответствующего канала. Это уравнение можно преобразовать, выразив переменные с помощью углов  $\phi$  и  $\beta$ , определяющих положение изображающего вектора тока  $I$  и потокосцепления  $\Psi$  статора. Такая замена позволит описать функции энергетического состояния (1) и (2) с помощью одинаковых переменных. В этом случае

$$F(\phi, \beta) = \frac{1}{(\operatorname{tg} \phi + \operatorname{ctg} \beta)} \left[ \frac{R}{L \cos^2 \phi, \beta} + \frac{R_r}{L_m^2} \frac{L}{\sin^2 \phi, \beta} \right]. \quad (11)$$

Так как значения (9) и (11) зависят от углового положения одних и тех же векторов в границах аргументов возможного формирования электромагнитного момента, области существования этих функций одинаковы. На рис. 1, б показана положительная поверхность ( $m$ ) значений функции энергетического состояния  $F(\phi, \beta)$  в области аргументов  $\phi$  и  $\beta$ , где может быть сформирован электромагнитный момент. При  $M = 0$  значение  $F(\phi, \beta)$  не определено. Как и в предыдущем случае, чтобы избежать неопределенности анализа алгоритмов управления, значения  $M = 0$  рассматривать не будем.

Исследование функций энергетического состояния (9) и (11) показывает, что в диапазоне возможного изменения электромагнитного момента эти функции имеют локальный минимум (рис. 1). Минимальное значение функций энергетического состояния определяется конструктивными параметрами электрического двигателя: взаимной индуктивностью  $L_m$ , полными индуктивностями статора  $L$ , ротора  $L_r$  и активными сопротивлениями  $R, R_r$ . Причём положение минимумов  $f(\phi, \beta)$  и  $F(\phi, \beta)$  не совпадает. Следовательно, режимы, обеспечивающие либо предельное быстродействие, либо минимум потерь, достигаются при различной ориентации изображающих векторов.

Для сравнения влияния алгоритмов управления на динамические и энергетические свойства электропривода, необходимо иметь показатели этих свойств, которые можно выразить с помощью аргументов  $\phi, \beta$ , определяющих закон управления.

Так как быстродействие электропривода можно оценить по времени, в течение которого переходные процессы заканчиваются при накладываемых ограничениях, для выявления показателя динамических свойств электропривода, в условиях ограничения мощности источника питания, решим систему уравнений, состоящую из уравнения баланса мощности (6) и уравнения движения:

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_{\text{ст}}, \quad (12)$$

где  $J, M_{\text{ст}}$  – момент инерции и момент статического сопротивления.

Выясним характер изменения электромагнитного момента и энергии, накапливаемой в обмотках электрического двигателя при стабилизации углового положения изображающих векторов. Учитывая, что электромагнитный момент изменяется существенно быстрее угловой скорости вращения  $\omega$ , электромагнитные процессы будем рассматривать при  $\omega = \text{const}$ . Преобразуем уравнение (6) к следующему виду:

$$\frac{dM}{M - \sum_{k=1}^N U_k I_k [\omega + F(\phi, \beta)]^{-1}} = -\frac{2dt}{T_d},$$

где

$$T_d = \frac{f(\phi, \beta)}{\omega + F(\phi, \beta)} \text{ – параметр времени, с,}$$

и проинтегрируем обе его части:

$$\int \frac{dM}{M - \sum_{k=1}^N U_k I_k [\omega + F(\phi, \beta)]^{-1}} = - \int \frac{2d\gamma}{f(\phi, \beta)} - \int \frac{2F(\phi, \beta)dt}{f(\phi, \beta)}.$$

В результате получим:

$$\ln |M - \sum_{k=1}^N U_k I_k [\omega + F(\phi, \beta)]^{-1}| - \ln |C| = -\frac{2t}{T_d}.$$

Приведём полученное уравнение к следующему виду:

$$M - \sum_{k=1}^N U_k I_k [\omega + F(\phi, \beta)]^{-1} = C e^{-\frac{2t}{T_d}}.$$

Из начальных условий ( $t_0 = 0, M_0 = 0$ )

$$-\sum_{k=1}^N U_k I_k [\omega + F(\phi, \beta)]^{-1} = C,$$

поэтому окончательное уравнение изменения электромагнитного момента во времени

$$M = \frac{\sum_{k=1}^N U_k I_k}{[\omega + F(\phi, \beta)]} \left( 1 - e^{-\frac{2t}{T_d}} \right). \quad (14)$$

Из (14) следует, что динамические свойства электромеханического преобразователя энергии характеризуются значением  $T_d$  (13), которое зависит от функций энергетического состояния (1) и (2) и угловой скорости вращения вала электрического двигателя. Максимальный электромагнитный момент (14) зависит от уровня ограничения мощности источника питания, угловой скорости вращения и функции энергетического состояния  $F(\phi, \beta)$ . Умножив

обе части уравнения (14) на  $f(\phi, \beta)$ , определим изменение энергии магнитного поля:

$$W_{\text{эм}} = \frac{T_d}{2} \sum_{k=1}^N U_k I_k \left( 1 - e^{-\frac{2t}{T_d}} \right). \quad (15)$$

При изменении электромагнитного момента характер изменения потребляемой мощности можно представить, приведя (14) к следующему виду:

$$M\omega + \sum_{k=1}^N P_{\Delta k} = \sum_{k=1}^N U_k I_k \left( 1 - e^{-\frac{2t}{T_d}} \right).$$

Изменение энергии, поступающей в электрический двигатель за время  $T_d$ , можно записать в виде, характерном для инерционного звена:

$$T_d \sum_{k=1}^N U_k I_k = T_d \frac{dW_{\text{эм}}}{dt} + 2W_{\text{эм}}, \quad (16)$$

где параметр времени  $T_d$  может являться критерием оценки динамических свойств электропривода аналогично постоянной времени инерционного звена.

