





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

№ 10 ОКТЯБРЬ 1998

УЧРЕДИТЕЛИ

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

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор
КОЧЕТКОВ В.Д.

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

Адрес редакции:

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

Факс/телефон: 254-11-52

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Афанасьев В.Н., Букреев В.Г., Параев Ю.И. Организация нелинейного управления электромеханическими объектами с переменными параметрами	1
Букреев В.Г., Орловский А.В., Шумихин А.В., Цемкала В.Н. Система адаптивного планирования движением электроприводов	6
Шпиглер Л.А., Смотров Е.А., Авдонин А.Ф., Дацко О.Г. Исследование системы: аккумулятор — повышающий преобразователь — регулируемый электропривод	12
Минеев А.Р. Энергосберегающая статистическая и динамическая оптимизация параметров и структур компьютеризированных электроприводов (на примере электрических печей)	15
Акимов Л.В., Долбня В.Т., Колотило В.И. Динамика трехконтурной однократноинтегрирующей с влиянием ЭДС двигателя СПР скорости электропривода ТП—Г—Д с наблюдателями состояния	22

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Попов В.И. Эффективность новых схем трехфазных симметричных дробных ($q=b+c/8$) обмоток электрических машин	32
Смирнов Ю.В. Учет неравномерности температурного поля в поперечных сечениях катушек обмоток статора	40

Гашимов М.А., Гаджиев Г.А., Мирзоева С.М. Диагностирование эксцентрикситета и обрыва стержней ротора в асинхронных электродвигателях без их отключения	46
--	----

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Долкарт В.М. Использование новейших КМОП микросхем в специализированных управляющих и информационных системах	52
---	----

ХРОНИКА

Белоусов Ю.М. 30 лет учебной деятельности кафедры "Электрические измерения" Академии стандартизации, метрологии и сертификации (АСМС) Госстандарта России	63
---	----

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

Евгений Иванович Уваров	64
Лев Николаевич Макаров	65

Нелинейное управление электромеханическими объектами с переменными параметрами

В.Н.АФАНАСЬЕВ, доктор техн.наук, В.Г.БУКРЕЕВ, канд.техн.наук, Ю.И.ПАРАЕВ, доктор техн.наук

Рассматривается один из вариантов организации нелинейного управления электромеханическим объектом (ЭМО) с широтно-импульсной модуляцией питающего напряжения исполнительным электроприводом. Использование нелинейного регулятора позволяет более эффективно осуществлять решение таких задач управления ЭМО, как обеспечение экстремальности назначеннего функционала качества, отражающего точностные динамические характеристики регулируемого процесса и потери на управление. Установлены адаптивные свойства нелинейного регулятора.

При синтезе систем управления исполнительными приводами промышленных механизмов, в частности роботов и манипуляторов различного назначения, транспортных механизмов, функционирующих в условиях нестационарности и неконтролируемости возмущений, возникает необходимость улучшения свойств локальных регуляторов, осуществляющих управление исполнительными приводами кинематических звеньев [1—3]. Наиболее распространенными исполнительными приводами являются — электромеханические (далее электромеханические объекты (ЭМО)), отличающиеся высокой надежностью, возможностью оперативной перенастройки законов регулирования, большим разнообразием силовых преобразователей, совместимых с управляющими цифровыми контроллерами и ЭВМ высшего уровня управления. В процессе движения кинематических звеньев ЭМО должны выполняться две основные задачи:

— обеспечение экстремальности назначеннего функционала качества, отражающего точностные и динамические характеристики, а также потери на управление;

— обязательное соблюдение условий устойчивости замкнутой системы регулирования, которое может и не гарантироваться при решении первой задачи.

В статье рассматривается один из вариантов организации нелинейного управления ЭМО с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) питающего напряжения исполнительным электродвигателем.

Запишем динамическое движение объекта с учетом стационарности параметров ЭМО и внешних возмущений на интервалах дискрет-

ности ШИМ в детерминированной форме:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{b}_1 U_1(t) + \mathbf{m}_{h1}(t) \\ \text{при } t \in (t_0 + jT \leq t \leq t_0 + jT + \gamma); \\ \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{b}_2 U_2(t) + \mathbf{m}_{h2}(t) \\ \text{при } t \in (t_0 + jT + \gamma < t < t_0 + (j+1)T); \\ \mathbf{x} = (t_0) &= \mathbf{x}(0), \end{aligned} \quad (1)$$

где $\mathbf{x}(t)$ — n -мерный вектор состояния ЭМО; $\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2$ — $n \times n$ -матрицы параметров объекта, соответственно, на интервалах подключения и отключения управляющих сигналов объекта; T — период дискретности управляющих сигналов (период ШИМ); $\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2$ — n -мерные векторы, характеризующие параметры силовой управляющей части импульсного преобразователя на интервалах дискретности ШИМ; $\mathbf{m}_{h1}(t), \mathbf{m}_{h2}(t)$ — n -мерные векторы, отражающие возмущения и параметры механической нагрузки объекта; t_0 — время начального $x(0)$ состояния ЭМО.

В качестве управляющих воздействий $U_1(t), U_2(t)$ рассматривается выходное напряжение широтно-импульсного преобразователя, поступающее непосредственно на исполнительный электродвигатель ЭМО. Длительность ($u(jT)$) ШИМ записывается уравнением:

$$u(jT) = \begin{cases} |k(t)u(jT)| & \text{при } |u(jT)| \leq T/k(t); \\ T & \text{при } |u(jT)| > T/k(t); \end{cases} \quad (2)$$

$$U(t) = \begin{cases} U_1(t) & \text{при } t_0 + jT \leq t \leq t_0 + jT + \gamma(u(jT)); \\ U_2(t) & \text{при } t_0 + jT + \gamma(u(jT)) < t < t_0 + (j+1)T, \end{cases}$$

где $k(t)$ — коэффициент передачи ШИМ, функциональная зависимость которого от времени может варьироваться от постоянного значения до, например, синусоидальной формы; $U_1(t), U_2(t)$ — выходные напря-

жения силового преобразователя в соответствующие моменты времени, изменяющиеся по законам модуляции преобразователя; $(u(jT))$ — входной сигнал ШИМ.

Таким образом $k(t)$ определяет закон изменения среднего значения напряжения исполнительного двигателя на интервале $\gamma(u(jT))$, а функции $U_1(t)$ и $U_2(t)$ — мгновенные значения выходного напряжения силового преобразователя, соответственно на интервалах $\gamma(u(jT))$ и $(T - \gamma(u(jT)))$. Одним из вариантов закона (2) модуляции управляющего сигнала исполнительным электродвигателем является закон, при котором $|U_1(t)| = \text{const}$, $U_2(t) = 0$:

$$\gamma(u(jT)) = \begin{cases} ku(jT) & \text{при } |u(jT)| \leq T/k; \\ T & \text{при } |u(jT)| > T/k; \end{cases} \quad (3)$$

$$U(t) = \begin{cases} U_0 \operatorname{sign}(u(jT)) & \text{при } t_0 + jT \leq t \leq t_0 + jT + \gamma(u(jT)); \\ 0 & \text{при } t_0 + jT + \gamma(u(jT)) < t < t_0 + (j+1)T, \end{cases}$$

где k — постоянное значение коэффициента передачи ШИМ.

Для многих режимов работы ЭМО возмущения можно представить в виде зависимости моментов нагрузки от вектора состояний следующим образом:

$$\mathbf{m}_{\text{н1,2}}(t) = \mathbf{S}_{\text{н1,2}}(x, t)x(t), \quad (4)$$

где $\mathbf{S}_{\text{н1,2}}(x, t)$ — n -мерная матрица, значения компонент которой функционально определяют вклад переменной вектора состояний в формирование нагрузочной диаграммы ЭМО.

При допущении стационарности контролируемых параметров $S(x, t)_{\text{н1,2}}$ на интервале ШИМ (или функционирования ЭМО) можно соответственно принять $\mathbf{m}_{\text{н1,2}}(t) = \mathbf{m}_{\text{н1,2}}$.

Управляющее воздействие $U(t)$ на каждом интервале ШИМ будем синтезировать из условия минимума среднего квадратичного функционала $I(x, U)$ качества

$$I(x, U) = 0,5 \int_0^t (x^T(t)Qx(t) - U^2(t)R)dt, \quad (5)$$

где Q — диагональная, положительно полуопределенная $n \times n$ -матрица; R — коэффициент, характеризующий потери на управление ЭМО; $R > 0$, компоненты которых на начальном этапе проектирования определяются соотношениями:

$$q_{ii} = 1/[x_i(t)_{\text{max}}]^2; \quad R = 1/[U(t)_{\text{max}}]^2. \quad (6)$$

Одним из направлений в теории проектирования систем управления (СУ) ЭМО при

решении упомянутых задач является алгоритмическое конструирование нестационарных систем [4], позволяющее использовать положительные свойства методов аналитического конструирования оптимальных регуляторов на этапе проектирования СУ ЭМО и организацию в процессе управления дополнительных контуров самонастройки и адаптации с целью компенсации возмущений на объект.

Значение гамильтониана $H^0(x, U)$ на оптимальной траектории движения ЭМО с точки зрения минимума (5) можно записать:

$$H^0(x, U) = -\partial I(x, U)/\partial t = 0. \quad (7)$$

Здесь предполагается, что управление ЭМО формируется без ограничений, т.е. широтно-импульсная модуляция питающего напряжения $U_1(t)$, $U_2(t)$ электродвигателя осуществляется на линейной части характеристики модулятора. Такой режим функционирования ЭМО является наиболее используемым в реальных эксплуатационных условиях для многих промышленных механизмов, так как ограничения на управление возникают, в основном, в аварийных режимах или при использовании предельных возможностей источника энергии для высокоэкономичных электромеханических объектов.

Тогда равенство нулю частной производной гамильтониана $H^0(x, U)$:

на первом интервале ШИМ ($t_0 + jT \leq t \leq t_0 + jT + \gamma$):

$$H_1^0(x, U) = -[0,5x^T Qx + 0,5U^2 R] + \lambda^T(t)(A_1x(t) + b_1U_1(t) + m_{\text{н1}}); \quad (8)$$

на втором интервале ШИМ ($t_0 + jT + \gamma < t < t_0 + (j+1)T$):

$$H_2^0(x, U) = -[0,5x^T Qx + 0,5U^2 R] + \lambda^T(t)(A_2x(t) + b_2U_2(t) + m_{\text{н2}}), \quad (9)$$

где λ — n -мерный вектор неопределенных множителей Лагранжа, по управлению позволяет записать соответствующие выражения для организации регулятора СУ ЭМО:

$$U_1(t) = R^{-1}\lambda^T(t)b_1; \quad U_2(t) = R^{-1}(t)b_2. \quad (10)$$

Подставляя (10), соответственно, в (8) и (9), после преобразований получаем:

$$H_1^0(x, U) = (\lambda^T(t)b_1)^2 + 2\lambda^T(t)b_1 \times [RB_1^T A_1 x + RB_1^T m_{\text{н1}}] - Rx^T Qx; \quad (11)$$

$$H_2^0(x, U) = (\lambda^T(t)b_2)^2 + 2\lambda^T(t)b_2 \times [RB_2^T A_2 x + RB_2^T m_{\text{н2}}] - Rx^T Qx,$$

где векторы B_1 , B_2 , B_{n1} , B_{n2} определяются из соотношений:

$$\begin{aligned} b_1 B_1^T A_1 x &= A_1 x; \quad b_2 B_2^T A_2 x = A_2 x; \\ b_1 B_{n1}^T m_{n1} &= m_{n1}; \quad b_2 B_{n2}^T m_{n2} = m_{n2}. \end{aligned} \quad (12)$$

При выполнении условия (7) на траектории движения ЭМО во всем пространстве состояний в результате решения уравнений (11) можно записать:

$$\begin{aligned} (\lambda^T(t)b_1)_{1,2} &= -\beta_1 \pm \sqrt{\beta_1^2 + \rho} \\ (\lambda^T(t)b_2)_{1,2} &= -\beta_2 \pm \sqrt{\beta_2^2 + \rho}, \end{aligned} \quad (13)$$

где

$$\begin{aligned} \beta_1 &= [RB_1^T A_1 x + RB_{n1}^T m_{n1}], \\ \beta_2 &= [RB_2^T A_2 x + RB_{n2}^T m_{n2}], \\ \rho &= Rx^T Qx. \end{aligned} \quad (14)$$

Для регуляторов с отрицательной обратной связью по вектору состояний уравнения (10) следует записать в виде:

$$\begin{aligned} U_1(t) &= -R^{-1} \left(\beta_1 + \sqrt{\beta_1^2 + \rho} \right), \\ U_2(t) &= -R^{-1} \left(\beta_2 + \sqrt{\beta_2^2 + \rho} \right). \end{aligned} \quad (15)$$

Таким образом, динамика замкнутой системы регулирования ЭМО, представленного в виде (1), записывается следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_1 x(t) - b_1 R^{-1} \left(\beta_1 + \sqrt{\beta_1^2 + \rho} \right) + m_{n1} \\ \text{при } t \in (t_0 + jT \leq t \leq t_0 + jT + \gamma); \\ \dot{x}(t) &= A_2 x(t) - b_2 R^{-1} \left(\beta_2 + \sqrt{\beta_2^2 + \rho} \right) + m_{n2} \end{aligned} \quad (16)$$

при $t \in (t_0 + jT + \gamma < t < t_0 + (j+1)T)$;

$x(t = t_0) = x(0)$.

Анализируя (16), можно заключить, что нелинейное управление вида (15) является более эффективным с точки зрения расширения области параметров перенастраиваемых параметров при построении адаптивных СУ, так как позволяет, кроме функциональной зависимости $U_1(t)$, $U_2(t)$ от значений $x(t)$, организовать дополнительное воздействие на процессы регулирования и стабилизации путем коррекции значений Q , R в β и ρ (уравнения (14)). Это в значительной степени расширяет возможности оперативной адаптации СУ ЭМО к изменяющимся возмущениям.

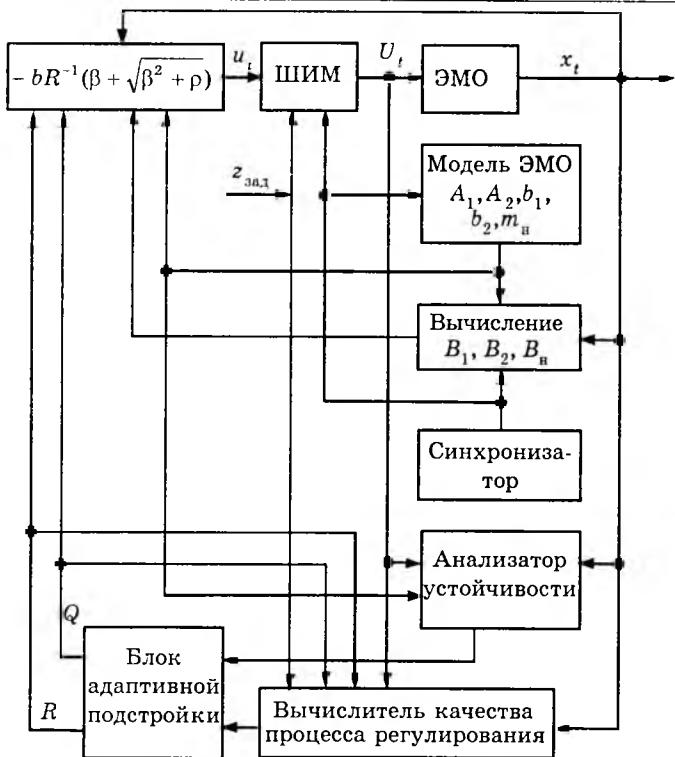


Рис.1. Структура адаптивной СУ ЭМО с нелинейным регулятором

На рис.1 приведена структура адаптивной СУ ЭМО, реализующая нелинейный закон управления, с возможностью анализа устойчивости и вычисления функционала качества процесса регулирования.

Рассмотрим возможные варианты алгоритмов работы анализатора устойчивости, вычислителя качества процесса регулирования и блока адаптивной подстройки Q и R .

Для нахождения границ области устойчивости рассматриваемой структуры СУ ЭМО в пространстве параметров и переменных состояния объекта целесообразно использовать второй метод Ляпунова [5], позволяющий в алгебраической форме записать необходимые и достаточные условия стабилизируемости. При назначении функции Ляпунова квадратичной формы требование отрицательности ее первой производной записывается в виде неравенств, включающих предельные значения параметров СУ и переменных объекта. В случае невыполнения данных неравенств следует принять соответствующие мероприятия не только на этапе проектирования регуляторов системы управления, но и в процессе динамического движения ЭМО.

Рассмотрев уравнения (16) замкнутой системы регулирования, можно получить мно-

жество таких неравенств для конкретных режимов работы ЭМО, параметров исполнительных приводов, электродвигателей и кинематических звеньев механизмов. Одним из характерных режимов функционирования замкнутой СУ ЭМО является движение объекта с максимальным значением управляющего воздействия в зоне насыщения ШИМ:

$$U_1(t)_{\max} = TU_1, U_2(t)_{\max} = TU_2. \quad (17)$$

В данном случае условия отрицательной определенности первой производной функции Ляпунова квадратичной формы для уравнений (16) записываются в следующем виде: при $t \in (t_0 + jT \leq t \leq t_0 + jT + \gamma)$

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}(t) &= 0,5[x^T(A_1x(t) - TU_1 + m_{h1}) + \\ &+ (A_1x(t) - TU_1 + m_{h1})^T x] < 0; \\ \text{при } t &\in (t_0 + jT + \gamma < t < t_0 + (j+1)T) \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}(t) &= 0,5[x^T(A_2x(t) - TU_2 + m_{h2}) + \\ &+ (A_2x(t) - TU_2 + m_{h2})^T x] < 0. \end{aligned} \right\}$$

Как следует из уравнений (18), при контролируемых параметрах ЭМО границы области устойчивости будут определяться предельным значением момента нагрузки, которое может быть равно перегрузочной способности исполнительного электродвигателя по моменту, и максимальными значениями регулируемых переменных $x(t)$. Таким образом, одним из алгоритмов функционирования анализатора устойчивости может являться выполнение неравенств (18).

Алгоритмом работы вычислителя качества процесса регулирования служит вычисление функционала вида (5). Функционирование блока адаптивной подстройки Q и R предполагает сравнение вычисленного функционала качества с эталонным значением. Подстройка компонент диагональной матрицы Q и коэффициента R может быть произведена по алгоритмическому методу, рассмотренному в [2]. Изменения Q и R необходимо производить в пределах их граничных значений, сформированных анализатором устойчивости адаптивной СУ в соответствии с уравнениями (18).

Иллюстрацией предлагаемого метода синтеза нелинейных регуляторов служат результаты моделирования (рис.2—5) электропривода постоянного тока с Г-образным силовым LC -фильтром и широтно-импульсной модуляцией питающего напряжения элект-

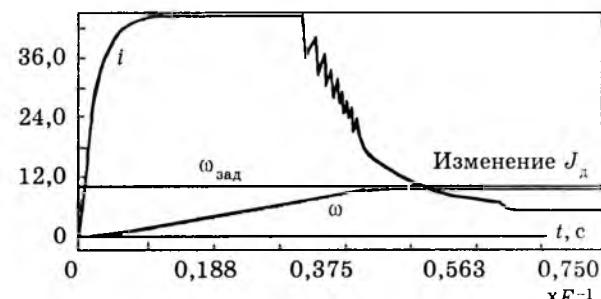


Рис.2. Переходные процессы в ЭП с нелинейным регулятором по выходу и ШИМ управляющего сигнала при скачкообразном увеличении контролируемого значения момента инерции нагрузки J_h в 50 раз

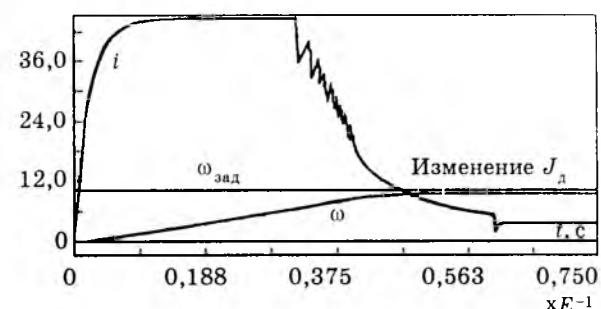


Рис.3. Переходные процессы в ЭП с нелинейным регулятором по выходу и ШИМ управляющего сигнала при скачкообразном увеличении неконтролируемого значения момента инерции нагрузки J_h в 50 раз

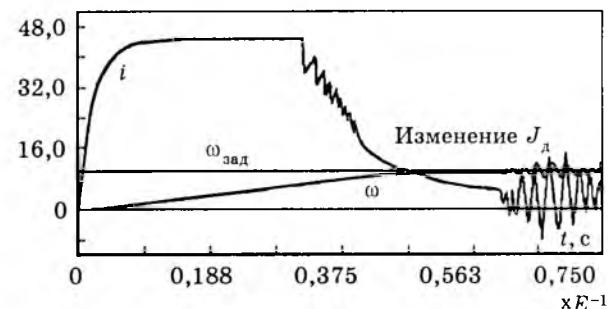


Рис.4. Переходные процессы в ЭП с нелинейным регулятором по выходу и ШИМ управляющего сигнала при скачкообразном увеличении неконтролируемого значения момента инерции нагрузки J_h в 100 раз

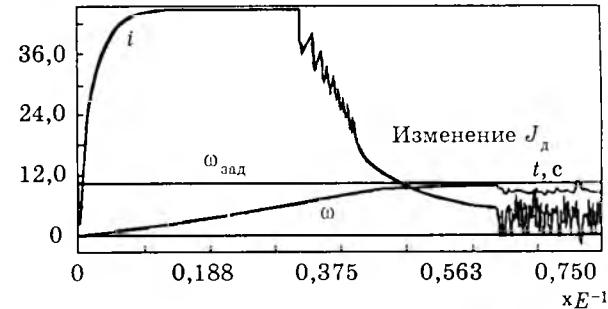


Рис.5. Переходные процессы в ЭП с нелинейным регулятором по выходу и ШИМ управляющего сигнала при скачкообразном увеличении контролируемого значения момента инерции J_h в 100 раз

родвигателя вида (2). Динамика непрерывного электромеханического объекта со стационарным моментом нагрузки электродвигателя и $m_{\text{н1}} = m_{\text{н2}} = m_{\text{н}}$ на всем интервале функционирования записывается линеаризованным уравнением в рамках принятых допущений [6]:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{m}_{\text{н}}; \quad \mathbf{x}(t=t_0) = \mathbf{x}_0, \quad (19)$$

где $\mathbf{x}(t)$ — n -мерный вектор, включающий ток $i_1(t)$ силового фильтра, ток $i(t)$ якоря двигателя, напряжение $U_C(t)$ на конденсаторе силового фильтра, частоту вращения $\omega(t)$ и угол $\alpha(t)$ поворота вала двигателя; $\mathbf{x}(t) = [i_1(t), i(t), U_C(t), \omega(t), \alpha(t)]^T$; \mathbf{A} , $\mathbf{m}_{\text{н}}$ — соответственно, $n \times n$ -матрица и $n \times m$ -вектор,

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} -R_{\Phi}/L_{\Phi} & -1/L_{\Phi} & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_{\Phi} & 0 & -\chi/C_{\Phi} & 0 & 0 \\ 0 & \chi/L_{\Delta} & -R_{\Delta}/L_{\Delta} & -C_{\Delta}/L_{\text{н}} & 0 \\ 0 & 0 & C_{\Delta}/J_{\text{н}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{vmatrix}; \quad (20)$$

$$\mathbf{m}_{\text{н}} = \begin{vmatrix} U_0/L_{\Phi} \\ 0 \\ 0 \\ M_{\text{н}}/J_{\Delta} \\ 0 \end{vmatrix},$$

где R_{Φ} , R_{Δ} , L_{Φ} , L_{Δ} — соответственно, активное сопротивление, индуктивность силового фильтра и обмотки якоря двигателя; C_{Φ} — емкость конденсатора силового фильтра; C_{Δ} — конструктивная постоянная двигателя; $J_{\text{н}}$ — момент инерции нагрузки (включая момент инерции якоря), приведенный к валу двигателя; U_0 — входное напряжение силового фильтра; $M_{\text{н}}$ — момент нагрузки двигателя.

Изменяемый характер параметров электропривода на интервалах ШИМ определяется значением χ в матрице \mathbf{A} (20):

$$\chi = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 < t < \gamma(u(jT)), \\ 0 & \text{при } \gamma(u(jT)) < t < T. \end{cases} \quad (21)$$

В качестве исполнительного двигателя привода используется малоинерционный электродвигатель ДК1-2,3 с параметрами: $R_{\Delta} = 0,95$ Ом; $L_{\Delta} = 2,24 \cdot 10^{-3}$ Гн, $\Phi = 1,75 \cdot 10^{-3}$ Вб; $C_{\Delta} = 0,023$ В·с/рад; $J_{\Delta} = 2,2 \cdot 10^{-3}$ кг·м²; с/рад; $U_0 = 48$ В; $R_{\Phi} = 0,02$ Ом; $L_{\Phi} = 2 \cdot 10^{-3}$ Гн; $C_{\Phi} = 4 \cdot 10^3$ мкФ;

$M_{\text{н,ном}} = 2,3$ Н·м и периодом дискретности ШИМ $T = 0,33 \cdot 10^{-3}$ с. При моделировании устанавливались следующие условия: $R = 5$; $Q = \text{diag}[0,1 \ 1000]$; $\beta = 0$.

Нестационарность такого параметра, как момент инерции нагрузки $J_{\text{н}}$, приведенный к валу двигателя, обуславливает изменение не только длительности переходного процесса, а также амплитуды перерегулирования и количества автоколебаний регулируемой переменной. Включение в состав закона управления предварительно рассчитанного значения β с $B_1^T = [-5,8 \ 25] \cdot 10^{-4}$ (полностью контролируемых возмущающих значениях $J_{\text{н}}$) позволяет получить апериодический переходной процесс и исключить влияние скачкообразного изменения $J_{\text{н}}$ на установившийся режим замкнутой системы (рис.2). В случае, когда момент инерции $J_{\text{н}}$ изменяется неконтролируемым образом до определенного предела, нелинейное управление также обеспечивает необходимое качество стабилизации заданной скорости (рис.3). При больших же изменениях $J_{\text{н}}$, например, при увеличении в 100 раз от номинального значения $J_{\text{н,ном}}$, замкнутая система с нелинейным регулятором становится принципиально неустойчивой (рис.4,5).

Таким образом, можно заключить, что регулятор вида (15) является адаптивным к нестационарным изменениям параметров ЭМО с соблюдением асимптотической устойчивости в назначенней области предельных значений параметров и регулируемых переменных.

Список литературы

1. Вукобратович М., Стокич Д. Управление манипуляционными роботами: теория и приложения. М.: Наука, 1985.
2. Вукобратович М., Стокич Д., Кирчански Н. Нестационарное и адаптивное управление манипуляционными роботами. М.: Мир, 1989.
3. Новиков В.А., Рассудов Л.Н. Тенденция развития электроприводов, систем автоматизации промышленных установок и технологических комплексов// Электротехника. 1996. № 7. С.3—11.
4. Афанасьев В.Н., Колмановский В.Б., Носов В.Р. Математическая теория конструирования систем управления. М.: Высшая школа, 1989.
5. Кунцевич В.М., Лычак М.М. Синтез систем автоматического управления с помощью функций Ляпунова. М.: Наука, 1977.
6. Борцов Ю.А., Поляков Н.Д., Путов В.В. Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением. Л.: Энергоатомиздат, 1984.

Алгоритм адаптивного планирования движением электроприводов манипулятора

В.Г.БУКРЕЕВ, канд.техн.наук, А.В.ОРЛОВСКИЙ, А.В.ШУМИХИН, В.Н.ЦЕМКАЛО, инженеры

НИИ автоматики и электромеханики, КБ точного электронного машиностроения (г. Томск)

Рассматривается организация адаптивного планирования управлением трехкоординатного электропривода манипулятора с требуемыми контурными скоростями и ускорениями при перемещении схвата (рабочего звена) на участках траектории, заданной i -й последовательностью точек на плоскости Z, Q , где $Q = \sqrt{X^2 + Y^2}$. Для формирования задающих сигналов по положению исполнительных электроприводов координат X, Y, Z с необходимой дискретностью осуществляется интерполяция функции $Z^i(Q^i)$ полиномиальной сплайн-функцией третьего порядка. Предложена адаптивная коррекция значений задания и длительности считывания информации по положению для каждого ЭП манипулятора.

При автоматизации производственных процессов и организации эффективного управления промышленным оборудованием возникает задача планирования траекторий перемещения движущихся частей механизмов с учетом требований, обусловленных не только точностными и динамическими характеристиками, но и гарантированной безопасностью выполнения технологических операций. Во многих случаях траектория движения (положения) рабочего звена промышленного механизма может быть сформирована в виде дискретных данных в пространстве или на плоскости с обобщенными координатами и ограничениями на динамические показатели исполнительных приводов на участках перемещения [1,2]. Причем количество дискретных точек на желаемой траектории движения может быть совершенно различным и определяться не только стремлением отразить сложность ее исполнения, но и обеспечением максимальной производительности промышленного механизма. Кроме того, в реальных условиях возникает необходимость оперативной корректировки скорости считывания задающих сигналов и их значений в зависимости от равенства координат начальных и конечных точек перемещения расчетной (эталонной) и требуемой траектории движения рабочего звена механизма, а также динамических возможностей исполнительного электропривода.

В статье рассматривается организация адаптивного планирования движением трехкоординатного электропривода манипулятора с требуемыми контурными скоростями и ускорениями при перемещении рабочего звена

на участках траектории, заданной i -й последовательностью точек на плоскости Z, Q , где $Q = \sqrt{X^2 + Y^2}$.

Для формирования задающих сигналов по положению исполнительными электроприводами координат X, Y, Z с необходимой дискретностью осуществляется интерполяция функции $Z^i(Q^i)$. Наиболее эффективной интерполяцией является полиномиальная интерполяция сплайн-функцией вида:

$$Z^i(Q^i) = A^i + B^i(Q - Q^i) + C^i(Q - Q^i)^2 + D^i(Q - Q^i)^3 + \dots, \quad (1)$$

где $A^i, B^i, C^i, D^i, \dots$ — коэффициенты полинома, определяемые из граничных условий; Q — текущая переменная, изменяется с шагом

$$\Delta Q_j^i = (Q^i - Q^{i-1})M^i, \quad (2)$$

в пределах от Q^i до Q^{i+1} (M^i — количество интервалов интерполяции на i -м участке траектории).

Широкое распространение получили сплайн-функции 3-го порядка (кубические сплайны) [3]. С одной стороны, такие сплайны обеспечивают непрерывность первой и второй производных функций (1) в узлах интерполяции, с другой, не требуют больших вычислительных мощностей при реализации алгоритма интерполяции на управляющих микропроцессорных контроллерах с ограниченным объемом памяти.

Обеспечивая условия «сшивания» в каждом внутреннем узле первых двух производных, коэффициенты кубического сплайна записываются следующим образом:

$$A^{i+1} = Z^{i+1}; B^{i+1} = B^i + 2C^iH^i + 3D^iH^{i2}; \\ i=1, 2, \dots, n-2; \quad (3)$$

$$\begin{aligned} C^{i+1} &= [-Z^{i+3} + Z^{i+2} K_1^3 - Z^{i+1} K(3K_1 + K^2) - \\ &- B^{i+1} H^{i+1} K K_1 (2+K)] / K K_1^2 (H^{i+1})^2; \\ D^{i+1} &= [Z^{i+3} - Z^{i+2} K_1^2 + Z^{i+1} K(2+K) + B^{i+1} H^{i+1} \times \\ &\times K K_1] / K K_1^2 (H^{i+1})^3, \end{aligned}$$

где $K = H^{i+2} / H^{i+1}$; $K_1 = 1 + K$; $H^{i+1} = Q^{i+2} - Q^{i+1}$; $H^{i+2} = Q^{i+3} - Q^{i+2}$; n — количество участков (визуально отличающихся друг от друга) интерполируемой кривой.

Алгоритм планирования траектории движения предусматривает два уровня адаптации.

Первый уровень — адаптация интерполяционного полинома к кривизне начального участка движения, состоящего из четырех точек траектории задания.

Второй уровень — адаптация заданий по положению и дискретности считывания информации для ЭП каждой координаты перемещения в соответствии с разностью положения начальной и конечной точек синтезированной траектории движения от реально выполняемой.

При выполнении первого уровня адаптации: корректировке процесса интерполяции траектории задания к неизвестной кривизне начального участка интерполируемой функции $Z^i(Q^i)$, предварительно определяются коэффициенты полинома (1) с индексом «1»:

$$\begin{aligned} A^1 &= Z^1; B^1 = [Z^1(Q^{42}Q^{22}(Q^4-Q^2)-Q^{42}Q^{32}(Q^4- \\ &-Q^3)-Q^{32}Q^{22}(Q^3-Q^2)+Z^2Q^4Q^{32}(Q^4-Q^3)- \\ &-Z^3Q^{42}Q^{22}(Q^4-Q^3)+Z^4Q^{32}Q^{22}(Q^3-Q^2)]/\Delta; \\ C^1 &= [Z^1(Q^{43}(Q^3-Q^2)-Q^{33}(Q^4-Q^2)+Q^{23}(Q^4-Q^3)- \\ &-Z^2Q^4Q^3(Q^{42}-Q^{32})+Z^3Q^4Q^2(Q^{42}-Q^{22})- \\ &-Z^4Q^3Q^2(Q^{32}-Q^{22})]/\Delta; \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} D^1 &= [-Z^1(Q^{42}(Q^3-Q^2)-Q^{32}(Q^4-Q^2)+Q^{22}(Q^4-Q^3))+ \\ &+Z^2Q^4Q^3(Q^4-Q^3)-Z^3Q^4Q^2(Q^4-Q^2)+ \\ &+Z^4Q^3Q^2(Q^3-Q^2)]/\Delta, \end{aligned}$$

где $\Delta = Q^4Q^3Q^2(Q^4-Q^3)(Q^3-Q^2)(Q^4-Q^2)$; $Q^1 = 0$.

Данный прием позволяет получить максимально возможную информацию о характере начального участка траектории движения при восстановлении последующих участков функцией вида (1).

Формируя на i -х участках траектории требуемые (заданные) значения контурных скоростей v_{k3}^i и ускорений движения a_{k3}^i рабочего звена манипулятора в пределах их допустимых значений $v_{k,\text{доп}}$ и $a_{k,\text{доп}}$, определяем значения контурной скорости v_{kj}^i на j -х

интервалах интерполяции:

$$\begin{aligned} v_{kj}^i &= \sqrt{v_{kj-1}^{i2} + 2a_{k3}^i \Delta L_j}; \quad \Delta L_j = \sqrt{\Delta Q_j^{i2} + \Delta Z_j^{i2}}; \\ \Delta Q_j^i &= \sqrt{\Delta X_j^{i2} + \Delta Y_j^{i2}}, \end{aligned} \quad (5)$$

$\Delta x_j^i = x_j^i$; $\Delta y_j^i = y_j^i - y_{j-1}^i$; $\Delta z_j^i = z_j^i - z_{j-1}^i$, где v_{kj-1}^i — контурная скорость в конце ($j-1$) интервала i -го участка траектории; ΔL_j^i — приращение на i -м участке траектории; ΔQ_j^i , ΔZ_j^i — приращения на i -м участке траектории по координатам Q и Z ; ΔX_j^i , ΔY_j^i — приращения на i -м участке траектории по координатам X и Y .

При этом учитывается требование нулевой ошибки позиционирования в конечной точке траектории движения рабочего звена манипулятора.

После определения моментов t_j^i окончания j -го интервала i -го участка эталонной траектории с заданными контурной скоростью v_{k3}^i и ускорением a_{k3}^i по формуле:

$$t_j^i = t^{i-1} + t_{j-1}^i + t_j^i, \quad (6)$$

где t^{i-1} — момент окончания ($i-1$)-го участка траектории; t_{j-1}^i — момент окончания ($j-1$)-го интервала i -го участка траектории,

$$t_j^i = \Delta L_j^i / v_{k,\text{ср}}^i; \quad v_{jk,\text{ср}}^i = (v_{kj}^i + v_{kj-1}^i)/2, \quad (7)$$

осуществляется считывание значений задания по положению для соответствующих электроприводов по координатам X , Y , Z . При несовпадении моментов времени $t_s = T_{\text{сц}} s$, где $T_{\text{сц}}$ — длительность одного такта считывания информации о заданном положении; $s = 1, 2, \dots$, и вычисленных временных интервалов t_j^i , значения массивов ΔQ_j^i , ΔZ_j^i корректируются на приращения ΔQ , ΔZ по координатам Z , Q , определяемые средней скоростью $v_{jk,\text{ср}}^i$ на данном участке траектории и длительностью Δt несовпадения:

$$\Delta \tilde{Z}_j^i = \Delta Z_j^i \pm \Delta Z; \quad \Delta \tilde{Q}_j^i = \Delta Q_j^i \pm \Delta Q;$$

$$\Delta Z = \Delta Z_j^i \Delta L / \Delta L_j^i; \quad \Delta Q = \Delta Q_j^i \Delta L / \Delta L_j^i; \quad (8)$$

$$\Delta t = t_j^i - T_{\text{сц}} s; \quad \Delta L = |\Delta t| v_{k,\text{ср}}^i.$$

В зависимости от знака несовпадения моментов времени, т.е. при $\Delta t > 0$ или $\Delta t < 0$, приращения ΔZ и ΔQ суммируются или вычитаются из ранее вычисленных значений ΔZ_j^i и ΔQ_j^i .

В результате, для каждой эталонной траектории, с учетом ограничений на контур-

ные скорость перемещения и ускорение, формируются массивы значений задания по положению электроприводов по координатам X, Y, Z . Количество и форма эталонных траекторий определяются предварительно на начальном этапе проектирования для конкретных вариантов выполнения технологических операций.

Поскольку в реальных условиях работы манипулятора координаты точек начала и конца требуемой траектории и эталонной не совпадают, то, очевидно, возникает необходимость адаптивной коррекции значений задания по положению. Для решения такой задачи предлагается следующее.

После измерения координат начала и конца реальной траектории внешней системой контроля технологического процесса, например, системой технического зрения из массива эталонных траекторий выбирается ближайшая траектория по критерию:

$$\mu = \min |\Delta Q_s - \Delta Q_p|, \quad (9)$$

где ΔQ_s , ΔQ_p — расстояние между точками начала и конца эталонной и реальной траектории по оси Q ,

$$\Delta Q_s = \sqrt{X_{k.s}^2 + Y_{k.s}^2} - \sqrt{X_{n.s}^2 + Y_{n.s}^2};$$

$$\Delta Q_p = \sqrt{X_{k.p}^2 + Y_{k.p}^2} - \sqrt{X_{n.p}^2 + Y_{n.p}^2}; \quad (10)$$

$X_{k.s}, Y_{k.s}, X_{n.s}, Y_{n.s}$ — координаты точек конца и начала эталонной траектории на плоскости X, Y ; $X_{k.p}, Y_{k.p}, X_{n.p}, Y_{n.p}$ — координаты точек конца и начала реальной траектории на плоскости X, Y .

Далее, после вычисления коэффициента подобия

$$k_\pi = \Delta Q_p / \Delta Q_s, \quad (11)$$

значения массивов приращений $\Delta \tilde{Z}_j^i$ и $\Delta \tilde{Q}_j^i$, а также длительность $T_{\text{сч}}$ такта считывания информации о положении умножаются на коэффициент k_π .

Анализ уравнений (5) и (8) позволяет заключить, что такая адаптивная коррекция уменьшает контурную ошибку при движении рабочего органа манипулятора по траектории заданной формы до уровня точности внешней системы контроля его начального и конечного положений. При этом движение рабочего звена механизма по требуемой траектории должно осуществляться в пределах допустимых значений контурных скоростей и ускорений на ее участках.