В установившемся режиме за каждый интервал времени  $T_d$ , количество энергии, поступающей в обмотки электрического двигателя, в два раза больше энергии, запасённой в обмотках. Но её изменение за счёт поступления энергии из сети не происходит, так как такое же количество энергии передаётся сопряжённому механизму и затрачивается на потери. В результате, энергия, накопленная в обмотках двигателя, остаётся постоянной и равной половине преобразованного количества энергии за интервал времени  $T_d$  (13):

$$T_d \sum_{k=1}^N U_k I_k = 2W_{\text{эм}}.$$

Чем меньше  $T_d$ , тем интенсивней происходит преобразование энергии источника питания в механическую и тепловую работу. Для управления электромагнитным моментом необходимо регулировать токи. Изменение токов приводит к изменению энергии магнитного поля (15), определяемому уравнением (16). При стабилизации потокосцепления статора или ротора изменение электромагнитного момента вызывает изменение положения изображающих векторов. Это в соответствии с (13), вызывает изменение  $T_d$  от наибольшего значения, при нулевом электромагнитном моменте.

Рациональная вариация алгоритма управления может осуществляться в промежутке между двумя крайними режимами работы электропривода. Эти крайние режимы характеризуются либо максимальным быстродействием при минимизации  $f(\phi, \beta)$ , либо минимумом тепловых потерь при минимизации  $F(\phi, \beta)$ . Минимум функции энергетического состояния  $F(\phi, \beta)$ , со-

гласно выражению (14), определяет условия формирования максимального электромагнитного момента при ограничении тока и напряжения источника питания. Минимум функции энергетического состояния  $f(\phi, \beta)$  определяет условия формирования максимального электромагнитного момента при ограниченном значении энергии, накопленной в обмотках двигателя.

Минимизация функции энергетического состояния  $f(\phi, \beta)$  позволит получить предельные динамические свойства электропривода (4), но потери в двигателе могут возрасти настолько, что такой режим работы окажется нецелесообразным. Поэтому для выявления условий качественного управления следует оценить энергетические затраты при достижении желаемых динамических свойств электропривода. Для этого определим взаимосвязь энергетических и динамических свойств электропривода. В качестве критерия, позволяющего оценить энергетические свойства электропривода при различных способах формирования электромагнитного момента, можно принять КПД, описывающий отношение полезной мощности к затраченной,

$$\eta = \frac{M\omega}{M\omega + \sum_{k=1}^N P_{\Delta k}}.$$

Подставив в выражение для КПД уравнение (2), выразив потери с помощью  $F(\phi, \beta)$ , после преобразования определим взаимосвязь  $\eta$  и функции энергетического состояния:

$$\eta = \frac{\omega}{\omega + F(\phi, \beta)}. \quad (17)$$

Выражение (17) показывает влияние алгоритма управления, характеризуемого углами  $\phi, \beta$ , на энергетические свойства электрического двигателя. Решая совместно уравнения (13) и (17), можно определить взаимосвязь динамических и энергетических свойств электропривода при вращении вала ротора электрического двигателя:

$$T_d = \frac{f(\phi, \beta)\eta}{\omega}. \quad (18)$$

Выражение (18) позволяет определить цену энергетических затрат при реализации желаемых динамических свойств электропривода. С увеличением энергетической эффективности  $\eta$  (17) и приближением его к единице, динамические свойства электропривода, характеризуемые параметром времени  $T_d$  (18), ухудшаются. Задаваясь значением КПД электромеханического преобразователя энергии, всегда можно определить достижимое быстродействие электропривода и наоборот, что позволяет найти компромиссное решение, обеспечивающее качественное управление электроприводом при ограничении мощности источника питания.

Рассмотрим общее решение этой задачи. По заданным энергетическим свойствам  $\eta$  ра-

боты электрического двигателя в соответствии с (17), можно определить

$$F(\phi, \beta) = \omega \frac{(1-\eta)}{\eta}.$$

Подставив это значение в левую часть выражения (11), получим уравнение связывающее переменные  $\phi, \beta$ , которое позволяет найти зависимость  $\phi(\beta)$  или  $\beta(\phi)$ . Эти зависимости определяют все положения изображающих векторов, при которых достигается заданное значение КПД. Подставляя зависимости  $\phi(\beta)$  или  $\beta(\phi)$  в выражение (9), можно выразить  $f(\phi, \beta)$  как функцию одной переменной. Для обеспечения условий предельного быстродействия необходимо определить значения аргументов, при которых значение этой функции минимально. Это можно сделать, приравняв к нулю её производную. Таким образом, можно найти аргументы  $\phi, \beta$ , которые, при заданном КПД, обеспечивают максимальное быстродействие. Критерием, характеризующим это быстродействие, является параметр времени  $T_d$ , значение которого можно определить по (18). Решение задачи качественного управления существенно упрощается для конкретного типа электромеханического преобразователя энергии или при наложении дополнительных условий, например, условий минимизации реактивной мощности.

На основании изложенного можно рассмотреть инженерные оценки свойств электропривода с асинхронным двигателем (АД) в зависимости от применяемого способа управления. Обычно алгоритм управления короткозамкнутым асинхронным АД определяется заданием токов статора по продольной и поперечной оси в системе координат, ориентированной по потокосцеплению ротора или статора. Рассматривая положение вектора тока статора, определяемое углом  $\mu$ , относительно вектора тока ротора, можно выявить его связь с углом  $\phi$ , характеризующим значение реактивной мощности короткозамкнутого АД

$$Q = M\omega_1 \operatorname{tg}\phi, \quad (19)$$

в виде зависимости

$$\phi = \operatorname{atg} \left( \frac{1}{\operatorname{tg}\mu} - \frac{L_r L}{L_m^2 \sin \mu \cos \mu} \right), \quad (20)$$

где  $\omega_1$  – угловая скорость вращения поля электрического двигателя.