На рис.1—4 приведены интерполирован-

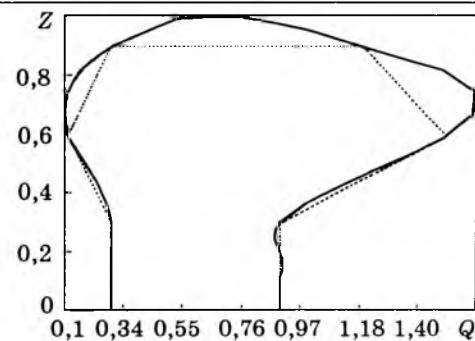


Рис.1. Заданная и интерполированная с $j=4$ траектории в координатах Z, Q

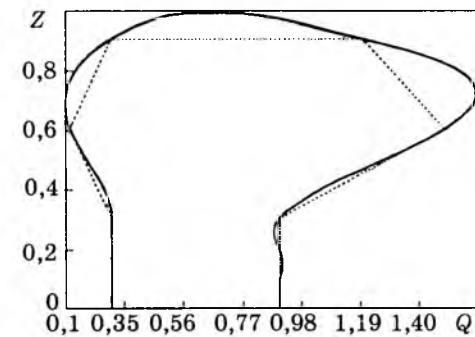


Рис.2. Заданная и интерполированная с $j = 20$ траектории в координатах Z, Q

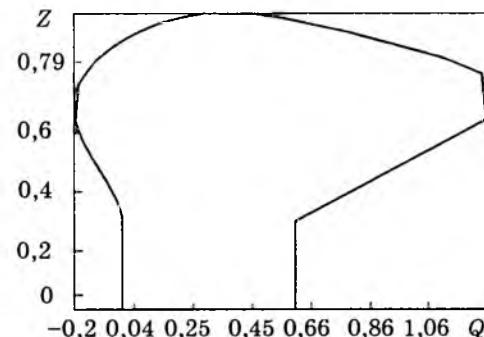


Рис.3. Синтезированная траектория с $j = 20$, дискретностью перемещения 1 мкм и периодом считывания информации $T_{\text{сч}} = 0,02$ с

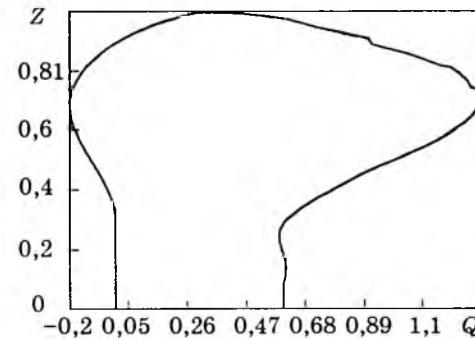


Рис.4. Синтезированная траектория с $j = 4$, дискретностью перемещения 1 мкм и периодом считывания информации $T_{\text{сч}} = 0,002$ с

ные и синтезированные траектории перемещения рабочего органа трехкоординатного ЭП в плоскости Z, Q с различной дискретностью во времени по двум вариантам исходных данных (таблица).

Дан- ные	Вари- ант	Величины
Ис- ход- ные	1	Количество интервалов интерполяции $M^i = 4,20$ $v_{X\text{доп}} = v_{Y\text{доп}} = 250 \text{ мм/с}$ $v_{Z\text{доп}} = 400 \text{ мм/с}$ $a_{X\text{доп}} = a_{Y\text{доп}} = 10000 \text{ мм/с}^2$ $a_{Z\text{доп}} = 20000 \text{ мм/с}^2$
	2	Количество интервалов интерполяции $M^i = 4$ $v_{X\text{доп}} = v_{Y\text{доп}} = 2,50 \text{ мм/с}$ $v_{Z\text{доп}} = 4,00 \text{ мм/с}$ $a_{X\text{доп}} = a_{Y\text{доп}} = 100,00 \text{ мм/с}^2$ $a_{Z\text{доп}} = 200,00 \text{ мм/с}^2$
Рас- чет- ные	1	$v_{\text{к.доп}} = 471,7 \text{ мм/с}$ $a_{\text{к.доп}} = 22360,68 \text{ мм/с}^2$ $L_{\text{тр}} = 3,558 \text{ мм}$ $t_{\text{общ}} = 0,56 \text{ с}$ $v_{\text{ср.траект}} = 6,27 \text{ мм/с}$
	2	$v_{\text{к.доп}} = 4,717 \text{ мм/с}$ $a_{\text{к.доп}} = 223,6068 \text{ мм/с}^2$ $L_{\text{тр}} = 3,558 \text{ мм}$ $t_{\text{общ}} = 0,98 \text{ с}$ $v_{\text{ср.тр}} = 3,62 \text{ мм/с}$
Варь- ируе- мые	1	Длительность периода считывания информации: 0,02 с; 0,002 с; 0,0002 с Дискретность перемещения: 1 мкм; 10 мкм
	2	Длительность периода считывания информации: 0,02 с; 0,002 с; 0,0002 с Дискретность перемещения: 1 мкм; 10 мкм

Как следует из рассматриваемого примера, при увеличении количества интервалов j интерполяции (рис.3,4) улучшается гладкость интерполированной кривой и соответственно обеспечивается более равномерная скорость движения на участках траектории. В случае, когда движение на траектории сопровождается превышением допустимых контурной скорости и ускорения, наблюдаются значительные колебания контурного ускорения. Установлено, что значения контурного пути от времени не зависит от количества участков j интерполяции, а опре-

деляются периодом считывания $T_{\text{сч}}$ информации. При уменьшении периода считывания информации синтезированная траектория (рис.3,4) перемещения приближается к интерполируемой кривой.

Структура и блок-схема алгоритма функционирования устройства управления электроприводами высокоточного манипулятора, осуществляющего припаивание и формирование проволочных выводов между кристаллом и подложкой полупроводниковых изделий, приведены, соответственно, на рис.5—7.

Обозначения, принятые на рис.5: 1,2 — вычислитель; 3,4 — блоки дальней связи; 5,6,7 — интерфейсы; 8,9,10 — ЦАП; 11,12,13 — усилители мощности; 14,15,16 — обмотки линейного шагового двигателя; 17 — координатный стол; 18 — сварочная головка; 19, 20 — интерфейсы; 21, 22 — АЦП; 23 — устройство распознавания положения кристалла; 24 — кристалл полупроводникового прибора; 25 — подложка кристалла полупроводникового прибора; 26 — перемычка, соединяющая контакты кристалла и подложки; 27 — блок клавиатуры; 28,39 — системный модуль; 29, 40 — ОЗУ; 30,37 — накопитель на жестком магнитном диске; 31,38 — контроллер накопителя на жестком магнитном диске; 32 — накопитель на ГМД; 33 — контроллер накопителя на ГМД; 34 — видеомонитор; 35 — видеоконтроллер; 36 — расширитель памяти.

После ввода (блок 1 на рис.6) необходимых команд из блока 27 клавиатуры первый вычислитель 1 осуществляет требуемое вычисление на этапе подготовки данных. При этом исходные данные могут храниться в одном из накопителей 30, 32 или вводиться оператором с блока 27 клавиатуры.

Выполнение блока 2 (рис.6) обеспечивает ввод: $v_{\text{кз}}^i, a_{\text{кз}}^i, Z^i, Q^i, T_{\text{сч}}$, значений допустимых скоростей $v_{Z\text{доп}}^i, v_{X\text{доп}}^i, v_{Y\text{доп}}^i$ и ускорений $a_{Z\text{доп}}^i, a_{X\text{доп}}^i, a_{Y\text{доп}}^i$ для электроприводов по координатам Z, X, Y , количество M^i интервалов интерполяции на i -м участке траектории. После проверки значений $v_{\text{кз}}^i$ на превышение допустимого значения $v_{\text{к.доп}}^i =$

$= \sqrt{v_{Z\text{доп}}^{i2} + v_{X\text{доп}}^{i2} + v_{Y\text{доп}}^{i2}}$ (блок 3) движения формируется сплайн-функция вида (4.1.1) в пределах интервала от Q^i до Q^{i+1} (блок 4).

В результате выполнения блока 5 на j -х

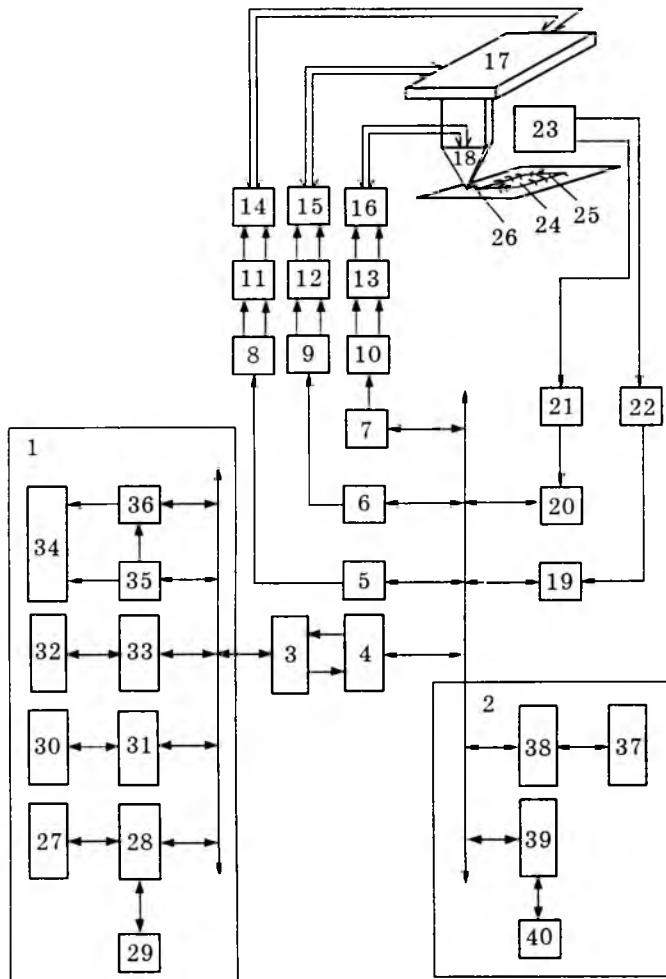


Рис.5. Структура трехкоординатного электропривода высокоточного сварочного манипулятора

интервалах интерполяции вычисляется значение контурной скорости v_{kj}^i на участках разгон — равномерное движение — торможение (с учетом равенства нулю контурной скорости в конечной точке траектории):

— скорость разгона

$$v_{k,pj}^i = \sqrt{v_{k,pj-1}^{i2} + 2a_{k3}^i \Delta L_j^i}; \quad (12)$$

— скорость торможения

$$v_{k,tj}^i = \sqrt{v_{k,tj-1}^{i2} + 2a_{k3}^i \Delta L_j^i}; \quad (13)$$

— при равномерном движении

$$v_{k,равн}^i = v_{k,равн-1}^i. \quad (14)$$

После определения моментов окончания интервалов траектории (блок 6) по формулам (6), (7) вычисляются ускорения по координатам Z , Q , значения которых проверяются на превышение допустимого значения ускорения $a_{Z\text{доп}}^i$, $a_{Q\text{доп}}^i = \sqrt{a_{X\text{доп}}^{i2} + a_{Y\text{доп}}^{i2}}$ (блок 7). В случае превышения a_{Zj}^i или a_{Qj}^i , где

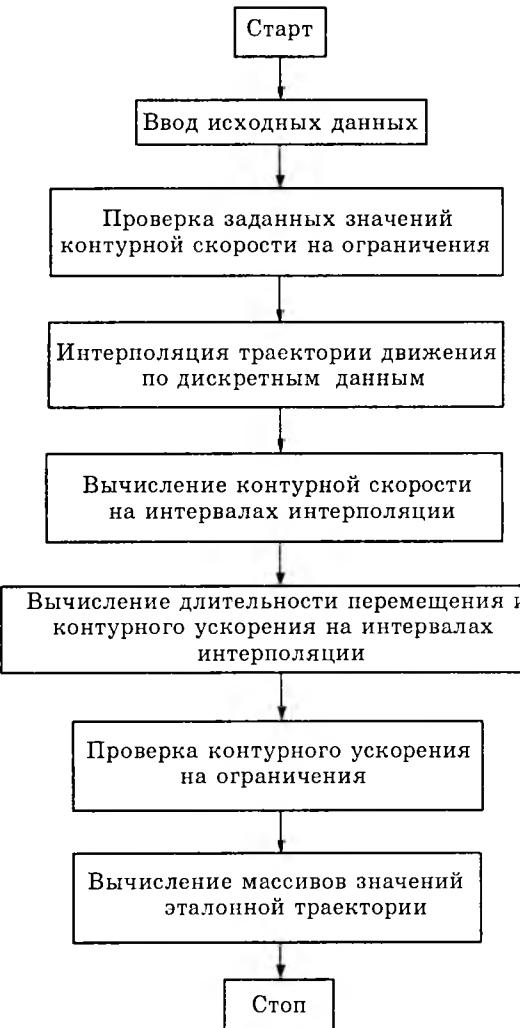


Рис.6. Алгоритм формирования эталонных траекторий движения ЭП манипулятора

$$a_{Zj}^i = (v_{Zj}^i - v_{Zj-1}^i)/\Delta t_j^i; \quad (15)$$

$$a_{Qj}^i = (v_{Qj}^i - v_{Qj-1}^i)/\Delta t_j^i, \quad (16)$$

соответствующих допустимых значений на значение E , исходные данные a_{k3}^i и v_{k3}^i корректируются согласно выражениям:

$$a_{k3}^i = a_{k3}^i/E; \quad (17)$$

$$v_{k3}^i = v_{k3}^i / \sqrt{E}. \quad (18)$$

Выполнение блока 8 предполагает формирование временной сетки с шагом $T_{\text{сц}}$ и вычисление приращения ΔL пути, обусловленного несинхронностью момента t^s считывания информации и длительностью t_j^i .

Окончательно, согласно формулам (8), этап подготовки данных заканчивается формированием массивов приращений эталонного задания по положению $\Delta \tilde{Z}_{ej}^i$, $\Delta \tilde{X}_{ej}^i$, $\Delta \tilde{Y}_{ej}^i$.

В соответствии с программой, записанной на магнитном диске накопителя 30 или по

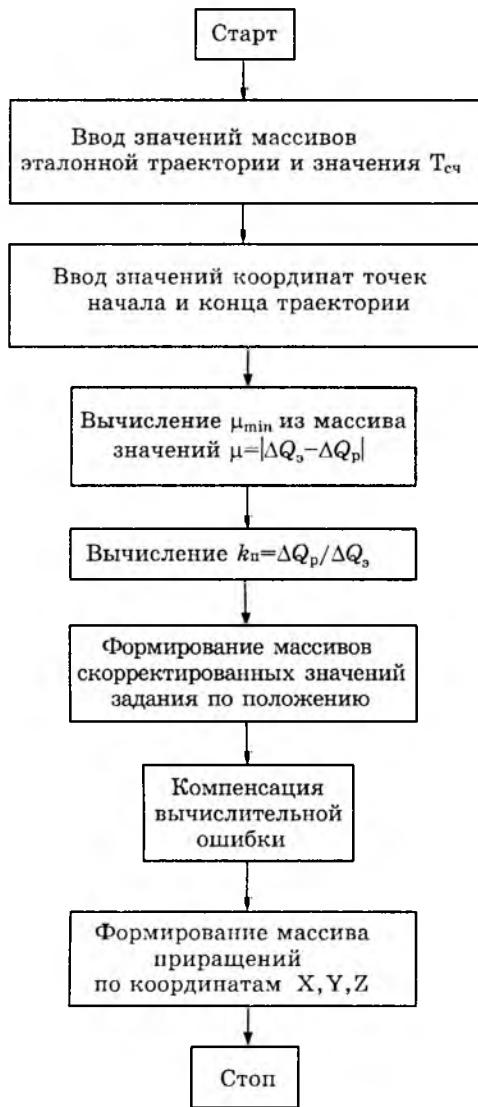


Рис.7. Алгоритм формирования задающих сигналов по положению ЭП манипулятора

команде оператора, заданной с блока 27 клавиатуры, массивы $\Delta\tilde{Z}_{sj}^i$, $\Delta\tilde{X}_{sj}^i$, $\Delta\tilde{Y}_{sj}^i$ передаются по блокам 3, 4 дальней связи в канал второго вычислителя 2 и записываются на магнитный диск накопителя 37 (блок 2 на рис.7). Устройство 23 распознавания положения кристалла 24 формирует сигналы смещения базовых осей кристалла 24, характеризующие координаты точек начала и конца реальных перемещений (траекторий движения): $X_{\text{н.р.}}, Y_{\text{н.р.}}, X_{\text{к.р.}}, Y_{\text{к.р.}}$. Данные сигналы вводятся через АЦП 21, 22, интерфейсы 19, 20 в ОЗУ 40 или записываются на магнитный диск накопителя 37 второго вычислителя 2 (блок 3). Далее, по программе, записанной на магнитном диске накопителя 37, осуществляется вычисление μ по формуле (9) (блок 4) и массив значений эталонной траектории с минимальным μ умножа-

ется на коэффициент k_n (11) (блоки 5,6). Одновременно пропорционально изменяется период $T_{\text{сч}}$ считывания информации. Компенсация вычислительной ошибки, определяемая ограниченной разрядностью второго вычислителя 2, производится согласно уравнениям (блок 7):

$$\Delta Q_j^{si} = \Delta\tilde{Q}_{sj}^i \pm \delta_0; \quad \delta_0 = \gamma_0 / R_0; \quad \Delta Z_j^{si} = \Delta\tilde{Z}_{sj}^i \pm \delta_0; \quad (19)$$

$$\gamma_0 = \Delta Q_0 - \Delta Q_s; \quad \Delta Q_0 = \sum_{s=1}^{R_0} \Delta Q_L^s,$$

где ΔQ_L^s — значение приращения задания по координате Q , вычисленное при округлении цифрового кода длины L эталонной траектории с точностью до единицы младшего разряда; $s \in 1, \dots, R_0$; $R_0 = \text{int}(t^n / T_{\text{сч}})$; t^n — суммарная длительность прохождения траектории; знак «+» или «-» определяется знаком γ_0 : при $\gamma_0 > 0$ — знак «+», при $\gamma_0 < 0$ — знак «-».

В результате выполнения блока 8 окончательно формируются массивы значений $\Delta\tilde{Z}_j^{si}$, $\Delta\tilde{X}_j^{si}$, $\Delta\tilde{Y}_j^{si}$ и скорректированное значение $T_{\text{сч}}^s = T_{\text{сч}} k_n$ такта считывания информации, где

$$\Delta\tilde{X}_j^{si} = \Delta Q_j^{si} \cos \varphi; \quad \Delta\tilde{Y}_j^{si} = \Delta Q_j^{si} \sin \varphi; \quad \Delta\tilde{Z}_j^{si} = \Delta Z_j^{si}; \quad (20)$$

φ — угол между осью X и проекцией плоскости (Z, Q) на плоскость (X, Y).

По сигналам считывания с периодом $T_{\text{сч}}^s$ значения $\Delta\tilde{Z}_j^{si}$, $\Delta\tilde{X}_j^{si}$, $\Delta\tilde{Y}_j^{si}$ поступают на ОЗУ 40 второго вычислителя 2 через соответствующие интерфейсы 5, 6, 7 на входы ЦАП 8, 9, 10 управления движением двигателей 14, 15, 16. Перемещаясь в соответствующих плоскостях, сварочная головка 18 автомата 17 осуществляет необходимые технологические операции по припаиванию концов перемычки 26 и приданию ей требуемой формы (согласно заданной траектории движения).

Таким образом, в основе алгоритма корректировки значений $\Delta\tilde{Z}_{sj}^i$, $\Delta\tilde{X}_{sj}^i$, $\Delta\tilde{Y}_{sj}^i$, $T_{\text{сч}}$ по каждой координате движения ЭП используются уравнения, арифметические операции которых определяют объем памяти и тактовую частоту вычислителя 2:

$$\Delta\tilde{X}_j^{si} = \Delta\tilde{Z}_{sj}^i k_X k_n; \quad T_{X_{\text{сч}}}^s = T_{Z_{\text{сч}}} k_X k_n; \quad k_X = \cos \varphi;$$

$$\Delta\tilde{Y}_j^{si} = \Delta\tilde{Z}_{sj}^i k_Y k_n; \quad T_{Y_{\text{сч}}}^s = T_{Z_{\text{сч}}} k_Y k_n; \quad k_Y = \sin \varphi; \quad (21)$$

$$\Delta\tilde{Z}_j^{si} = \Delta\tilde{Z}_{sj}^i k_n; \quad T_{Z_{\text{сч}}}^s = T_{Z_{\text{сч}}} k_n.$$

Так, для 200 значений эталонной траектории по каждой координате движения ЭП и тактовой частоте вычислителя 2, равной 5 мГц, длительность вычисления скорректированных значений (21) не превышает 40 мс.

Для рассматриваемого примера: Ω -образной траектории движения трехкоординатного ЭП в результате моделирования установлено, что форма и значения траекторий задания по координатам перемещения не значительно зависят от количества интервалов интерполяции и в большей степени определяются периодом $T_{\text{сч}}$ считывания информации. Так, с уменьшением $T_{\text{сч}}$, например в 10 и 100 раз, сглаживаются скачкообразные изменения заданий по положению на участках траектории. Это улучшает условия работы электроприводов свароч-

ного манипулятора.

Таким образом, рассматриваемый алгоритм адаптивного планирования движением электроприводов манипулятора учитывает форму траектории задания и, при обеспечении необходимых динамических характеристик движения — контурных скорости и ускорения, позволяет уменьшить контурную ошибку позиционирования.

Список литературы

1. Вукобратович М., Карап Б. Алгоритмы управления движением робота в свободном пространстве// Изв. РАН. Теория и системы управления. 1995. №1. С.205—220.
2. Вукобратович М., Стокич Д. Управление манипуляционными роботами: теория и приложения. М.: Наука, 1985.
3. Стечкин С.Б., Субботин Ю.Н. Сплайны в вычислительной математике. М.: Наука, 1976.

Исследование системы: аккумулятор — повышающий напряжение преобразователь — регулируемый электропривод

Л.А.ШПИГЛЕР, Е.А.СМОТРОВ, кандидаты техн.наук (ОАО УкрНИИСИП),
А.Ф.АВДОНИН, О.Г.ДАШКО, инженеры (ЗАО ИНКАР)

Приведены результаты исследований системы аккумулятор — импульсный повышающий напряжение преобразователь — регулируемый реверсивный электропривод для легких электроприводных транспортных устройств (с возможностью рекуперации энергии в аккумулятор). Разработаны методика расчета и компьютерная модель, позволяющая исследовать переходные процессы.

В настоящее время расширяется область электроприводных экипажей с бортовым аккумулятором (прогулочные, спортивные и инвалидные коляски, легкие электрокары, электромобили и др.). В таких экипажах, имеющих ведущие колеса со встроенными в ступицы электродвигателями, возникает проблема обеспечения требуемого момента M_d и частоты вращения ω_d при ограниченных габаритах и токах I_d двигателя, а также ограниченном напряжении аккумулятора. Из выражения $U_n I_d = M_d \omega_d \eta$ следует, что при заданном моменте M_d , ограниченном по конструктивным соображениям токе I_d и реальном КПД η увеличение частоты вращения ω_d и мощности возможны только путем увеличения напряжения питания U_n . Если установка дополнительных аккумуляторов нежелательна из-за их большой массы и габаритов, возможно применение импульсного преобразователя, повышающего напряжение (ППН) до требуемого уров-

ня. При этом соответственно повышается и мощность двигателя. Работа ППН в схемах с постоянной нагрузкой (например, в источниках питания электронных устройств) достаточно изучена. Однако работа ППН, питающего регулируемый электропривод (ЭП) с переменной скоростью и нагрузкой, в двигательном и тормозном режимах требует дополнительного исследования.

На рис.1,а приведена принципиальная схема рассматриваемой системы¹, на рис.1,б — примерные графики токов и напряжений в ППН при установленном режиме. На интервале t_3 ключ 1Т замкнут, ток дросселя I_{dp} растет. Двигатель D при этом питается энергией конденсатора C_k . На интервале t_p ключ 1Т заперт, а ток (и энергия) дросселя I_{dp} и источника питания поступает в двигатель и заряжает C_k . Для питания ЭП ток

¹ ППН может аналогичным образом использоваться для питания регулируемых электроприводов переменного тока.

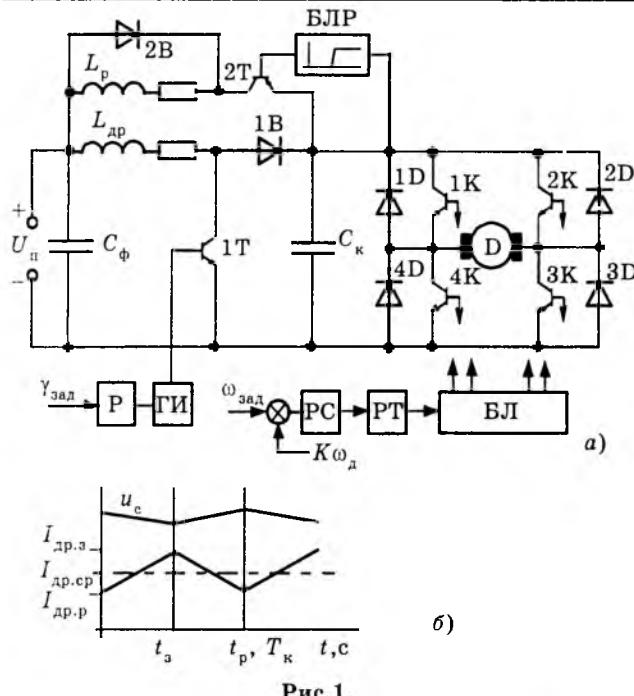


Рис.1.

дросселя должен быть непрерывным². В установившемся режиме работы ППН среднее напряжение на конденсаторе $U_{C_{\text{ср}}}$ может превышать $U_{\text{п}}$ в несколько раз в зависимости от скважности γ работы ключа $1T$ (блоки регулятора скважности P и генератора импульсов ГИ). Регулирование напряжения на двигателе (и соответственно его скорости) осуществляется схемой ЭП, содержащей регуляторы скорости PC и тока PT , блок логики БЛ , силовой мост ($1K-4K$, $1D-4D$). При движении экипажа на спуске двигатель, работая в тормозном режиме, рекуперирует энергию в C_k , увеличивая U_C . При $U_C > U_{\text{доп}}$ срабатывает логическое устройство БЛР и включает ключ $2T$. При этом конденсатор C_k начинает разряжаться на конденсатор фильтра C_{ϕ} . Ток разряда демпфируется дросселем L_p . Конденсатор C_{ϕ} поглощает пики разрядного тока и длительно подзаряжает аккумулятор допустимым небольшим током заряда.

Для установившегося двигательного режима принимаются следующие допущения: при установленном и неизменном моментах на валу ток двигателя I_d и частота вращения ω_d принимаются постоянными, а начальные участки графиков токов в дросселе $I_{\text{др}}$ (t_3 и t_p) — квазилинейными. При указанных допущениях погрешность расчета менее 5%.

² Шпиглер Л.А. Электропривод по схеме импульсного источника питания понижающего типа — двигатель//Электротехника. 1993. № 9—10.

Известны следующие выражения, определяющие токи ППН:

$$I_{\text{др.з}} = U_{\text{п}}/R(1-e^{-t_3/T_{\text{др}}}) + I_{\text{др.р}}e^{-t_3/T_{\text{др}}}; \quad (1)$$

$$0,5(I_{\text{др.з}} + I_{\text{др.р}}) = I_{\text{др.ср}}, \quad (2)$$

где R — омическое сопротивление цепи $L_{\text{др}}$; $1T$ — источник питания; $I_{\text{др.з}}$, $I_{\text{др.р}}$, $I_{\text{др.ср}}$ — соответственно значения токов дросселя в конце интервалов t_3 , t_p и среднее значение тока за период T_k ; $T_{\text{др}} = L_{\text{др}}/R$; $L_{\text{др}}$ — индуктивность дросселя (полагается постоянной).

В установившемся режиме конденсатор C_k на интервале t_p получает заряд, равный заряду, отдаваемому двигателю на интервале T_k :

$$I_{\text{др.ср}} t_p = I_{\text{дв}} T_k. \quad (3)$$

Энергия, получаемая дросселем за период T_k , равна энергии, получаемой двигателем за тот же период:

$$U_{\text{п}} I_{\text{др.ср}} = U_{C_{\text{ср}}} I_{\text{дв}}, \quad (4)$$

где $U_{C_{\text{ср}}}$ — среднее значение напряжения на емкости C_k .

Из совместного решения (1)–(3) следует:

$$I_{\text{др.з}} = [U_{\text{п}}/R(1-e^{-t_3/T_{\text{др}}}) + \\ + 2I_{\text{дв}}(T_k/t_p)e^{-t_3/T_{\text{др}}}/(1+e^{-t_3/T_{\text{др}}}); \quad (5)$$

$$I_{\text{др.р}} = [2I_{\text{дв}}T_k/t_p - 1 - e^{-t_3/T_{\text{др}}}] / (1 - e^{-t_3/T_{\text{др}}}). \quad (6)$$

Из совместного решения (3) и (4)

$$U_{C_{\text{ср}}} = U_{\text{п}} T_k / t_p. \quad (7)$$

Из выражения (7) следует, что среднее значение напряжения на емкости C_k (при ранее принятых допущениях и при пренебрежении потерями энергии в ключах и реактивных элементах схемы) не зависит от тока нагрузки, что является благоприятным фактором для регулируемого ЭП. Из выражения (4) видно, что с увеличением кратности повышения напряжения $U_C/U_{\text{п}}$ растет $I_{\text{др.ср}}$. Поэтому выбор кратности следует сочетать с конструктивно-экономической оценкой элементов схемы ($1T$, $L_{\text{др}}$, $1B$).

Расчет требуемой емкости C_k целесообразно выполнить, учитывая допустимую амплитуду пульсации напряжения Δ , приемлемую для электролитического конденсатора и ЭП. На интервале t_3 конденсатор C_k отдает энергию, равную

$$0,5C_k[(U_{C_{\text{ср}}} + 0,5\Delta)^2 - (U_{C_{\text{ср}}} - 0,5\Delta)^2] = U_{C_{\text{ср}}} I_d t_3, \\ \text{отсюда } C_k = I_d t_3 / \Delta. \quad (8)$$

Из выражения (8) следует, что с уменьшением t_p (и соответственно T_k) требуемое значение C_k снижается. Минимальное значение T_k рекомендуется выбирать с учетом частотных свойств ключа 1T (транзистора или модуля) и потерь на переключение. Для современных транзисторных модулей (на 50—200 А) T_k можно выбирать в пределах 0,0001—0,0002 с.

Расчет требуемой величины L_{dp} целесообразно производить с учетом минимизации амплитуды пульсации тока дросселя δ .

На интервале t_p через дроссель передается энергия:

$$0,5L_{dp}[(I_{dp,sp}+0,5\delta)^2 - (I_{dp,sp}-0,5\delta)^2] = U_{Cep}I_d t_p,$$

отсюда с учетом (4)

$$L_{dp} = U_n t_p / \delta. \quad (9)$$

Для уменьшения дополнительных потерь δ целесообразно выбирать в пределах (0,01—0,05) $I_{dp,z}$. Из (9) следует, что с уменьшением t_p и T_k необходимое значение L_{dp} уменьшается.

Наиболее полное уточнение параметров схемы возможно при исследовании переходных процессов (включение системы, реверс, регулирование скорости, наброс положительной и отрицательной нагрузки, при движении экипажа по наклонной плоскости вверх и вниз). Такое исследование выполнено с помощью компьютерной программы MARS, позволяющей существенно упростить моделирование и расчет переходных процессов в системах с различными динамическими звенями. Моделировался разработанный ППН с ос-

новными параметрами $C_k = 1000 \text{ мкФ}$; $L_{dp} = 0,002 \text{ Гн}$; $T_k = 0,0001 \text{ с}$; $U_n = 24 \text{ В}$; $U_C = 60 \text{ В}$; $I_{barg} \leq 40 \text{ А}$.

Моделью ЭП стал реальный ЭП мотор-колеса с вентильным двигателем с параметрами $U_{Cm} = 60 \text{ В}$, $I_{dm} = 40 \text{ А}$; электромагнитной постоянной $T_d = 0,0035 \text{ с}$, приведенным моментом инерции $J = 0,2 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$, коэффициентами $K_e = K_m = 1,86$, длительным моментом 20 Н·м; $\omega_{dmax} = 300 \text{ об}/\text{мин}$.

Модель ППН (рис.2) выполнена для системы дифференциальных уравнений, описывающих процессы участков схемы на интервалах t_3 и t_p .

На интервале t_3

$$I_{dp} = U/R(1+T_{dp}S) \quad \text{— блоки 1,2,3,4,5. (10)}$$

На интервале t_p

$$U_C = (I_{dp} - I_d)/(C_k S) \quad \text{— блоки 15,16,17,18. (11)}$$

Для электропривода на интервале T_k

$$I_d = \gamma U_C - K_e \omega_d / R(1+T_d S) \quad \text{— блоки 23,24,25,26; (12)}$$

$$\omega_d = K_n I_d - M_c / (jS) \quad \text{— блоки 27,28,29,30. (13)}$$

Кроме того, на рис.2 изображены блоки 9, 10, 14, 19, 20, моделирующие реверсивный мост, и условно изображенная пунктиром группа блоков, осуществляющая функцию регулируемого широтно-импульсного модулятора, управляющего коммутацией 1T. На рис.2 работа 1T смоделирована двумя умножителями 7 и 8. В уравнениях (10)—(13) S — оператор дифференцирования. На рис.2 приняты следующие условные обозначения:

$Gen1$ — источник питания 24 В; $Gen9,10$ — реверсор; $K2$ — L_{dp} ; $K4$ — R ; $1/S$ (3,17,29) —

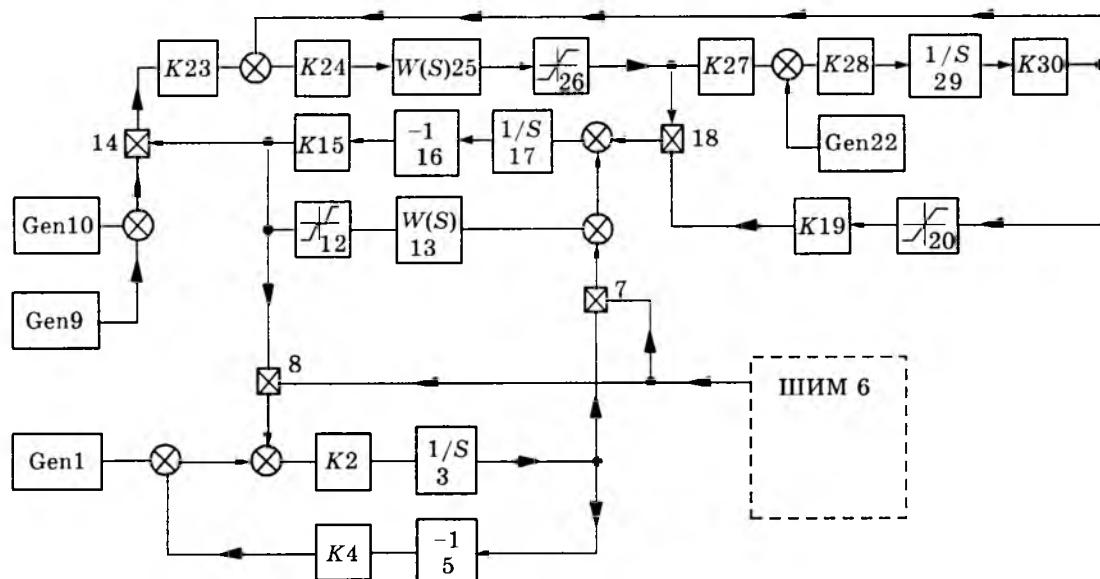


Рис.2.

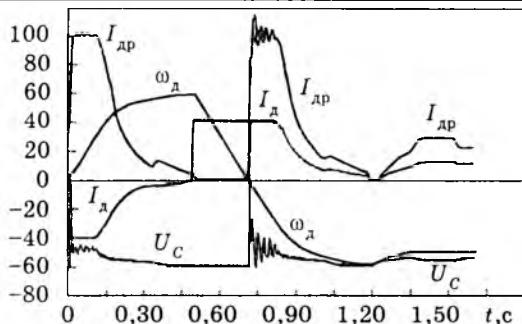


Рис.3.

интеграторы; блоки 12 и 13 выполняют роль управляемой инвертирующей энергию цепи, включающей $2T$ при напряжении $U_c > 60$ В, и демпфирующей бросок тока (динамическое звено $1/(1+TS)$); $K15 = C_k$; $K23$ — регулятор скважности (и скорости) в ЭП; $K24 = R_d$; блок 25 — динамическое звено $1/(1+T_d S)$; блок 26 — токоограничение в ЭП; $K27 = K_m$; $K28 = J_d^{-1}$; $K30 = K_e$; Gen22 — модель нагрузочного момента на валу $M_{\text{нагр}}$. Шаг интегрирования 0,00001.

На рис.3 приведены графики $U_c(t)$; $I_{dp}(t)$; $\omega_d(t)$, $I_d(t)$ при пуске, реверсе без нагрузки, набросе нагрузки с моментом $M_{\text{нагр}} = 20$ Н·м. При этом уставка блока $K23$ была 1 (максимальная скважность), $\omega_d \approx 300$ об/мин.

На рис.4 приведены те же зависимости при уставке в блоке 24 0,1, что соответствует скорости 30 об/мин, и отрицательном моменте нагрузки 20 Н·м (движение по спуску). Как видно из рис.3 и 4, ППН обеспечивает в установившемся режиме минимальные (меньше 0,2В) пульсации напряжения U_c . При нагрузке на валу 20 Н·м U_c умень-

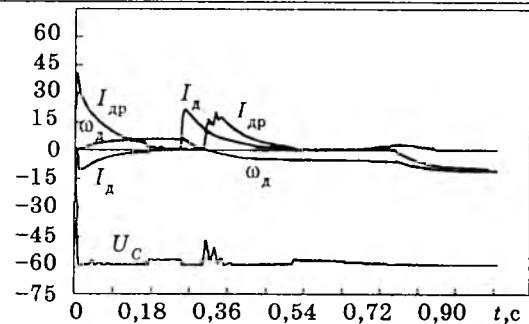


Рис.4.

шается на 5—8% (из-за потерь в элементах схемы), что допустимо для экипажа. ППН обеспечивает интенсивный пуск и реверс, при которых ток двигателя поддерживается на уровне токоограничения, а скорость изменяется без колебаний.

Выводы

1. Импульсный преобразователь, повышающий напряжение аккумулятора, может обеспечить работу регулируемого ЭП экипажа в двигательном и рекуперативном режимах. Кратность повышения напряжения практически ограничена допустимым током дросселя и может плавно регулироваться в широких пределах.

2. Преобразователь должен работать в режиме непрерывного тока дросселя с частотой коммутации от 2 до 20 кГц (определенной по конструктивным соображениям).

3. Разработанная модель системы на базе компьютерной программы MARS позволяет существенно упростить расчет и выбор элементов системы.

Энергосберегающая статистическая и динамическая оптимизация параметров и структур компьютеризированных электроприводов (на примере электрических печей)

А.Р.МИНЕЕВ

Промэнерго

Компьютеризация электроприводов электротехнического оборудования стала, с одной стороны, фактом принципиально неограниченной возможности параметрической и структурной оптимизации по быстродействию, устойчивости и качеству [1], а с другой, показала слабую эффективность загрузки персональных компьютеров из-за приме-

нения исторически отработанных идеологий управления [2].

Неплохую перспективу в этом отношении имеют многоконтурные, с существенными нелинейностями и динамическими свойствами автоматизированные электроприводы широкого класса электродных электротермических установок (дуговые сталеплавильные,

рудовосстановительные, электрошлаковые печи), а также их фильтросимметрирующие и компенсационные устройства [3]. Здесь сама природа электротехнических объектов требует привлечения статистической и динамической оптимизации сложившихся методов и структур управления энергопотреблением.

Сразу отметим, что такие работы имеют сугубо практическую направленность, и в первую очередь энергосберегающего свойства. Например, как легко увидеть из рис.1 и 2, при одном и том же токе, но разных степенях его пульсаций электрические характеристики дуговой сталеплавильной электропечи мощностью 45000 кВ·А значительно отличаются как по среднестатистическим значениям активной мощности и $\cos\phi$, так и по технико-экономическим показателям. Отсюда следует, что статистическая оптимизация работы компьютеризированного электропривода сталеплавильной печи по критерию минимума дисперсии колебаний тока $d \rightarrow \min$ дает значительный выигрыш во времени плавки t_{pc} при снижении удельного расхода электроэнергии e_t , кВт·ч/т.

На рис.1 и 2

$d = D_I / D_{I_{max}}$, где $D_{I_{max}} = I_k^4 / 4$; I_k — ток эксплуатационного короткого замыкания электротехнической установки; D_I , $D_{I_{max}}$ — дисперсия тока и ее максимальное значение.

В табл.1 приведен фрагмент статистических параметров для сталеплавильной электропечи мощностью 45 МВ·А, где α , β — коэффициент затухания корреляции и несущая частота — параметры аппроксимации

$$R_I(\tau) = D_I e^{-\alpha|\tau|} \cos \beta \tau + (\alpha \sin |\tau| \beta) \approx D_I e^{-\alpha|\tau|} \cos \beta \tau \quad (1)$$

для корреляционной функции, полученной методом наименьших квадратов в сочетании с методом последовательных приближений в целях избежания громоздких математических преобразований экспоненциально-косинусных функций.

Достаточно простым, не требующим специальных пояснений, способом учета нестационарности энергопотребления пульсирующей нагрузки, в первую очередь дуги в печах, является введение в структуру традиционной схемы управления по закону

$$Y = K_U U - K_I I \quad (2)$$

новых элементов — блоков вычисления действующих значений тока и напряжения. Для компьютеризированных электроприводов практическая реализация этой идеи не

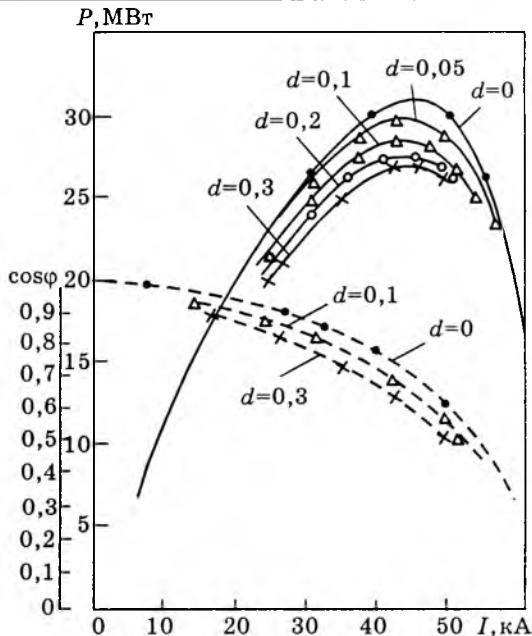


Рис.1. Зависимости активной мощности и $\cos\phi$ для печи ДСП-200 мощностью 45000 кВ·А при различных значениях дисперсий токов d :

— P ; — $\cos\phi$

e_t , кВт·ч/т

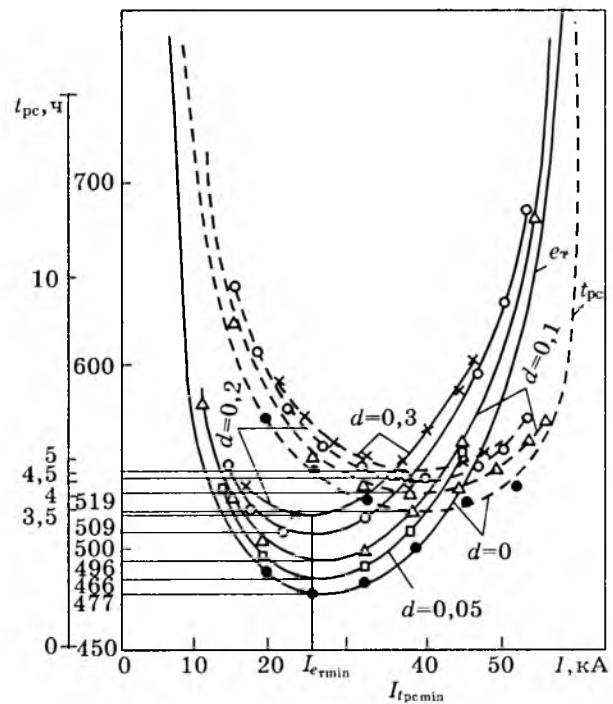


Рис.2. Технико-экономические характеристики производительности e_t и времени расплавления t_{pc} печи ДСП-200 мощностью 45 МВ·А при различных дисперсиях токов d :

— e_t ; — t_{pc}

представляется достаточно сложной из-за очевидной простоты структурной корректировки. В результате снижается погрешность, обусловленная традиционным детектированием измеренных сигналов и изменением их формы в соответствии со статистическими

Таблица 1

Участок периода расплава	Фаза	Статистические параметры ДСП-200, Р=45 МВ·А						
		I , А	$I/I_{\text{н}}$, %	D_I , А ²	σ_I , А	$\sigma_I/I_{\text{н}}$, %	α , 1/с	β , Гц
Проплавление первых колодцев	A	705,0	94,9	9520	89,6	12,0	3,03	1,05
	B	742,2	99,9	17720	133,2	17,9	2,93	1,05
	C	749,4	101	22840	151,2	20,3	2,60	0,77
После первого поворота ванны	A	661,4	89,0	30240	174,0	23,4	1,685	0,60
	B	555,2	74,7	37248	193,0	26,0	1,19	0,60
	C	653,0	87,9	42240	206,0	27,7	0,612	0,50
После второго поворота ванны	A	704,6	94,8	22800	151,0	20,3	1,476	0,83
	B	675,2	90,9	19300	138,6	18,7	1,536	0,90
	C	679,4	91,4	44600	211,2	28,4	1,259	0,98
Обвалы шихты	A	655,6	88,2	18560	136,2	18,3	4,618	0,70
	B	600,6	80,8	40720	201,8	27,2	1,52	0,75
	C	634,6	85,4	30160	173,6	23,4	2,236	0,70
После подвалки шихты	A	641,0	86,2	31840	178,4	24,0	3,08	1,00
	B	596,0	80,2	52280	228,6	30,8	1,51	0,92
	C	643,0	85,3	36962	192,0	25,9	1,43	0,37
Окончание расплавления шихты	A	663,0	89,2	5440	73,4	9,9	2,548	0,20
	B	675,8	90,9	10560	102,6	13,8	2,899	0,25
	C	675,8	90,9	10560	102,6	13,8	2,899	0,25

параметрами по ходу цикла плавки, например, сталеплавильной электропечи мощностью 45 МВ·А (табл.1). В результате повышается энергетическая эффективность использования электричества, вводимого в электропечь от сети, растет активная мощность электротехнической установки (рис.1), повышается коэффициент мощности и технико-экономические показатели (рис.2).

Перейдя от частной корректировки структуры к общему рассмотрению метода, усложним задачу статистической оптимизации. Анализ статистических данных табл.1 и рис.1,2 показывает, что в качестве общего критерия статистической оптимизации логично взять дисперсию тока, а далее достаточно традиционно оптимизировать параметры схемы на рис.3 по ее минимуму:

$$D_I = F(z_1, z_2, \dots, z_m; z'_1, z'_2, \dots, z'_n; \theta; \vartheta_1, \vartheta_2, \dots, \vartheta_k) = \min, \quad (3)$$

где z — параметры звеньев схемы 1, 2, ..., m , поддающиеся статистической оптимизации; z' — параметры 1, 2, ..., n , не поддающиеся влиянию и изменению [1]; θ — структура корректирующих звеньев; ϑ — возмущения с порядковыми номерами 1, 2, ..., k .

Минимум функционала (3) определяли методом вероятностного поиска для приведенной обобщенной структурной схемы на рис.3. Здесь традиционные элементы структуры, отражающие тиристорный преобразо-

ватель, двигатель, механизм перемещения электрода, электрическую дугу и функциональный блок разностного по (2) управления, не требуют особых пояснений. Остановимся лишь на принципах формирования статистической природы собственно объекта регулирования 4, т.е. организации формирующего фильтра, который в совокупности с генератором белого шума (ГБШ) позволяет получить случайный переходный процесс со спектральной плотностью $S_f(\omega)$, идентичной, например, статистическим параметрам табл.1:

$$S_f(\omega) = S_{\text{ГБШ}}(\omega)|W_{I_f}(j\omega)|^2 = S_I(\omega), \quad (4)$$

где спектральная плотность тока находится через преобразование Фурье корреляционной функции (1)

$$S_I(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R_I(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = \\ = (D_I / \pi) \left[\frac{\alpha}{\alpha^2 + (\beta - \omega)^2} + \frac{\alpha}{\alpha^2 + (\beta + \omega)^2} \right], \quad (5)$$

а $W_{I_f}(j\omega)$ — передаточная функция системы управления по возмущающему воздействию случайной природы.

Определение последней производится с учетом того, что спектральная плотность "белого шума" равна единице, а получить случайный процесс с заданной дробно-рациональной спектральной плотностью (5) можно, разложив (4) на сопряженные множите-

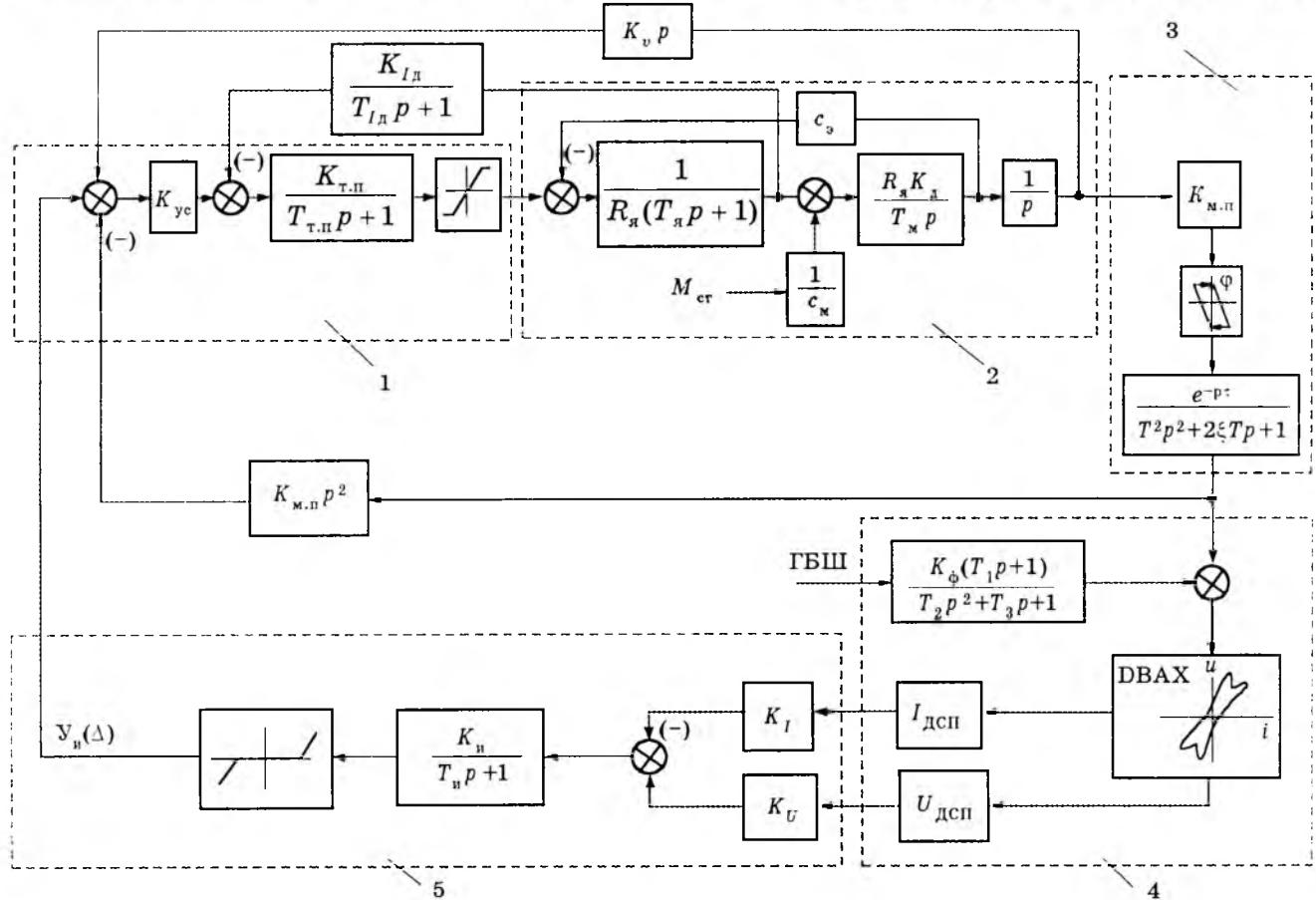


Рис.3. Структурная схема управления электропечи ДСП-200 Р=45 МВ·А для статистической оптимизации по критерию минимума дисперсии тока:

1 — тиристорный преобразователь; 2 — двигатель; 3 — механизм перемещения электрода; 4 — объект регулирования (электродуга); 5 — функциональный блок импедансного свойства; T_i , K_i — постоянные времени и коэффициенты усиления элементов структурной схемы; M_{cr} — момент сопротивления двигателя; c_m — электромеханическая постоянная двигателя; τ — приведенное запаздывание исполнительного механизма; ξ — относительный коэффициент затухания механизма; c_3 — электромагнитная постоянная якорной цепи двигателя

ли и выбрав в качестве передаточной функции этой системы множитель, содержащий полюсы и нули в верхней полуплоскости. В результате получим:

$$W_{I_f}(j\omega) = \frac{j\omega + \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}{-\omega^2 + 2\alpha j\omega + \alpha^2 + \beta^2} \sqrt{\frac{D_f \alpha}{\pi}}$$

или в виде, общепринятоом для структурных схем,

$$W_{\phi}(p) = \frac{K_{\phi} (T_1 p + 1)}{T_2 p^2 + T_3 p + 1}, \quad (6)$$

например, для блока 4 на рис.3.

При проведении статистической корректировки параметров с учетом имеющихся в реальной схеме на рис.3 нелинейностей необходимо отметить, что часть параметров, например, инерционность привода, зона нечувствительности, параметры упругих звеньев

исполнительного механизма заданы и не поддаются корректировке. Поэтому дальнейший ход статистической оптимизации по существу ничем не отличается от синтеза корректирующих устройств по типовым воздействиям. Иначе говоря, если мы за счет z_1, z_2, \dots, z_m при не поддающихся оптимизации z'_1, z'_2, \dots, z'_n не достигаем минимума D_f , то в соответствии с (3) задачей статистического синтеза является выбор корректирующих устройств θ , чтобы максимально уменьшить дисперсию тока D_f от внешних случайных возмущений $\vartheta_1, \vartheta_2, \dots, \vartheta_k$.

Графоаналитический метод последовательных приближений при выборе θ показал эффективность:

- введения гибкой обратной связи по частоте вращения двигателя $K_v p$ (рис.3);
- введения гибкой отрицательной обратной связи по току якоря $K_{I_d} / (T_{I_d} p + 1)$ (рис.3);

— совместного структурного и параметрического синтеза.

Последний рационально проводить при статистической оптимизации действующих электротехнических установок как показал пример энергосберегающего совершенствования компьютеризированных электроприводов сталеплавильных электропечей на заводе, параметры которых со временем "уходят" от проектных.

Третий метод статистической корректировки связан с тем фактом, что компьютеризированное управление все чаще строится по принципу дозирования (простого счета) энергии, особенно для 3-х и более фазных электротермических установок. Важным моментом при этом, например для дуговой сталеплавильной электропечи, является определение окончания стадии расплавления металлом (шахты) и переход к так называемому технологическому периоду с перемешиванием электромагнитным полем металла для придания ему равномерности, далее окислительному удалению с помощью кислорода углерода и рафинированию по составу легирующих при создании необходимых мощностей для растворения тугоплавких никеля, ванадия, кобальта, хрома и др.

С энергосберегающей точки зрения это легко поясняется:

— затягивание периода расплавления приводит к неоправданному расходованию электроэнергии, "пережогу" металла, его потерям испарениям на высоких ступенях мощностей печного трансформатора, излишнему науглероживанию угольно-графитовыми электродами ванны металла;

— преждевременный переход к технологическому периоду электромагнитного перемешивания металла, раскислению углерода и доводки расплава до требуемого состава по легирующими Cr, Ni, Co, W, Va и др. вызывает неравномерность проплавленного металла по температуре, углероду и жидкостно-механическим свойствам расплава, что в конечном итоге затягивает в дальнейшем общее время получения годного продукта (от выпуска до выпуска), снижает производительность (т/ч), повышает удельное электропотребление и себестоимость продукта.

Из табл.1 легко сформулировать принцип статистической оптимизации компьютеризированного управления по принципу дозатора энергии, накладывая дополнительное ус-

ловие: переход от стадии расплавления к технологическому периоду, в начале которого используют электромагнитное перемешивание металла жидкой фазы, осуществляют в момент времени, когда среднеквадратичное отклонение колебаний токов фаз (см. последние значения 7-го столбца табл.1) снижается до 10—14% от номинального тока.

Четвертый вид оптимизации, являющийся разновидностью третьего метода статистической корректировки, — управление по сумме дисперсий токов фаз для реализации новых принципов электроплавки на "окатышах", например, в сверхмощных электропечах Оскольского электрометаллургического завода, использующего обогащенную руду "Курской магнитной аномалии".

Здесь важно скорректировать момент времени, когда образуется "озеро" жидкого металла из первичной завалки скрапа под действием горения электродуги. Идентичность теплотехнических, механических и электротехнических свойств скрапа (пионерский лом, стружка, танко-лодковая разделка, кузнецкая и раскатная обрезь и т.п.) трудно гарантировать. Поэтому введение управления по $\sum D_{IA,B,C} \leq \sum D_{IA,B,C \text{ зад.}}$ (табл.1) позволяет достаточно точно определить момент перехода на подачу "окатышей" обогащенной руды в технологическую зону дуговой сталеплавильной электропечи.

Статистические методы оптимизации управления хорошо совмещаются с динамическими. Для случая дуговых электропечей можно воспользоваться достаточно подробно разработанным нами в [2,3] аппаратом динамических вольт-амперных характеристик (ДВАХ). При этом удается исключить часть "внутренних" эксплуатационных коротких замыканий; не нужных с точки зрения науглероживания "маканий" электродов в расплав производимой электростали; минимизировать потребление реактивной мощности или стабилизировать спектр высших гармонических токов и напряжений [4], а также достичь других энергосберегающих эффектов.

Пятый пример использования аппарата ДВАХ для динамической оптимизации аналогичен [5], т.е. использует точную (компьютерную) оценку перехода состояния электротехнической установки от резисторного характера выделения тепла к преддуговому. Рассмотрим предлагаемую динамическую оптимизацию для наименее разработанного

с точки зрения автоматического управления начального периода плавки в электрошлаковой печи (ЭШП). По своей сути корректировка по параметрам ДВАХ $u(t)[i(t)]$ в начальный период ведется по динамической проводимости du/dt . В [2] показано, что при переходе к преддуговому режиму резко в 2—4 раза меняется число перегибов ДВАХ из-за появления в характеристике $u(i)$ так называемого отрицательного участка динамического сопротивления в первом и третьем квадрантах ДВАХ или появления "талии" у овалов Кассини, которыми они описываются.

Поэтому основным функциональным назначением динамической оптимизации в начальный период плавки ЭШП является формирование корректирующего сигнала во время начального выдвижения (увеличения межэлектродного промежутка) электрода из шлаковой ванны, прямо пропорционального по своему уровню сумме числа смены полярностей $\sum_{\Delta t} \text{sign} \frac{du}{di}$ в периоде заданной длительности, например, $\Delta t = 2 \div 3$ с (100—150 электрических периодов) и при превышении им значения, например 700—900, измерение сопротивления шлаковой ванны преддугового режима по программе $R_{\text{пр}}$ с переходом к квазистационарному режиму программного управления по $R_{\text{шл}} = R_{\text{раб}} = 0,7R_{\text{пр}} = R_{\text{шл}}(t)$, путем заглубления электрода в шлак от положения возникновения преддугового режима, когда электрод был остановлен благодаря введенной динамической оптимизации управления ЭШП в начальный период неустойчивости. В связи с достаточной простотой компьютерной реализации схему не приводим.

Кроме параметров ДВАХ для упомянутого объекта управления ЭШП при динамической корректировке основного режима плавки хорошо использовать производную сопротивления шлаковой ванны — основного энергопередающего звена этого класса электродных печей переменного тока. Рассмотрев шестой случай динамической оптимизации, сразу отметим, что ЭШП как объект компьютеризированного управления представляется инерционным звеном второго порядка с запаздыванием. Так же, как и в рассмотренных выше случаях, оптимизации следует ожидать при изменении параметров процесса переплава, а также от плавки к плавке изменения как динамических харак-

теристик, так и коэффициентов передаточной функции.

Исследования на действующих заводских ЭШП показали, что термо-ЭДС в электрических цепях электрод — электрошлак — жидкий металл — слиток и электрод — электрошлак — кристаллизатор меняется так же, как и весовая скорость сплавления металла, что отвечает электрофизическим процессам, протекающим при электрошлаковом переплаве, — и та, и другая зависят от средней температуры наплавляемого металла.

При условии соблюдения постоянства геометрических параметров процесса ЭШП изменение количества сплавляемого электрода в единицу времени вызывает изменение средней температуры металла, то же можно сказать и об изменении термо-ЭДС при колебаниях температуры. Таким образом, заменяя время от времени управление электроэнергией источника питания в функции традиционно принятой весовой скорости управлением в функции термо-ЭДС, мы приходим к динамической оптимизации компьютеризированного электропривода ЭШП по первой производной сопротивления электрошлаковой ванны печи.

Здесь необходимо наложить условие, как мы упомянули выше, о неизменности геометрии процесса. Такое условие вытекает и из рассмотрения выражения для сопротивления шлаковой ванны ЭШП:

$$R_{\text{шл}} = \rho(t^\circ) \frac{e^{-1,7d/D}}{D} \left[1 + 1,54 \left(\frac{h}{H} \right)^{2,3} \right], \quad (7)$$

где $\rho(t^\circ)$ — удельное электрическое сопротивление электрошлака; d и D — диаметры электрода и кристаллизатора; h — межэлектродное расстояние; H — высота электрошлака.

Другими словами, при многоконтурном управлении, которое имеет место в ЭШП, для динамической корректировки потребляемой мощности по производной сопротивления шлаковой ванны $dR_{\text{шл}}/dt$ необходимо прервать (блокировать) управление по каналу перемещения электродом, сохранив геометрию постоянством параметров d, D, h, H . В этом случае соблюдается желаемая пропорциональность из (7): $\frac{dR_{\text{шл}}}{dt} = K \frac{d\rho(t^\circ)}{dt}$, т.е. при дифференцировании не появится новых комбинационных членов, содержащих d ,

D, h, H в комплексе с $\rho(t^\circ)$, если $d, D, h, H = \text{var}$, что происходит без блокировки, когда канал управления перемещением сплавляемого электрода не выключен на время динамической оптимизации по параметру $dR_{\text{шл}}/dt$. Такая корректировка по электрической, а не весовой характеристике повышает точность управления на порядок, что резко улучшает качество выплавляемых слитков ответственного назначения, снижая вероятность появления гофр, раковин и других неоднородностей, запрещенных к дальнейшему использованию у потребителя.

Предложенный алгоритм динамической оптимизации с помощью компьютеризированной системы управления поясняется рис.4:

— измерение напряжения 2 и тока 3 печи ЭШП1, вычисление 4 сопротивления шлаковой ванны, сравнение 5 измеренного значения $R_{шл}$ и заданного программного 6 значения $R_{шл.зад}$ сопротивления шлаковой ванны, формирование управляющего сигнала по значению рассогласования $R_{шл}$ и $R_{шл.зад}$, который через дискриминационное звено 7, связанное с 10, осуществляет изменение скорости перемещения электрода 8;

— дискриминационное прерывание при $R_{шл} = R_{шл.зад}$ 5 на время, задаваемое 9 для управления по первой производной шлаковой ванны, канала управления 1,2,3,4,5,9,7,8 по скорости перемещения электрода; включение 10 канала управления 10,11,12,13,14 напряжением источника питания на тоже время дискриминации 9, вычисление 11 первой производной сопротивления шлаковой ванны на участке времени дискриминации 9, вычисление рассогласования измеренного и заданного 13 значений производной сопротивления шлаковой ванны путем операции сравнения 12, изменение напряжения 14 источ-

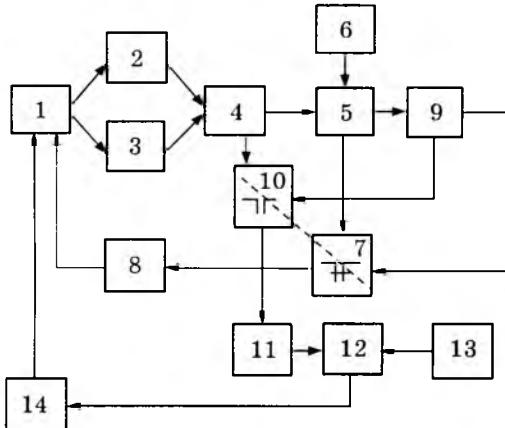


Рис.4. Блок-схема динамической оптимизации по производной для ЭШП

ника питания печи ЭШП 1;

— повторение с помощью компьютера циклов дискриминационного управления путем динамической оптимизации за счет использования перечисленных приемов.

Как легко увидеть, исключение такого инерционного параметра, как весовая скорость сплавления слитка, позволяет упростить и унифицировать управление на одной и той же базе об информации по току и напряжению и расширяет возможности использования памяти и быстродействия компьютерной техники.

Принципиальным в изложенном методе динамической оптимизации является не столько выявление и использование конкретного параметра, например первой производной сопротивления шлаковой ванны ЭШП, сколько наложение дискриминационного принципа прерывания 7, 10 на рис.4 управления по другим контурам многоконтурных электротехнических нелинейных систем на время упомянутой динамической оптимизации процесса.

Поэтому в заключение остановимся еще раз на этом дискриминационном условии, реализация которого особенно наглядно видна на примере рудовосстановительных никелевых электропечей (РВП) с парным числом электродов. Связнодискриминационный принцип блокировки при динамической оптимизации электроприводов РВП за счет встречно-параллельного одновременного управления электродами пары поясним схемой на рис.5 и табл.2. Из них можно увидеть, что отработку рассогласования по мощности предлагается, как и рассогласования по напряжению каждой пары электродов,

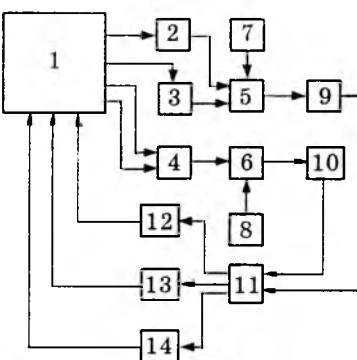


Рис.5. Блок-схема дискриминационного управления встречнопараллельного характера для РВП с парным числом электродов:
 1 — РВП; 2,3 — датчики напряжений на парных электродах;
 4 — формирователь активной мощности;

5,6 — суммирующие усилители; 7,8 — задатчики; 9,10 — пороговые блоки; 11 — блок логики; 12,13 — исполнительные устройства перемещения электродов пары; 14 — устройство перемещения ступеней напряжения трансформатора рудовосстановительной электропечи.

Таблица 2

Рассогласование	Направление движения электрода		Блокировка
$-\Delta U = U_1 - U_2$	Первый вверх	Второй вниз	канала управления по мощности
$\Delta U = U_1 - U_2$	Первый вниз	Второй вверх	
$\Delta P = P - P_{\text{зад}}$	Первый вверх	Второй вверх	канала управления по напряжению
$-\Delta P = P - P_{\text{зад}}$	Первый вниз	Второй вниз	

производить взаимоисключающие по времени, а сами парные электроды перемещать синхронно в следующих направлениях при упомянутых рассогласованиях:

— при блокировке управления по рассогласованию активной мощности одновременно поднимают первый, опускают второй электроды пары при отрицательном значении рассогласования напряжения на электродах, а при положительном рассогласовании указанного напряжения одновременно опускают первый и поднимают второй электрод пары;

— при блокировке управления по рассогласованию напряжения на парных электродах поднимают одновременно оба электрода пары вверх при положительном значении рассогласования активной мощности.

Изложенные методы динамической и статистической оптимизации отрабатывались

на Волгоградском сталеплавильном заводе, на никелевом заводе (г.Побужье, Украина) и на заводе "Электросталь".

Список литературы

1. Мазунин В.П. Проблемы оптимального управления электроприводами//Электротехника. 1997. № 4. С.1—6.
2. Минеев А.Р. Динамические вольт-амперные характеристики потребителей//Электричество.1994. № 3. С.36—40.
3. Минеев А.Р. Разработка методов и структур технических средств ускоренных испытаний электротехнического оборудования//Электротехника. 1995. № 12. С.29—33.
4. Минеев А.Р. Малозатратные методы и структуры фильтросимметрирования и компенсации реактивности (на примере электрических печей)//Электротехника. 1997. № 4. С.56—62.
5. Пат.1771087 РФ. Устройство для электрических ускоренных испытаний установок резистивного нагрева переменным током/А.Р.Минеев//Открытия.Изобретения.1992. № 39.

Динамика трехконтурной однократноинтегрирующей с влиянием ЭДС двигателя СПР скорости электропривода ТП—Г—Д с наблюдателями состояния

Л.В.АКИМОВ, В.Т.ДОЛБНЯ, доктора техн. наук, профессора, В.И. КОЛОТИЛО, инж.

Харьковский ГПУ

Предложено в системе подчиненного регулирования использовать синтезированные наблюдатели состояния полного и пониженного порядков для формирования обратных связей по восстановленным значениям тока и скорости двигателя. Это приводит к повышению порядка астатизма по возмущению, следствием чего является улучшение точности работы электропривода за счет не только ликвидации или существенного уменьшения статической и динамической ошибок, но и увеличения быстродействия процессов восстановления скорости после приложения ударной нагрузки.

В настоящее время электропривод с силовой частью ТП—Г—Д, имеющий машины предельной мощности, продолжает эксплуатироваться на обжимных прокатных станах и пока нет альтернативы использующейся в данном случае системе подчиненного регулирования (СПР). Эта система, в зависимости от количества подлежащих ограничению координат, отличается не только много контурностью, но и присущим ей противоречием, заключающимся в том, что необ-

ходимость ликвидации повышенной статической ошибки $\Delta \omega_{\text{ст}}$ установкой ПИ-регулятора скорости (РС) взамен П—РС неизбежно сопровождается ухудшением быстродействия (не менее чем в $\sqrt{2}$ раз) и качества переходных процессов [1]. Увеличению быстродействия способствует применение комбинированного по задающему воздействию $U_{\text{зс}}(t)$ управления [2]. Однако оно не влияет на астатизм системы по возмущению, а поэтому эффективно односторонне.

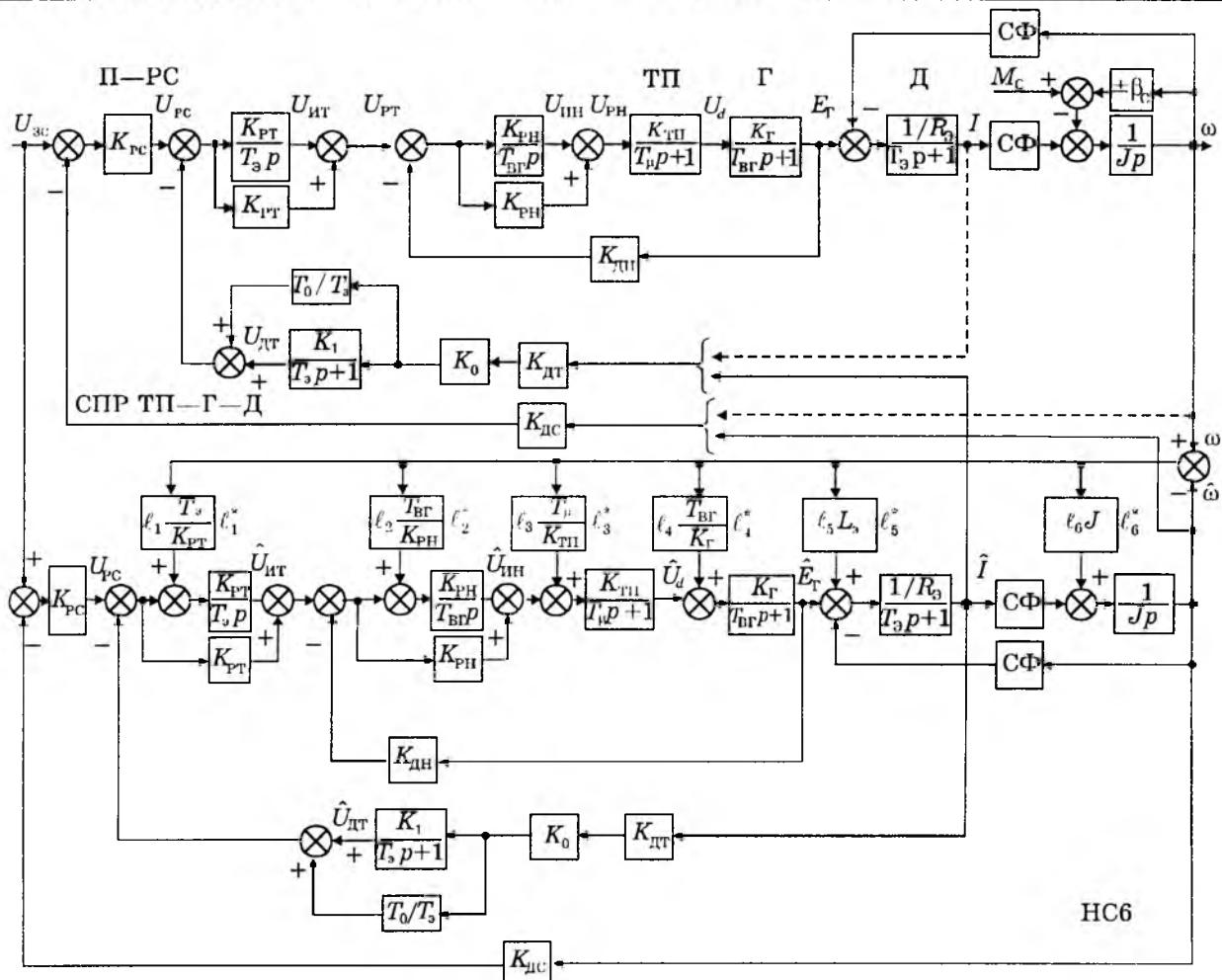


Рис.1. Структурная схема СПР с П—РС и наблюдателем полного порядка с неполностью управляемыми корнями НС6

В связи с изложенным представляет интерес поиск способа совершенствования существующих СПР электропривода ТП—Г—Д, который способствовал бы решению задачи увеличения точности ее работы без снижения быстродействия.

Целью исследования является синтез наблюдателей состояния (НС) полного и пониженного порядков, позволяющих за счет введения в исходную СПР обратных связей по восстановленным значениям тока двигателя \hat{I} и его скорости $\hat{\omega}$ полностью ликвидировать либо существенно уменьшить статическую ошибку $\Delta\omega_{\text{ст}}$ в электроприводе ТП—Г—Д, сохранив его повышенное быстродействие, характерное для случая применения П—РС.

На рис.1 с использованием общепринятых обозначений показана структурная схема трехконтурной СПР электропривода ТП—Г—Д с П—РС и ПИ—регуляторами тока (РТ) и напряжения генератора (РН). Допустим, что в системе имеет место сильное влияние ЭДС двигателя на качество переход-

ных процессов ($m = T_m/T_s \approx 0,4$), которое компенсируется установкой в цепи обратной связи по току дополнительного динамического звена пропорционально-дифференцирующего действия с передаточной функцией [3]

$$G_k(p) = K_0 \frac{T_0 p + 1}{T_s p + 1}, \quad (1)$$

где

$$K_0 = 1 - \frac{4T_\mu}{T_m}; \quad T_0 = \frac{T_m T_s - (4T_\mu)^2/2}{T_m - 4T_\mu}; \quad (2)$$

T_μ — малая некомпенсируемая постоянная времени, взятая с учетом потока рассеивания и эффекта вихревых токов в генераторе, с.

Коэффициенты усиления П—РС, ПИ—РТ и ПИ—РН рассчитываются по формулам [1]:

$$K_{\text{PC}} = \frac{T_m K_{\text{DT}} (\text{СФ})}{8T_\mu R_s K_{\text{DC}}}; \quad K_{\text{PT}} = \frac{T_s K_{\text{DH}} R_s}{4T_\mu K_{\text{DT}}};$$

$$K_{\text{PH}} = \frac{T_{\text{ВГ}}}{2T_\mu K_{\text{TP}} K_{\text{Г}} K_{\text{DH}}}. \quad (3)$$

Отметим, что данная СПР исходно является однократноинтегрирующей и имеет статическую ошибку

$$\Delta\omega_{ct} = -\frac{R_s I}{(\text{СФ})} \frac{8T_\mu}{T_m} K_0. \quad (4)$$

Быстродействие системы с П—РС может быть оценено по значению среднегеометрического корня, полученного из ее характеристического уравнения

$$\omega_{0\text{П-РС}} = \frac{1}{2T_\mu \sqrt[5]{2\gamma}}; \quad \gamma = \frac{T_a}{T_\mu}. \quad (5)$$

Желание полностью ликвидировать установкой ПИ—РС или уменьшить использованием ПИП—РС статическую ошибку неизбежно приводит к потере быстродействия, так как среднегеометрический корень в данном случае уменьшается примерно в $\sqrt{2}$ раз и соответствует

$$\omega_{0\text{ПИ-РС}} = \frac{1}{2\sqrt{2}T_\mu \sqrt[6]{2\gamma}}; \quad \sqrt[6]{2\gamma} \approx \sqrt[5]{2\gamma}; \quad \gamma \approx 10. \quad (6)$$

В связи с этим и предлагается использовать наблюдатели состояния, способствующие достижению поставленной цели.

Синтез наблюдателя полного порядка с одним неуправляемым корнем НС6

При представлении исходной СПР в векторно-матричной форме

$\dot{\mathbf{X}} = A\mathbf{X} + B_u \mathbf{U} + B_m M_c; \quad Y = CX, \quad (7)$
синтез наблюдателя с неполностью управляемыми корнями выполняется по уравнению [4]

$$\hat{\mathbf{X}} = A\hat{\mathbf{X}} + L(Y - \hat{Y}) + B_u \mathbf{U}; \quad \hat{Y} = C\hat{\mathbf{X}}, \quad (8)$$

где в качестве вектора состояния принят $\mathbf{X} = [U_{\text{ит}} \ U_{\text{ин}} \ U_d \ E_\Gamma \ I \ \omega]^T$, который отвечает системе, имеющей полный порядок оператора $n = 7$.