Тогда на основании (3) можно выявить угол  $\beta$ , определяющий положение вектора потокосцепления статора относительно тока ротора. В результате функции энергетического состояния (9) и (11) для асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором можно представить как функции одной переменной  $\mu$ , определяющей положение вектора тока статора, что существенно упрощает нахождение условий качественного управления. Условие предельного

быстродействия (4) определяется путём минимизации  $f(\phi, \beta)$ :

$$f(\phi, \beta)_{\min} = \frac{2\sqrt{(L_r L - L_m^2)L_r L}}{L_m^2} \quad (21)$$

и достигается при определённом положении вектора тока статора относительно тока ротора

$$\mu = \operatorname{acos} \left( -\sqrt{\frac{L_r L}{(2L_r L - L_m^2)}} \right). \quad (22)$$

Из выражения (22) положение вектора тока, при котором достигается предельное быстродействие электропривода (21), определяется конструктивными параметрами электрического двигателя. При выполнении условий (21) на основании (3) и (22) можно определить значение функции энергетического состояния

$$F(\phi, \beta) = \frac{L_r R(2L_r L - L_m^2) + R_r L L_m^2}{L_m^2 \sqrt{L_r L(L_r L - L_m^2)}}.$$

В соответствии с (13) и (17) полученные выражения позволяют при принятых допущениях определить достижимый уровень динамических свойств и минимальные энергетические затраты в этом режиме работы. Можно показать, что в соответствии с (9), (19) и (20) минимум  $f(\phi, \beta)$  соответствует минимальному значению реактивной мощности  $Q$ . Полную мощность  $S$  и потребляемую активную мощность (6), которую обозначим как  $P$ , в квазистабилизированном режиме определим следующим образом:

$$S = \sqrt{Q^2 + P^2} = Mf(\phi, \beta) \sqrt{\frac{1 + \omega_1^2 T_d^2}{T_d^2}}, \quad P = M\omega + \\ + M F(\phi, \beta) = \frac{Mf(\phi, \beta)}{T_d}. \quad (23)$$

При реализации рассматриваемых законов управления процессы изменения электромагнитного момента (14), а также энергии, накапливаемой в обмотках электрического двигателя (15), и потребляемой мощности во времени близки к апериодическим процессам [4].

Рассмотрим свойства асинхронного двигателя 4A100L4Y3 при организации управления, обеспечивающего предельный темп изменения электромагнитного момента (22). Параметры электрического двигателя следующие: мощность  $P = 4000$  Вт, фазное напряжение  $U_n = 220$  В, электромагнитный момент  $M = 26,89$  Н·м, число пар полюсов  $p = 2$ ,  $s_n = 0,053$ ,  $L_m = 0,189$  Гн,  $L_\sigma = 0,0062$  Гн,  $L_{\sigma r} = 0,0107$  Гн,  $R = 1,66$  Ом,  $R_r = 1,27$  Ом, номинальная угловая скорость вращения  $\omega_n = 148,75$  1/с, постоянная времени ротора  $T_r = 0,157$  с. Результаты вычислений представлены в первой строке таблицы.

Рассмотренный способ управления (21), обеспечивающий максимальное быстродей-

ствие, сравним с известным алгоритмом, обеспечивающим управление по минимуму тока статора:

$$\mu = 3\pi/4.$$

При управлении асинхронным двигателем по минимуму тока статора в соответствии с (3) и (20) функции энергетического состояния (9), (11) имеют следующие значения:

$$f(\varphi, \beta) = \frac{2L_r L - L_m^2}{L_m^2}; F(\varphi, \beta) = \frac{2L_r^2 R + R_r L_m^2}{L_r L_m^2}. \quad (24)$$

Выражения (24) позволяют в соответствии с (19) и (23), определить основные характеристики электропривода при управлении по минимуму тока статора. Результаты вычислений при номинальном моменте  $M_n = 26,89$  Н·м и угловой скорости вращения ротора  $\omega = 148,75$  1/с представлены во второй строке таблицы.

Из таблицы следует, что управление асинхронным короткозамкнутым двигателем (22), обеспечивающее его предельное быстродействие, осуществляется при минимальном значении реактивной  $Q$  и меньшем значении требуемой полной мощности  $S$ , чем управление по минимуму тока статора. Но, несмотря на снижение полной мощности, в электрическом двигателе увеличиваются потери, что и отмечается повышением потребления активной мощности и снижением энергетической эффективности  $\eta$ . Управление по минимуму тока статора характеризуется более высокой энергетической эффективностью работы электрической машины. Вместе с тем наблюдается увеличение реактивной мощности и существенное снижение быстродействия канала управления моментом, характеризуемое параметром времени  $T_d$ .

Из таблицы хорошо видна необходимость компромиссного решения выбора алгоритма управления электроприводом, обеспечивающего наилучшее сочетание его свойств. В соответствии с (18) и (20) при постоянной угловой скорости вращения ротора АД, энергетические и динамические свойства электропривода определяются положением вектора тока статора относительно тока ротора. Поэтому выбор алгоритма, обеспечивающего желаемое сочетание энергетических и динамических свойств электропривода, определяется только техническими требованиями. На рис.2 представлена зависимость оценок энергетических  $\eta$  и динамических свойств  $T_d$  асинхронного двигателя 4A100L4Y3 от положения вектора тока при номинальном моменте и номинальной угловой скорости вращения ротора  $\omega$ . В соответствии с рис.2 всегда можно определить алгоритм управления, определяемый положением вектора

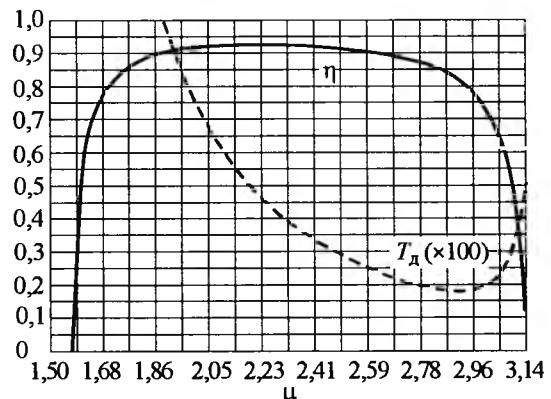


Рис.2. Энергетические  $\eta$  и динамические свойства  $T_d$  АД 4A100L4Y3 в зависимости от положения вектора тока относительно тока ротора, характеризуемого углом  $\mu$ , при номинальных  $\omega = 148,7$  1/с и электромагнитном моменте

тока, отвечающий заданным техническим требованиям.