Особенность данного наблюдателя НС6 заключается в том, что в рассмотрение не вводится координата $U_{\text{дт}}$, характеризующая работу динамического звена, установленного в цепи обратной связи по току. Это дает возможность понизить порядок наблюдателя без нарушения его динамических свойств. Вторая особенность наблюдателя состоит в том, что при его синтезе не учитывается вектор возмущающих воздействий M_c . Вместе с тем в структурной схеме исходной СПР учитываемое вязкое трение в механической части, представлено коэффициентом $\pm\beta_c$, что

дает возможность рассматривать как восходящий, так и падающий участки характеристики нагрузки, принятой здесь для общего случая в виде

$$M_c^* = M_c \pm \beta_c \omega; \quad M_c = \text{const}. \quad (9)$$

Для представления системы в пространстве состояния примем, что выходы регуляторов U_{PC} , U_{PT} , U_{PH} и их интегральных частей $U_{\text{ит}}$, $U_{\text{ин}}$ подчиняются уравнениям:

$$\begin{aligned} U_{\text{PC}} &= K_{\text{PC}}(U_{\text{зс}} - K_{\text{дс}}\omega); \\ U_{\text{ит}} &= \frac{K_{\text{PT}}}{T_a p}(-K_{\text{дт}}^* I - K_{\text{PC}}K_{\text{дс}}\omega + K_{\text{PC}}U_{\text{зс}}); \\ K_{\text{дт}}^* &= K_{\text{дс}}K_0; \\ U_{\text{PT}} &= U_{\text{ит}} - K_{\text{PT}}K_{\text{дт}}^* I - K_{\text{PT}}K_{\text{PC}}K_{\text{дс}}\omega + \\ &\quad + K_{\text{PT}}K_{\text{PC}}U_{\text{зс}}; \\ U_{\text{ит}} &= \frac{K_{\text{PH}}}{T_{\text{вг}} p}(U_{\text{ит}} - K_{\text{дн}}E_\Gamma - K_{\text{PT}}K_{\text{дт}}^* I - \\ &\quad - K_{\text{PT}}K_{\text{PC}}K_{\text{дс}}\omega + K_{\text{PT}}K_{\text{PC}}U_{\text{зс}}); \\ U_{\text{PH}} &= K_{\text{PH}}U_{\text{ит}} + U_{\text{ин}} - K_{\text{PH}}K_{\text{дн}}E_\Gamma - \\ &\quad - K_{\text{PH}}K_{\text{PT}}K_{\text{дт}}^* I - K_{\text{PH}}K_{\text{PT}}K_{\text{PC}}K_{\text{дс}}\omega + \\ &\quad + K_{\text{PH}}K_{\text{PT}}K_{\text{PC}}U_{\text{зс}}. \end{aligned} \quad (10)$$

Кроме того, для силовой части электропривода справедливо:

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{K_{\text{тп}}}{T_\mu p + 1}U_{\text{PH}}; \quad E_\Gamma = \frac{K_\Gamma}{T_{\text{вг}} p + 1}U_d; \\ E_\Gamma &= C\Phi\omega + IR + L_s pI; \quad M - M_c^* = Jp\omega. \end{aligned} \quad (11)$$

На основании уравнений (10) и (11) с учетом коэффициентов усиления регуляторов (3) и характера нагрузки (9) запишем матрицы состояния системы A , управления B_u , возмущения B_m и выхода C , имеющие вид:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -\frac{1}{2T_\mu K_{\text{тп}} K_\Gamma} \\ \frac{T_{\text{вг}}}{2T_\mu K_{\text{тп}} K_\Gamma K_{\text{дн}}} & \frac{K_{\text{тп}}}{T_\mu} & -\frac{1}{T_\mu} & -\frac{T_{\text{вг}}}{2T_\mu^2 K_\Gamma} \\ \frac{2T_\mu^2 K_\Gamma K_{\text{дн}}}{2T_\mu K_{\text{тп}} K_\Gamma} & 0 & \frac{K_\Gamma}{T_{\text{вг}}} & -\frac{1}{T_{\text{вг}}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\left[\begin{array}{cc} -\frac{K_{\text{дн}} R_s K_0}{4T_\mu} & -\frac{T_m(C\Phi)K_{\text{дн}}}{32T_\mu^2} \\ -\frac{L_s K_0}{8T_\mu^2 K_{\text{тп}} K_\Gamma} & -\frac{(C\Phi)}{64T_\mu^3 \Omega_0^2 \text{дв} K_{\text{тп}} K_\Gamma} \\ -\frac{T_{\text{вг}} L_s K_0}{8T_\mu^3 K_\Gamma} & -\frac{T_{\text{вг}}(C\Phi)}{64T_\mu^4 \Omega_0^2 \text{дв} K_\Gamma} \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{T_s} & -\frac{C\Phi}{L_s} \\ \frac{C\Phi}{J} & \pm \frac{\beta_c}{J} \end{array} \right] ; \quad \left[\begin{array}{cc} \frac{K_{\text{дн}} R_s K_0}{4T_\mu} & \frac{T_m(C\Phi)K_{\text{дн}}}{32T_\mu^2} + \ell_1 \\ \frac{L_s K_0}{8T_\mu^2 K_{\text{тп}} K_\Gamma} & \frac{(C\Phi)}{64T_\mu^3 \Omega_0^2 \text{дв} K_{\text{тп}} K_\Gamma} + \ell_2 \\ \frac{T_{\text{вг}} L_s K_0}{8T_\mu^3 K_\Gamma} & \frac{T_{\text{вг}}(C\Phi)}{64T_\mu^4 \Omega_0^2 \text{дв} K_\Gamma} + \ell_3 \\ 0 & \ell_4 \\ p + \frac{1}{T_s} & \frac{C\Phi}{L_s} + \ell_5 \\ -\frac{C\Phi}{J} & p + \ell_6 \pm \frac{\beta_c}{J} \end{array} \right] = 0. \quad (13)$$

$$\mathbf{B}_u = \left[\begin{array}{cc} \frac{K_{\text{пт}} K_{\text{пс}}}{T_s} & \frac{K_{\text{пн}} K_{\text{пт}} K_{\text{пс}}}{T_{\text{вг}}} \\ \frac{K_{\text{тп}} K_{\text{пн}} K_{\text{пт}} K_{\text{пс}}}{T_\mu} & 0 \quad 0 \quad 0 \end{array} \right]^T; \quad (12)$$

$$\mathbf{B}_m = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad -\frac{1}{J}]^T;$$

$$\mathbf{C} = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1],$$

где $\Omega_{\text{дв}}^2 = 1/(T_s T_m)$, с^{-2} — квадрат частоты недемпфирированных колебаний в двигателе.

Для синтеза наблюдателя полного порядка ($n = 7$) с одним неуправляемым корнем НСб введем матрицу модальной обратной связи в нем $\mathbf{L}_1 = [\ell_1 \quad \ell_2 \quad \ell_3 \quad \ell_4 \quad \ell_5 \quad \ell_6]^T$ и определим характеристический полином

$$H_6(p) = \det(p\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{L}_1 \mathbf{C}) =$$

$$= \begin{bmatrix} p & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2T_\mu K_{\text{тп}} K_\Gamma K_{\text{дн}}} & p & 0 & \frac{1}{2T_\mu K_{\text{тп}} K_\Gamma} \\ -\frac{T_{\text{вг}}}{2T_\mu^2 K_\Gamma K_{\text{дн}}} & -\frac{K_{\text{тп}}}{T_\mu} & p + \frac{1}{T_\mu} & \frac{T_{\text{вг}}}{2T_\mu^2 K_\Gamma} \\ 0 & 0 & -\frac{K_\Gamma}{T_{\text{вг}}} & p + \frac{1}{T_{\text{вг}}} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Для придания НСб желаемых динамических свойств зададимся стандартной формой Баттерворта шестого порядка [5]

$$H_{6,ж}(p) = p^6 + 3,86\omega_{0\text{н}} p^5 + 7,46\omega_{0\text{н}}^2 p^4 + 9,13\omega_{0\text{н}}^3 p^3 + 7,46\omega_{0\text{н}}^4 p^2 + 3,86\omega_{0\text{н}}^5 p + \omega_{0\text{н}}^6, \quad (14)$$

где $\omega_{0\text{н}}$, с^{-1} — значение среднегеометрического корня наблюдателя, выбираемого из условия

$$\omega_{0\text{н}} \geq K \frac{1}{T_\mu}; \quad K \in [2 \div 3]. \quad (15)$$

В результате решения (13) и сравнения сомножителей при одинаковых степенях p с уравнением (14) находятся аналитические выражения для коэффициентов обратных связей матрицы \mathbf{L}_1 :

$$\ell_6 = 3,86\omega_{0\text{н}} - \left(\frac{1}{T_\mu} + \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_{\text{вг}}} \right) \pm \frac{\beta_c}{J}; \quad (16)$$

$$\ell_5 = \frac{J}{(C\Phi)} \left[7,46\omega_{0\text{н}}^2 - \left(\Omega_{0\text{дв}}^2 + \frac{1}{2T_\mu^2} + \frac{1}{T_\mu T_{\text{вг}}} + \frac{T_\mu + T_{\text{вг}}}{T_\mu T_s T_{\text{вг}}} \right) - \left(\frac{T_\mu + T_{\text{вг}}}{T_\mu T_{\text{вг}}} + \frac{1}{T_s} \right) \ell_6 \right]; \quad (17)$$

$$\ell_4 = \frac{JL_s}{(C\Phi)} \left[9,13\omega_{0\text{н}}^3 - \left(\Omega_{0\text{дв}}^2 \frac{T_\mu + T_{\text{вг}}}{T_\mu T_{\text{вг}}} + \frac{1}{T_\mu T_s T_{\text{вг}}} + \frac{T_s + T_{\text{вг}}}{2T_\mu^2 T_s T_{\text{вг}}} + \frac{K_0}{8T_\mu^3} \right) - \right]$$

$$-\frac{(C\Phi)}{J} \frac{(T_\mu + T_{\text{вр}})}{T_\mu T_{\text{вр}}} \ell_5 - \\ - \left(\frac{T_\mu + T_{\text{вр}}}{T_\mu T_{\text{вр}}} + \frac{1}{T_\mu T_{\text{вр}}} + \frac{1}{2T_\mu^2} \right) \ell_6 \right]; \quad (18)$$

$$\ell_3 = \frac{T_{\text{вр}} J L_3}{K_\Gamma (C\Phi)} \left[7,46 \omega_{0\text{н}}^4 - \left(\Omega_{0\text{дв}}^2 \frac{2T_\mu + T_{\text{вр}}}{2T_\mu^2 T_{\text{вр}}} + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{1}{64T_\mu^4} + \frac{1}{2T_\mu^2 T_3 T_{\text{вр}}} + \frac{K_0(T_3 + T_{\text{вр}})}{8T_\mu^3 T_3 T_{\text{вр}}} \right) - \right. \\ \left. - \frac{(C\Phi)}{T_\mu J L_3} \ell_4 - \frac{(2T_\mu + T_{\text{вр}})}{2T_\mu^2 T_{\text{вр}}} \frac{(C\Phi)}{J} \ell_5 - \right. \\ \left. - \left(\frac{1}{T_\mu T_3 T_{\text{вр}}} + \frac{T_3 + T_{\text{вр}}}{2T_\mu^2 T_3 T_{\text{вр}}} + \frac{K_0}{8T_\mu^3} \right) \ell_6 \right]; \quad (19)$$

$$\ell_2 = \frac{T_\mu T_{\text{вр}} J L_3}{K_{\text{тн}} K_\Gamma (C\Phi)} \left[3,86 \omega_{0\text{н}}^5 - \left(\Omega_{0\text{дв}}^2 \frac{1}{2T_\mu^2 T_{\text{вр}}} + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{T_3 + T_{\text{вр}}}{64T_\mu^4 T_3 T_{\text{вр}}} + \frac{K_0}{8T_\mu^3 T_3 T_{\text{вр}}} \right) - \frac{(C\Phi)}{2T_\mu^2 K_{\text{дн}} J L_3} \ell_1 - \right. \\ \left. - \frac{(C\Phi)}{2T_\mu^2 T_{\text{вр}} J} \ell_5 - \left(\frac{1}{2T_\mu^2 T_3 T_{\text{вр}}} + \frac{K_0(T_3 + T_{\text{вр}})}{8T_\mu^3 T_3 T_{\text{вр}}} \right) \ell_6 \right] < 0; \quad (20)$$

$$\ell_1 = \frac{2T_\mu^2 K_{\text{дн}} T_{\text{вр}} J L_3}{(C\Phi)} \times \\ \times \left[\omega_{0\text{н}}^6 - \frac{1}{64T_\mu^4 T_3 T_{\text{вр}}} - \frac{K_0}{8T_\mu^3 T_3 T_{\text{вр}}} \ell_6 \right]. \quad (21)$$

Анализ выражений (16)–(21) показывает, что коэффициенты $\ell_i \quad \forall i \in [1,5]$ не зависят от коэффициента вязкого трения в механизме $\pm \beta_c$ при слабом, не более 1–3%, его влиянии на коэффициент ℓ_6 .

Действительно, для статической устойчивости системы необходимо, чтобы $\beta_c < \beta_{\text{дв}} = (C\Phi)^2 / R_3$. Поэтому, принимая в (16) $\beta_c = \beta_{\text{дв}}$, получаем:

$$\frac{\beta_{\text{дв}}}{J} = \frac{1}{T_\mu} \ll 3,86 \omega_{0\text{н}} = 3,86 \frac{K}{T_\mu}. \quad (22)$$

Это убеждает в возможности при синтезе структурной схемы НС6 не учитывать ко-

эффициент вязкого трения и осуществить его после определения матрицы состояния наблюдателя $A_n = A - L_1 C$.

На основании уравнения (8) в нижней части рис.1 приведена синтезированная структурная схема НС6 для СПР электропривода ТП–Г–Д с П–РС и показаны обратные связи по току двигателя I и его скорости $\dot{\omega}$, заведенные в исходную систему от наблюдателя. На структурной схеме коэффициенты модальной обратной связи в НС6 даны в виде величин матрицы L_1^* :

$$\ell_1^* = \ell_1 \frac{T_3}{K_{\text{РТ}}}; \quad \ell_2^* = \ell_2 \frac{T_{\text{вр}}}{K_{\text{РН}}}; \quad \ell_3^* = \ell_3 \frac{T_\mu}{K_{\text{тп}}}; \\ \ell_4^* = \ell_4 \frac{T_{\text{вр}}}{K_\Gamma}; \quad \ell_5^* = \ell_5 L_3; \quad \ell_6^* = \ell_6 J. \quad (23)$$

Следует отметить, что в представленной на рис.1, по сути двухканальной, системе при действии на основной силовой канал возмущения M_c^* (9) ошибка наблюдения $e = \Delta\omega = \omega - \dot{\omega} < 0$. Это обосновывает отрицательность всех обратных связей в НС6 за исключением положительной связи с коэффициентом ℓ_2^* , действующей на вход РН.

В силу обнаруженных в [6] итерационных по возмущению свойств систем, замкнутых через наблюдатель состояния полного порядка, СПР с НС6 рис.1 является астатической по возмущающему воздействию. Она имеет порядок астатизма, равный сумме астатизмов по возмущению основного и вспомогательного каналов, т.е. $v = v_{m1} + v_{m2} = 0+1 = 1$. Исходя из этого в системе отсутствует статическая ошибка ($\Delta\omega_{\text{ст}} = 0$) при ступенчатом приложении нагрузки на вал двигателя.

Механизм повышения порядка астатизма по возмущению заключается в том, что передаточная функция НС6 совместно с динамическим звеном (1), как замкнутой астатической по управляющему воздействию системы автоматического регулирования, отвечает уравнению

$$W_{\text{НС}}(p) = \frac{K^*}{H(p)}.$$

Отсюда для передаточной функции разомкнутого наблюдателя даже с неполностью управляемыми корнями, на вход которого поступает ошибка оценивания $e = \Delta\omega$, получим:

$$\Phi_{\text{НС}}(p) = \frac{K^*}{p H^*(p)},$$

где $H^*(p)$ — характеристический полином, соответствующий разомкнутому наблюдателю.

Таким образом, наблюдатель НС6 вводит в цепь обратной связи по скорости двигателя интегрирующее звено, которое способствует ликвидации установившейся реакции системы на возмущающее воздействие и, как следствие, отсутствию статической ошибки в СПР с П—РС и НС6 электропривода ТП—Г—Д.

В подтверждение справедливости выше-сказанного с использованием метода графов [7] получена передаточная функция исследуемой электромеханической системы три-надцатого порядка по возмущающему воздействию M_c . Она имеет вид

$$W_1(p)_{M_c} = \frac{\omega(p)}{M_c(p)} = -\frac{N_1(p)}{D_1(p)}, \quad (24)$$

$$\text{где } N_1(p) = \frac{1}{Jp} \left[1 + NGH \left(K_{\text{дн}} + D \frac{C\Phi}{Jp} \times \right. \right. \\ \times \left(\frac{\ell_1}{p} + AK_{\text{дс}}K_{\text{pc}} \right) + K_{\text{дт}}K_0 QAD \left(1 + \frac{\ell_6^*}{Jp} \right) \left. \right) + \\ + HD \frac{C\Phi}{Jp} \left[\ell_4^* + G \left(\frac{\ell_2}{p} + \ell_3^* \right) \right] + \\ + (1 + K_{\text{дн}} NGH)(\ell_6^* + D(C\Phi)(\ell_5^* + C\Phi));$$

$$D_1(p) = \left(1 + \frac{1}{Jp} (D(C\Phi)^2 \pm \beta_c) \right) \left\{ 1 + NGH \left[K_{\text{дн}} + D \times \right. \right. \\ \times \frac{C\Phi}{Jp} \left(\frac{\ell_1}{p} + AK_{\text{дс}}K_{\text{pc}} \right) + K_{\text{дт}}K_0 QAD \left(1 + \frac{\ell_6^*}{p} \right) \left. \right] + \\ + HD \frac{C\Phi}{Jp} \left[\ell_4^* + G \left(\frac{\ell_2}{p} + \ell_3^* \right) \right] + \frac{1}{Jp} (1 + \\ + K_{\text{дн}} NGH) \left[\ell_6^* + D(C\Phi)(\ell_5^* + C\Phi) \right] \left. \right\} +$$

$$+ NGHABD^2 \frac{C\Phi}{Jp} \left\{ K_{\text{дн}} \left[\ell_5^* \left(F + K_{\text{дс}}K_{\text{pc}} \frac{C\Phi}{Jp} \right) - \right. \right. \\ - F \ell_6^* \frac{C\Phi}{Jp} \left. \right] + K_{\text{дс}}K_{\text{pc}} A Q K_{\text{дт}} K_0 \frac{\ell_6^*}{Jp} \left. \right\} +$$

$$+ ABD \frac{C\Phi}{Jp} \left\{ K_{\text{дс}}K_{\text{pc}} \frac{1}{Jp} [\ell_6^* + D(C\Phi) \times \right.$$

$$\times \left[\ell_5^* + H \left(\ell_4^* + G \left(\ell_3^* + \frac{\ell_2}{p} + N \frac{\ell_1}{p} \right) \right) \right] + \\ + K_{\text{дс}}K_{\text{pc}} \frac{\ell_6^*}{Jp} K_{\text{дн}} NGH + FD \left[\ell_5^* - \frac{C\Phi}{Jp} \ell_6^* + \right. \\ \left. + H \left(\ell_4^* + G \left[\ell_3^* + \frac{\ell_2}{p} + N \left(\frac{\ell_1}{p} - \ell_6^* A \frac{1}{Jp} K_{\text{дс}}K_{\text{pc}} \right) \right] \right) \right];$$

$$A = \frac{K_{\text{pt}}(T_s p + 1)}{T_s p}; \quad B = \frac{1}{K_{\text{дн}} (2T_\mu^2 p^2 + 2T_\mu p + 1)}; \\ D = \frac{1}{R_s (T_s p + 1)}; \quad F = \frac{K_{\text{дт}} K_0 (T_0 p + 1)}{T_s p + 1}; \\ G = \frac{K_{\text{тп}}}{T_\mu p + 1}; \quad H = \frac{K_\Gamma}{T_{\text{вг}} p + 1}; \quad M = \frac{K_1}{T_s p + 1}; \\ N = \frac{K_{\text{ph}} (T_{\text{вг}} p + 1)}{T_{\text{вг}} p}; \quad Q = \frac{K_1}{T_s p + 1} + \frac{T_0}{T_s}.$$

Из (24) следует, что при $p \rightarrow 0$ $W(0)_{M_c} = 0$, что подтверждает увеличение порядка астатизма по возмущению в СПР с П—РС, замкнутой через НС6. Следствием увеличения астатизма является отсутствие статической ошибки в данной электромеханической системе.

Известно [8], что если структура и параметры стационарного объекта точно воспроизводятся НС и к тому же все управляющие воздействия, приложенные к объекту, действуют и на наблюдатель, то введение обратных связей в исходной системе по восстановленным координатам \hat{X} эквивалентно ее замыканию по реальным координатам X . При этом собственная динамика НС, которая задается выбором среднегеометрического корня ω_{0n} , при изменении управляющего воздействия не влияет на динамику, а следовательно, быстродействие исходного объекта, замкнутого через него. Поэтому быстродействие СПР с П—РС и НС6 по управлению остается соответствующим исходной системе, как и ее астатизм по управлению $v_u = 1$.

Наблюдатель состояния пониженного порядка НС2

Структурная схема электропривода ТП—Г—Д совместно с наблюдателем состояния пониженного порядка НС2 приведена на

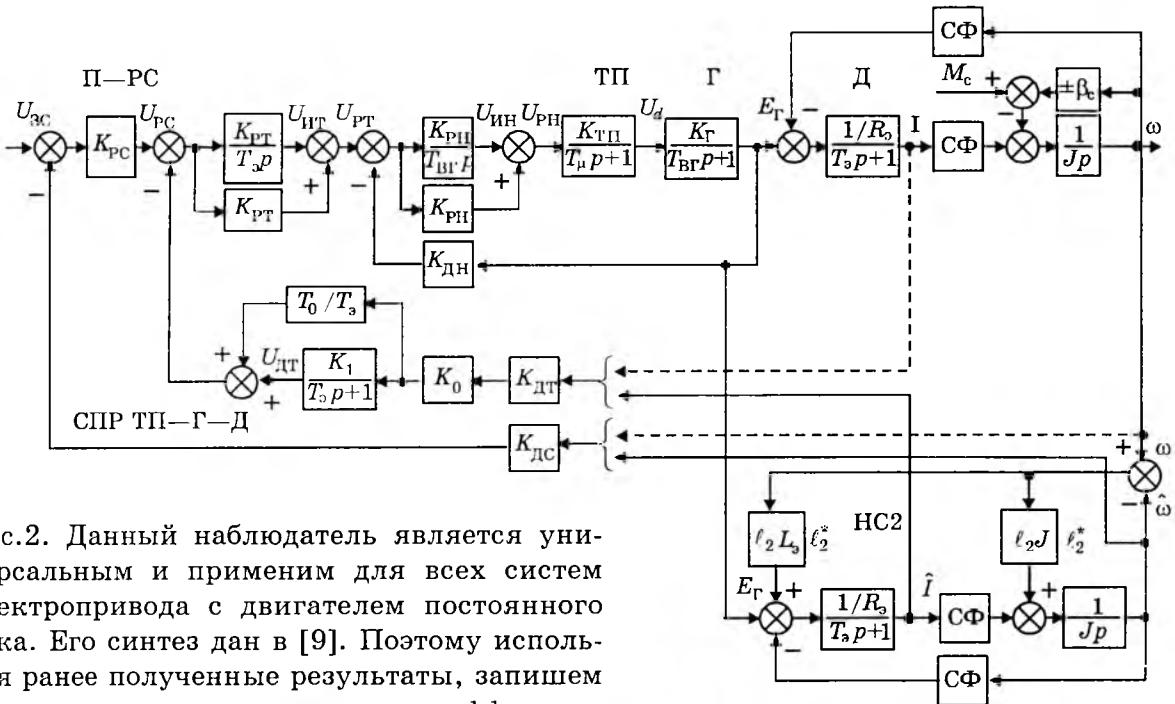


рис.2. Данный наблюдатель является универсальным и применим для всех систем электропривода с двигателем постоянного тока. Его синтез дан в [9]. Поэтому используя ранее полученные результаты, запишем аналитические выражения для коэффициентов матрицы $L_2 = [\ell_1 \quad \ell_2]^T$ модальной обратной связи в НС2:

$$\ell_1 = \frac{J}{C\Phi} \left(\omega_{0H}^2 - \Omega_{0ДВ}^2 - \frac{1}{T_s} \left(1,41\omega_{0H} - \frac{1}{T_s} \right) \right); \quad (25)$$

$$\ell_2 = 1,41\omega_{0H} - \frac{1}{T_s} \pm \frac{\beta_c}{J}. \quad (26)$$

Определим влияние НС2 на значения статической и динамической ошибок. С этой целью, используя метод графов [7], получена передаточная функция по возмущающему воздействию для системы рис.2, в которой наблюдатель НС2, также как и НС6, синтезирован без учета реально существующего в механической части электропривода вязкого трения. Передаточная функция по возмущению имеет вид

$$W_2(p)_{M_c} = \frac{\omega(p)}{M_c(p)} = -\frac{N_2(p)}{D_2(p)}, \quad (27)$$

где $N_2(p) = \frac{1}{Jp} \left\{ 1 + \frac{1}{Jp \pm \beta_c} [\ell_2 J + D(C\Phi)(\ell_1 L_3 + C\Phi)] + K_{ДС} K_{PC} ABD(C\Phi) \frac{1}{Jp \pm \beta_c} + \right.$

$$+ ABD \left(1 + \ell_2 J \frac{1}{Jp \pm \beta_c} \right) \right\};$$

$$+ ABDF \left(1 + \ell_2 J \frac{1}{Jp \pm \beta_c} \right) \right\};$$

Рис.2. Структурная схема СПР с П-РС и наблюдателем пониженного порядка НС2

$$D_2(p) = 1 + K_{ДС} K_{PC} ABD(C\Phi) \left[\frac{1}{Jp \pm \beta_c} \left(1 + \frac{\ell_2}{p} \right) + D(C\Phi) \frac{\ell_1 L_3}{Jp(Jp \pm \beta_c)} \right] + ABDF \left[1 + D \frac{(C\Phi)}{Jp} (\ell_1 L_3 - \ell_2 J \frac{(C\Phi)}{Jp \pm \beta_c}) \right]$$

$$+ D(C\Phi)(\ell_1 L_3 + C\Phi)] + D \frac{(C\Phi)^2}{Jp} \left[\frac{1}{Jp \pm \beta_c} [\ell_2 J + \ell_2 J \frac{(C\Phi)}{Jp \pm \beta_c}] \right] + D \frac{(C\Phi)^2}{Jp} + \frac{1}{Jp \pm \beta_c} [\ell_2 J +$$

$$+ D(C\Phi)(\ell_1 L_3 + C\Phi)] + ABD \left(F + K_{ДС} K_{PC} (C\Phi) \times \frac{1}{Jp \pm \beta_c} \right) + \frac{\ell_2 J}{Jp \pm \beta_c} ABDF \left(1 + D \frac{(C\Phi)^2}{Jp} \right).$$

Примем в (27) $p \rightarrow 0$. Тогда для статической ошибки в общем случае, когда $\beta_c \neq 0$, получим

$$\Delta\omega_{er}^* = \frac{(K_{ДТ} K_0 (\pm \beta_c) + K_{ДТ} K_0 \ell_2 J + K_{ДТ} K_0 (\pm \beta_c) \left(1 + \frac{\ell_1 L_3}{C\Phi} \right) + K_{ДС} K_{PC} \times + K_{PC} K_{ДС} (C\Phi) (C\Phi) I_c)}{K_{ДТ} K_0 (\pm \beta_c) \left(1 + \frac{\ell_1 L_3}{C\Phi} \right) + K_{ДС} K_{PC} \times + (C\Phi)^3 \left(J \ell_2 \frac{R_3}{(C\Phi)^2} + \frac{\ell_1 L_3}{C\Phi} + 1 \right)}. \quad (28)$$

Наибольший интерес представляет величина статической ошибки при $\beta_c = 0$. Тогда, подставляя в (28) значение K_{PC} (3) и коэффициенты обратных связей ℓ_1 (25) и ℓ_2 (26), после преобразований находим

$$\Delta\omega_{ct0}^* = -\frac{R_s I_c}{C\Phi} \frac{\left(1 + 8T_\mu K_0 \left(1,41\omega_{0n} - \frac{1}{T_s}\right)\right) \Omega_{0d}^2}{\omega_{0n}^2}. \quad (29)$$

Определим степень ξ уменьшения статической ошибки $\Delta\omega_{ct0}^*$ в СПР с НС2 по отношению к ошибке $\Delta\omega_{ct}$, имеющей место в традиционной трехконтурной системе

$$\xi = \frac{\Delta\omega_{ct}}{\Delta\omega_{ct0}^*} = \frac{\omega_{0n}^2 T_s}{\frac{1}{8T_\mu K_0} + 1,41\omega_{0n} - \frac{1}{T_s}}. \quad (30)$$

Выразим ξ через обобщенные параметры электропривода $m = T_m/T_s$ и $\gamma = T_s/T_\mu$, учитя $\omega_{0n} = K/T_\mu$. В результате получим:

$$\xi^* = \frac{K^2 \gamma}{\frac{m\gamma}{8(m\gamma - 4)} + \sqrt{2}K - \frac{1}{\gamma}}. \quad (31)$$

На рис.3 показаны зависимости $\xi^* = f(m, \gamma)$ для двух значений $K = 2; 3$ при $0,4 \leq m \leq 10$ и $2 \leq \gamma \leq 20$. Видно существенное, более чем в 5—50 раз, и возрастающее по мере увеличения K и уменьшения T_μ , снижение статической ошибки в СПР с НС2 по отношению к ошибке в исходной системе.

Анализ (29) показывает, что вроде бы в системе с НС2 достижим параметрический астатизм по возмущению при выборе соответствующего значения среднегеометрического корня наблюдателя. Для данного значения корня найдено

$$\omega_{0n}^* = \frac{8KT_\mu/T_s - 1}{8\sqrt{2}T_\mu K_0} = \frac{1}{\sqrt{2}\gamma T_\mu} \left(1 - \frac{\gamma^2 m}{8(\gamma m - 4)}\right) > 0. \quad (32)$$

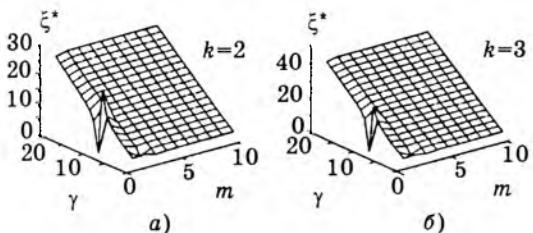


Рис.3. Зависимость коэффициента соотношения статической ошибки в СПР с П-РС и системы с НС2

На рис.4 построена поверхность $\omega_{0n}^* = f(\gamma, m)$, из которой следует, что при определенном наборе параметров в СПР с НС2 обеспечивается параметрический астатизм по возмущению. Однако, если оставить неизменной структуру компенсирующего звена (1) с параметрами (2), то получим обязательность выполнения условия $T_m/T_\mu < 4$. При этом из (32) легко получить второе необходимое соотношение для параметров $T_s/T_\mu < 1$.

Можно видеть, что для электропривода ТП—Г—Д с машинами предельной мощности найденные соотношения параметров практически не реальны, а поэтому справедливым будет утверждение о том, что нельзя подобрать значение среднегеометрического корня НС2, который обеспечил бы нулевую статическую ошибку в системе с наблюдателем пониженного порядка.

Экспериментальные исследования проводились при следующих параметрах силовой части ТП—Г—Д в максимальной степени приближенных к главному электроприводу блокинга 1300: двигатели типа П24/160-6,8; $P_n = 6800$ кВт, $U_n = 850$ В, $I_n = 8460$ А, $\omega_n = 6,28/9,42$ с⁻¹, $M_n = 1,08 \cdot 10^6$ Н·м; генераторы типа П-21-40-17К, $P_n = 4000$ кВт, $U_n = 860$ В, $I_n = 4650$ А; тиристорные преобразователи типа КТУ-460/320 ВР, $U_{dh} = 460$ В, $I_{dh} = 355$ А, имеющие $K_{TP} = 46$, $T_\mu = 0,007$ с, $K_G = 14,45$, $T_{BG} = 2$ с, $R_s = 6,076 \cdot 10^{-3}$ Ом, $L_s = 4,97 \cdot 10^{-4}$ Гн, $T_s = 0,0816$ с, $T_m = 0,034$ с, $(C\Phi) = 130$ В·с, $J = 9,5 \cdot 10^4$ кг·м², $\Omega_{0d}^* = 360,4$ с⁻², $m = T_m/T_s = 0,417$, $\gamma = T_s/T_\mu = 11,68$.

Были определены параметры исходной СПР с П- и ПИ-РС: $U_{3c} = 10$ В, $K_{DT} = 5,81 \cdot 10^{-4}$ В/А, $K_{DC} = 1,59$ В·с, $K_{PH}(3) = 19,1$, $K_{PT}(3) = 0,343$, $K_{PC}(3) = 4,75$, $16T_\mu = 0,112$ с, $U_{opr,n} = \pm 9,6$ В, $U_{opr,I} = \pm 10,32$ В, а также корректирующего звена в цепи обратной связи по току (2) $K_0 = 0,175$, $T_0 = 0,396$ с. Най-

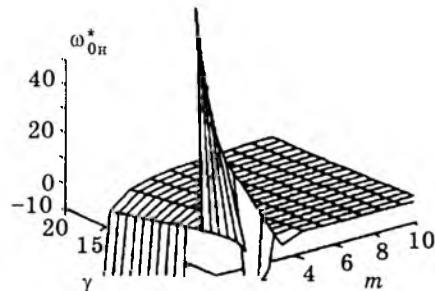


Рис.4. Поверхность значений среднегеометрического корня, обеспечивающих параметрический астатизм по возмущению в системе с НС2

дены среднегеометрические корни $\omega_{0\text{П-РС}}(5) = 42,2 \text{ с}^{-1}$, $\omega_{0\text{ПИ-РС}}(6) = 35,7 \text{ с}^{-1}$ и задано время работы задатчика интенсивности $T_{\text{зи}} = t_{\text{разг}} = 1 \text{ с}$.

При синтезе НС6 и НС2 принимались два значения среднегеометрического корня $\omega_{0\text{n}} = 100; 250 \text{ с}^{-1}$ и найдены следующие матрицы L_1^* и L_2^* обратных связей:

$$L_{1-100}^* = [1,912 \cdot 10^5 \quad -1,57 \cdot 10^6 \quad 6,57 \cdot 10^2 \\ 1,17 \cdot 10^5 \quad 9,57 \cdot 10^3 \quad 2,19 \cdot 10^7];$$

$$L_{1-250}^* = [4,66 \cdot 10^7 \quad -3,88 \cdot 10^8 \quad 1,02 \cdot 10^5 \\ 4,31 \cdot 10^6 \quad 1,19 \cdot 10^5 \quad 7,69 \cdot 10^7];$$

$$L_{2-100}^* = [2,93 \cdot 10^3 \quad 1,22 \cdot 10^7];$$

$$L_{2-250}^* = [2,11 \cdot 10^4 \quad 3,23 \cdot 10^7].$$

Прежде всего были определены расчетные (р) и экспериментальные (э) значения статической и динамической ошибок, а также время восстановления скорости $t_{\text{вост}}$ в исходной СПР (см. верхнюю часть рис.1) электропривода ТП—Г—Д с П— и ПИ—РС. Соответствующие переходные по возмущению характеристики при $M_c^* = M_c = M_n$ показаны на рис.5 и найдено:

$$\text{П-РС } \Delta\omega_{\text{ст,р}}(4) = 0,1118 \text{ с}^{-1}; \Delta\omega_{\text{ст,э}} = 0,1118 \text{ с}^{-1};$$

$$\Delta\omega_{\text{дин,э}} = 0,4934 \text{ с}^{-1}; t_{\text{вост1}} = 0,47 \text{ с};$$

$$\text{ПИ-РС } \Delta\omega_{\text{ст,р}} = 0; \Delta\omega_{\text{ст,э}} = 0;$$

$$\Delta\omega_{\text{дин,э}} = 0,4749 \text{ с}^{-1}; t_{\text{вост2}} = 0,66 \text{ с}.$$

Можно видеть известное [1] уменьшение быстродействия в $\sqrt{2}$ раз при переходе от П— к ПИ—РС с целью ликвидации статической ошибки $\Delta\omega_{\text{ст}}$.

На осциллограммах рис.6—8, полученных при математическом моделировании систем рис.1,2, показаны результаты некоторых экспериментов.

На рис.6 — переходные характеристики ошибки $\Delta\omega$ в системе рис.2 с НС2 при подаче возмущающего воздействия $M_c = M_n$ и различных $\omega_{0\text{n}}$. Для расчетных и экспериментальных значений ошибок получено:

$$\omega_{0\text{n}1} = 100 \text{ с}^{-1}; \Delta\omega_{\text{ст,0р}}^*(31) = 0,0316 \text{ с}^{-1};$$

$$\Delta\omega_{\text{ст,0э}}^* = 0,0315 \text{ с}^{-1}; \Delta\omega_{\text{дин,э}}^* = 0,4 \text{ с}^{-1};$$

$$t_{\text{вост1}}^* = 0,3 \text{ с}, \xi_1 = 3,55;$$

$$\omega_{0\text{n}2} = 250 \text{ с}^{-1}; \Delta\omega_{\text{ст,0р}}^*(31) = 0,00974 \text{ с}^{-1};$$

$$\Delta\omega_{\text{ст,0э}}^* = 0,0097 \text{ с}^{-1}; \Delta\omega_{\text{дин,э}}^* = 0,34 \text{ с}^{-1};$$

$$t_{\text{вост2}}^* = 0,27 \text{ с}, \xi_1 = 11,5.$$

Таким образом, включение в состав СПР наблюдателя пониженного порядка, обеспе-

чило не только уменьшение статической ошибки в $\xi = 3,55 \div 11,5$ раз, но и привело к сокращению времени восстановления скорости в $\sqrt{2}$ раз по отношению к исходной СПР с П-РС и около двух раз в случае использования ПИ-РС. При $\omega_{0\text{n}} = 250 \text{ с}^{-1}$ в $\sqrt{2}$ раз уменьшилась и динамическая ошибка.

Из переходных характеристик ошибки $\Delta\omega$ в системе рис.1 с НС6 при подаче возмущающего воздействия $M_c = M_n$ и различных $\omega_{0\text{n}}$ (рис.7) найдено при $\omega_{\text{ст}} = 0$ для динамических ошибок и времени восстановления скорости:

$$\omega_{0\text{n}1} = 100 \text{ с}^{-1}, \Delta\omega_{\text{дин,э}} = 0,322 \text{ с}^{-1};$$

$$t_{\text{вост1}}^* = 0,27 \div 0,33 \text{ с};$$

$$\omega_{0\text{n}2} = 250 \text{ с}^{-1}, \Delta\omega_{\text{дин,э}} = 0,3 \text{ с}^{-1};$$

$$t_{\text{вост2}}^* = 0,27 \div 0,33 \text{ с}.$$

Установлено, что использование НС6 способствует не только ликвидации статической ошибки, но также уменьшению, примерно в $\sqrt{2}$ раз, динамической ошибки и времени восстановления скорости по отношению к традиционной СПР с П— и ПИ—РС.

На рис.8 показаны полностью совпадающие по характеру процессы разгона электропривода ТП—Г—Д со структурами на рис.1 и рис.2 от задатчика интенсивности с нагрузками $M_{c1}^* = 0,5M_n + \beta_c\omega$ и $M_{c2}^* = M_n - \beta_e\omega$ при $|\beta_c| = 1,718 \cdot 10^5 \text{ Н}\cdot\text{м}\cdot\text{с}$.

Виден обычный характер переходных процессов. Несколько увеличенный бросок тока в начале пуска электропривода с M_{c2}^* связан с отрицательным значением коэффициента вязкого трения β_c , что соответствует действию положительной обратной связи по скорости двигателя в точку нагрузки.

Таким образом, математическим моделированием подтверждены все полученные теоретические результаты.

Выводы

- Обосновано, что использование синтезированного наблюдателя состояния полного порядка с неполностью управляемыми корнями НС6 для создания обратных связей по восстановленным значениям тока и скорости в трехконтурной однократноинтегрирующей СПР электропривода ТП—Г—Д с существенным влиянием ЭДС двигателя на качество переходных процессов обеспечивает астатизм первого порядка по возмущению. Это приводит к увеличению точности

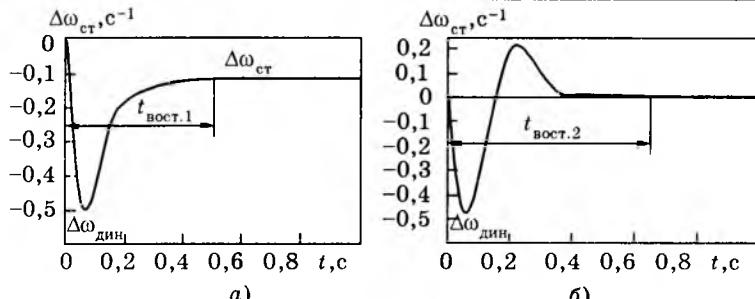


Рис.5. Переходные по возмущению характеристики в СПР с П—РС (а) и ПИ—РС (б)

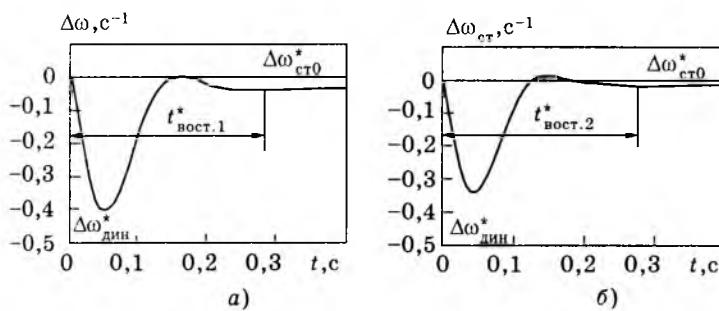


Рис.6. Переходные характеристики ошибки в СПР с П—РС и НС2 при $\omega_{0n} = 100 \text{ c}^{-1}$ (а) и $\omega_{0n} = 250 \text{ c}^{-1}$ (б)

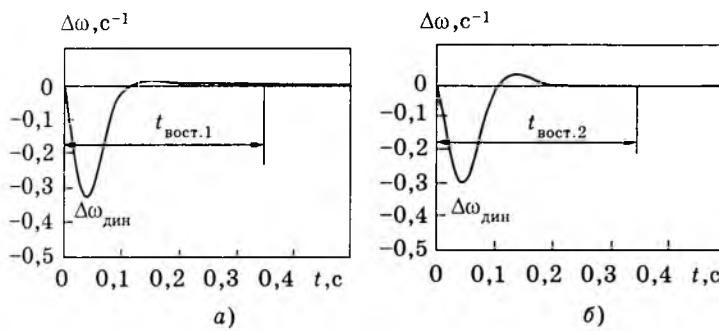


Рис.7. Переходные характеристики ошибки в СПР с П—РС и НС6 при $\omega_{0n} = 100 \text{ c}^{-1}$ (а) и $\omega_{0n} = 250 \text{ c}^{-1}$ (б)

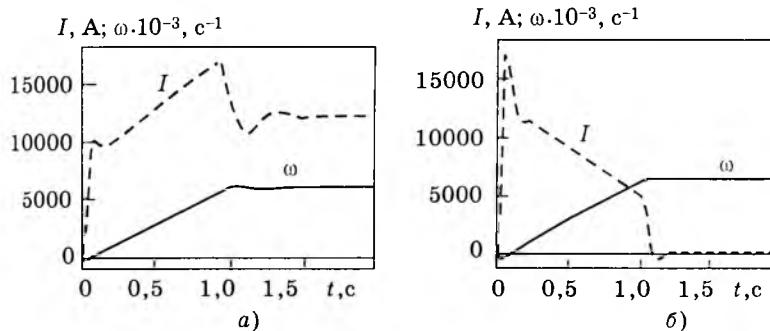


Рис.8. Процессы разгона систем с НС6 и НС2 при нагрузках M_{c1}^* (а) и M_{c2}^* (б)

работы за счет ликвидации статической и значительного уменьшения динамической ошибок. Кроме того, уменьшается время восстановления скорости в два раза по отношению к системе с ПИ—РС и в $\sqrt{2}$ раз по

отношению к исходной системе с П—РС.

2. Показано, что применение с той же целью более простого в реализации наблюдателя состояния пониженного порядка НС2 приводит к существенному уменьшению статической ошибки по сравнению с исходной СПР с П—РС и также сохраняет повышенное быстродействие процессов восстановления скорости после ударного приложения нагрузки.

3. Доказано, что при синтезе НС6 и НС2 можно не учитывать вязкое трение, которое имеет место в характере нагрузки электропривода.

4. Результаты исследований целесообразно использовать при модернизации систем управления главных электроприводов ТП—Г—Д прокатных станов для увеличения точности их работы и быстродействия.

Список литературы

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

2. Коцегуб П.Х. Комбинированное управление двукратноинтегрирующими системами подчиненного регулирования скорости с инерционными обратными связями//Изв. вузов. Электромеханика. 1997. №3. С. 59—61.

3. Шевелев Н.В. Уточненный расчет контура тока в схеме регулирования скорости двигателя //Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок. ГПИ Тяжпромэлектропроект. 1967. №11. С.3—5.

4. Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г. Автоматизированный электропривод с упругими связями. Спб.: Энергоатомиздат, 1992.

5. Соколов Н.И. Синтез линейных систем автоматического регулирования при случайных воздействиях. М.: Энергия, 1964.

6. Акимов Л.В., Долбня В.Т., Клепиков А.В. Об итерационности по возмущению модальных систем, замкнутых по вектору состояния через наблюдатель //Сб. научных статей "Автоматизированные электромеханические системы с модальными регуляторами и наблюдателями состояния". Харьков: ХГПУ, 1997. С.21—29.

7. Долбня В.Т. Топологические методы анализа и синтеза электрических цепей и систем. Харьков: Вища школа, 1974.

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

9. Акимов Л.В., Колотило В.И. Формирование сигнала, пропорционального моменту нагрузки, в электроприводах с системами подчиненного регулирования и наблюдателями состояния//Электротехника. 1998. №2. С.29—35.



Акимов Леонид Владимирович — доктор технических наук, профессор кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" Харьковского государственного политехнического университета. Закончил электромашиностроительный факультет ХГПУ в 1961 г. В 1989 г. защитил докторскую диссертацию в МЭИ по теме "Оптимальное управление электроприводами постоянного тока".

Долбня Виктор Тимофеевич — доктор технических наук, профессор кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" Харьковского государственного политехнического университета. Закончил электромашиностроительный факультет ХГПУ в 1955 г. В 1980 г. защитил диссертацию в институте Электродинамики АН УССР по теме "Топологические методы исследования сложных электромеханических систем".



Колотило Виталий Иванович — аспирант кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" Харьковского государственного политехнического университета. Закончил электромашиностроительный факультет ХГПУ в 1996 г.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Эффективность новых схем трехфазных симметричных дробных ($q=b+c/8$) обмоток электрических машин

В.И.ПОПОВ, доктор техн.наук, чл.-кор. РАЭН

Волжский ГИПИ (Н.Новгород)

Предложены и исследованы новые схемы трехфазных симметричных дробных ($q=b+c/8$) обмоток, приведены алгоритмы их формирования при $c=1,3,5,7$, методики определения фазных ЭДС для основной и низшей ($v=1/4$) гармонических и оптимизации электромагнитных параметров по многоугольникам МДС. Показана высокая эффективность неравновитковых обмоток по сравнению с равновитковыми из-за значительного снижения дифференциального рассеяния.

Трехфазные электромашинные обмотки при дробных числах

$$q = z/2pt = b+c/d = N/d \quad (1)$$

пазов z на полюс p и фазу t , выполняемые двухслойными, $2t=6$ -зонными симметричными по условиям [1,2]

$2p/d$ = целое число; d/t ≠ целое число, (2)

характеризуются повышенным содержанием гармонических в МДС [2]

$$v = 2tk/d \pm 1, \quad (3)$$

где b , c , d — целые числа при несократи-

мых дробях c/d и N/d ; k — любое положительное или отрицательное целое число (включая $k=0$ для основной гармонической $v=+1$), при котором порядок гармонической выражается положительным числом $v>0$; знаки (+) и (-) в (3) соответствуют прямо и обратно вращающимся гармоническим.

Ряд (3) $t=3$ -фазных дробных обмоток при $d \geq 4$ содержит гармонические МДС низших дробных порядков $v=\pm 6k/d \pm 1$, существенно ухудшающих показатели электрических машин с такими обмотками и ограничивающих их применение.

Электромагнитные свойства $m=3$ -фазных дробных симметричных обмоток могут существенно улучшаться при выполнении их из неравновитковых катушек с увеличенными $(1+x)$ числами витков для одних, уменьшенными $(1-x)$ для других при сохранении одинакового числа $2w_{\text{к*}}=2$ витков в пазах, и показатель $0 < x < 1$ неравновитковости катушек может устанавливаться по условиям: устранения одной из низших гармонических МДС (ЭДС) порядка $v=\pm 6k/d\pm 1$ или же минимизации коэффициента дифференциального рассеяния. Эффективность таких обмоток при знаменателе дробности числа q по (1) $d=2, 4, 5, 7$ показана в [3—7].

В статье исследуются новые схемы трехфазных петлевых симметричных дробных обмоток при знаменателе дробности $d=8$, выполняемых по группировкам [1] катушек, соответствующим максимальному коэффициенту распределения для основной гармонической ЭДС (МДС).

При минимально возможных числах полюсов $2p=8$, пазов $z=24q=3N$, $6p=24$ катушечных групп и $d=8$ значениям $c=1, 3, 5, 7$ в (1) соответствуют (для $b=0$) группировки [1]:

$$1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 (c/d=1/8); \quad (4)$$

$$1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 (c/d=3/8); \quad (5)$$

$$1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 (c/d=5/8); \quad (6)$$

$$1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 (c/d=7/8) \quad (7)$$

при прибавлении к их элементам числа b по (1); при $2p=8t$ полюсах и $6p=24t$ группах ряды (4)—(7) повторяются $m(2p/d)=mt$ раза.

Схемы трехфазных двухслойных неравновитковых обмоток с группировками (4)—(7) будем изображать развертками пазовых слоев с чередованиями фазных зон $A-X, B-Y, C-Z$ фаз, I, II, III в последовательности $A-Z-B-X-C-Y$, по которым (с использованием вспомогательной треугольной сетки) строятся многоугольники МДС и по ним определяется коэффициент дифференциального рассеяния $\sigma_{\text{д}}\%$, характеризующий суммарное содержание гармонических в кривой МДС [3—7]

$$\sigma_{\text{д}\%} = [R_{\text{д}}^2/R^2 - 1]100 \quad \text{при} \quad R_{\text{д}}^2 = \left(\sum_1^N R_i^2 \right) / N$$

$$R = zK_{\text{об}} / (\rho\pi), \quad (8)$$

где $R_{\text{д}}^2$ — квадрат среднего радиуса $N=qd$ пазовых точек одной повторяющейся части многоугольника МДС, а R — радиус окруж-

ности для основной гармонической МДС (ЭДС) с обмоточным коэффициентом $K_{\text{об}}$.

Так как значения $R_{\text{д}}^2, K_{\text{об}}$ в (8) зависят от показателя x неравновитковости катушек, то из исследования на минимум функции [6]

$$d(\sigma_{\text{д}})/dx = d(R_{\text{д}}^2/K_{\text{об}})^2 = 0 \quad (9)$$

определяется оптимальное значение $x=x_{\text{опт}}$, соответствующее минимальному коэффициенту дифференциального рассеяния $\sigma_{\text{дmin}}$. По многоугольникам МДС определяются также коэффициенты [5]

$$K'_{\beta} = \left(\sum_1^N N_{ci}^2 \right) / 4N; \quad K_{\beta} = (1 + 3K'_{\beta}) / 4, \quad (10)$$

учитающие влияние укорочения шага неравновитковых катушек на пазовое рассеяние, а по K'_{β} вычисляется относительное значение β электрического шага $y_{\text{п.з}}$, характеризующего величину $K_{\text{об}}$,

$$\beta = (4K'_{\beta} - 1) / 3; \quad y_{\text{п.з}} = \beta 3q, \quad (11)$$

где N_{ci}^2 — квадрат i -й стороны многоугольника с единичной МДС одного слоя паза; при шаге катушек $y_{\text{п}} > 3q$ в $y_{\text{п.з}}$ по (11) подставляются вместо β значения $(2-\beta)$.

ЭДС фазы для гармонических по (3) основной $v=1$ с $p=4$ и дробной $v=1/4$ с $p_v=v p=1$ исследуются по диаграммам сдвига осей катушечных групп (рис.1), где оси групп $1\Gamma+3(k)\Gamma$ фазы с зонами $A-X$, при $k=1, 2, 3, \dots, (2p-1)$, размечены снаружи для $p=4$ и внутри для $p_v=1$, при этом четные группы соответствуют зонам X и включаются встречно нечетным группам зон A . При вывернутых на 180° векторах ЭДС четных групп и углах сдвигов

$$\alpha_{\text{п}} = 360^\circ/z = 15^\circ/q; \quad \gamma = \alpha_{\text{п}}/8 = 15^\circ/N \quad (12)$$

по проекциям векторов ЭДС катушечных групп на ось их симметрии определяются ЭДС фазы E_{ϕ} для основной ($v=1$) и E_{ϕ_v} дробной ($v=1/4$) гармонических:

по рис.1,а ($c=1$) с осью симметрии в группах 1Γ и 13Γ при $E_{4\Gamma}=E_{22\Gamma}, E_{7\Gamma}=E_{19\Gamma}, E_{10\Gamma}=E_{16\Gamma}$
 $E_{\phi}=E_{1\Gamma}+E_{13\Gamma}+2E_{4\Gamma}\cos(\alpha_{\text{п}}/2)+2E_{7\Gamma}\cos\alpha_{\text{п}}+2E_{10\Gamma}\cos(3\alpha_{\text{п}}/2)$;

$$E_{\phi_v} = E'_{1\Gamma} - E'_{13\Gamma} - 2E'_{4\Gamma} \cos(\pi/4+\gamma) + 2E'_{7\Gamma} \cos(\pi/2-2\gamma) + 2E'_{10\Gamma} \cos(\pi/4-3\gamma); \quad (13)$$

по рис.1,б ($c=3$) с осью симметрии в группах 10Γ и 22Γ при $E_{1\Gamma}=E_{19\Gamma}, E_{7\Gamma}=E_{13\Gamma}$,

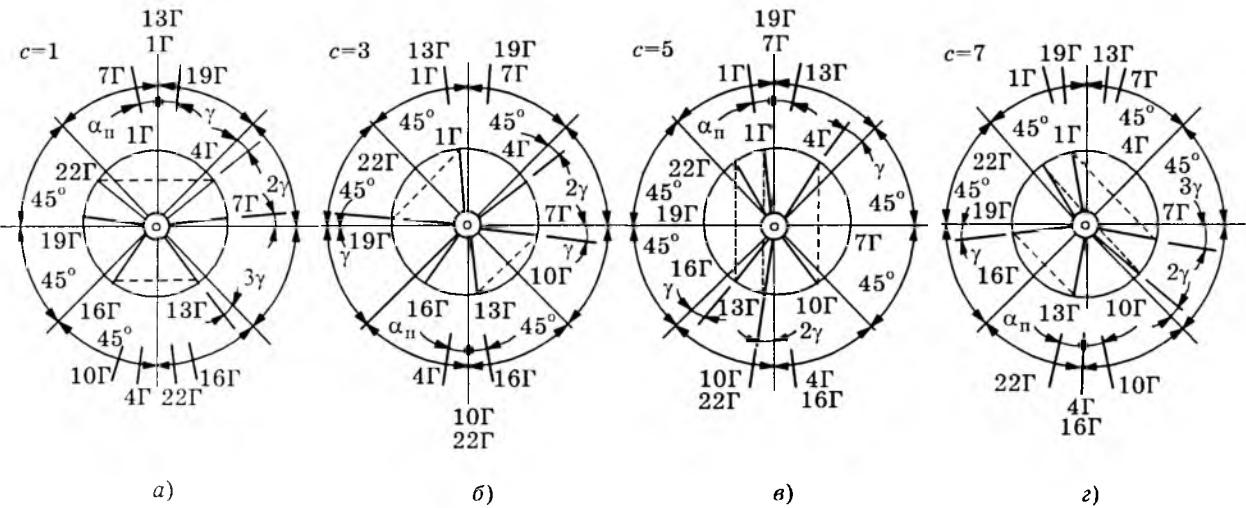


Рис.1.

$$E_{4\Gamma} = E_{16\Gamma};$$

$$E_{\Phi} = E_{10\Gamma} + E_{22\Gamma} + 2(E_{1\Gamma} + E_{13\Gamma}) \cos(\alpha_n/2) + 2E_{4\Gamma} \cos \alpha_n;$$

$$E_{\Phi_v} = E'_{10\Gamma} - E'_{22\Gamma} + 2E'_{1\Gamma} \cos(\pi/4 - \gamma) + 2E'_{4\Gamma} \cos(\pi/2 - 2\gamma) - 2E'_{7\Gamma} \cos(\pi/4 - \gamma); \quad (14)$$

по рис.1,в ($c=5$) с осью симметрии в группах 7Γ и 19Γ при $E_{1\Gamma} = E_{13\Gamma}$, $E_{4\Gamma} = E_{10\Gamma}$, $E_{16\Gamma} = E_{22\Gamma}$

$$E_{\Phi} = E_{7\Gamma} + E_{19\Gamma} + 2(E_{4\Gamma} + E_{16\Gamma}) \cos(\alpha_n/2) +$$

$$+ 2E_{1\Gamma} \cos \alpha_n;$$

$$E_{\Phi_v} = E'_{7\Gamma} - E'_{19\Gamma} - 2E'_{1\Gamma} \cos(\pi/2 - 2\gamma) - 2E'_{4\Gamma} \cos(\pi/4 + \gamma) + 2E'_{16\Gamma} \cos(\pi/4 + \gamma); \quad (15)$$

по рис.1,г ($c=7$) с осью симметрии в группах 4Γ и 16Γ при $E_{1\Gamma} = E_{7\Gamma}$, $E_{10\Gamma} = E_{22\Gamma}$, $E_{13\Gamma} = E_{19\Gamma}$

$$E_{\Phi} = E_{4\Gamma} + E_{16\Gamma} + 2E_{13\Gamma} \cos(\alpha_n/2) +$$

$$+ 2E_{10\Gamma} \cos \alpha_n + 2E_{1\Gamma} \cos(3\alpha_n/2);$$

$$E_{\Phi_v} = E'_{16\Gamma} - E'_{4\Gamma} + 2E'_{1\Gamma} \cos(\pi/4 + 3\gamma) - 2E'_{10\Gamma} \cos(\pi/2 - 2\gamma) - 2E'_{13\Gamma} \cos(\pi/4 - \gamma). \quad (16)$$

Исследуемые по (8)–(16) $m=3$ -фазные дробные ($d=2p=8$) симметричные неравновитковые обмотки выполняются из $6p=24$ групп (с номерами от 1Γ до 24Γ) с группировками (4) – (7), и порядок чередования неравновитковых катушек групп 1Γ – 8Γ первой группировки повторяется в последующих группировках, поэтому алгоритмы их формирования приводятся для первой группировки. Возможны варианты обмоток при полном или неполном заполнении части из $z=24q$ пазов при эквивалентном числе полностью заполненных пазов, равном $z'=z-3x$, и это значение z' используется в выражении для R по (8).

Обмотки с $q=b+1/8$ ($c=1$) имеют группировку (4) при прибавлении числа b и средний шаг концентрических катушек $y_{k,sp}=3b+1$. По I варианту наружная катушка содержит число витков $(1-x)w_k$ в группе 1Γ , $(1+x)w_k$ в группе 5Γ при w_k витках в остальных катушках групп 1Γ – 8Γ , а значение x выбирается в пределах 0,5–0,6. По II варианту наружная и внутренняя катушки в группе 1Γ содержат по $(1-x)w_k$ витков при $z'=z-3x$, а значение x выбирается в пределах 0,4–0,45.

Обмотки по таким алгоритмам для $b=1$ ($q=9/8$, $N=9$, $z=3N=24$) при группировке 2 1 1 1 1 1 1 показаны на рис.2,а,б для вариантов I и II с шагами катушек $y_{pi}=5$, 3, $y_{pi}=4$ двух- и однокатушечных групп ($y_{k,sp}=3b+1=4$ при полюсном делении $\tau_p=3q=3,375$); зачерненные пазы содержат уменьшенное $(2-x)w_k$ число витков. ЭДС катушечных групп по коэффициентам укорочения их катушек $K_{y_i}=\sin(\pi y_{pi}/6q)$ для фазы обмотки рис.2,а при $2w_{k*}=2$ витках паза равны:

для полюсности $p=4$

$$E_{1\Gamma}=1,712182-x0,72737, E_{13\Gamma}=(1+x)0,95799, E_{\Gamma}=0,95799 \text{ для остальных групп фазы};$$

для $p_v=1$

$$E'_{1\Gamma}=0,8915-x0,5495, E'_{13\Gamma}=(1+x)0,4488 \text{ и } E'_{\Gamma}=0,4488 \text{ для остальных групп фазы}.$$

Тогда по диаграмме рис.1,а и (12), (13) при $\alpha_n=15^\circ/q=40^\circ/3$ и $\gamma=5^\circ/3$ находим:

$$E_{\Phi}=8,23796+x0,23062;$$

$$K_{ob}=E_{\Phi}/N=0,91533+x0,02562; \quad (17)$$

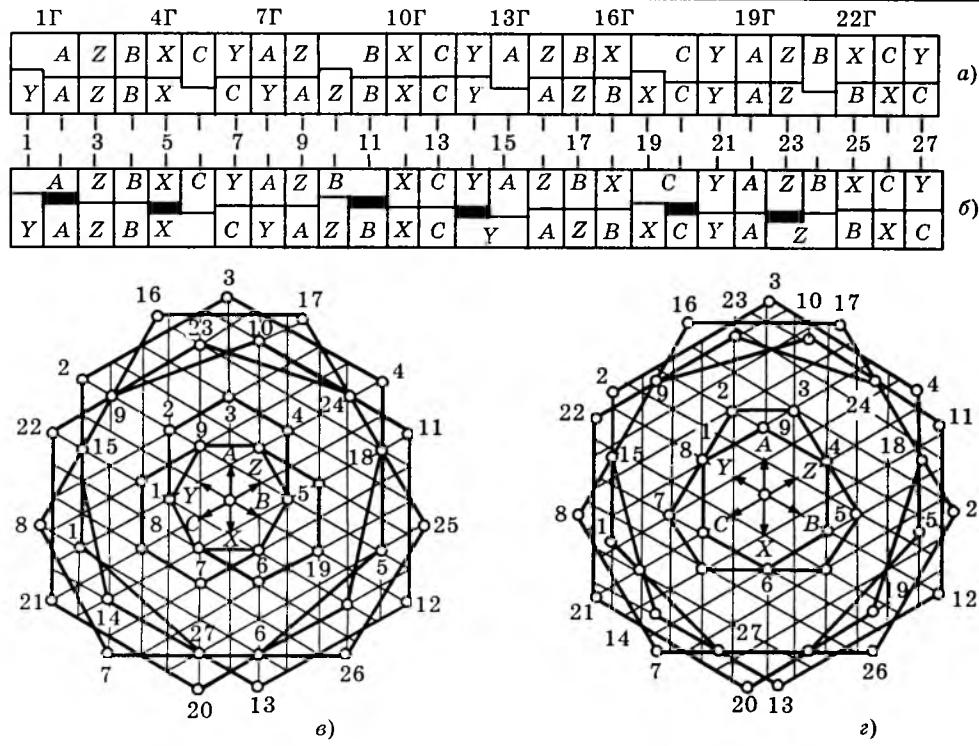


Рис.2

$$E_{\phi v} = 0,56655 - x 0,99831;$$

$$K_{obv} = E_{\phi v}/N = 0,06295 - x 0,11092. \quad (18)$$

Средний шаг катушек по пазам

$$y_{n,cr} = [(1-x)5+3+6 \cdot 4 + (1+x)4]/9 = 4 - x/9. \quad (19)$$

Из условия $E_{\phi v}=0$ по (18) определяется значение $x'=0,57$, соответствующее устранению гармонической порядка $v=1/4$ в ЭДС (МДС).

Многоугольники МДС рис.2,в соответствуют обмотке рис.2,а при катушках равноВнутренний и неравновитковых (наружный; $x=0,6$) и построены в различных масштабах, откуда по (8), (10), (11):

$$R_d^2 = (41 - 8x + 9x^2)/9; \quad (20)$$

$$K_\beta' = (31 + 2x^2)/36; \quad \beta = (22 + 2x^2)/27;$$

$$y_{n,3} = (2 - \beta)3q = 4 - x^2/4, \quad (21)$$

тогда по (9) с учетом (17) и (20) определяется оптимальное значение $x=x_{opt}=0,57$, соответствующее минимальному $\sigma_d=\sigma_{dmin}$.

Подобным образом для обмотки по рис.2,б с наружным многоугольником МДС рис.2,г находим:

$$K_{ob6} = (8,237964 - x 0,75419)/(9 - x);$$

$$K_{obv} = (0,56655 - x 1,34033)/(9 - x), \quad (22)$$

и из условия $K_{obv}=0$ получаем $x'=0,42$;

$$R_d^2 = (41 - 22x + 18x^2)/9; \quad x_{opt}=0,43; \quad (23)$$

$$K_\beta' = (31 - 8x + 4x^2)/[4(9 - 2x)];$$

$$\beta = (22 - 6x + 4x^2)/[3(9 - 2x)]. \quad (24)$$

Основные параметры обмоток рис.2,а,б сведены в табл.1.

Обмотки с $q=b+3/8$ ($c=3$) имеют группировку (5) при прибавлении числа b и средний шаг концентрических катушек $y_{k,cr}=3b+2$. Наружная катушка содержит по $(1-x)w_k$ витков в группах 1Г, 3Г, 6Г, по $(1+x)w_k$ витков в группах 5Г, 7Г при w_k витках в остальных катушках групп 1Г—8Г, а $z'=z-3x$ и значение x выбирается в пределах 0,3—0,4.

Обмотка по такому алгоритму для $b=1$ ($q=11/8$, $N=11$, $z=3N=33$) с группировкой 2 1 2 1 1 2 1 1 показана на рис.3,а при шагах катушек $y_{n1}=6$, 4 и $y_n=5$ ($y_{k,cr}=3b+2=5$; $\tau_n=4,125$). При ЭДС катушечных групп фаз:

для $p=4$

$$E_{1\Gamma}=E_{19\Gamma}=E_{22\Gamma}=1,754617 - x 0,75575,$$

$$E_{4\Gamma}=E_{10\Gamma}=E_{16\Gamma}=0,9450,$$

$$E_{7\Gamma}=E_{13\Gamma}=(1+x)0,9450;$$

для $p_v=1$

$$E'_{1\Gamma}=E'_{19\Gamma}=E'_{22\Gamma}=0,91230 - x 0,54064,$$

Таблица 1

q	Рисунок	K_{ob}	R_d^2	$y_{n,cr}$	β	x_{opt}/x'
9/8	2,а	$0,91533+x0,02562$	$\frac{41-8x+9x^2}{9}$	$4-x/9$	$\frac{22+2x^2}{27}$	0,57/0,57
	2,б	$\frac{8,23796-x0,75419}{9-x}$	$\frac{41-22x+18x^2}{9}$	4	$\frac{22-6x+4x^2}{3(9-2x)}$	0,43/0,42
11/8	3,а	$\frac{9,93025-x0,37896}{11-x}$	$\frac{67-12x+9x^2}{11}$	$\frac{55-8x}{11-x}$	$\frac{26-4x+6x^2}{3(11-2x)}$	0,39/0,27
13/8	4,а	$\frac{11,9272-x0,59298}{13-x}$	$\frac{111-20x+15x^2}{13}$	4	$\frac{32-6x+6x^2}{3(13-2x)}$	0,31/0,29
15/8	5,а	$0,94061+x0,00465$	$\frac{179-10x+11x^2}{15}$	$5+2x/15$	$\frac{40+2x^2}{45}$	0,53/0,66
	5,б	$\frac{14,1092-x0,99939}{15-x}$	$\frac{179-38x+15x^2}{15}$	$\frac{75-7x}{15-x}$	$\frac{40-6x+2x^2}{3(15-2x)}$	0,46/0,49

$$E'_{4\Gamma} = E'_{10\Gamma} = E'_{16\Gamma} = 0,45823,$$

$$E'_{7\Gamma} = E'_{13\Gamma} = (1+x)0,45823.$$

По диаграмме рис.1,б, (12), (14) при $\alpha_n=120^\circ/11$, $\gamma=15^\circ/11$ находим:

$$K_{ob} = (9,93025-x0,37896)/(11-x);$$

$$K_{obv} = (0,2468-x0,9052)/(11-x) \quad (25)$$

и из условия $K_{obv}=0$ по (25) $x'=0,27$; $y_{n,cr}=(55-8x)/(11-x)$.

Из многоугольников МДС рис.3,б по (8), (10), (11) получаем:

$$R_d^2 = (67-12x+9x^2)/11; x_{opt}=0,39; \quad (26)$$

$$K'_\beta = (37-6x+6x^2)/4(11-2x);$$

$$\beta = (26-4x+6x^2)/3(11-2x). \quad (27)$$

Основные параметры обмотки рис.3,а сведены в табл.1.

Обмотки с $q=b+5/8$ ($c=5$) имеют группировку (6) при прибавлении числа b и шаг катушек $y_n=3b+1$. Катушки первой 1Γ , 4Γ и последней 2Γ , 5Γ групп имеют по $(1-x)w_k$ витков, группы 3Γ , 6Γ , 8Γ содержат катушку с $(1+x)w_k$ витками при w_k витках в остальных катушках групп $1\Gamma-8\Gamma$; $z'=z-3x$ и x выбирается в пределах 0,3—0,35.

Обмотка по такому алгоритму для $b=1$ ($q=13/8$, $N=13$, $z=3N=39$) с группировкой 2 2 1 2 2 1 2 1 показана на рис.4, а при шаге катушек $y_n=4$ (для $\tau_n=4,875$). По звездам пазовых ЭДС фазы рис.4,б при $\alpha_n=120^\circ/13$, коэффициентах $K_y=\sin(\pi 16/39)=0,96052$, $K_{yy}=\sin(\pi 4/39)=0,31667$ для гармонических ЭДС $v=1$ и $v=1/4$ определяются и сводятся в табл.1 параметры:

$$K_{ob} = (11,9272-x0,5930)/(13-x);$$

$$K_{obv} = (0,1721-x0,5990)/(13-x) \quad (28)$$

и из условия $K_{obv}=0$ по (28) определяется $x'=0,29$, а средний шаг катушек по пазам $y_{n,cr}=4$; по многоугольнику МДС рис.4,б:

$$R_d^2 = (111-20x+15x^2)/13; x_{opt}=0,31; \quad (29)$$

$$K'_\beta = (45-8x+6x^2)/4(13-2x);$$

$$\beta = (32-6x+6x^2)/3(13-2x). \quad (30)$$

Обмотки с $q=b+7/8$ ($c=7$) имеют группировку (7) при прибавлении числа b и средний шаг концентрических катушек $y_{k,cr}=3b+2$. По I варианту катушки наруж-

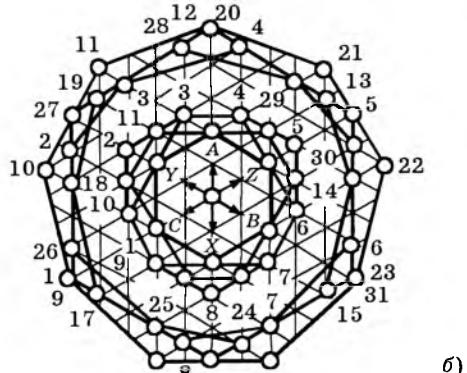
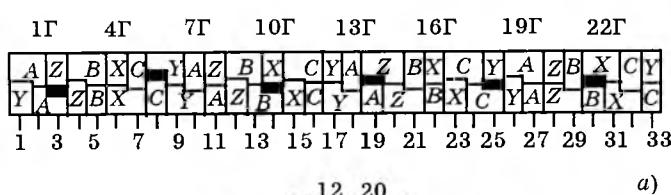


Рис.3

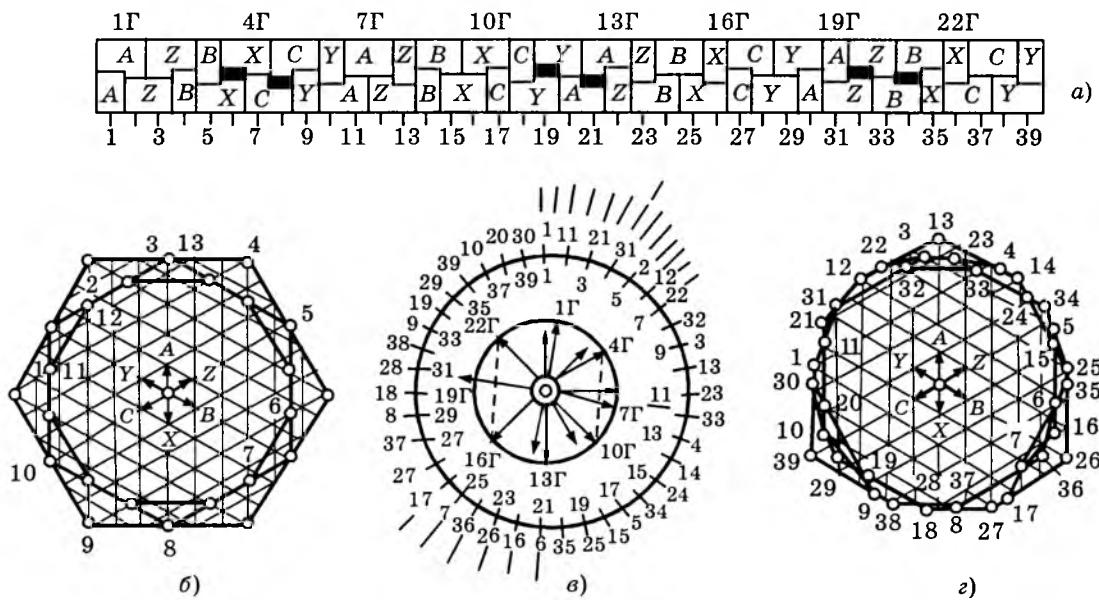


Рис.4

ная в группах 1Γ , 7Γ и внутренняя в группе 4Γ содержат по $(1+x)w_k$ витков, внутренняя в группах 2Γ , 6Γ и наружная в группе 4Γ — по $(1+x)w_k$ витков при w_k витках в остальных катушках групп 1Γ — 8Γ , а значение x выбирается в пределах 0,5—0,6. По II варианту наружная катушка групп 3Γ , 5Γ содержит по $(1-x)w_k$ витков и внутренняя катушка группы 8Γ — $(1+x)w_k$ витков при $z'=z-3x$, а значение x выбирается в пределах 0,45—0,5.

Обмотки по таким алгоритмам для $b=1$ ($q=15/8$, $N=15$, $z=3N=45$) с группировкой 2 2 2 2 2 2 1 показаны для вариантов I и II на рис.5,а,б при шагах катушек $y_{pi}=6$, 4 и $y_p=5$ ($y_{k,cr}=3b+2=5$; $\tau_p=5,625$).

Для обмотки рис.5,а ЭДС катушечных групп фазы равны:

для $p=4$

$$E_{1\Gamma}=E_{7\Gamma}=1,8933+x0,99452,$$

$$E_{4\Gamma}=1,8933-x0,09573,$$

$$E_{10\Gamma}=E_{22\Gamma}=1,8933-x0,8988,$$

$$E_{13\Gamma}=E_{19\Gamma}=1,89332, E_{16\Gamma}=0,98481;$$

для $p_v=1$

$$E'_{1\Gamma}=E'_{7\Gamma}=0,68237+x0,40674,$$

$$E'_{4\Gamma}=0,68237-x0,1311,$$

$$E'_{10\Gamma}=E'_{22\Gamma}=0,68237-x0,27564,$$

$$E'_{13\Gamma}=E'_{19\Gamma}=0,68237; E'_{16\Gamma}=0,34202.$$

Тогда по диаграмме рис.1,г, (12), (16) при $\alpha_p=15^\circ/q=8,0^\circ$, $\gamma=1,0^\circ/3$ находим:

$$\left. \begin{aligned} E_\phi &= 14,10920 + x0,06976; \\ K_{ob} &= E_\phi/N = 0,94061 + x0,00465; \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

$$\left. \begin{aligned} E_{\phi v} &= 0,45651 - x0,69466; \\ K_{obv} &= E_\phi/N = 0,03043 - x0,04631. \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

Средний шаг катушек $y_{p,cr}=5+2x/15$; из условия $E_{\phi v}=0$ по (32) определяется значение $x'=0,66$.

По многоугольникам МДС рис.5,в,г обмоток равно- (рис.5,в) и неравновитковой по рис.5,а (рис.5,г), построенных в одинаковых масштабах, определяются:

$$R_d^2 = (179-10x+11x^2)/15; x_{opt}=0,53; \quad (33)$$

$$K_\beta' = (55+2x^2)/60; \beta = (40+2x^2)/45;$$

$$y_{p,v} = 5+x^2/4. \quad (34)$$

Параметры обмотки по рис.5,б с многоугольником рис.5,д:

$$\left. \begin{aligned} K_{ob} &= (14,1092-x0,9994)/(15-x); \\ K_{obv} &= (0,4565-x0,9272)/(15-x). \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

Из условия $K_{obv}=0$ (35) получаем

$$x'=0,49; y_{p,cr}=(75-7x)/(15-x);$$

$$R_d^2 = (179-38x+15x^2)/15; x_{opt}=0,46; \quad (36)$$

$$\left. \begin{aligned} K_\beta' &= (55-8x+2x^2)/[4(15-2x)]; \\ \beta &= (40-6x+2x^2)/[3(15-2x)]. \end{aligned} \right\} \quad (37)$$

Основные параметры обмоток рис.5,а,б сведены в табл.1.

Расчеты параметров исследованных обмоток при катушках равно- ($x=0$) и неравновитковых (для $x=x_{opt}$) по выражениям (8), (17)—(37) и табл.1 сведены в табл.2, где эффективность неравновитковых обмоток оценивается коэффициентом $K_{ef}=\sigma_{d,min}/\sigma_d$. На-

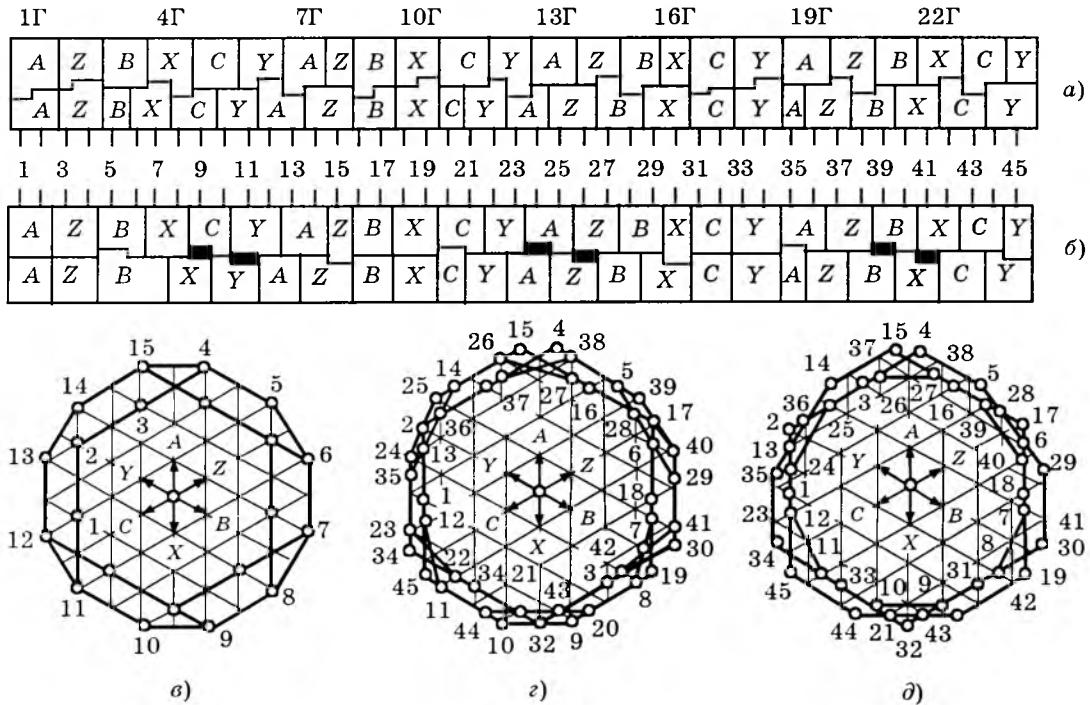


Рис.5

пример, для обмотки рис.2,а ($q=1+1/8$ и $z=27$) при полном заполнении всех пазов по (17), (19)–(21) и (8) вычисляются:

при $x=0$ $K_{ob}=0,9153$; $y_{n,cr}=4,0$; $R_d^2=41/9$ и $\sigma_{d\%}=17,79$;

при $x=x_{opt}=0,57$ $K_{ob}=0,9294$; $y_{n,cr}=3,94$; $R_d^2=39,3641/9$ и $\sigma_{d\%}=\sigma_{d\%min}=9,56$, т.е. коэффициент дифференциального рассеяния $\sigma_{d\%}$ снижается в $17,79/9,56=1,86$ раза, что показывает высокую степень эффективности неравновитковой обмотки по рис.2,а; $\beta=0,8389$; $K'_\beta=0,8792$ и $y_{n,cr}=3,92$; для равновитковой обмотки значения $\beta=4\cdot8/27=32/27$

и $(2-\beta)=22/27=0,8148$, $K'_\beta=31/36=0,8611$ и $y_{n,cr}=y_{n,cr}=4,0$ соответствуют выражениям (21) при $x=0$.