Для синхронного двигателя с электромагнитным возбуждением, задача качественного управления решается путём рационального распределения энергетических ресурсов по каналам статора и ротора в статических и динамических режимах [4]. На рис.3 показана структурная схема управления тяговым синхронным двигателем с электромагнитным возбуждением мощностью  $P = 78,5$  кВт,  $U = 380$  В,  $I_\Phi = 125$  А,  $M_n = 500$  Н·м,  $N = 1500$  об/мин [6]. Соответствующее распределение в электрическом двигателе токов и потоков, осуществляемое коэффициентами  $K_q$ ,  $K_d$ ,  $K_{id}$  и  $K_i$ , обеспечивает качественное управление синхронным двигателем при минимизации реактивной мощности. Минимум потребления реактивной мощности достигается соответствующим выбором коэффициента  $K_r$ . В блоке  $M$  вычисляется модуль тока статора. Сигналы  $E_q$  и  $E_d$  обеспечивают компенсацию внутренних связей. На рис.4 показаны результаты моделирования канала управления момента синхронного двигателя с электромагнитным возбуждением при стабилизации тока ротора (рис.4,а), и с соблюдением законов качественного управления (рис.4,б). Моделирование показывает, что качественное управление осуществляется при существенно меньших суммарных потерях. Отмечается более высокий темп изменения электромагнитного момента. В то же время, при реализации условий качественного управления необходимо форсировать напряжение в канале ротора, кратность форсировки которого при нулевых начальных условиях достигает 2,5  $U_{rh}$ .

$\omega_1$ , 1/с	$\mu$ , рад	$\Phi$ , рад	$Q$ , вар	$T_d$ , с	$\eta$	$P$ , Вт	$S$ , В·А	$W_{zm}$ , Н·м	$I$ , А	$I_r$ , А
169,8	2,848	0,563	1442	0,001795	0,84	4734	4949	4,247	13,7	12,4
155,14	$3\pi/4$	0,869	2466	0,003668	0,92	4335	4987	7,947	10,0	6,7

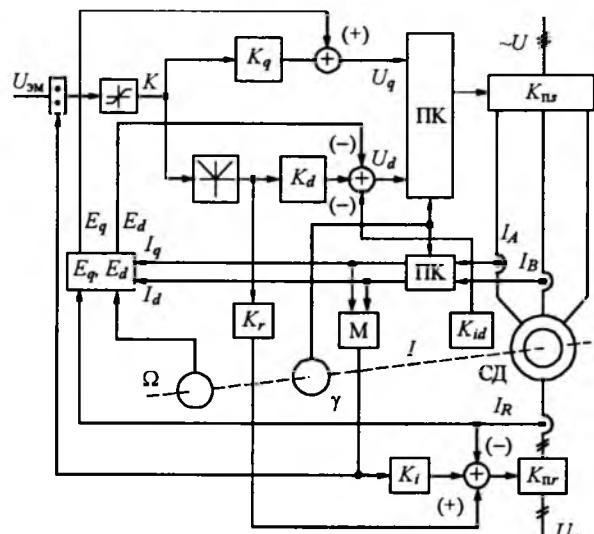


Рис.3. Структурная схема управления, обеспечивающая качественное регулирование синхронного двигателя с электромагнитным возбуждением при минимизации реактивной мощности

Для короткозамкнутого АД задача качественного управления решается путём регулирования скольжения, что обеспечивает требуемое распределение токов и потоков по каналам статора и ротора как в статических, так и динамических режимах. Такой алгоритм, без предварительного намагничивания магнитной системы машины переменного тока, позволяет динамично управлять электромагнитным моментом и снизить потери. На рис.5 показаны результаты моделирования канала управления моментом короткозамкнутого АД 4A100L4Y3 с релейными регуляторами и нулевыми начальными условиями. Управление обеспечивает стабилизацию потокосцепления ротора (рис.5, а) и соблюдение законов качественного управления (рис.5, б). Пуск осуществляется без нагрузки. При достижении номинальной угловой скорости вращения ротора набрасывалась нагрузка  $M_{\text{ср}} = 24 \text{ Н}\cdot\text{м}$ . Как следует из рис.5, закон качественного управления за счёт рационального распределения энергетических ресурсов по

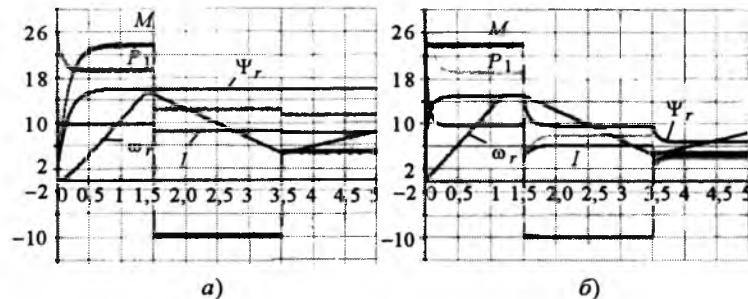


Рис.5. Результаты моделирования канала управления моментом АД 4A100L4Y3 при стабилизации потокосцепления ротора (а) и с соблюдением законов качественного управления (б) ( $P_1 \times 10$ ;  $\omega_r \times 10$ ;  $\Psi_r \times 10$ )

каналам статора и ротора в статических и динамических режимах обеспечивает существенное снижение суммарных тепловых потерь  $P_1$ . В тоже время, темп изменения электромагнитного момента не хуже, чем при его формировании в условиях стабилизации потокосцепления ротора при одинаковом уровне напряжения звена постоянного тока. Следует отметить, что при нулевых начальных условиях и качественном управлении темп изменения электромагнитного момента так же высок, как и в других режимах работы электропривода. Моделирование производилось в среде математического пакета Mathcad 11.

Высокие энергетические показатели электрической машины в номинальном режиме работы достигаются применением электротехнической стали более высокого качества, удлинением сердечников и увеличением объёма меди, что приводит к повышению её стоимости. Вместе с тем выпускается большое количество асинхронных машин, сокращение стоимости которых достигается снижением массы и габаритных размеров на единицу мощности при одновременном уменьшении КПД электрической машины. Учитывая, что конструктивные параметры  $L_m$ ,  $L$ ,  $L_r$ ,  $R$ ,  $R_r$  могут быть связаны с мощностью электрического двигателя, размерами и материалом изготовления его активных частей [2], функции энергетического состояния, предельные значения которых зависят от исполнения электрического двигателя (21), (24), позволяют выявить не только законы качественного управления, но и определить экономическую целесообразность того или иного решения конструктивного исполнения электрической машины.