Для обмотки рис.2,б при неполном заполнении части (шести) пазов по (8), (22)–(24) при $x=x_{opt}=0,43$ и $z'=z-3x=25,71$ вычисляются: $K_{ob}=0,9294$; $y_{n,cr}=4,0$; $R=25\cdot0,9294/4\pi$; $R_d^2=34,8682/9$ и $\sigma_{d\%min}=8,55$, т.е. коэффициент $\sigma_{d\%}$ снижается в $17,79/8,55=2,08$ раза.

Отметим, что равновитковой обмотке при $q=9/8$ и шаге катушек $y_n=3$ соответствует внутренний многоугольник МДС рис.2,г, по которому (при $K_{ob}=0,9410$) определяется

Таблица 2

q	Рисунок	$x=0$				$x=x_{opt}$					
		y_n	K_{ob}	β	$\sigma_{d\%}$	x_{opt}	$y_{n,cr}$	K_{ob}	β	$\sigma_{d\%}$	K'_β
$9/8$	$2.a$	4	0,9153	0,8148	17,79	0,57	3,94	0,9299	0,8389	9,56	1,86
	$2.\bar{a}$					0,43	4,0	0,9234	0,8255	8,55	2,08
$11/8$	$3.a$	5	0,9028	0,7879	8,37	0,39	4,89	0,9220	0,8269	6,16	1,36
$13/8$	$4.a$	4	0,9175	0,8205	5,31	0,31	4,0	0,9254	0,8271	3,98	1,33
$15/8$	$5.a$	5	0,9406	0,8889	5,18	0,53	5,07	0,9431	0,9014	3,34	1,55
	$5.\bar{a}$					0,46	4,94	0,9388	0,8917	3,39	1,53

Примечание. В графе для β равновитковых обмоток ($x=0$) при $y_n>3q$ подставлено значение $(2-\beta)$.

$\sigma_{\text{д}}=14,16$, т.е. неравновитковая обмотка рис.2,б при $x=x_{\text{опт}}=0,43$ превосходит ее по коэффициенту $\sigma_{\text{д}}$ в $14,16/8,55=1,66$ раза.

Результаты табл.2 показывают высокую степень эффективности исследованных трехфазных дробных ($q=b+c/8$) неравновитковых обмоток, обусловленную повышением обмоточного коэффициента и существенным снижением их дифференциального рассеяния при одинаковом с равновитковыми обмотками расходе обмоточного провода.

Такие обмотки эффективны для использования в многополюсных и многоскоростных (лифтовых, крановых АД), в совмещенных электрических машинах. Их применение позволяет повышать энергетические и виброакустические показатели машин, решать задачу устранения вредных взаимоиндуктивных связей между разнополюсными обмотками двухобмоточного статора совмещенных и многоскоростных машин.

Выводы

- Предложены и исследованы новые схемы симметричных трехфазных дробных ($q=b+c/8$) обмоток, выполняемых из неравновитковых катушек по известным группировкам катушек при максимальном коэффициенте распределения для основной гармонической ЭДС (МДС).

- Показаны алгоритмы их формирования для значений $c=1, 3, 5, 7$, разработаны мето-

дики определения фазных ЭДС для основной и низшей дробной ($v=1/4$) гармонических, исследования и оптимизации электромагнитных параметров по показателю неравновитковости катушек.

3. Сравнения параметров обмоток неравновитковых при оптимальном значении $x=x_{\text{опт}}$ с равновитковыми показывают высокую степень их эффективности из-за повышения обмоточного коэффициента и значительного снижения коэффициента дифференциального рассеяния, что позволяет улучшать энергетические, виброакустические показатели электрических машин с такими обмотками.

Список литературы

- Лившиц-Гарик М. Обмотки машин переменного тока М.—Л.: ГЭИ, 1959.
- Вольдек А.И. Электрические машины: Учебник для вузов. Л.: Энергия, 1978.
- Попов В.И. Взаимоиндуктивные связи многофазных разнополюсных обмоток совмещенного магнитопровода//Электротехника. 1990. № 4.
- Попов В.И. Электромашинные трехфазные дробные обмотки с пониженным дифференциальным рассеянием//Электротехника. 1995. № 7.
- Попов В.И., Петров Ю.Н. Трехфазные, специальные и совмещенные обмотки электрических машин переменного тока. Н.Новгород: ВИПИ, 1995.
- Попов В.И. Оптимизация электромагнитных параметров трехфазных дробных электромашинных обмоток//Электротехника. 1996. № 10.
- Попов В.И. Новые схемы трехфазных обмоток электрических машин с улучшенными электромагнитными свойствами. Н.Новгород: ВГИПИ, 1998.

ПОПРАВКА

В оглавлении и на с.47 журнала "Электротехника" №9 за 1998 г. в фамилии четвертого автора статьи "Преобразователи постоянного напряжения с индуктивным элементом дозирующим" допущена опечатка: следует читать Николенко М.П.

7–11 декабря 1998 г. в залах 5 и 6 Paris-Nord Villepinte Exhibition Center (Франция) будет проходить выставка продукции широкого спектра применения многих ведущих электротехнических фирм.

Учет неравномерности температурного поля в поперечных сечениях катушек обмоток статора

Ю.В.СМИРНОВ, канд.техн.наук

Московский ГИУ

Приведен расчет температурного поля в поперечном сечении катушки обмотки статора, основанный на принципе элементарной суперпозиции. Предложен критерий для оценки неравномерности температурного поля в поперечном сечении катушки, имеющий простое функциональное выражение. Учет неравномерности температурного поля в поперечном сечении катушки позволяет повысить точность теплового расчета за счет базирования на максимальное превышение температуры обмотки статора.

При проектировании электрических машин переменного тока перечень лимитируемых параметров обычно ограничивается превышениями температуры активных частей и каталожными параметрами. Основным лимитирующим параметром, обеспечивающим заданный срок службы электрической машины переменного тока, является максимальное превышение температуры обмоток статора, которое не должно превышать допустимого значения.

При общепринятой методике теплового расчета электромашину представляют в виде системы стержней с тепловыми связями и различными условиями охлаждения на граничных поверхностях [1]. В частности, катушку обмотки статора заменяют эквивалентным стержнем с одинаковой по поперечному сечению температурой, равной средней температуре проводников [2,3]. Расчет продольной составляющей температурного поля в катушках обмоток статора при различных условиях охлаждения приведен в [3,4]. Реальное температурное поле в катушках обмоток статора трехмерное, включающее в себя кроме продольной также поперечную и радиальную составляющие. При этом температуры на граничных поверхностях теплообмена катушек существенно отличаются от среднеобъемных значений температуры. Целью предлагаемого исследования является учет неравномерности температурного поля в поперечных сечениях катушек обмоток статора при преимущественно применяемом воздушном охлаждении.

Характер температурного поля в катушках обмоток статора достаточно сложен и в значительной мере зависит от способа вентиляции [5—7]. Из опыта проектирования электрических машин обычно заранее известно местоположение наиболее нагретых ка-

тушек при заданной системе охлаждения. Исходя из лимитирующего условия допустимого нагрева, при тепловом расчете электрической машины можно рассматривать температурное поле только наиболее нагретой катушки. Каждая катушка обмоток статора имеет вполне определенные участки, разграниченные между собой поперечными сечениями, в которых градиент продольной составляющей температурного поля равен нулю. Поэтому в наиболее нагретой катушке можно выделить наиболее нагретое поперечное сечение, внутри которого и находится точка с максимальной температурой нагрева. Из-за высокой теплопроводности материала проводов картины температурного поля в различных поперечных сечениях указанного участка катушки идентичны. Следовательно, можно рассматривать двухмерное температурное поле в наиболее нагретом поперечном сечении катушки с началом координат в точке с максимальной температурой и, зная закон изменения продольной составляющей температурного поля в пределах участка, построить картины температурного поля в других поперечных сечениях участка катушки. Такой подход справедлив для анализа двухмерного температурного поля во всех поперечных сечениях катушек, в которых градиент продольной составляющей температурного поля равен нулю, например, для наименее нагретого поперечного сечения катушки.

Для упрощения анализа температурного поля в катушке вводим следующие допущения: реальное трапециoidalное поперечное сечение катушки заменяется эквивалентным по площади прямоугольным, интенсивность внутренних источников тепла считаем независящей от температуры и равномерной по поперечному сечению катушки,

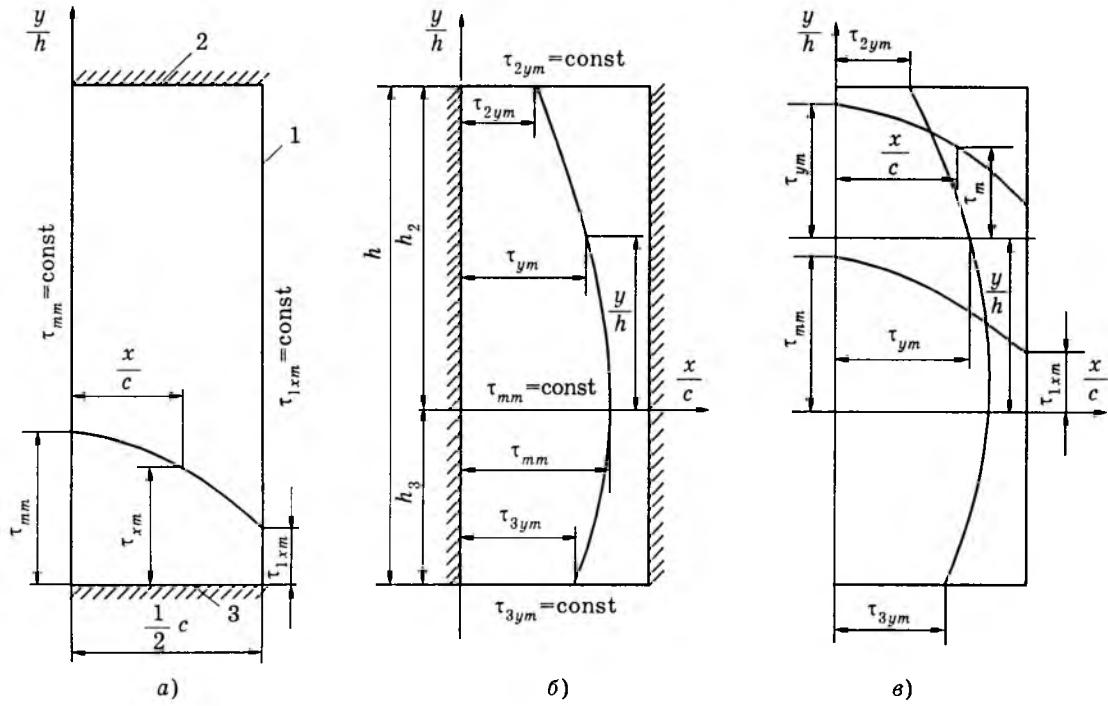


Рис.1

теплопроводность катушки характеризуем эквивалентными коэффициентами теплопроводности по осям температурного поля. При этих допущениях для расчета температурного поля в поперечных сечениях катушки можно использовать принцип элементарной суперпозиции [8]. Сущность этого принципа заключается в том, что действие элементарного источника тепла в любой точке катушки определяется как сумма действий любой комбинации источников, расположенных в той же точке и имеющих в сумме ту же интенсивность, что и исходный источник тепла. В [9] метод элементарной суперпозиции применен для расчета температурного поля в сосредоточенных катушках и получено решение с погрешностью не более 5% по сравнению с точным решением.

В соответствии с принципом элементарной суперпозиции при двумерном температурном поле в поперечном сечении катушки для интенсивности внутреннего источника тепла в элементарном участке поперечного сечения катушки имеем:

$$q = q_x + q_y, \quad (1)$$

где q_x , q_y — составляющие интенсивности внутреннего источника тепла, рассеиваемые соответственно поперечным и радиальным тепловыми потоками.

Благодаря одинаковым условиям теплообмена катушки с зубцами пакета статора в пазовой области и соседними катушками в лобовой области обмотки статора можно счи-

тать температурное поле в любом поперечном сечении катушки симметричным относительно радиальной оси и рассматривать температурное поле в пределах половины ширины катушки. С учетом этого на рис.1 показаны поперечная составляющая (а), радиальная составляющая (б) и результирующие кривые (в) температурного поля в наиболее нагретом поперечном сечении катушки.

Поперечная составляющая температурного поля в любом поперечном сечении катушки описывается уравнением:

$$q_x = -\frac{\lambda_x}{c^2} \frac{d^2 \tau_x}{d\left(\frac{x}{c}\right)^2}, \quad (2)$$

где τ_x — превышение температуры на расстоянии x/c от оси y/h ; c и h — ширина и высота катушки; λ_x — эквивалентный коэффициент теплопроводности катушки в поперечном направлении.

Для наиболее нагретого поперечного сечения катушки граничные условия имеют вид:

$$\left. -\lambda_x \frac{d\tau_{xm}}{d\left(\frac{x}{c}\right)} \right|_1 = \alpha_{1m} c \tau_{1xm}; \quad \left. \frac{d\tau_{ym}}{d\left(\frac{y}{h}\right)} \right|_{2,3} = 0, \quad (3)$$

где τ_{xm} и τ_{ym} — превышения температуры в наиболее нагретом поперечном сечении катушки соответственно на расстоянии y/h от оси x/c и на расстоянии x/c от оси y/h ;

1 — граничные поверхности катушки, параллельные оси y/h ; 2,3 — граничные поверхности катушки, параллельные оси x/c ; α_{1m} — значение коэффициента теплоотдачи на поверхности 1 в зоне наиболее нагретого поперечного сечения; τ_{1xm} — наибольшее превышение температуры на поверхностях 1.

Решение уравнения (2) при граничных условиях (3) будет:

$$\tau_{xm} = \frac{q_x c}{2\alpha_{1m}} + \frac{q_x c^2}{2\lambda_x} \left[\frac{1}{4} - \left(\frac{x}{c} \right)^2 \right]. \quad (4)$$

При начальном условии $x/c=0$, $\tau_{xm}=\tau_{mm}$ для максимального превышения температуры катушки из (4) найдем:

$$\tau_{mm} = \frac{q_x c^2}{4\lambda_x} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{Bi_{1m}} \right), \quad (5)$$

где $Bi_{1m} = \frac{\alpha_{1m} c}{2\lambda_x}$ — значение критерия Био на поверхностях 1 в зоне наиболее нагретого поперечного сечения катушки.

Соответственно при $x/c=1/2$ получим:

$$\tau_{1xm} = \frac{q_x c^2}{4\lambda_x Bi_{1m}}. \quad (6)$$

Из (5)

$$q_x = \frac{8\lambda_x \tau_{mm}}{c^2 \left(1 + \frac{2}{Bi_{1m}} \right)}. \quad (7)$$

Подставив значение q_x по (7) в выражения (4) и (6), найдем:

$$\tau_{xm} = \tau_{mm} \left[1 - \frac{4 \left(\frac{x}{c} \right)^2}{1 + \frac{2}{Bi_{1m}}} \right]; \quad (8)$$

$$\tau_{1xm} = \frac{\tau_{mm}}{1 + \frac{1}{2} Bi_{1m}}. \quad (9)$$

Радиальная составляющая температурного поля в любом поперечном сечении катушки описывается уравнением:

$$q_y = -\frac{\lambda_y}{h^2} \frac{d^2 \tau_y}{d \left(\frac{y}{h} \right)^2}, \quad (10)$$

где λ_y — эквивалентный коэффициент теплопроводности катушки в радиальном направлении; τ_y — превышение температуры

на расстоянии y/h от оси x/c .

Границные условия для радиальной составляющей температурного поля в зоне наиболее нагретого поперечного сечения катушки имеют вид:

$$-\lambda_y \frac{d\tau_{ym}}{d \left(\frac{y}{h} \right)} \Big|_{2,3} = \alpha_{2,3m} h \tau_{2,3ym}; \quad \frac{d\tau_{ym}}{d \left(\frac{y}{h} \right)} \Big|_1 = 0, \quad (11)$$

где $\alpha_{2,3m}$ — значения коэффициента теплоотдачи на поверхностях 2 и 3 в зоне наиболее нагретого поперечного сечения; $\tau_{2,3ym}$ — наибольшее превышение температуры на граничных поверхностях 2 и 3.

Решение уравнения (10) при граничных условиях (11) будет:

$$\tau_{ym} = \tau_{mm} - \frac{q_y h^2}{2\lambda_y} \left(\frac{y}{h} \right)^2. \quad (12)$$

Из (12) с учетом (11) получим:

$$\tau_{2,3ym} = \frac{q_y h^2}{\lambda_y} \left(\frac{h_{2,3}}{h} \right)^2 \frac{1}{Bi_{2,3m}}, \quad (13)$$

где $h_{2,3}$ — расстояние между осью x/c и поверхностями 2 и 3; $Bi_{2,3m} = \frac{\alpha_{2,3m} h_{2,3}}{\lambda}$ — значение критерия Био на поверхностях 2 и 3 в зоне наиболее нагретого поперечного сечения.

Из уравнения (13)

$$q_y = \frac{2\lambda_y \tau_{mm}}{h^2} \frac{1}{\left(\frac{h_{2,3}}{h} \right)^2 \left(1 + \frac{2}{Bi_{2,3m}} \right)}; \quad (14)$$

$$\frac{h_2}{h_3} = \sqrt{\frac{1 + \frac{2}{Bi_{3m}}}{1 + \frac{2}{Bi_{2m}}}}. \quad (15)$$

Подставив значение q_y по (14) в выражения (12) и (13), получим:

$$\tau_{ym} = \tau_{mm} \left[1 - \frac{\left(\frac{y}{h} \right)^2}{\left(\frac{h_{2,3}}{h} \right)^2 \left(1 + \frac{2}{Bi_{2,3m}} \right)} \right]; \quad (16)$$

$$\tau_{2,3ym} = \frac{\tau_{mm}}{1 + \frac{1}{2} Bi_{2,3m}}. \quad (17)$$

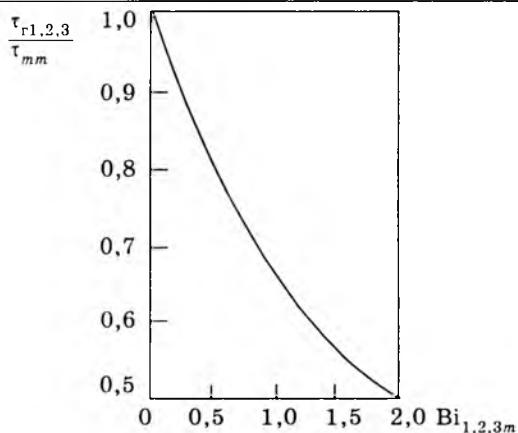


Рис.2

Сопоставив выражения (9) и (17), для наибольших значений превышения температуры на граничных поверхностях 1, 2, 3 получим:

$$\tau_{r1,2,3} = \frac{\tau_{mm}}{1 + \frac{1}{2} Bi_{1,2,3m}}. \quad (18)$$

На рис.2 представлена рассчитанная по выражению (18) зависимость $\tau_{r1,2,3}/\tau_{mm}$ в функции $Bi_{1,2,3m}$, подтверждающая необходимость учета перепада температуры в поперечных сечениях катушки, который при реальных значениях теплофизических параметров достигает 50% максимального превышения температуры, что согласуется с экспериментальными данными, например, приведенными в [10].

Для максимального превышения температуры катушки после подстановки в (1) значений q_x по (7) и q_y по (14) найдем:

$$\tau_{mm} = \frac{qc^2}{8\lambda_x} \frac{1 + \frac{2}{Bi_{1m}}}{1 + \frac{1}{4} \frac{\lambda_y}{\lambda_x} \left(\frac{c}{h}\right)^2 \left(\frac{h}{h_{2,3}}\right)^2 \frac{1 + \frac{2}{Bi_{1m}}}{1 + \frac{2}{Bi_{2,3m}}}}. \quad (19)$$

Совмещая на основе принципа элементарной суперпозиции поперечную и радиальную составляющие в реальное двухмерное температурное поле (рис.1,в), для превышения температуры в любой точке наиболее нагретого поперечного сечения катушки в соответствии с (8) и (16) находим:

$$\tau_m = \tau_{mm} \left[1 - \frac{4\left(\frac{x}{c}\right)^2}{1 + \frac{2}{Bi_{1m}}} \right] \left[1 - \frac{\left(\frac{y}{h}\right)^2}{\left(\frac{h_{2,3}}{h}\right)^2 \left(1 + \frac{2}{Bi_{2,3m}}\right)} \right]. \quad (20)$$

Для расчета величины по выражениям (19) и (20) достаточно знать граничные условия только на двух поверхностях теплообмена (1 и 2 или 1 и 3).

Для оценки неравномерности температурного поля в катушках обмоток статора удобно использовать соответствующие критерии [11]. В данной работе вводим критерий неравномерности температурного поля в поперечном сечении катушки, который для наиболее нагретого поперечного сечения имеет вид:

$$\Psi_m = \frac{\tau_{cm}}{\tau_{mm}}, \quad (21)$$

где τ_{cm} — среднее значение превышения температуры в наиболее нагретом поперечном сечении катушки.

Указанный критерий в соответствии с (20) определяется выражением:

$$\Psi_m = \int_{-\frac{1}{2} - \frac{h_2}{h}}^{\frac{1}{2} - \frac{h_3}{h}} \left[1 - \frac{4\left(\frac{x}{c}\right)^2}{1 + \frac{2}{Bi_{1m}}} \right] \times \\ \times \left[1 - \frac{\left(\frac{y}{h}\right)^2}{\left(\frac{h_{2,3}}{h}\right)^2 \left(1 + \frac{2}{Bi_{2,3m}}\right)} \right] d\left(\frac{x}{c}\right) d\left(\frac{y}{h}\right). \quad (22)$$

После интегрирования (22) получим:

$$\Psi_m = \left(1 - \frac{1}{3} \frac{1}{1 + \frac{2}{Bi_{1m}}} \right) \times \\ \times \left[1 - \frac{1}{3} \left(\frac{\frac{h_2}{h}}{1 + \frac{2}{Bi_{2m}}} + \frac{\frac{h_3}{h}}{1 + \frac{2}{Bi_{3m}}} \right) \right]. \quad (23)$$

В предельных случаях $Bi_{2m}=0$, $h_2/h=0$, $h_3/h=1$ и $Bi_{3m}=0$, $h_2/h=1$, $h_3/h=0$ из выражения (23) соответственно имеем:

$$\Psi_m = \left(1 - \frac{1}{3} \frac{1}{1 + \frac{2}{Bi_{1m}}} \right) \left(1 - \frac{1}{3} \frac{1}{1 + \frac{2}{Bi_{3m}}} \right); \quad (24)$$

$$\Psi_m = \left(1 - \frac{1}{3} \frac{1}{1 + \frac{2}{Bi_{1m}}} \right) \left(1 - \frac{1}{3} \frac{1}{1 + \frac{2}{Bi_{2m}}} \right). \quad (25)$$

В свою очередь при одинаковой теплоотдаче с торцов катушки, т.е. при $Bi_{2m}=Bi_{3m}$, $h_2/h=h_3/h=0,5$, из (23) найдем:

$$\Psi_m = \left(1 - \frac{1}{3} \frac{1}{1 + \frac{2}{Bi_{1m}}} \right) \left(1 - \frac{1}{3} \frac{1}{1 + \frac{2}{Bi_{2,3m}}} \right). \quad (26)$$

Выражения (24) и (25) представляют предельные значения, а выражение (26) — среднее значение функции $\Psi_m(Bi_{1m}, Bi_{2m}, Bi_{3m})$, в которой Bi_{1m} характеризует преимущественно габарит электрической машины, а Bi_{2m} и Bi_{3m} — систему ее охлаждения. Поэтому можно для различных значений Bi_{1m} построить критериальные зависимости $\Psi_m(Bi_{2m}, Bi_{3m})$ в предельных диапазонах изменения взаимосвязанных критериев Bi_{2m} и Bi_{3m} в виде $Bi_{2n} > Bi_{2m} > 0$ и $0 < Bi_{3m} < Bi_{3n}$, где Bi_{2n} и Bi_{3n} — предельные значения соответствующих критериев. Указанные критериальные зависимости, рассчитанные по выражению (23) при $Bi_{2n}=Bi_{3n}=2$, показаны на рис.3. Тепловой режим катушки при $Bi_2 \approx 0$ является чисто теоретическим, а тепловой режим катушки при $Bi_3 \approx 0$ может иметь место только у асинхронных двигателей мощностью менее 0,5 кВт. В основной зоне тепловых режимов катушек при любом заданном зна-

чении Bi_{1m} имеем вполне определенное значение критерия Ψ_m , что позволяет легко ввести его в тепловой расчет.

Все сказанное справедливо и при анализе температурного поля в наименее нагретом поперечном сечении катушки. При известных значениях критериев Bi_{1n} , Bi_{2n} и Bi_{3n} , соответствующих граничным условиям на поверхностях 1,2 и 3 в зоне наименее нагретого поперечного сечения, по аналогии с выражениями (19) и (26) имеем:

$$\tau_{m,n} = \frac{qc^2}{8\lambda_x} \frac{1 + \frac{2}{Bi_{1n}}}{1 + \frac{1}{4} \frac{\lambda_y}{\lambda_x} \left(\frac{c}{h} \right)^3 \left(\frac{h}{h_{2,3}} \right)^2 \frac{1 + \frac{2}{Bi_{1n}}}{1 + \frac{2}{Bi_{2,3n}}}}; \quad (19')$$

$$\Psi_n = \left(1 - \frac{1}{3} \frac{1}{1 + \frac{2}{Bi_{1n}}} \right) \left(1 - \frac{1}{3} \frac{1}{1 + \frac{2}{Bi_{2,3n}}} \right), \quad (26')$$

причем

$$\frac{h}{h_3} = 1 + \sqrt{\frac{1 + \frac{2}{Bi_{3n}}}{1 + \frac{2}{Bi_{2n}}}}, \quad \frac{h}{h_2} = 1 + \sqrt{\frac{1 + \frac{2}{Bi_{2n}}}{1 + \frac{2}{Bi_{3n}}}}.$$

Графики на рис.3 справедливы и для критериальной зависимости $\Psi_n(Bi_{1n}, Bi_{2n}, Bi_{3n})$, причем различие в определении Ψ_m и Ψ_n заключается только в различных величинах Bi_{1m} и Bi_{1n} . В соответствии с рис.3 можно получить приближенную формулу для расчета критериев неравномерности температурного поля в поперечном сечении катушки в виде:

$$\Psi_{m,n} \approx 0,87 - 0,065 Bi_{1m,n} \quad (27)$$

при $0,5 < Bi_{3m,n} < 1,5$ и $1,5 > Bi_{2m,n} > 0,5$.

В электромашинах малой и средней мощности при продольной системе вентиляции наиболее нагретое поперечное сечение катушки находится в лобовой области обмоток статора, а наименее нагретое поперечное сечение катушки — в пазовой области обмоток. В электромашинах большой мощности при радиальной системе вентиляции наиболее нагретое поперечное сечение катушки находится в пазовой области обмоток, а наименее нагретое — в лобовой области. В каждом частном случае для опреде-

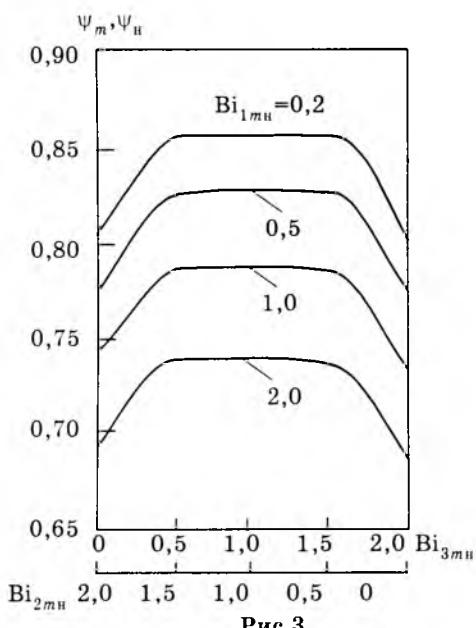


Рис.3.

ления уточненных значений критериев Био в зоне наиболее и наименее нагретых поперечных сечений катушки перед тепловым расчетом необходимо провести вентиляционный расчет.

Среднеобъемный критерий неравномерности температурного поля в катушке по [11] равен $\Psi_1 = \frac{\tau_c}{\tau_{mm}}$, где τ_c — среднеобъемное превышение температуры катушки. При использовании указанной методики расчет критерия Ψ_1 можно провести по формуле:

$$\Psi_1 \approx \frac{1}{4} (\psi_m + \psi_n) \left(1 + \frac{\tau_{m,n}}{\tau_{mm}} \right). \quad (28)$$

Точность учета неравномерности температурного поля в катушках обмотки статора определяется как погрешностью методики расчета, так и достоверностью принятых значений теплофизических параметров. В [7] для относительных значений превышения температуры приведен точный расчет температурного поля в поперечном сечении катушки при $c=h$, $\lambda_x=\lambda_y$, $Bi_{2m,n}=Bi_{3m,n}$. По аналогии с [7] принимаем относительное значение максимального превышения температуры в виде $\tau_{mm*} = 4\tau_{mm}/(qc^2)$ и относительное значение текущего превышения температуры, определяемое в соответствии с (19) и (20) выражением

$$\tau_{m*} = \frac{\frac{1}{2}}{\frac{1}{1 + \frac{2}{Bi_{1m,n}}} + \frac{1}{1 + \frac{2}{Bi_{2m,n}}}} \left[1 - \frac{4 \left(\frac{x}{c} \right)^3}{1 + \frac{2}{Bi_{1m,n}}} \right] \times \\ \times \left[1 - \frac{4 \left(\frac{y}{h} \right)^2}{1 + \frac{2}{Bi_{2m,n}}} \right]. \quad (29)$$

На рис.4 представлены зависимости $\tau_{m*} \left(\frac{x}{c} \right)$ при нескольких значениях y/h для случая $Bi_{1m,n}=1,0$ и $Bi_{2m,n}=0,5$, приведенные в [7] (сплошные линии) и рассчитанные по выражению (29) (пунктирные линии). Из графиков на рис.4 следует, что предложенная методика расчета температурного поля при несизмеримо меньшей сложности обеспечивает минимальную погрешность для

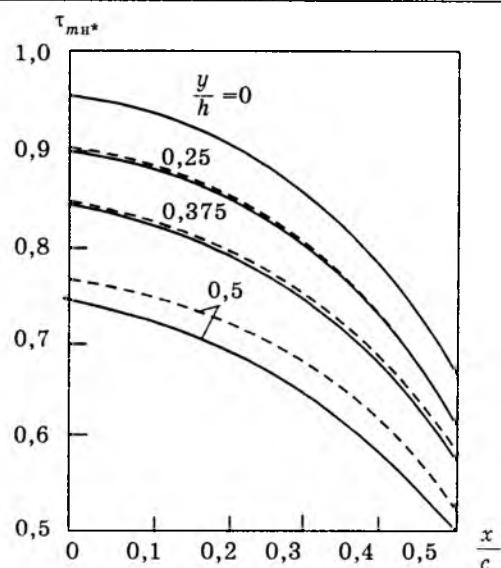


Рис.4.

превышения температуры на теплоотдающих поверхностях катушки и дает практически точный результат для превышения температуры внутри катушки. Расчет коэффициентов теплопроводности обмоточного пространства катушек при заданном значении коэффициента заполнения с достаточной степенью точности может быть выполнен по [12]. Для определения коэффициентов теплоотдачи с поверхности катушек необходимо предварительно привести вентиляционный расчет в соответствие с данной системой охлаждения. Погрешность при определении коэффициентов теплоотдачи в основном зависит от точности вентиляционного расчета.

Предложенная методика учета неравномерности температурного поля в катушках обмоток статора электрических машин переменного тока при незначительном усложнении общепринятого тепловентиляционного расчета позволяет существенно повысить его точность. Особенно важен такой расчет при проектировании специализированных электромашин с предельными электромагнитными и тепловыми нагрузками.

Список литературы

1. Унифицированная серия асинхронных двигателей Интерэлектро/Под ред. В.И.Радина М.: Энергоиздат, 1990.
2. Асинхронные двигатели общего назначения/Под ред. В.М.Петрова, и А.Э.Кравчика. М.:Энергия, 1980.
3. Тубис Я.Б., Фанарь М.С., Елин Д.Г. Расчет распределения температуры обмоток асинхронных двигателей//Электротехника. 1989. № 3. С.12—14.
4. Яковлев А.И. Распределение температуры в асинхронных электродвигателях с радиальной системой вентиляции//Электричество. 1969. № 9. С.65—69.

5. Счастливый Г.Г. Нагревание закрытых асинхронных электродвигателей. Киев: Наукова думка, 1966.
6. Борисенко А.Н., Данько В.Г., Яковлев А.И. Аэродинамика и теплопередача в электрических машинах. М.: Энергия, 1974.
7. Филиппов И.Ф. Теплообмен в электрических машинах. Л.: Энергоиздат, 1986.
8. Пехович А.И., Жидких В.М. Расчеты теплового режима твердых тел. М.: Энергия, 1968.
9. Смирнов Ю.В. Тепловой расчет обмоток электромагнитных устройств малой мощности//Электротехника. 1975. № 2. С.52—57.
10. Исследование эффективности охлаждения взрывозащищенных асинхронных двигателей при различных схемах вентиляции/В.К.Коробов, П.А.Сороко, А.Т.Токаренко, А.К.Шубин //Электротехника. 1975. № 12. С.44—47.
11. Смирнов Ю.В. Критерии неравномерности температурного поля в катушках электромагнитных устройств//Электротехника. 1975. № 11. С.41—45.
12. Смирнов Ю.В. Расчет коэффициентов теплопроводности обмоток статора асинхронных двигателей//Электричество. 1998. № 1. С.64—67.

Диагностирование эксцентрикситета и обрыва стержней ротора в асинхронных электродвигателях без их отключения

М.А.ГАШИМОВ, доктор техн.наук, проф., Г.А.ГАДЖИЕВ, канд.техн.наук (АЗНИИЭ и ЭП),
С.М.МИРЗОЕВА, инж. (АО «Азэнерго»)

Предложены способы диагностического контроля неисправностей в асинхронных двигателях без их отключения, основанные на анализе характера изменения третьих гармоник, выделяемых из фазных величин обмотки статора в условиях работы машины.

Асинхронные электродвигатели, потребляющие около 40% выработанной электроэнергии, получили широкое применение в качестве электропривода в схеме питания собственных нужд электростанций и в других отраслях народного хозяйства. Разработка эффективных способов диагностического контроля технического состояния в условиях их функционирования позволит своевременно определить возникающие неисправности, предотвратить внезапные отказы в работе и нарушения ответственных технологических процессов на электрических станциях и в узлах нагрузки, при которых народному хозяйству наносятся огромные моральные и материальные ущербы.

Одна из главных трудностей в решении этой актуальной задачи заключается в том, что пока недостаточно исследованы отдельные неисправности электрических машин на предмет получения диагностирующей информации и не определены специальные информативные параметры или признаки (диагностические параметры), особенно из числа высших гармонических составляющих в машине, на основе которых можно было бы разработать эффективные способы и средства контроля.

Практика эксплуатации и производства электродвигателей показывает, что неравномерность воздушного зазора (эксцентрикситет) и обрыв стержней короткозамкнутого рото-

ра являются наиболее часто встречающимися и трудноподдающимися контролю неисправностями. Неравномерность воздушного зазора более 10% и обрыв даже одного-двух стержней в короткозамкнутом роторе сильно искажают распределение магнитного потока и, как следствие этого, нарушаются электромагнитные процессы функционирования, появляются повышенные паразитные моменты от высших гармонических полей, снижаются эксплуатационная надежность и долговечность машины [1—3].

В условиях работы возникновение обеих неисправностей создает опасность задевания ротора за статор с тяжелыми последствиями для машины.

Наиболее явными признаками указанных неисправностей на практике являются изменение шума, повышение вибрации, пульсации тока в фазах статора и др. Однако в условиях работы эти признаки могут наблюдаться только на стадиях окончательного выхода машины из строя. На начальных же стадиях возникновения неисправностей требуются целенаправленные усилия по их диагностированию.

Прямой метод контроля неравномерности воздушного зазора в электрических машинах путем непосредственного измерения зазора с помощью специальных механических щупов в четырех точках расточки статора, геометрически сдвинутых между собой

на 90° , не удобен и малоэффективен. Поэтому разработано несколько косвенных способов, основанных на определении неравномерности воздушного зазора по вибрации и прогибу вала, искажению магнитного поля в зазоре, опрокидывающему моменту, использованию специальных измерительных индуктивных контуров, по методу затухания постоянного тока и др. [4,5].

Существуют способы регистрации обрыва стержней короткозамкнутого ротора, основанные на измерении магнитного потока рассеяния, образующегося вокруг стержней ротора, на перемещении двух подковообразных электромагнитов со стержня на стержень по окружности бочки ротора, на измерении силы тока в статоре в процессе медленного проворачивания ротора при питании обмотки статора пониженным напряжением, на сравнении уровней сигналов вибраций корпуса и др. [7].

К сожалению, существующие методы контроля этих неисправностей оказываются малоэффективными, требуют или специального испытания, или специального пускового режима и поэтому не нашли широкого практического применения. Главным же их недостатком является непригодность для применения в условиях нормальных режимов работы машины.

Поскольку данные неисправности оказывают определенное влияние на гармонические составляющие электромагнитного процесса функционирования машины, представляет интерес специально исследовать это влияние для получения диагностирующей информации.

Настоящая статья посвящена исследованию влияния неравномерности воздушного зазора и обрыва стержней ротора на электромагнитные процессы, в особенности на его гармонические составляющие, и анализу возможностей использования их в качестве параметров диагностического контроля этих неисправностей в асинхронных двигателях в условиях работы.

По специальной методике путем физического моделирования неравномерности воздушного зазора и обрыва стержней ротора проведено экспериментальное их исследование в ряде асинхронных двигателей. Сущность методики заключается в том, что создаются искусственно указанные неисправности, исследуется количественное и качественное влияние их на параметры и харак-

теристики электромагнитного процесса функционирования, в том числе на высшие гармонические составляющие в фазных величинах обмотки статора машины.

Варьирование неравномерности воздушного зазора осуществлялось с помощью специально изготовленной для этой цели установки, позволяющей путем плавного смещения ротора в расточке статора в направлениях вертикальной (вверх и вниз) и горизонтальной (вправо и влево) осей получить заданные эксцентрикитеты (ε). При неподвижном роторе на обмотку статора подается переменное напряжение (20—25% номинального) и при различных эксцентрикитетах измеряются токи в фазах и напряжение на предварительно выведенных наружу выводах катушек обмотки статора (рис.1). Одновременно с помощью анализатора гармоник выделены и определены высшие гармонические составляющие в фазных напряжениях.

Установлено, что при эксцентриките искажаются синусоидальность и симметричность фазных напряжений и токов, появляются дополнительные гармоники, а также растет их значение относительно первой гармоники.

В качестве примера в табл.1 и 2 приведены данные, характеризующие влияния неравномерности воздушного зазора, соответственно, на распределение напряжения в катушечных группах и на его высшие гармонические составляющие в фазных обмотках статора, полученные для асинхронной маши-

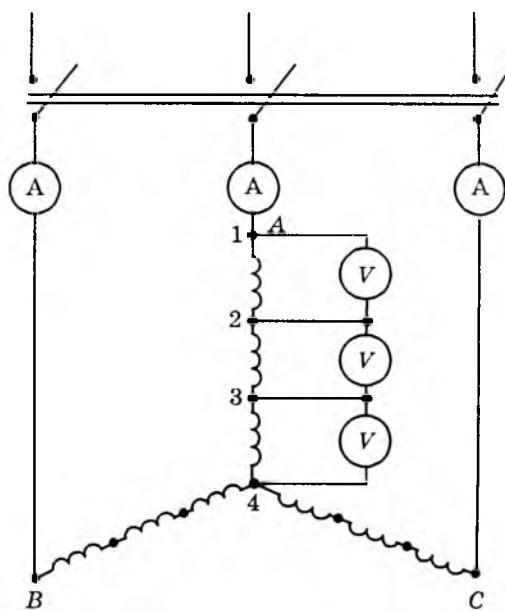


Рис.1. Схема измерения распределения напряжений между катушечными группами и токов в фазных обмотках статора при исследовании эксцентрикитета

ны типа А-51-6 А (катушечные группы u_{1-2} , u_{2-3} , u_{3-4} соединены последовательно).

Натурные экспериментальные исследования обрыва стержня короткозамкнутого ротора в асинхронных двигателях проводились в режимах холостого хода и нагрузки в цикле технологического процесса.

Предварительно создавали данную неисправность искусственно, путем сверления стержня в пазу. В процессе работы машины в различных режимах при помощи анализатора гармоник производили измерение и анализ пульсаций фазных токов и их гармонических составляющих. Одновременно указанные параметры осциллографировались с помощью осциллографа типа 6008 (SE, Англия).

Установлено, что в отличие от исправного состояния при возникновении обрыва стержня появляются пульсации фазных токов и их гармонических составляющих ($v=1, 3, 5, 7$ гармоник). При этом по сравнению с пульсациями полного фазного тока и его первой гармоники наиболее сильную пульсацию имеет третья гармоника, особенно при наличии нагрузки в машине.

В качестве примера на рис.2 приведены осциллограммы полного фазного тока в обмотке статора, соединенной треугольником, его первой и третьей гармоник, снятые при обрыве стержня ротора на асинхронном двигателе типа А160МО4; 18,5 кВт, в режиме холостого хода и нагрузки, равной $0,5I_n$. Одновременно на шкале анализатора велось наблюдение, по перемещениям стрелки, за изменениями осциллографированных токов. Результаты наблюдения приведены в табл.3.

Для обоснования и целенаправленного анализа полученных экспериментальных данных коротко рассмотрим физические

процессы и явления при возникновении исследованных неисправностей в машине, основываясь на известных из теории электрических машин положениях и выводах. В данном случае нет необходимости глубоко раскрывать их аналитически.

Как видно из данных экспериментальных исследований, и при эксцентрикситете, и при обрыве стержня ротора изменяются значение и порядок высших гармоник в машине, из них наиболее чувствительной к названным неисправностям является третья гармоника в фазных величинах обмотки статора.

Как известно, наличие в фазных величинах обмотки статора третьей гармоники главным образом обусловлено насыщением магнитной системы основным потоком намагничивания, определяемым значением намагничающего тока машины. При соединении обмотки статора звездой гармоники третьего и кратного трем порядка содержатся только в фазовом напряжении и исчезают в линейном напряжении, так как при образовании линейного напряжения они взаимно уничтожаются. При соединении обмотки треугольником эти гармоники содержатся только в фазных токах.

НС каждой отдельной фазы обмотки статора представляет собой сумму неподвижных в пространстве и пульсирующих во времени гармоник [2]:

$$F_\Phi = \sum_{v=1,3,5,\dots} F_{\Phi v} \sin \omega t \cos v\alpha. \quad (1)$$

Результирующая НС для каждой гармонической в отдельности может быть найдена сложением данных гармонических всех трех фаз.

При этом в отличие от первой и других, не кратных трем, гармоник НС от третьей гармоники в воздушном зазоре отсутствует,

Таблица 1

Фазы	$\epsilon, \%$	$u_{1-2},$		$u_{2-3},$		$u_{3-4},$		$z_{1-2},$		$z_{2-3},$		$z_{3-4},$		$u_\Phi, \text{ В}$	$J_\Phi, \text{ А}$	$z_\Phi, \text{ Ом}$	$z_\Phi, \%$	
		B	%	B	%	B	%	Ом	%	Ом	%	Ом	%					
A	0	5,24	100	5,22	100	5,2	100	2,62	100	2,61	100	2,62	100	15,7	2	100	7,85	100
	25	5,45	104	5,22	100	5,03	96,5	2,75	105	2,64	101	2,54	97	15,7	1,98	99	7,93	101,2
	50	5,6	107	5,2	99,5	4,9	93,5	2,88	110	2,68	102,5	2,52	96,3	15,7	1,94	97	8,08	103
	75	5,8	111	5,2	99,5	4,7	90	3,05	116,5	2,74	105	2,47	94	15,7	1,9	95	8,26	105
B	0	5,23	100	5,25	100	5,22	100	2,61	100	2,62	100	2,61	100	15,7	2	100	7,85	100
	25	5,25	100	5,45	104	5	95,6	2,65	101,2	2,75	105	2,52	96,5	15,7	1,98	99	7,92	101,2
	50	5,25	100,2	5,7	108,5	4,7	90	2,69	103	2,92	111,5	2,42	92,6	15,7	1,95	77,5	8,03	102,5
	75	5,26	100,6	6	114,3	4,44	88,7	2,74	105	3,12	119	2,31	92,5	15,7	1,92	96	8,18	104
C	0	5,22	100	5,23	100	5,22	100	2,61	100	2,62	100	2,64	100	15,7	2	100	7,85	100
	25	5,42	103,8	5,2	99,6	5,08	96,9	2,76	105,8	2,65	101	2,59	99	15,7	1,96	98	8	102
	50	5,7	109	5,11	97,5	4,9	93,5	3	114,9	2,68	102	2,58	98,5	15,7	1,9	95	8,26	105,2
	75	6,0	115	5,0	45,4	4,7	89,55	3,24	124	2,7	103	2,55	97	15,7	1,85	92,5	8,49	108

Таблица 2

v	$\epsilon = 0\%$			$\epsilon = 75\%$		
	u_A	u_B	u_C	u_A	u_B	u_C
1	10	10	10	10	10	10
3	0,047	0,047	0,046	0,5	0,41	0,81
5	0,037	0,033	0,027	0,15	0,041	0,21
7	0,076	0,080	0,082	0,087	0,082	0,12
9	0,0113	0,0073	0,015	0,0133	0,0117	0,0226
11	0,0183	0,0226	0,009	0,1234	0,0234	0,033
13	0,002	0,003	0,002	0,004	0,0035	0,0095
15	0,0035	0,0025	—	0,005	0,0025	0,009
17	—	—	—	0,0025	0,003	0,007
19	—	—	—	0,042	0,005	0,0085
21	—	—	—	0,0044	0,0032	0,006
23	—	—	—	0,0035	0,003	0,0044
25	—	—	—	0,0025	0,0018	0,0038
27	—	—	—	0,0022	0,0012	0,0028
29	—	—	—	0,0014	0,0012	0,0045
31	—	—	—	0,0015	0,0025	0,0035
33	—	—	—	0,0015	0,0012	0,0042
35	—	—	—	0,002	0,002	0,0028

Таблица 3

Фазы	Режим холостого хода			Режим нагрузки ($I=0,5I_n$)		
	I_Φ , отн.ед.	$I_{v=1}$, отн.ед.	$I_{v=3}$, отн.ед.	I_Φ , отн.ед.	$I_{v=1}$, отн.ед.	$I_{v=3}$, отн.ед.
A	10	9	3,1	10	9,1—9,4	1,8—2,6
B	10	9	3,1	10	9,1—9,4	1,8—2,6
C	10	9	3,1	10	9,1—9,4	1,8—2,6

так как в условиях равномерности зазора и симметричности обмоток статора и ротора, а также нагрузки в любой момент времени пульсирующие НС в трех фазных обмотках статора, созданные токами третьей гармоники и кратных ей гармоник, совпадают по фазе и их сумма равна нулю:

$$F_{v=3} = F_{\Phi v=3} \left[\sin \omega t \cos 3\alpha + \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \times \right. \\ \left. \times \cos \left(\alpha - \frac{2\pi}{3} \right) + \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \cos 3 \left(\alpha - \frac{4\pi}{3} \right) \right] = 0.$$

Как известно из теории электрических машин, сумма МДС остальных гармоник (1, 5, 7 и других, не кратных трем) не равняется нулю и в воздушном зазоре эти гармоники имеют свои результирующие потоки, а также помимо фазных и линейные величины на которые сильное влияние (особенно на высшие гармонические составляющие) оказывает внешняя сеть. Все это делает их, по сравнению с 3-й гармоникой, менее информативными, т.е. малопригодными для диагностического контроля.

Однако несимметрия воздушного зазора при эксцентриките и несимметрия обмотки ротора при обрыве стержня определенным образом обусловливают несимметрию гармоник в фазных обмотках статора и НС

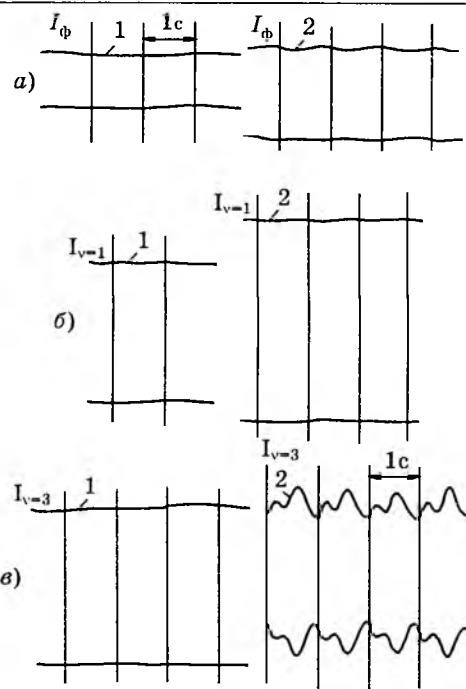


Рис.2. Осциллограммы полного фазного тока обмотки статора и его гармонических составляющих при обрыве стержня короткозамкнутого ротора (1 — в режиме холостого хода; 2 — в режиме нагрузки $0,5I_n$):

а — полный фазный ток; б — первая гармоника фазного тока; в — третья гармоника фазного тока

трехфазной обмотки может быть анализирована с помощью метода симметричных составляющих, как это делается, например, при анализе НС трехфазной обмотки при несимметрии токов в фазах. В таком случае НС, созданные токами 3-й гармоники в трех фазах статора, представляют уже несимметричную систему и их сумма не равняется нулю. В результате этого в пространстве воздушного зазора появляется результирующая НС частоты $3f_1$, врачающаяся в направлении вращения основной гармоники и индуцирующая в обмотке статора напряжение частоты $3f_1$, а в обмотке ротора — частоты $3f_1s$. Эти напряжения определяются следующими известными выражениями:

$$E_{v=3(\text{ст})} = 4,44 w_1 K_{06v=3} 3f_1 \Phi_{v=3}; \quad (3)$$

$$E_{v=3(\text{рот})} = 4,44 w_2 K_{06v=3} 3f_1 \Phi_{v=3}. \quad (4)$$

При соответствующей заданной степени тяжести неисправностей (например, заданном эксцентриките или числе обрывов стержня) можно принять, что результирующая НС от третьих гармоник в фазах обмотки статора практически остается постоянной так же, как и сам магнитный поток

намагничивания при изменении нагрузки машины от нуля до номинальной. Практически не изменяется и ЭДС, индуцированная в обмотке статора (3) от данной результирующей НС. При этом ЭДС третьей гармоники, индуцированная в обмотке ротора (4), не остается постоянной, так как ее значение изменяется в зависимости от скольжения.

Результирующая НС от третьих гармоник изменяется по мере усиления степени тяжести неисправностей, так как увеличивается несимметрия этих гармоник в фазных обмотках статора. Благодаря этому, соответственно изменяются значения индуцированных ЭДС высших гармоник [выражения (3), (4)].

Очевидно, что все это является результатом искажения равномерности распределения магнитной индукции в воздушном зазоре и магнитопроводах машины при возникновении в ней исследованных неисправностей. В частности, как показывают экспериментальные данные (табл.1), физически это объясняется тем, что при эксцентриките в машине происходит сгущение силовых линий в местах минимального зазора и, как следствие этого, нарушается равномерность распределения напряжения в катушечных группах фазы обмотки статора.

Несимметричная магнитная система, индуцирующая в несимметричной обмотке ротора (при обрыве стержня) напряжение с частотой $3f_1s$, может быть разложена на составляющие прямой и обратной последовательностей. Прямое поле НС третьей гармоники ротора вращается в направлении вращения ротора с той же скоростью, что и результирующая НС третьей гармоники статора и они суммируются (как в случае первой гармоники). Обратное поле вращается в сторону, обратную вращению ротора, и индуцирует в обмотке статора ЭДС частоты $(1-2s)3f_1$, вызывающую в ней токи такой же частоты. Таким образом, в статорной обмотке протекают токи, вызванные напряжением питающей сети, и токи, индуцированные обратным полем ротора, в том числе создаваемые высшими гармоническими составляющими данного поля. Так как частоты этих токов отличаются друг от друга незначительно, из-за их интерференции возникает пульсация (биение) малой частоты фазного тока и его гармонических составляющих (в большей степени третьей гармоники) в фазных обмотках статора.

В отличие от третьей гармоники результирующий поток первой гармоники несомненно велик и не остается постоянным, а изменяется в соответствии с изменением нагрузки машины от нуля до номинального. Поэтому незначительная электрическая несимметрия короткозамкнутой обмотки ротора в виде беличьей клетки (обрыв одного-двух стержней) не может вызвать большую пульсацию этой гармоники.

С учетом сказанного третья гармоническая составляющая в фазных величинах может быть использована в качестве наиболее информативного диагностического параметра и на ее основе можно предложить следующие способы контроля исследованных неисправностей в асинхронных двигателях без их отключения.

1. Способ диагностического контроля неравномерности воздушного зазора по амплитуде третьей гармоники фазных величин обмотки статора основывается на появлении, как видно из табл.2, в фазных напряжениях больших составляющих, имеющих порядок третьих гармонических, разных по значению в разных фазах. Если при равномерности зазора ($\epsilon = 0\%$) третья гармоническая в фазных напряжениях составляет $0,47; 0,47; 0,46\%$, в то время как пятая гармоническая составляет $0,37; 0,33$ и $0,27\%$, а седьмая гармоническая — $0,76; 0,8$ и $0,82\%$, то при эксцентриките $\epsilon = 75\%$ третья гармоническая возрастает во много раз, достигая 5% в фазе A; $4,1\%$ в фазе B и $8,1\%$ в фазе C. Составляющие же других высших гармонических изменяются из-за наличия эксцентрикита сравнительно мало. При наличии эксцентрикита напряжение третьей гармонической в разных фазах отличаются друг от друга примерно в два раза, и, следовательно возникает поле третьей гармонической в зазоре.

Естественно, что наличие такого поля может привести к увеличению в несколько раз индуктивности дифференциального рассеяния. Видимо, в этом объяснение экспериментально выявленной зависимости — нарушение распределения напряжения по катушкам фаз и рост сопротивления катушек, под которыми зазор уменьшается, с увеличением эксцентрикита в большей степени, чем падает сопротивление катушек, под которыми зазор увеличивается (табл.1), и как следствие этого, увеличение сопротивления фаз (z_ϕ) с увеличением эксцентрикита.

Способ, предложенный для диагностического контроля обрыва стержня ротора в короткозамкнутых асинхронных двигателях, основан на сильном влиянии данного повреждения на пульсацию (интерференции) третьей гармоники в фазных величинах [8].

Как видно из данных натурных экспериментальных исследований, амплитуда пульсации третьей гармоники почти в 3,5 раза больше, чем амплитуда пульсации полного тока фазы. При этом амплитуда пульсации первой гармоники несоизмеримо мала по сравнению с пульсацией третьей гармоники.

Главными преимуществами предложенных диагностических способов, по сравнению с существующими являются простота в применении и возможность контроля указанных неисправностей без отключения от работы. Практическая реализация их в условиях эксплуатации электродвигателей на электрических станциях и предприятиях узлов нагрузки не представляет большую техническую трудность. Выделение и измерение значений третьих гармоник и определение характера изменения их в фазных величинах обмотки статора можно осуществить с помощью обычного анализатора гармоник низких частот или фильтров 3-й гармоники. На базе данных элементов могут быть разработаны специальные технические средства и системы для периодического и непрерывного контроля неисправностей.

Выводы

1. К неисправностям в электрических машинах наиболее чувствительными, по сравнению с главными параметрами процессов функционирования, на которые реагируют существующие способы контроля и защиты, являются их высшие гармонические

и спектральные составляющие. Это обстоятельство определяет важность проведения широкого исследования отдельных неисправностей на предмет выделения более информативных специальных диагностических параметров, на основе которых могут быть разработаны эффективные способы и технические средства контроля в условиях работы машины.

2. Предложенные диагностические способы, основанные на анализе характера изменения амплитуды третьих гармоник, выделяемых из фазных величин обмотки статора, позволяют эффективно контролировать эксцентрикситет (по разному увеличению амплитуды в разных фазах) и обрыв стержня (по сильной пульсации амплитуды) ротора в асинхронных двигателях без отключения их от работы.

Список литературы

1. Гемке Р.Г. Неисправности электрических машин. Л.: Энергоиздат, 1989.
2. Костенко М.П. Электрические машины. М.—Л.: ГЭИ, 1949.
3. Геллер Б., Гамата В. Дополнительные поля, моменты и потери мощности в асинхронных машинах. М.—Л.: Энергия, 1976.
4. Стрельбицкий Э.К. Косвенные методы измерения неравномерности воздушного зазора асинхронных электродвигателей//Изв. Томского политехнического института. 1963. Т.117.
5. Повсталь В.А., Баранов В.В. Способ контроля неравномерности воздушного зазора асинхронного двигателя//Открытия. Изобретения. 1986. № 20.
6. Устройство для косвенного контроля неравномерности воздушного зазора асинхронного двигателя/ Г.Г.Рогозин, А.В.Рындин, Г.Л.Баранов, И.В.Новиков// Открытия. Изобретения. 1986. № 20.
7. Сахновский Н.Л. Испытание и проверка электрического оборудования. М.: Энергия, 1975.
8. А.с. 1121633 СССР. Способ контроля обрыва стержня ротора синхронных электродвигателей/М.А.Гашимов, Н.А.Аскеров//Открытия. Изобретения. 1984. № 40.

Журнал “Электротехника” распространяется по подписке — через АРЗИ (г.Москва) по объединенному каталогу Департамента почтовой связи Министерства связи Российской Федерации. Подписной индекс — 71111 (подписка на полугодие) и 88802 (подписка на весь 1999 г.).

Подписаться на журнал можно также и в редакции журнала по адресу, Москва, Зоологическая ул., д. 11, комн. 213, тел. 254-11-52.

В редакции можно купить и отдельные номера за прошлые и нынешний годы.

Использование новейших КМОП микросхем в специализированных управляющих и информационных системах

В.М.ДОЛКАРТ, доктор техн.наук

НПП ВНИИЭМ

В настоящее время заказные специализированные управляющие и информационные системы для встраиваемых в оборудование применений создаются в виде печатных плат с установленными на них электронными компонентами. Основными компонентами являются большие (БИС) и сверхбольшие (СБИС) интегральные микросхемы микропроцессоров, микроконтроллеров, различных видов памяти и различных периферийных контроллеров.

В 1998 г. наиболее распространенной полупроводниковой технологией для производства БИС и СБИС является КМОП технология, а минимальные размеры компонентов снизились до 0,25—0,18 мкм. Микропроцессоры насчитывают миллионы КМОП транзисторов, а БИС памяти используют более 100 миллионов компонентов.

Внутренняя тактовая частота работы микропроцессоров достигает 500 МГц, внешняя тактовая частота микропроцессора, с которой работают системные шины, составляет уже 100 МГц и более.

Однако объединение БИС между собой в работоспособную заказную специализированную систему и формирование специализированных внешних интерфейсов системы по-прежнему осуществляется с помощью цифровых логических микросхем малой и средней степени интеграции, согласующих, "склеивающих" большие и сверхбольшие интегральные схемы в единую работоспособную законченную специализированную электронную управляющую и информационную систему. Поэтому характеристики современных интегральных микросхем малой и средней степени интеграции должны соответствовать характеристикам новейших БИС и СБИС и быть совместимыми с ними, обеспечивая надежную передачу управляющих сигналов и данных по сигнальным линиям печатных плат.

Цифровые логические интегральные микросхемы малой степени интеграции появились в начале 60-х годов. Это были микросхемы семейств транзисторной логики с не-

посредственными связями, резисторно-конденсаторной транзисторной логики, диодно-транзисторной логики и, наконец, транзисторно-транзисторной логики (TTL), транзисторной логики с эмиттерными связями (ECL) и первого поколения КМОП микросхем [1].

В России и СНГ основными выпускаемыми цифровыми логическими микросхемами малой и средней степени интеграции по-прежнему являются биполярные микросхемы транзисторно-транзисторной логики и КМОП микросхемы первых поколений [2].

Ведущим мировым поставщиком интегральных цифровых логических микросхем малой и средней степени интеграции сейчас является американская фирма "Texas Instruments" (TI), выпускающая семейства биполярных и КМОП микросхем различных поколений [3]. На рис.1 показана колоколообразная кривая, отражающая цикл жизни наиболее распространенных семейств цифровых логических микросхем фирмы TI.

В своем развитии каждое семейство микросхем проходит этапы "начала выпуска", "роста выпуска", "наибольшего выпуска" и, наконец, "спада выпуска", после которого выпуск данного семейства микросхем прекращается. Общая длительность цикла жизни данного семейства микросхем может достигать 30 лет, в зависимости от характеристик и популярности этого семейства микросхем у пользователя.

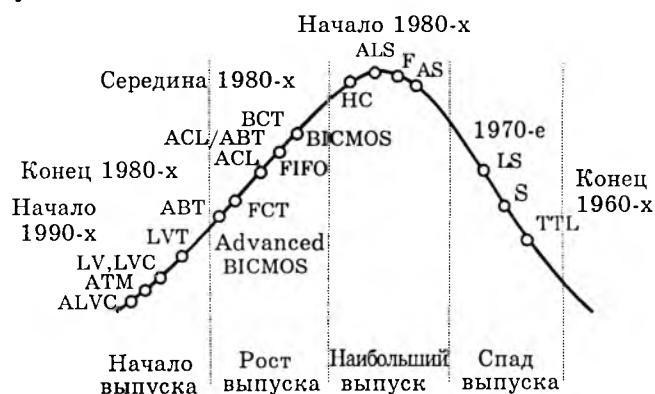


Рис.1. Колоколообразная кривая цикла жизни семейств цифровых логических микросхем фирмы "Texas Instruments" (указаны даты начала выпуска)

Сейчас на этапе спада производства у фирмы TI находятся появившиеся в конце 60-х и начале 70-х годов различные семейства TTL логики и TTL логики с диодами Шотки. На этапе наибольшего выпуска находятся появившиеся в начале 80-х годов улучшенные серии семейств транзисторно-транзисторной логики с диодами Шотки серий AS, ASL и F, а также совместимая с ними быстродействующая серия КМОП цифровых микросхем НС.

Из числа цифровых логических микросхем фирмы TI, находящихся на этапе начала выпуска, наибольший интерес представляют появившиеся в начале 90-х годов семейства КМОП микросхем серий LV, LVC и ALVC, рассчитанные на использование напряжения питания +3,3 В.

Напряжение питания +5 В являлось стандартным для большинства цифровых логических микросхем еще с середины 60-х годов. В начале 90-х годов начался переход к напряжению питания +3,3 В, позволяющему уменьшить потребляемую микросхемами мощность. Следующим уровнем напряжения питания, который будет способствовать дальнейшему снижению потребляемой мощности, явится уровень напряжения питания +2,5 В, переход к которому уже начался. В дальнейшем уровень напряжения питания снизится до +1,8 В, однако пока тот уровень напряжения еще не стандартизован. Переход к пониженному напряжению питания является общей тенденцией современной микроэлектроники, обеспечивающей уменьшение потребляемой мощности и повышение степени интеграции микросхем при одновременном повышении их быстродействия.

Долгое время считалось, что при использовании КМОП технологии быстродействие транзисторов пропорционально напряжению источника питания. Эта зависимость до последних лет искусственно поддерживала напряжение питания КМОП микросхем на довольно высоком уровне. Однако оказалось, что положение это было верно для микронной технологии, а при переходе к субмикронной КМОП технологии (минимальные размеры 0,8—0,6 мкм и менее) эта зависимость уже не работает и скорость движения заряда перестает прямо зависеть от напряженности электрического поля. Поэтому сейчас, когда начался переход к субмикронной технологии, открываются широкие перспективы по снижению напряжения питания быстродействующих КМОП микросхем до +3,3 В

и ниже выпуск цифровых логических микросхем на эти напряжения питания. До недавнего времени для работы с напряжением питания +3,3 В использовались КМОП микросхемы, разработанные на напряжение питания +5,0 В. При снижении напряжения питания быстродействие микросхем заметно ухудшалось, хотя одновременно уменьшалась и потребляемая мощность. Однако семейства логических цифровых КМОП микросхем серий LV, LVC и ALVC были уже специально разработаны для использования в качестве основного напряжения питания +3,3 В.

Как уже отмечалось, основной выгодой от перехода к напряжению питания +3,3 В является уменьшение рассеиваемой микросхемами мощности. Статическая рассеиваемая КМОП микросхемами мощность невелика и ее основной составляющей является динамически рассеиваемая мощность, которая пропорциональна емкости нагрузки, частоте функционирования и квадрату напряжения питания U_{cc} . Таким образом, уменьшение напряжения питания с +5 до +3,3 В более чем в 2 раза уменьшает динамически рассеиваемую мощность, позволяя упростить охлаждение микросхем и всего устройства, повысить плотность его монтажа и, в конце концов, снизить стоимость устройства. Снижение потребляемой мощности также снижает температуру, при которой оно работает, и повышает надежность. Для мобильных устройств меньшая потребляемая мощность обеспечивает больший срок работы устройства от батарей или аккумулятора. В то же время переход к использованию цифровых логических микросхем на напряжение питания +3,3 В, появившихся в начале 90-х годов, порождает проблему совместного использования в электронной системе микросхем с различными напряжениями питания, имеющими различные уровни входных и выходных статических напряжений. Другой проблемой является частичное отключение напряжения питания у некоторых блоков электронной системы, что часто используется для снижения полной потребляемой устройством мощности. При этом входы КМОП микросхем, на которые не подается напряжение питания, могут чрезмерно нагружать подсоединеные к ним выходы КМОП микросхем, на которые напряжение питания приходит. Чтобы избежать во всех этих случаях неправильной работы КМОП микросхем и тем более их порчи, требуется ясное понимание поведения входных и выходных

структур КМОП микросхем, особенно для новых серий с пониженным напряжением питания +3,3 В. Разработчики должны четко соблюдать все правила и ограничения, вводимые изготовителями цифровых логических КМОП микросхем, и использовать их в строгом соответствии со спецификациями. При этом в спецификациях зачастую не всегда рассматриваются детальное поведение микросхем и их входные и выходные характеристики. Полное понимание поведения внешних входных и выходных цепей микросхем, использующих КМОП приборы, позволит правильно проектировать электронные устройства с этими приборами и обеспечит длительную и надежную эксплуатацию этих устройств.

Семейство КМОП микросхем LV является семейством микросхем с напряжением питания +3,3 В, обеспечивающим характеристики, аналогичные характеристикам КМОП микросхем семейства HCMOS, питающегося от напряжения питания +5,0 В. LV КМОП микросхемы изготавливаются по микронной КМОП технологии с минимальными размерами 2 мкм. Максимальная задержка распространения сигнала достигает 18 нс, максимальный выходной ток возбуждения равен ± 8 мА, при статическом токе питания нагруженной микросхемы 20 мкА. Микросхемы серии LV могут работать в поддиапазонах питания от +2,7 до +3,6 В и от +4,5 до +5,5 В, соответствующих номинальным напряжениям питания +3,3 и +5,0 В. При напряжении питания +5 В допустимый выходной ток возбуждения удваивается. Семейство КМОП микросхем LVC является семейством микросхем с напряжением питания +3,3 В, обеспечивающим характеристики, аналогичные характеристикам пятивольтового семейства микросхем 74F. LVC КМОП микросхемы изготавливаются на основе субмикронного, с минимальными размерами 0,8 мкм, КМОП технологического процесса, обеспечивая максимальную задержку распространения сигнала 6,5 нс и выходной ток возбуждения ± 24 мА. В семейство входит порядка 50 различных типов микросхем. Многие микросхемы LVC серии допускают использование пятивольтовых входов и выходов. Микросхемы серии LVC работают в диапазоне питания от +2,7 до +3,6 В, соответствующем номинальному напряжению питания +3,3 В. Для работы с номинальным напряжением питания +2,5 В выпускаются специальные микросхемы серии LVC-A.

Семейство КМОП микросхем ALVC является семейством микросхем с напряжением питания +3,3 В, обеспечивающим наивысшие параметры в качестве схем шинного интерфейса. Это семейство специально разрабатывалось для напряжения питания +3,3 В и изготавливается по субмикронной КМОП технологии с минимальными размерами компонентов 0,6 мкм. Типичная задержка распространения сигнала менее 3 нс, выходной ток возбуждения достигает ± 24 мА, при статическом токе питания ненагруженной микросхемы 40 мкА. Микросхемы серии ALVC используются в 16-ти битных приемопередающих формирователях Widebus и могут работать в поддиапазонах питания от +2,3 до +2,7 В и от +2,7 до 3,6 В, соответствующих номинальным напряжениям питания +2,5 и +3,3 В. При напряжении питания +2,5 В выходной ток возбуждения уменьшается до $-6/+12$ мА. Семейство микросхем ALVC является самым быстродействующим и используется для связи с микросхемами быстродействующих памятей и передач сигналов от точки к точке с умеренными требованиями к току возбуждения (± 24 мА). Семейство LV спроектировано для медленных применений с малыми требованиями к току возбуждения ($\pm 8-6$ мА). Оно подобно пятивольтовым КМОП микросхемам НС и НСТ. В отличие от двух предыдущих семейств КМОП микросхем, семейство LVC, используемое для применений с умеренным быстродействием и умеренными требованиями к току возбуждения (± 24 мА), может использоваться для приема сигналов от подсистем с напряжением питания +5 В. Входы микросхем серии LVC могут допускать подачу входного напряжения +5,5 В не только тогда, когда на микросхемы подано напряжение питания +3,3 В, но даже и тогда, когда напряжение питания отключено ($U_{cc} = 0$ В). Это позволяет использовать микросхемы LVC серии в устройствах с частичным отключением питания и в применениях, использующих вставление и вынимание сменных модулей "на ходу", без отключения питания.

Входные емкости КМОП инверторов невелики: около 3,0 пФ для LV и ALVC серий микросхем и около 4,5 пФ для серии LVC. Емкость входа/выхода шинных формирователей достигает 7 пФ для микросхем серии LV, 8 пФ — для серии LVC и 9 пФ — для серии ALVC. Однако, если к выходу микросхемы подключено много входов, то и емкостная нагрузка получается довольно большая,

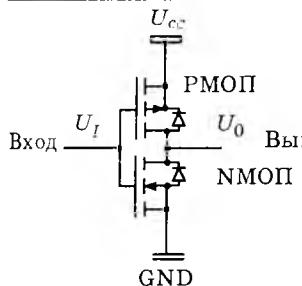


Рис.2. КМОП инвертор

транзистора подсоединенны к положительному уровню напряжения питания U_{cc} , а исток и подложка NМОП транзистора подсоединенны к нулевому потенциалу "земли" GND.

Статические уровни внешних входных и выходных напряжений различных семейств логических микросхем с различными напряжениями питания показаны на рис.3. Когда уровень входного сигнала U_I ниже уровня максимального "низкого" входного напряжения U_{IL} , p -канальный транзистор РМОП включен, а n -канальный транзистор НМОП выключен, так что ток течет из источника питания U_{cc} через транзистор РМОП в нагрузку. На выходе инвертора при этом получается "высокое" выходное напряжение U_0 , которое выше уровня минимального "высокого" выходного напряжения U_{0H} .

Когда уровень входного сигнала U_I выше уровня минимального "высокого" входного напряжения U_{IH} , p -канальный транзистор РМОП выключен, а n -канальный транзистор НМОП включен, так что ток течет из нагрузки через НМОП транзистор к нулевому по-

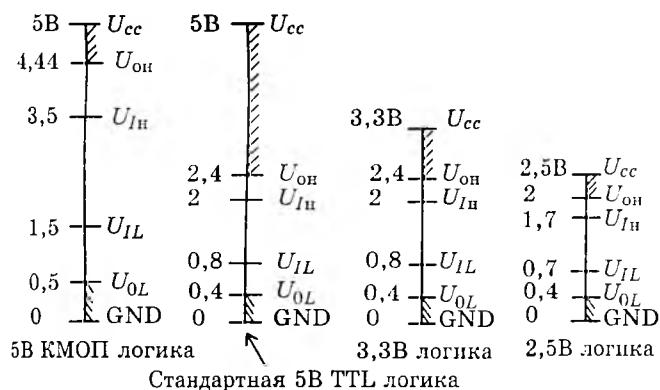


Рис.3. Статические уровни внешних и выходных напряжений различных семейств логических микросхем с напряжениями питания 5,0; 3,3 и 2,5 В (заштрихованы допустимые уровни выходных напряжений микросхем):

U_{IH} — минимальное "высокое" входное напряжение;
 U_{IL} — максимальное "низкое" входное напряжение;
 U_{0H} — минимальное "высокое" выходное напряжение;
 U_{0L} — максимальное "низкое" выходное напряжение;
 U_{cc} — напряжение питания микросхемы; GND — напряжение "земли"

тенциалу "земли" GND. На выходе инвертора получается "низкое" выходное напряжение U_0 , которое ниже уровня максимального "низкого" выходного напряжения U_{0L} . В установившихся "высоком" и "низком" состояниях на выходе инвертора ток практически не течет одновременно через РМОП и НМОП транзисторы из источника напряжения питания U_{cc} к нулевому потенциалу "земли" GND, и без нагрузки ток, потребляемый инвертором, составляет всего десятки микроампер.

Анализ показанных на рис.3 статических уровней внешних входных и выходных напряжений различных семейств логических микросхем показывает, что логические микросхемы с напряжением питания +3,3 В могут возбуждать логические микросхемы стандартной пятивольтовой TTL логики без всяких ограничений. В то же время при возбуждении логических микросхем с напряжением питания +3,3 В от логических микросхем стандартной пятивольтной TTL логики напряжение "высокого" уровня на входе логики с напряжением питания +3,3 В может вызвать протекание тока из источника питания +5 В в источник питания +3,3 В. Этот ток может оказаться разрушительным для обеих микросхем. Однако микросхемы серии LVC допускают входное напряжение +5,5 В без нарушения своей работы.

Аналогичные проблемы возникают и при возбуждении логических микросхем с напряжением питания +2,5 В от логических микросхем с напряжением питания +3,3 В. В свою очередь логические микросхемы с напряжением питания +2,5 В не могут возбуждать логические микросхемы с напряжением питания +3,3 В, так как их «высокий» выходной уровень как раз равен допустимому "высокому" входному уровню для логических микросхем с напряжением питания +3,3 В, не оставляя никакого запаса от помех. Разрушение микросхем может произойти и при отключении питания части устройства, так как возбуждение отключенной микросхемы может вызвать протекание чрезмерного тока с выхода возбуждающей микросхемы через входной диод возбуждаемой микросхемы в отключенную цепь питания и далее в "землю". И в этом случае микросхемы серии LVC защищены от протекания разрушающего тока. Еще одна возможность разрушения микросхем возникает при совместном использовании шинных формирователей с напряжениями питания +5,0 В и +3,3 В. Ток с выхода фор-

мирователя с питанием +5,0 В может протекать через диод на выходе формирователя с питанием +3,3 В в источник питания +3,3 В. Однако часть микросхем серии LVC имеет специальную схему, предохраняющую от протекания тока с выхода микросхемы, где сигнал достигает +5,5 В, в цепь питания микросхемы с напряжением +3,3 В. Минимально допустимые отрицательные напряжения на входах и выходах микросхем серий LV, LVC и ALVC равны -0,5 В. Максимально допустимые положительные напряжения приведены в табл.1 (при напряжении питания U_{cc}).

Таблица 1

Серия микросхем	Максимальное напряжение на входе, В	Максимальное напряжение на выходе, В		
		Тотемный выход	Выход с открытим стоком	Тристабильный выход
SN74LV	$U_{cc}+0,5$	$U_{cc}+0,5$	$U_{cc}+0,5$	$U_{cc}+0,5$
SN74LVC	7,0	$U_{cc}+0,5$	-	5,5
SN74ALVC	4,6	$U_{cc}+0,5$	-	$U_{cc}+0,5$

Допустимые максимальные и минимальные входные напряжения определяются входными диодными цепями, защищающими входы КМОП микросхем от пробоев при электростатических разрядах.

На рис.4 и 5 показаны эквивалентные схемы входных каскадов и входные характеристики цифровых логических КМОП микросхем серий LV, LVC и ALVC.

На входах микросхем серии LV используются два диода, привязывающие входной сигнал к уровням "земли" и "напряжения питания". При этом фактически входными привязочными диодами ограничиваются не столько уровни входного напряжения, сколько статические прямые токи привязки этих диодов, значения которых для микросхем серии LV не должны выходить за пределы 20 мА.

На входах микросхем серий LVC и ALVC используется входная цепь, ведущая себя как опорный диод, привязывающий входной сигнал к уровню "земли" и к уровню пробоя диода. Статические прямой ток привязки диодов и ток пробоя привязки диодов не должны выходить за пределы 50 мА.