рассмотрены способы управления обобщённой электрической машиной, применение которых позволит ре-

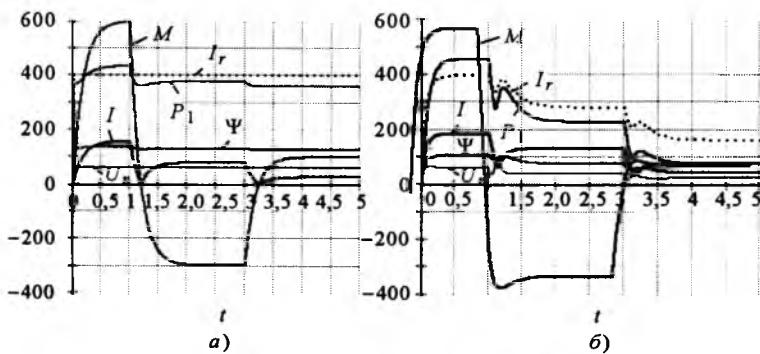


Рис.4. Результаты моделирования канала управления моментом синхронного двигателя с электромагнитным возбуждением при стабилизации тока ротора (а) и с соблюдением законов качественного управления при минимизации реактивной мощности (б) ( $U_r \times 10$ ;  $\Psi \times 100$ ;  $P_1 \times 10$ )

## Выводы

1. Рассмотрены способы управления обобщённой электрической машиной, применение которых позволит ре-

ализовать предельное быстродействие или наилучшим образом сочетать энергетические и динамические свойства электропривода в условиях ограничения ресурсов источника питания.

2. Показано, что режимы работы машины переменного тока, обеспечивающие либо предельное быстродействие, либо минимум потерь, достигаются при различном положении изображающих векторов задаваемых переменных.

3. Определены функции энергетического состояния  $f(\phi, \beta)$ ,  $F(\phi, \beta)$ , которые устанавливают взаимосвязь между механическими силами, потерями и энергией, запасаемой в обмотках электрического двигателя, с помощью аргументов  $\phi$  и  $\beta$ , определяющих алгоритм управления. Условие минимума  $f(\phi, \beta)$  определяет закон управления, позволяющий реализовать предельные динамические свойства электропривода при ограничении мощности источника питания, а минимизация  $F(\phi, \beta)$  – закон управления, обеспечивающий предельные энергетические свойства.

4. Предложены к рассмотрению критерии  $T_d$ ,  $\phi$ , дающие возможность оценить влияние алгоритма управления на основные свойства электропривода. В соответствии с этими критериями определена зависимость между энергетическими и динамическими свойствами электрической машины. Выявленная зависимость позволяет формировать алгоритмы, обеспечивающие качественное управление, под которым понимается наилучшее сочетание энергетических и динамических свойств электропривода, определяемое техническими требованиями.

5. Показана зависимость энергетических затрат и динамических свойств асинхронного короткозамкнутого двигателя от положения вектора тока статора относительно вектора тока ротора.

6. Предложен способ управления моментом, существенно отличающийся от традиционного, формирующего электромагнитный момент при стабильном значении модуля потокосцепления

статора или ротора. Это отличие заключается, прежде всего, в том, что энергия, накапливаемая в обмотках электрического двигателя, изменяется пропорционально электромагнитному моменту в статических и динамических режимах. Несмотря на то, что полученные результаты представлены для обобщенной электрической машины, их несложно распространить на реальную электрическую машину, в которой учитывается нелинейность главной магнитной цепи и дополнительные потери [7–9].

#### Список литературы

1. Мищенко В.А. Теория, способы и системы векторного и оптимального векторного управления электроприводами переменного тока // Труды научной конференции АЭП-2001. Теоретические основы электропривода. Нижний Новгород, 2001.
2. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980.
3. Поляков В.Н. Асинхронные машины как объекты экстремального управления // Электротехника. 2004. № 9. С. 46–50.
4. Филиппов Ю.П. Синтез систем управления синхронным двигателем с непосредственным регулированием фазных напряжений // Автоматизированные электромеханические системы. Новосибирск: НГТУ, 1997.
5. Важнов А.И. Переходные процессы в машинах переменного тока. Л.: Энергия, 1980.
6. Вейнгер А.М. Регулируемый синхронный электропривод. М.: Энергоатомиздат, 1985.
7. Приймак Б.И. Аналитическое определение энергетически оптимального потока ротора асинхронной машины // Электричество. 2005. № 12. С. 36–43.
8. Виноградов А.Б. Математическая модель для анализа и синтеза динамических процессов частотно-управляемого асинхронного электропривода с учетом потерь в стали, насыщения и поверхностного эффекта // Труды научной конференции ЭППТ'05. Моделирование и исследование систем электропривода переменного тока. Екатеринбург, 2005.
9. Маслов М.О., Панкратов В.В. Математическая модель асинхронного двигателя для систем векторного управления, учитывающая нелинейность главной магнитной цепи // Труды научной конференции ЭППТ'05. Моделирование и исследование систем электропривода переменного тока. Екатеринбург, 2005.

## Особенности применения асинхронного электродвигателя для привода моталки полосы<sup>1</sup>

ЛИМОНОВ Л.Г.

Проведён анализ систем управления электроприводом моталки полосового материала, построенных по схеме преобразователь частоты – асинхронный

Is devoted to the analysis of control systems of electric drive of strip winder. This electric drive is set by the scheme of frequency converter – asynchronous motor

<sup>1</sup> Печатается в порядке обсуждения.

двигатель с использованием преобразователя частоты с векторным управлением. Рассмотрены возможные варианты построения этих систем, получены зависимости для определения основных параметров при выборе приводного электродвигателя, преобразователя частоты и типа применяемой системы управления.

Как известно, электропривод моталки полосового материала, основное функциональное назначение которого поддержание постоянства натяжения в наматываемой полосе, представляет собой классический образец электропривода постоянной мощности. С увеличением диаметра рулона наматываемой на барабан моталки полосы электропривод обеспечивает пропорциональное увеличение крутящего момента электродвигателя и соответственное снижение его частоты вращения.

Для реализации указанных требований при использовании в качестве приводного двигателя постоянного тока с независимым возбуждением чаще всего применялись два основных типа систем управления электроприводом: однодиапазонная и двухдиапазонная [1, 2]. В однодиапазонной системе в процессе намотки полосы с постоянным натяжением  $T$  требуемое увеличение крутящего момента  $M$  достигается увеличением потока возбуждения двигателя при постоянном токе якоря. Увеличение потока возбуждения обеспечивает требуемое снижение частоты вращения двигателя, поэтому допустимый диапазон регулирования частоты вращения  $\omega$  двигателя изменением потока возбуждения должен быть не ниже диапазона изменения диаметра наматываемого рулона:

$$K_{\omega} = \frac{D_{\max}}{d}, \quad (1)$$

где  $D_{\max}$  – максимальный диаметр рулона;  $d$  – диаметр барабана моталки.

Максимальный момент для создания натяжения

$$M_{\max} = \frac{1}{2} T_{\max} D_{\max}, \quad (2)$$

требуемая для этого мощность электродвигателя

$$P_m \geq M_{\max} \omega_{\min}, \quad (3)$$

а номинальная частота вращения электродвигателя  $\omega_n \leq \omega_{\min}$  (для упрощения рассматривается безредукторный привод).

В двухдиапазонной системе управления снижение частоты вращения электродвигателя моталки при намотке рулона от минимального диаметра  $d$  до промежуточного  $D_0$  производится путём увеличения потока возбуждения, а дальнейшее снижение частоты вращения при увеличении диаметра рулона от  $D_0$  до  $D_{\max}$  – понижением напряжения на якоре при номинальном потоке возбуждения. Увеличение врачающего момента во втором диапазоне происходит за счёт повышения тока якоря выше номинального. Мощность двигателя, необходимая

with the use of frequency converter with the vector control. The possible construction variants of these schemes are described, the dependences for estimation of the main parameters by the selection of drive electric motor frequency converter and the type of the applied control system are found.

для создания натяжения, определяется выражением (3), а номинальная частота вращения

$$\omega_n \leq \omega_0 = \omega_{\min} \frac{D_0}{d}. \quad (4)$$

Современной альтернативой тиристорному электроприводу постоянного тока моталки является регулируемый электропривод переменного тока по системе преобразователь частоты – асинхронный двигатель, в котором используется преобразователь частоты с векторным управлением, при котором осуществляется раздельное регулирование двух составляющих тока статора электродвигателя – активной и реактивной (возбуждение). Это возможно благодаря наличию двух регуляторов и, соответственно, двух независимых контуров регулирования. Применение такого типа электропривода моталки полосы даёт возможность построить несколько возможных вариантов систем управления.

#### Однодиапазонная система с регулированием потока возбуждения

В такой системе, которую можно рассматривать как аналог однодиапазонной системы с электродвигателем постоянного тока, активная составляющая тока статора в процессе намотки рулона с натяжением поддерживается постоянной, её значение соответствует заданному натяжению полосы. Снижение частоты вращения двигателя по мере роста диаметра рулона и соответственное увеличение врачающего момента обеспечивается увеличением потока возбуждения (реактивная составляющая тока статора) от минимального значения при диаметре рулона  $d$  до номинального при максимальном диаметре. Напряжение, прикладываемое к статору двигателя, в процессе намотки рулона не изменяется и равно номинальному. Требуемые значения врачающего момента и мощности двигателя определяются зависимостями (2) и (3). Существенным при применении такой системы является то, что приводной двигатель должен иметь допустимый диапазон изменения частоты вращения выше номинального, не менее значения определяемого выражением (1).

#### Однодиапазонная система без регулирования потока возбуждения

В процессе намотки рулона в такой системе реактивная составляющая тока статора поддерживается постоянной и равной номинальному значению, а активная составляющая

увеличивается с ростом диаметра рулона от минимального до номинального значения, которое достигается при максимальном диаметре рулона. Частота вращения приводного двигателя при этом снижается от номинального значения при минимальном диаметре рулона до минимального значения при максимальном диаметре рулона благодаря снижению частоты и амплитуды питающего напряжения.

Требуемый для создания натяжения вращающий момент двигателя при таком управлении определяется зависимостью (2), а необходимая мощность двигателя

$$P_{m1} \geq M_{\max} \omega_0 = P_m K_\omega, \quad (5)$$

что существенно превышает требуемую мощность двигателя при применении предыдущей системы, но позволяет использовать двигатель с большей номинальной частотой вращения.

#### Двухдиапазонная система

Применение двухдиапазонной системы позволяет использовать для привода моталки асинхронный двигатель с меньшим требуемым диапазоном регулирования частоты вращения ослаблением потока возбуждения по сравнению с однодиапазонной системой с регулированием потока возбуждения и в то же время с меньшей требуемой мощностью, чем при применении однодиапазонной системы без регулирования потока возбуждения.

В этой системе цикл намотки рулона максимального диаметра разделяется на два диапазона: первый – от минимального диаметра рулона  $d$  до промежуточного  $D_0$ , и второй – от диаметра  $D_0$  до максимального  $D_{\max}$ . В первом диапазоне при постоянной активной составляющей тока статора, равной минимальному значению, и номинальном напряжении снижение частоты вращения двигателя производится посредством увеличения потока возбуждения от минимального значения до номинального, которое достигается при диаметре рулона  $D_0$ . Во втором диапазоне при увеличении диаметра рулона от  $D_0$  до максимального  $D_{\max}$  поток возбуждения двигателя поддерживается постоянным и равным номинальному, а увеличение момента двигателя происходит путём увеличения активной составляющей тока от минимального до номинального значения, которое достигается при максимальных значениях натяжения и диаметра рулона. Снижение частоты вращения в этом диапазоне производится уменьшением частоты и амплитуды напряжения.

Применение рассматриваемой системы позволяет использовать приводной двигатель с диапазоном регулирования частоты вращения выше номинального значения

$$K_0 = \frac{D}{d}. \quad (6)$$

Требуемый номинальный момент двигателя определяется выражением (2), а номинальная частота вращения соответствует диаметру  $D_0$ . Таким образом, требуемая мощность двигателя для создания натяжения  $T_{\max}$

$$P_{m2} \geq M_{\max} \omega_0 = P_m \frac{d}{D_0} = P_m \frac{K_\omega}{K_0}. \quad (7)$$

Анализ эффективности использования приводного двигателя моталки при применении описанных систем управления показал, что все они не обеспечивают полного использования установленной мощности приводного двигателя, даже без учёта цикличности работы намоточного механизма, связанной с паузами в его работе во время съёма смотанного рулона и заправки новой полосы.

Полученные с использованием методики и допущений, принятых в [1], зависимости позволяют определить среднеквадратичное значение тока двигателя за цикл намотки рулона максимального диаметра:

– однодиапазонная система с регулированием потока возбуждения

$$I_{S1} = I_{Sh} \sqrt{\frac{\cos^2 \varphi (K_\omega^2 - 1) + (K_\omega^2 + 1)}{2K_\omega^2}}, \quad (8)$$

– однодиапазонная система с постоянным потоком возбуждения

$$I_{S2} = I_{Sh} \sqrt{1 - \frac{\cos^2 \varphi (K_m^2 - 1)}{2K_m^2}}, \quad (9)$$

– двухдиапазонная система, в общем виде,

$$I_{S3} = I_{Sh} \sqrt{A + B \cos^2 \varphi}, \quad (10)$$

в которых  $\cos \varphi$  – номинальное значение коэффициента мощности двигателя;

$$A = \frac{2K_0^2 K_\omega^2 - K_0^4 - 1}{2K_0^2 (K_\omega^2 - 1)}, \quad (11)$$

$$B = \frac{K_0^6 - 2K_0^4 + K_0^4 K_\omega^2 - K_0^2 K_\omega^4 + K_\omega^2}{2K_0^2 K_\omega^2 (K_\omega^2 - 1)}, \quad (12)$$

и таким образом оценить загрузку электродвигателя в цикле намотки рулона.

Так, при диапазоне изменения диаметра рулона  $K_\omega = 3$ ,  $\cos \varphi = 0,8$  степень использования двигателя, без учёта потерь:

$I_{S1} = 0,9165 I_{Sh}$ ,  $I_{S2} = 0,8459 I_{Sh}$ , а  $I_{S3} = 0,844 I_{Sh}$  при изменении  $K_0$  от 1,2 до 2,0.

Анализ показывает, что, если применение однодиапазонной системы с регулированием потока возбуждения обеспечивает достаточно хорошее использование установленной мощности приводного двигателя в цикле намотки рулона, то применение однодиапазонной без ре-

гулирования потока возбуждения и двухдиапазонной систем приводит к существенному неиспользованию этой мощности.

Снижение потребной мощности приводного электродвигателя и улучшение технико-экономических показателей электропривода моталки с асинхронным приводным двигателем может быть достигнуто применением модифицированных систем управления. Основная особенность этих систем заключается в том, что при их использовании в процессе намотки рулона с поддержанием максимального натяжения полосы часть цикла намотки рулона максимального диаметра происходит при токе статора двигателя, превышающем номинальное значение, тогда как среднеквадратичное значение тока за цикл намотки не превышает номинального значения, что предотвращает перегрев двигателя.

### Модифицированная однодиапазонная система

В такой системе поток возбуждения двигателя в процессе намотки рулона поддерживается постоянным и равным номинальному, т.е. уменьшение скорости электродвигателя производится путём снижения частоты питающего напряжения от номинального значения при минимальном диаметре рулона до минимального – при максимальном диаметре. Увеличение момента двигателя при этом производится путём повышения активной составляющей тока статора от минимального значения при минимальном диаметре рулона сначала до номинального значения  $I_{SdH}$ , которое достигается при диаметре рулона  $D_i$ ,

$$d < D_i < D_{\max}, \quad (13)$$

а затем – до максимального  $I_{Sq\max}$  при максимальном диаметре рулона, так что

$$I_{Sq\max} = I_{SqH} \frac{D_{\max}}{D_i} = I_{SqH} K_i; \quad (14)$$

$$I_{Sq\min} = I_{SqH} \frac{d}{D_i} = I_{SqH} \frac{K_i}{K_{\omega}}. \quad (15)$$

Номинальная частота вращения двигателя соответствует минимальному диаметру рулона, а номинальную мощность двигатель развивает при максимальном натяжении и диаметре рулона  $D_i$ , т.е.

$$P_{m3} = P_m \frac{K_{\omega}}{K_i}. \quad (16)$$

Эффективное значение активной составляющей тока статора за цикл намотки рулона максимального диаметра

$$I_{Sq3} = I_{SqH} \frac{K_i}{K_{\omega}} \sqrt{\frac{K_{\omega}^2 + 1}{2}}. \quad (17)$$

Для полного использования двигателя актив-

ная составляющая тока статора должна быть равна номинальному значению  $I_{SdH}$ , что требует выполнения равенства

$$K_i = K_{\omega} \sqrt{\frac{2}{K_{\omega}^2 + 1}}, \quad (18)$$

решив которое можно определить коэффициент  $K_i$ , при известном диапазоне изменения диаметра рулона  $K_{\omega}$ .

### Модифицированная двухдиапазонная система

Намотка рулона при применении этой системы, как и при использовании обычной двухдиапазонной системы, происходит в два этапа. Сначала, в первом диапазоне, при изменении диаметра рулона от  $d$  до  $D_0$ , намотка рулона производится при постоянной активной составляющей тока и увеличении реактивной от минимального значения

$$I_{Sdmin} = I_{SdH} \frac{d}{D_0} = \frac{I_{SdH}}{K_0} \quad (19)$$

до номинального  $I_{SdH}$ . При этом частота вращения двигателя снижается от максимального до номинального значения путём уменьшения частоты питающего напряжения при номинальной амплитуде.

При дальнейшем увеличении диаметра рулона в процессе намотки рулона от  $D_0$  до максимального  $D_{\max}$  реактивная составляющая тока поддерживается номинальной, а активная – растёт пропорционально диаметру, достигая номинального значения  $I_{SqH}$  при диаметре  $D_i$ , и далее, при диаметре рулона  $D_{\max}$  – максимального значения

$$I_{Sqmax} = I_{SqH} \frac{D_{\max}}{D_i} = K_i I_{SqH}. \quad (20)$$

Частота вращения двигателя при этом снижается путём уменьшения частоты и амплитуды питающего напряжения.

Определить необходимую мощность приводного двигателя и произвести разбивку диапазонов регулирования при конструировании системы управления электроприводом моталки можно, используя следующие зависимости.

Активная составляющая тока в первом диапазоне

$$I_{Sq1} = I_{SqH} \frac{K_0 K_i}{K_{\omega}}, \quad (21)$$

эквивалентное значение реактивной составляющей за время работы в первом диапазоне

$$I_{Sd1} = I_{SdH} \sqrt{\frac{K_0^2 + 1}{2K_0^2}}. \quad (22)$$

С учётом (21) и (22) эквивалентное значение полного тока в первом диапазоне определяется выражением

$$I_{S1} = \sqrt{\frac{K_0^2 + 1}{2K_0^2} + \cos^2 \varphi \left( \frac{K_0^2 K_i^2}{K_\omega^2} - \frac{K_0^2 + 1}{2K_0^2} \right)}. \quad (23)$$

Соответственно, во втором диапазоне намотки рулона

$$I_{Sd2} = I_{SdH}; \quad (24)$$

$$I_{Sq2} = I_{SqH} \frac{K_i}{K_\omega} \sqrt{\frac{K_\omega^2 + K_0^2}{2}}, \quad (25)$$

$$I_{S2} = I_{SH} \sqrt{\cos^2 \varphi \left( \frac{K_i^2 (K_\omega^2 + K_0^2)}{2K_\omega^2} \right) + 1}. \quad (26)$$

Используя (23) и (26), можно получить выражение для эквивалентного тока за цикл намотки рулона. При использовании модифицированной двухдиапазонной системы

$$I_S = I_{SH} \sqrt{P + Q \cos^2 \varphi}, \quad (27)$$

где

$$P = \frac{2K_\omega^2 K_0^2 - K_0^4 - 1}{2K_0^2 (K_\omega^2 - 1)}, \quad (28)$$

$$Q = \frac{K_0^6 K_i^2 - 2K_0^4 K_i^2 + K_0^2 K_i^2 K_\omega^4 + 2K_0^2 K_\omega^4 + K_\omega^2}{2K_0^2 K_\omega^2 (K_\omega^2 - 1)}. \quad (29)$$

Очевидно, что для полного использования двигателя его ток за цикл намотки рулона должен быть равен номинальному, а для этого выражение, находящееся в (27) под знаком радиала, должно равняться 1. Как показал численный анализ, при реальных значениях  $K_\omega$  (от 2 до 6) и коэффициента  $K_0$  (от 1,1 до 1,5) с достаточной для инженерных расчётов точностью может быть принято  $P = 1$  (максимальная погрешность достигает 12% при сочетании  $K_\omega = 2$  и  $K_0 = 1,5$ ). Это означает, что полной загрузке приводного двигателя соответствует равенство нулю сомножителя  $Q$ , т.е.

$$\frac{K_0^6 K_i^2 - 2K_0^4 K_i^2 + K_0^2 K_i^2 K_\omega^4 + 2K_0^2 K_\omega^4 + K_\omega^2}{2K_0^2 K_\omega^2 (K_\omega^2 - 1)} = 0. \quad (30)$$

Зная предельные параметры рулона ( $K_\omega$ ), максимальную и номинальную частоты вращения приводного электродвигателя ( $K_0$ ), из уравнения (30) можно определить коэффициент  $K_i$ , который обеспечит желаемую загрузку двигателя.

Как видно из сказанного, при использовании модифицированной двухдиапазонной системы номинальная частота вращения приводного двигателя соответствует диаметру рулона  $D_0$  и значение её меньше, чем максимально требуемое в  $K_0$  раз, а необходимая мощность

$$P_{m4} = P_m \frac{K_\omega}{K_0 K_i}. \quad (31)$$

Можно сделать вывод, что любая из рассмотренных систем управления может быть применена при конструировании новых или реконструкции существующих электроприводов моталок полосового материала с использованием в качестве приводного асинхронного двигателя переменного тока с преобразователем частоты с векторным управлением. При этом выбор системы управления должен определяться конкретными технологическими параметрами и желаемыми энергетическими показателями электромеханической системы. Полученные соотношения позволяют определить основные параметры приводного двигателя и преобразователя частоты для конкретного применения любой из рассмотренных систем управления.

В заключение следует отметить, что все рассмотренные варианты систем управления асинхронным приводом моталки полосы могут быть реализованы на базе современных серийных преобразователей частоты с векторным управлением. Так, при применении преобразователей частоты, например, серии Simovert Masterdrives фирмы "Сименс", система управления может быть построена на технических и программных средствах самого преобразователя, а при применении преобразователей частоты серии ACS 800 фирмы ABB структура системы управления может быть реализована с использованием обычного или специализированного (типа AC 80) программируемого контроллера.

#### Список литературы

1. Дралюк Б.Н., Тикоцкий А.Е. Двухдиапазонное управление электродвигателем моталки стана рулонной прокатки листа // Электричество. 1969. № 5.

2. Альшиц В.М., Зеленцов В.И., Тикоцкий А.Е. Электроприводы моталок и разматывателей станов холодной прокатки. М.: Информэлектро, 1980.

**Лимонов Леонид Григорьевич** – главный специалист отдела АОЗТ "Тяжпромавтоматика" (г. Одесса), канд. техн. наук. Окончил электротехнический факультет Одесского политехнического института в 1958 г. Защищил диссертацию по теме "Исследование электроприводов с регуляторами натяжения" в 1972 г. в Калининском политехническом институте.

Индекс  
71111

ISSN 0013-5860 Электротехника. 2006. № 11. 1—64.