На рис.6 показаны эквивалентная схема тотемного выходного каскада и его выходные характеристики для цифровых логических КМОП микросхем серий LV, LVC и ALVC. В диапазоне напряжений на выходе

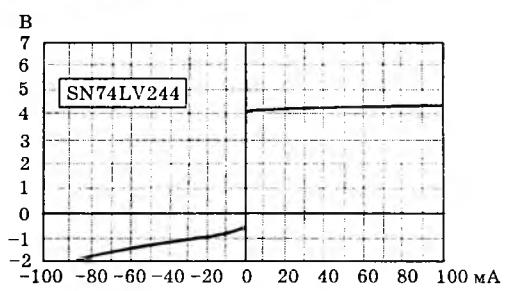
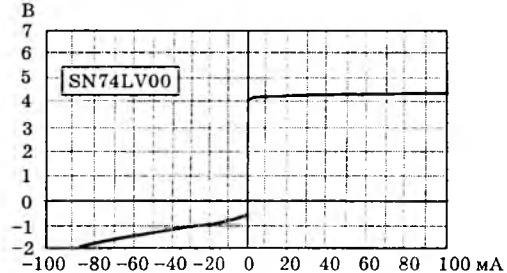
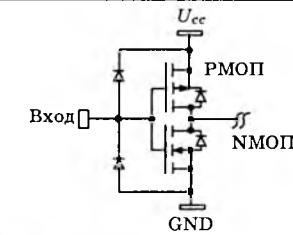


Рис.4. Эквивалентная схема входного каскада и входные характеристики цифровых логических КМОП микросхем серии LV

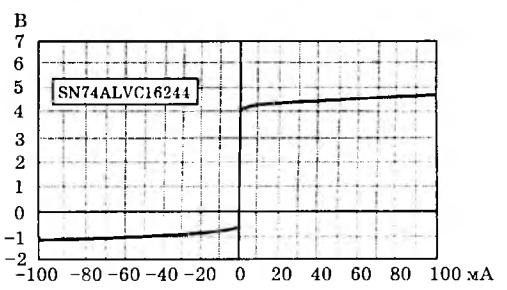
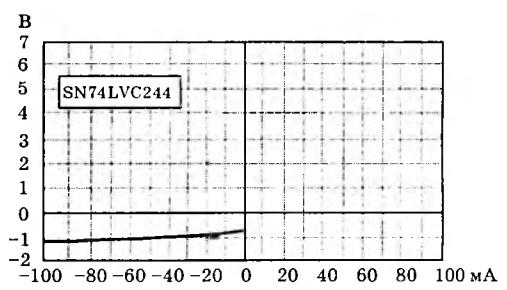
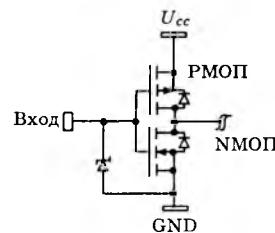


Рис.5. Эквивалентная схема входного каскада и входные характеристики цифровых логических КМОП микросхем серий LVC и ALVC

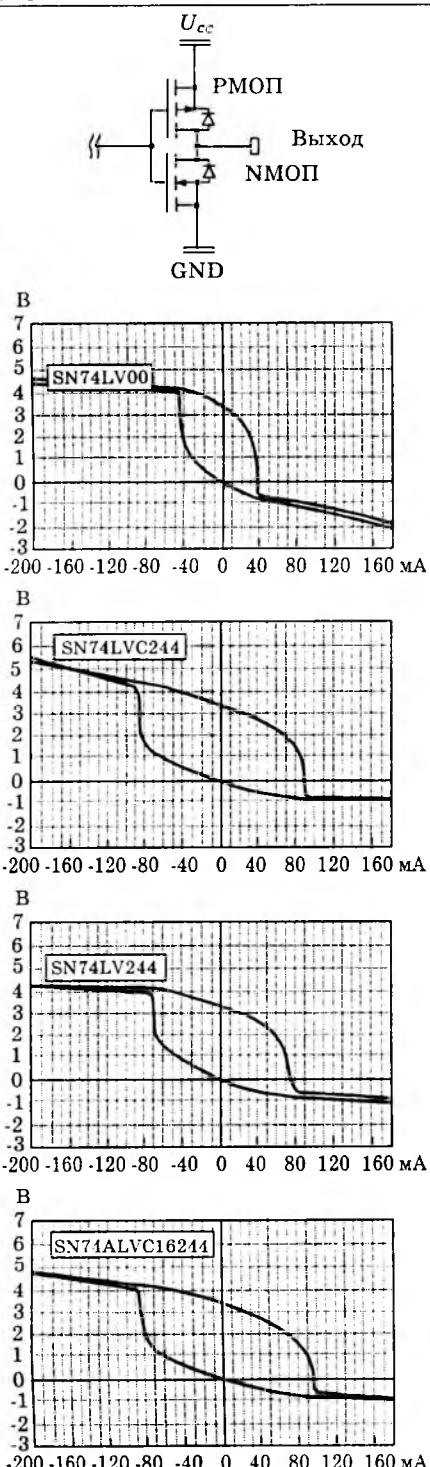


Рис.6. Эквивалентная схема тотемного выходного каскада и его выходные характеристики для цифровых логических КМОП микросхем серий LV, LVC и ALVC

от 0 до +3,3 В ток для "высокого" выходного напряжения вытекает из микросхемы в нагрузку через РМОП транзистор, а ток для "низкого" выходного напряжения втекает из нагрузки в микросхему через НМОП транзистор. Выходные токи во время переходных процессов соответствуют показанным

на рисунке значениям, но установившиеся статические выходные токи строго ограничены. Для обычных микросхем серии LV установившийся выходной ток не должен превышать ± 25 мА, а для выходов шинных возбудителей ± 35 мА. Для микросхем серий LVC и ALVC установившиеся статические значения выходных токов не должны превышать ± 50 мА. При выходных напряжениях выше 3,3 В и ниже 0 В выходные характеристики цифровых логических КМОП микросхем с тотемным выходным каскадом определяются технологическими диодами стоков выходных РМОП и НМОП транзисторов, привязывающими выход к уровням "земли" и "напряжения питания". Статические значения токов получающихся технологических диодов не должны выходить за пределы 50 мА для всех трех серий микросхем.

Нужно отметить, что в динамическом режиме токи привязывающих диодов могут выходить за установленные предельные статические значения, демпфируя положительные выбросы сигналов напряжения высокого уровня и отрицательные провалы сигналов напряжений низкого уровня, появляющиеся при отражениях сигналов в ведущих себя как длинные линии сигнальных линиях печатных плат.

Допустимое максимальное выходное напряжение для тристабильного выхода цифровых логических КМОП микросхем серии LVC равно +5,5 В независимо от напряжения питания U_{cc} , обеспечивается использованием специальной выходной схемы с компаратором, переключающим подложку РМОП транзистора на выход, если напряжение выхода превышает напряжение питания U_{cc} (рис.7).

При использовании шинных КМОП приемопередатчиков с тристабильным выходом для возбуждения двунаправленной шины, все

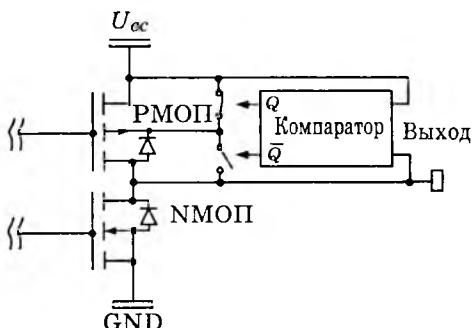


Рис.7. Эквивалентная схема тристабильного выходного каскада цифровых логических КМОП микросхем серии LVC

выходы шинных возбудителей, подсоединенных к шине, могут оказаться в высокоимпедансном состоянии. В этом случае входы приемопередатчиков, подключенные к шине, не находятся под воздействием сигнала определенного уровня, а могут "плавать", так что уровень напряжения на шине не определен. Некоторые микросхемы шинных приемопередатчиков серий LVC и ALVC имеют на входах ячейки удержания состояния шины, поддерживающие на входе последнее состояние шины и не допускающие возникновения на входе "плавающего" напряжения произвольного значения (рис.8). Ячейка удержания состояния шины представляет собой подключенный к входному инвертору дополнительный инвертор с выходом через резистор с сопротивлением 1 кОм, образующие цепь положительной ОС, поддерживающую сохранение последнего поданного "высокого" или "низкого" уровня напряжения на входе шинного возбудителя после перехода выходов возбуждающих микросхем в высокоимпедансное состояние.

В КМОП микросхемах при переключении КМОП инвертора из одного логического состояния в другое, уровень входного напряжения инвертора проходит через пороговую область, между максимально допустимым "низким" входным напряжением U_{IL} и минимально допустимым "высоким" входным напряжением U_{Ih} . При этом *n*-канальный и *p*-канальный транзисторы на некоторое время оказываются включенными одновременно, вызывая протекание тока из источника напряжения питания U_{cc} через оба транзистора в "землю". Возникающий при попадании напряжения входного сигнала в пороговую область бросок сквозного тока I_{cc} через оба транзистора может их разрушить, если напряжение входного сигнала будет длительное время находиться в пороговой области (0,8—2,0 В). Сквозной ток от источника питания может для каждого из входов возрасти до нескольких десятков миллиампер, достигая максимального значения при напряжении на входе инвертора U_I примерно в середине пороговой области (около 1,5 В). Возникновение сквозного тока через оба транзистора не составляет проблемы, когда входное напряжение U_I переключается достаточно быстро и не задерживается в пороговой области. Спецификация на микросхемы оговаривает минимально допустимую скорость нарастания и спада входного сигнала. Эти значения для логических микросхем серий ALVC, LVC и LV показаны в табл.2.

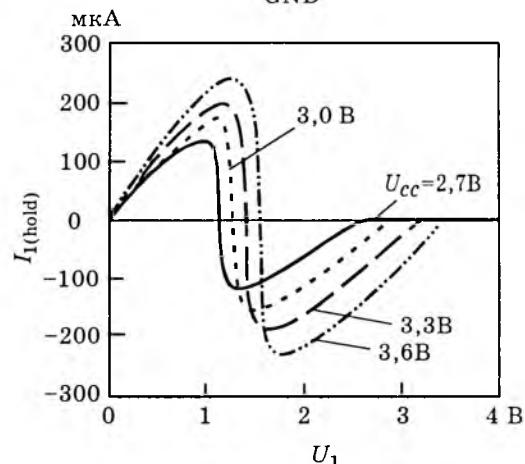
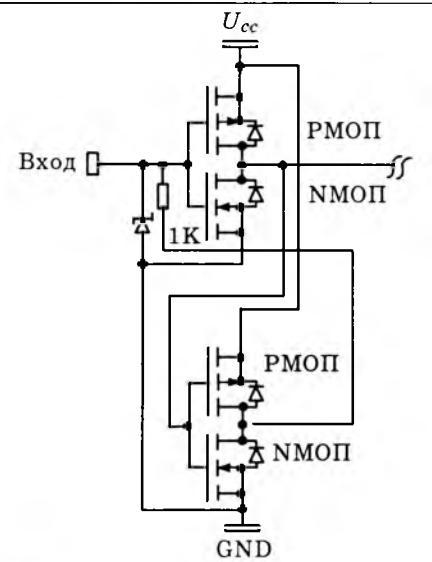


Рис.8. Схема ячейки удержания состояния шины и соответствующие входные характеристики шинных возбудителей микросхем серий LVC и ALVC

Более быстрое логическое семейство КМОП микросхем (ALVC и LVC) имеет большую минимально допустимую скорость изменения входного сигнала, чем медленное логическое семейство КМОП микросхем (LV). С ростом быстродействия логические приборы становятся более чувствительными к замедлению скорости изменения входного сигнала.

Помимо протекания сквозного тока медленная скорость изменения входного сигнала, совместно с помехами и шумами, возникающими на шинах "питания" и "земли" при переключении выходов микросхемы, может вызвать появление на выходах ложных сигналов или даже колебания выходных сигналов. Подобная же ситуация может возникнуть и в том случае, если неиспользуемые входы микросхемы оставлены "плавающими" и не присоединены к "высокому" или "низкому" уровню напряжения, так что у них устанавливаются "плавающие"

Таблица 2

Тип логики	Минимально допустимая скорость нарастания и спада входного сигнала, В/нс
ALVC/LVC	0,1
LV	0,01

уровни напряжения. Поэтому на неиспользуемых входах микросхем необходимо активно поддерживать допустимые логические уровни напряжения ("высокий" или "низкий", в зависимости от типа микросхемы и типа входа). Входные схемы ячейки удержания состояния шины как раз и препятствуют возникновению плавающих уровней напряжения на входах шинных возбудителей, которые могли бы их разрушить.

Проблемы с правильным функционированием микросхемы возникают и в динамике при появлении импульсов выходного тока нагрузки микросхемы (I_0), проходящего через паразитные индуктивности выводов микросхемы и наводящего переходные импульсы напряжения (рис.9). Поскольку в микросхеме внутренний уровень "земли" является эталонным, опорным уровнем напряжения для всей интегральной схемы, выброс напряжения на индуктивности вывода "земли" изменяет вид сигнала, появляющегося на внутренних структурах затворов. Например, когда напряжение на "земляном" узле микросхемы возрастает, входной сигнал U_I на затворе инвертора оказывается уменьшенным по амплитуде. Этот нежелательный эффект уменьшения сигнала может вызвать ошибочное изменение выходного сигнала, если входной сигнал находился в пределах пороговой области.

В случае нахождения медленно возрастающего напряжения входного сигнала U_I в зоне пороговой области истинный сигнал на затворе входного инвертора U'_I может оказаться перемещенным обратно за границу пороговой области, если изменение напряжения на выводе "земли" U_{GND} достаточно велико и способно вызвать такое уменьшение напряжения входного сигнала U_I . При этом выход инвертора начнет переключаться в обратном направлении и на выходе инвертора возникает ложный сигнал. В наихудшем случае, когда одновременно переключаются все выходы и возникает большой суммарный импульсный нагрузочный ток, при недостаточно быстром изменении входного сигнала, истинный сигнал U'_I на входе ин-

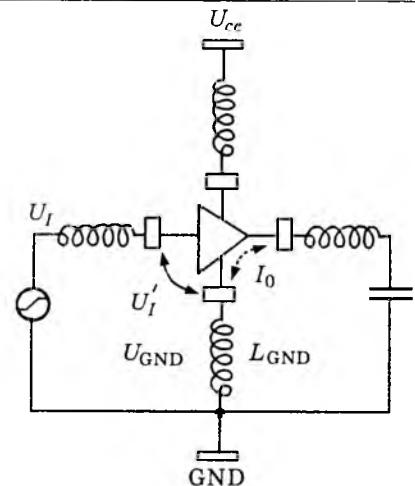


Рис.9. Динамическая модель входного инвертера КМОП микросхемы

вертора может колебаться и многократно переходить вниз и вверх через порог, вызывая появление колебаний на выходе входного инвертора. Для того, чтобы на выходе входного инвертора не было ложных сигналов и колебаний и чтобы не произошло разрушения микросхемы по причине перегрева из-за чрезмерного сквозного тока, протекающего через транзисторы входного инвертора, минимально допустимые скорости изменения входного сигнала не должны нарушаться. Важно также следить за тем, чтобы на печатной плате "земляные" шины были достаточно широкими и имели малый импеданс. Длительное протекание сквозного тока через транзисторы входного инвертора особенно опасно для микросхем КМОП серий еще и потому, что в этих микросхемах для обеспечения высокой плотности монтажа используются тонкие малоконтурные корпусы, имеющие малые размеры. Такие корпусы рассеивают малую мощность и очень чувствительны к перегреву заключенных внутри них кристаллов.

Типичные формы входных и выходных сигналов шинных формирователей КМОП микросхем серий LV, LVC и ALVC и схема их измерения показаны на рис.10, где четко видно повышение быстродействия по мере перехода от микросхем серии LV к микросхемам серии LVC и далее к микросхемам серии ALVC.

При работе на несогласованную длинную линию на конце кабеля получаются заметные выбросы напряжения. Для их уменьшения в сигнальных линиях некоторые микросхемы шинных формирователей серий LVC и ALVC имеют на выходах встроенные в микросхему последовательные резисторы сопротивлением 25—33 Ом, обеспечивающие частичное согласование выходного сопротиви-

ления возбудителя с характеристическим со- противлением сигнальной линии на печатной плате и уменьшение выбросов напряжений в линии без использования дополнительных внешних компонентов и без рассеивания дополнительной мощности. Задержка распространения сигналов при этом не- сколько увеличивается, однако обеспечивается улучшение запаса от помех.

Помимо фирмы "Texas Instruments", выпускающей более половины цифровых логических КМОП микросхем на напряжение питания +3,3 В, аналогичные микросхемы выпускают и другие фирмы, в частности "Philips", "National Semiconductor", "Fairchild", "Integrated Device Technology", "Toshiba", "Motorola" [4,5]. Все эти фирмы используют свои собственные технологические процессы изготовления микросхем, поэтому характеристики микросхем, выпускаемых этими фирмами, заметно отличаются от характеристик аналогичных микросхем

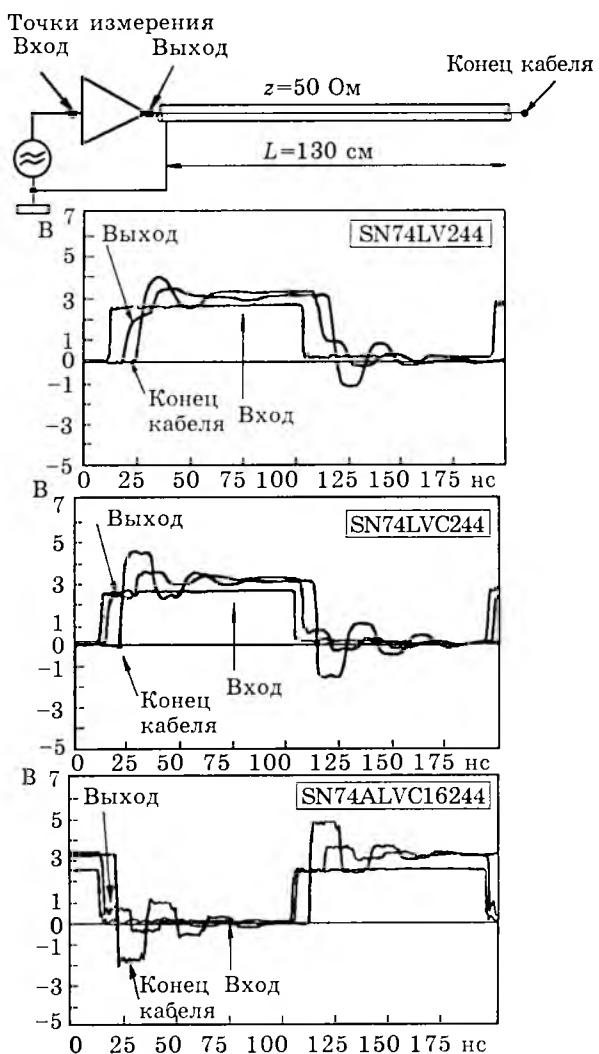


Рис.10. Схема измерения формы входных и выходных сигналов и их вид для шинных формирователей КМОП микросхем серий LV, LVC и ALVC

фирмы "Texas Instruments". Внутри семейств микросхем, выпускаемых самой фирмой "Texas Instruments", некоторые микросхемы также имеют характеристики, отличные от характеристик других микросхем этого же семейства. Поэтому при использовании КМОП микросхем, особенно предназначенных для работы с напряжением питания +3,3 В, необходимо тщательно знакомиться с документацией на данный конкретный тип микросхемы, представляемый фирмой-изготовителем. Необходимо также учитывать, что реальные конкретные характеристики конкретных образцов КМОП микросхем серий LV, LVC и ALVC зависят от точного значения конкретного напряжения питания, от конкретной величины нагрузки и от конкретной рабочей температуры корпуса. Быстродействие возрастает с ростом напряжения питания, снижением температуры и уменьшением нагрузки.

Мы рассмотрели традиционные методы создания заказных специальных электронных систем для встроенных применений, использующих большие интегральные схемы и "клевые" микросхемы малой и средней степени интеграции. Однако в последнее время в мировой электронной промышленности на основе развития систем автоматизации проектирования электронных микросхем начинает активно развиваться новое направление создания встраиваемых заказных электронных систем, изготавливаемых непосредственно на кремниевом кристалле. Эти системы называют по разному: "интеграция системного уровня" system-level integration (SLI); "системы на кремнии" system on silicon (SOS); но чаще всего используется термин "система на кристалле" или даже просто "система на чипе" system on a chip (SOC). Для формирования унифицированного подхода к созданию электронных "систем на кристалле" в сентябре 1996 г. был основан открытый альянс "интерфейс виртуального соединителя Virtual Socket Interface (VSI)", главной задачей которого является стандартизация наиболее критических составляющих подхода "система на кристалле", обеспечивающих согласование и совместное использование на кристалле разнообразных функциональных схемных блоков "интеллектуальной собственности" intellectual property building blocks (IP), поступающих для использования в "системе на кристалле" от множества различных фирм [6].

Функциональный электронный блок IP содержит информацию, определяющую поряд-

док проектирования БИС с использованием такого блока, его верификации и последующего тестирования в составе БИС после изготовления. Информация о блоке IP может быть по линиям связи передана от разработчика блока IP разработчику большой интегральной схемы "системы на кристалле" SOC и использована им для размещения соответствующего блока на кристалле БИС и для его дальнейшей верификации и тестирования. При этом создатель блока IP получает плату за его использование с учетом объема выпуска БИС, в котором он применен.

В 1997 г. в VSI альянс уже входило более 130 фирм из США, Европы и Азиатского региона, начавших заниматься созданием "систем на кристалле" и являющихся ведущими поставщиками систем автоматизации проектирования электронных приборов Electronic Design Automation (EDA) или ведущими поставщиками полупроводников и электронных блоков.

Альянс VSI выпустил набор стандартов, обеспечивающих быстрое проектирование больших интегральных схем SOC. Ускорение достигается за счет повторного использования в процессе проектирования отработанных ранее функциональных схемных блоков IP, приобретаемых у различных фирм. Кроме того, для ускорения создания заказных SOC необходимо также иметь большое количество типов разнообразных функциональных схемных блоков IP, разработка и сопровождение которых могут быть обеспечены лишь совместными усилиями многих фирм. Подобно тому, как электронные системы на печатных платах собираются из отдельных микросхем, заказные большие интегральные схемы электронных SOC будут собираться из нескольких отдельных функциональных схемных блоков, спроектированных разрабатывающей БИС фирмой специально для данной микросхемы и нескольких отдельных многократно используемых стандартных схемных функциональных блоков IP, получаемых как из различных внутрифирменных источников, так и от множества внешних фирм поставщиков блоков IP.

Для того чтобы все эти функциональные блоки эффективно и надежно работали совместно, необходимо определить общий ряд отработанных стандартов, обеспечивающих совместимость функциональных блоков при их использовании в различных сочетаниях. Наличие таких стандартов дает возможность выступать множеству различных групп проектирования БИС в качестве провайдеров

функциональных схемных блоков и поставлять эти блоки в виде функциональных "блоков интеллектуальной собственности" IP всем другим фирмам, разрабатывающим БИС "систем на кристалле" SOC. VSI альянс разрабатывает спецификации аппаратных и программных интерфейсов и форматов и практические приемы проектирования функциональных блоков, обеспечивающие эффективную и надежную интеграцию, верификацию и тестирование множества различных схемных функциональных блоков IP, объединяемых в систему на одном кристалле кремния SOC.

Таким образом, при использовании стандартов "интерфейса виртуального соединителя" VSI проектирование БИС "системы на кристалле" SOC ведется на основе парадигмы многократного использования отработанных готовых функциональных схемных модулей IP. При этом виртуальные компоненты VC определяются как функциональные схемные системные блоки, удовлетворяющие спецификациям на «интерфейс виртуального соединителя» и обеспечивающие использование в среде проектирования на основе виртуального соединителя. Компоненты VC являются электронными функциональными схемными модулями IP, использующими продукты, технологию, программное обеспечение и т.д., защищенные патентами, авторским правом или производственными секретами. Компоненты VC представляют собой функциональные схемные электронные блоки стандартного формата с определенным набором характеристик, упрощающим интеграцию этих блоков в систему на кристалле с их последующей верификацией и тестированием.

Предполагается, что после 2000 г. использование КМОП технологии с минимальными размерами 0,18—0,15 мкм позволит на одном кристалле микросхемы SOC разместить до 10 функциональных электронных блоков IP. Еще одной важной особенностью создания SOC из отдельных функциональных электронных блоков является возможность построения системы таким образом, что напряжение питания подается только на те функциональные блоки, которые будут использованы в данный момент. Такой подход позволяет существенно уменьшить общую мощность, потребляемую микросхемой, и увеличить степень интеграции разрабатываемой "системы на кристалле".

Создание "системы на кристалле" является серьезным дальнейшим шагом разви-

тия микроэлектроники. В связи с этим особый интерес представляет совместный проект Alba американской фирмы "Cadence Design System" [7], мирового лидера по созданию программного обеспечения и обслуживанию проектирования электронной продукции и ведущей Шотландской промышленной организацией — правительственный агентством "Scottish Enterprise" [8], поддержанной правительственными, промышленными и академическими кругами Шотландии, по созданию к 2004 г. центра проектирования "систем на кристалле" SOC, который разместится в Шотландии в районе г.Ливингстон.

Создаваемый центр проектирования, число сотрудников которого постепенно возрастет до 1900, станет фактически крупнейшей "фабрикой проектирования систем на кристалле", связанной глобальной информационной сетью с другими фабриками проектирования фирмы "Cadence", а также с соответствующими подразделениями множества других полупроводниковых фирм, позволяя оперативно создавать новые совершенные электронные продукты мирового уровня. Сеть фабрик проектирования обеспечит полное решение проблемы создания заказных электронных "систем на кристалле" для встроенных применений в соответствии с запросами пользователей по всему миру. Создаваемая в Шотландии фирмой "Cadence" фабрика проектирования обеспечит быстрый рост полупроводниковой промышленности Шотландии и создание в Шотландии новой кремниевой долины "Силикон Глен" (Silicon Glen), поддерживаемой имеющейся в Шотландии развитой компьютерной промышленностью и академической структурой Шотландии, насчитывающей 4 университета, которые совместно с международными экспертами работают над созданием института интеграции на системном уровне Institute for System Level Integration (SLI). Правительство Шотландии также активно поддерживает идею создания в Шотландии новой кремниевой долины "Силикон Глен". В настоящее время на территории кремниевой долины "Силикон Глен", которая начинается на западе Шотландии, в Гриноке, где построена фабрика IBM, и простирается до восточного побережья Шотландии, уже расположено много предприятий "высоких технологий". В частности, в Эдинбурге находится гигантское предприятие фирмы "Hewlett-Packard". Исполнительный директор "Scottish Enterprise" Беверидж надеется, что

либеральная экономическая политика Шотландии привлечет в "Силикон Глен" в качестве инвесторов и другие крупные электронные и компьютерные фирмы. В результате в течение ближайших нескольких лет Шотландия, возможно, станет мировым центром создания следующего поколения микросхем, использующего БИС "систем на кристалле" SOC, обеспечивая проведение всех необходимых для этого полупроводниковых исследований и создание новейших систем автоматизации проектирования БИС SOC. В новой кремниевой долине пользователи со всего мира смогут заказывать на "фабриках проектирования" разработку и изготовление заказных БИС "систем на кристалле" SOC на основе функциональных электронных блоков "интеллектуальной собственности" IP, получаемых по глобальным сетям от ведущих полупроводниковых фирм всего мира. Наряду с фирмой "Cadence" сейчас многие ведущие производители микросхем и систем автоматизации проектирования электроники также планируют начать разработку и производство заказных специализированных микросхем SOC. В первую очередь, это новое направление микроэлектроники наряду с Европой будет развиваться в США, Японии, Южной Корее и на Тайване. Можно ожидать, что по мере развития централизованного проектирования на "фабриках проектирования" непосредственно "систем на кристалле" SOC, потребность в микросхемах малой и средней интеграции, используемых в "клееевой" логике, будет постепенно снижаться.

В то же время, можно предположить, что в ближайшее десятилетие выпуск цифровых логических микросхем малой и средней степени интеграции полностью не прекратится, позволяя пользователям решать возникающие у них отдельные специализированные задачи по созданию встраиваемых в оборудование электронных систем. При этом основной упор будет сделан на использование субмикронных цифровых логических КМОП микросхем, работающих от напряжения питания 3,3; 2,5 В и менее.

Список литературы

1. Долкарт В., Новик Г., Колтыгин И./Микроминиатюрные аэрокосмические цифровые вычислительные машины. М.: Советское Радио, 1967.
2. Цифровые интегральные микросхемы: Справочник. Минск: Полымя, 1996.
3. Web сайт <http://www.ti.com>.
4. Web сайт <http://philips.com>.
5. Web сайт <http://www.national.com>.
6. Web сайт <http://www.vsi.org>.
7. Web сайт <http://www.cadence.com>.
8. Web сайт <http://www.sli-scotland.org.uk>.

ХРОНИКА

30 лет учебной деятельности кафедры «Электрические измерения» Академии стандартизации, метрологии и сертификации (АСМС) Госстандарта России

Тридцать лет назад, в 1968 г., в системе Комитета стандартов, мер и измерительных приборов при Совете Министров СССР был создан Всесоюзный институт повышения квалификации руководящих и инженерно-технических работников в области стандартизации, качества продукции и метрологии (ВИСМ).

В 1992 г. ВИСМ был преобразован в Центральный институт переподготовки и повышения квалификации кадров по стандартизации, метрологии и сертификации (ЦИСМ), на базе которого в 1995 г. была создана Академия стандартизации, метрологии и сертификации (учебная) (АСМС).

В настоящее время в состав Академии входят:

10 филиалов в Санкт-Петербурге, Екатеринбурге, Нижнем Новгороде, Краснодаре, Самаре, Кемерове, Томске, Новосибирске, Хабаровске, Казани;

8 представительств в Мурманске, Сочи, Улан-Удэ, Пензе, Омске, Южно-Сахалинске, Ижевске, Воронеже.

В филиалах Академии учебный процесс организуется и проводится, как правило, местным преподавательским и учебно-вспомогательным составом, а в представительствах учебный процесс организуется местными сотрудниками, а проводится профессорско-преподавательским составом головного института (г.Москва) или филиалов Академии.

В течение всех тридцати лет одной из ведущих специализаций в ВИСМ, ЦИСМ и АСМС была и остается «Проверка средств измерений» и, в частности, «Проверка и калибровка средств электрических измерений».

В головном институте специализация «Проверка и калибровка средств электрических измерений» закреплена за кафедрой «Электрические измерения».

Специфика целей, содержания и условий проведения учебного процесса в ВИСМ, учебном заведении дополнительного образования, входившем в 1968 г. в структуру Комитета стандартов, мер и измерительных приборов, а также специфика контингента слушателей практически не позволяла создаваемой кафедре «Электрические измерения» воспользоваться опытом, накопленным родственными кафедрами в других высших учебных заведениях.

Именно это потребовало от возглавлявшего тогда кафедру доцента Безкоровайного Петра Михайловича, пришедшего из Академии ВВС, особо тщательного подбора профессорско-преподавательского состава, способного справиться с такими задачами, как:

— разработка уникального, не имевшего аналогов в то время в других учебных заведениях учебно-методического комплекса создаваемой специализации «Проверка средств электрических измерений», в состав которого должны были войти учебный и учебно-тематический планы, учебная программа, учебные пособия и конспекты лекций, методические указания для выполнения курсовых и лабораторных работ, прак-

тических занятий, тесты входного контроля и т.п.;

— подбор и оснащение необходимым метрологическим оборудованием создаваемой учебной лаборатории, способной обеспечить проведение в ней уникальных, не проводившихся ранее в других учебных заведениях лабораторных занятий, способных дать слушателям необходимые практические навыки в области проверки при работе с современными средствами электрических измерений;

— обеспечение в полном объеме ведения учебного процесса по новой специализации «Проверка средств электрических измерений».

Прошедшие годы показали, что коллективу кафедры удалось успешно решить поставленные перед ним сложные задачи. Фактически с нулевого уровня создана школа подготовки и повышения квалификации специалистов-метрологов, занимающихся поверкой, а в последние годы и калибровкой средств электрических измерений.

За 30 лет на кафедре прошли обучение по этой специализации более 9000 отечественных специалистов и около 1000 иностранных специалистов-метрологов. Коллектив кафедры принимал участие в проведении учебного процесса на курсах ООН при Госстандарте СССР, содействовал повышению квалификации специалистов-метрологов стран Совета экономической взаимопомощи (СЭВ). На Кубе, в Болгарии и Монголии преподаватели кафедры проводили учебные занятия, а также принимали участие в становлении местной системы повышения квалификации специалистов-метрологов. С тех пор там используют учебно-методические материалы, разработанные преподавателями кафедры, и ее опыт в проведении учебного процесса при подготовке специалистов-метрологов. Например, в Болгарии преподаватели кафедры принимали участие в организации учебной сети при 14 болгарских окружных центрах метрологии и стандартизации, а также учебного центра в г. Стара Загора и обеспечении центра электроизмерительным образцовым оборудованием, а также учебными и методическими материалами собственной разработки. Аналогичная работа был проведена при создании учебного центра при Комитете стандартов на Кубе.

В настоящее время кафедра «Электрические измерения» оснащена современным учебно-лабораторным оборудованием и средствами вычислительной техники, полностью обеспечена учебно-методическими материалами, а главное — преподавателями кафедры накоплен бесценный педагогический опыт в организации и проведении учебного процесса при подготовке и повышении квалификации специалистов — метрологов, занимающихся поверкой и калибровкой средств электрических измерений.

Все это позволяет кафедре «Электрические измерения» успешно проводить обучение на современном уровне, выполнять обязанности головной кафедры при сотрудничестве с 10 филиалами и 8 местны-

ми представительствами АСМС, оказывать консультационную помощь центрам, аккредитованным Госстандартом РФ на право обучения специалистов по поверке и калибровке средств электрических измерений.

В условиях перехода к рыночным отношениям кафедре «Электрические измерения» пришлось серьезно пересмотреть некоторые организационные и экономические принципы своей работы, так как обеспечение учебного процесса, как известно, требует и значительных материальных вложений. Поэтому кафедра (тел. 175-42-41) организует занятия в выездных группах, весьма внимательно относится к различным предложениям о сотрудничестве или по обучению специалистов-метрологов и готова обсудить их с за-

интересованными лицами.

В последние годы кафедрой проведена большая работа по методическому обеспечению перевода на модульный принцип обучения и использованию компьютерных технологий в учебном процессе. И наконец, в рамках долгосрочной перспективы профессорско-преподавательский состав кафедры начал прорабатывать возможность внедрения дистанционного обучения наших слушателей.

У кафедры много планов на будущее и хорошие перспективы на их осуществление.

Ю.М.Белоусов, проф., зав. кафедрой «Электрические измерения»

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

ЕВГЕНИЙ ИВАНОВИЧ УВАРОВ

(К 60-летию со дня рождения)

4 сентября 1998 г. исполняется 60 лет Евгению Ивановичу Уварову, заместителю руководителя Департамента экономики машиностроения Министерства экономики Российской Федерации. В этом же году исполняется 30 лет его работы в главных экономических органах страны.

В 1960 г. Е.И.Уваров с отличием закончил учебу в Московском государственном экономическом институте (МГЭИ), получив квалификацию экономиста.

После окончания института работал в течение 8 лет (1960—1968 гг.) на заводе "Подольсккабель" (г. Подольск Московской области) последовательно экономистом, заместителем начальника отдела труда и заработной платы, начальником планово-экономического отдела, главным экономистом — заместителем директора по экономическим вопросам.

В эти годы на заводе были внедрены принципы хозяйственного расчета в цехах и службах завода. Е.И.Уваров участвовал в реализации положений экономической реформы ("реформа А.Н.Косыгина") на заводе и по соответствующей группе предприятий кабельной промышленности. Завод "Подольсккабель" становится одним из ведущих предприятий кабельной промышленности по тем-



пам социально-экономического развития, масштабам производства, уровню организации экономической работы.

С декабря 1968 г. Е.И.Уваров приглашается на работу в Госплан СССР, возглавляя до 1988 г. подотдел кабельной промышленности и электроизоляционных материалов отдела электротехнической промышленности. В эти годы с участием и при непосредственной поддержке Е.И.Уварова был разработан и усилен на современном уровне производственный потенциал этих подотраслей промышленности: организовано производство новых видов кабельных изделий и материалов (высоковольтные кабели с пластмассовой изоляцией, негорючие изделия для АЭС, волоконно-оптические и телефонные кабели, тончайшие фольгированные диэлектрики, специальные виды проводов и кабелей, а так-

же материалы и оборудование для их производства). В результате в подотраслях производились практически все виды кабельной продукции и изоляционных материалов.

В 1981 г. Е.И.Уваров награжден орденом "Знак Почета".

С 1991 г., работая последовательно заместителем начальника сводного отдела экономики и прогнозирования развития машиностроения Минэкономики России, первым заместителем начальника Главного управления машиностроения Минэкономики России, заместителем руководителя Департамента экономики машиностроения Минэкономики России, Е.И.Уваров осуществлял организацию работы по прогнозированию и стратегии развития машиностроения и его подотраслей, взаимодействия с корпорациями, ассоциациями и акционерными обществами, разработке и реализации федеральных целевых и региональных программ, оказывая соответствующую поддержку участвующим в них предприятиям и организациям.

В настоящее время Е.И.Уваров является Председателем Совета Интерэлектро и много делает для стабилизации предприятий электротехнической промышленности стран СНГ.

ЛЕВ НИКОЛАЕВИЧ МАКАРОВ

(К 60-летию со дня рождения)

22 сентября 1998 г. исполнилось 60 лет со дня рождения Льва Николаевича Макарова, известного ученого и организатора электромашиностроения, заместителя генерального директора по науке и начальника НИЦ Ярославского электромашиностроительного завода — ОАО «ЯЭМЗ-ELDIN», кандидата технических наук и доктора электротехники, лауреата премии Правительства Российской Федерации 1997 г. в области науки и техники.

Л.Н.Макаров родился в г.Ярославле и после окончания электромеханического факультета Ивановского энергетического института в 1961 г. работает на Ярославском электромашиностроительном заводе (ЯЭМЗ) в должностях: инженера-конструктора (1961—1966 гг.), начальника лаборатории испытаний электрических машин (1966—1971 гг.), главного конструктора (1971—1975 гг.), главного инженера (1975—1981 гг.), директора (1981—1984 г.) и с 1984 г. — заместителя Генерального директора по науке и начальника НИЦ.

Без отрыва от производства Л.Н.Макаров успешно окончил аспирантуру при Ивановском энергетическом институте и в 1972 г. защитил во ВЗПИ кандидатскую диссертацию по электрическим машинам, постоянно вел плодотворные научные исследования в области электромеханики по усовершенствованию конструкции машин



постоянного тока, асинхронных двигателей основного и различных специализированных исполнений, непосредственно участвовал в разработке и промышленном освоении на ЯЭМЗ трехфазных АД серий АО2, 4А, 4АМ160, АИР.

С 1992 г. под научным руководством Л.Н.Макарова ЯЭМЗ, с привлечением к сотрудничеству крупных специалистов и ученых-электромехаников ведущих кафедр и лабораторий электромеханики вузов России, начались крупномасштабные работы по созданию новой серии RA асинхронных машин мощностью до 100 кВт на всех высотах оси вращения от 71 до 280 мм. Промышленное освоение в 1995 г. на ЯЭМЗ первой в России серии асинхронных машин RA, удостоенной премии Правительства Российской Федерации 1997 г. в области науки и техники, позволило резко сократить импорт АД и успешно экспортirовать их в промышленно развитые

страны мира — Германию, Францию, Италию, Грецию, Ирландию, Австралию и др.

По результатам комплексных научно-исследовательских и конструкторско-технологических работ, новых технических и конструктивных решений, изобретений, реализованных при разработке серии RA, Российская Академия электротехнических наук (РАЭН) присудила Л.Н.Макарову в 1996 г. научную степень доктора электротехники, а ОАО «ЯЭМЗ—ELDIN», как один из признанных лидеров отечественного электромашиностроения, избрано коллективным членом РАЭН.

Высокие научная эрудиция, профессионализм и организаторские способности снискали Л.Н.Макарову заслуженный авторитет и известность среди отечественных и зарубежных ученых и специалистов-электромехаников. Он автор и соавтор свыше 150 научных публикаций и 50 авторских свидетельств, патентов России на изобретения в области электромеханики, соавтор монографии «Современные асинхронные электрические машины: Новая Российская серия RA» (М.: Знак, 1998).

В 60-летний юбилей Лев Николаевич полон творческих сил. Желаем ему здоровья, счастья созидания, дальнейших творческих успехов в научной и производственной деятельности на благо российской электромеханики.

Редактор отдела О.В. Кунавина
Научный редактор Л.А. Романова
Литературный редактор А.М. Мескина

Сдано в набор 27.07.98. Подписано в печать 28.09.98. Формат 60×88 1/8
Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 37

Макет выполнен и отпечатан в АООТ «Электропривод»
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, к. 3

Журнал "ЭЛЕКТРОТЕХНИКА" издается с 1 января 1930 г.

В журнале регулярно публикуются статьи о последних достижениях по теории и практике электротехники, о разработках перспективных и современных видов электротехнического оборудования, их производстве и эксплуатации.

Широкая география распространения, профессиональный уровень читателей и подписчиков журнала обеспечивают высокую адресность и эффективность рекламных объявлений, опубликованных на его страницах.



Журнал "Электротехника" распространяется по подписке — через АРЗИ (г.Москва) по объединенному каталогу Департамента почтовой связи Министерства связи Российской Федерации. Подписной индекс — 71111 (подписка на полугодие) и 88802 (подписка на весь год).

Подписаться на журнал можно также и в редакции журнала по адресу, Москва, Зоологическая ул., д. 11, комн. 213, тел. 254-11-52.

В редакции можно купить и отдельные номера за прошлые и нынешний годы.



Оглавление нашего журнала можно бесплатно получить в INTERNET через службу ИНФОМАГ, организованную в Московском Физико-Техническом институте.

Материалы службы ИНФОМАГ доступны в режиме ON-LINE через сервер РосНИИРОС по следующим URL:

<http://www.ripn.net/infomag/>
<gopher://gopher.ripn.net/>
<telnet://info.ripn.net/>

Для получения материалов службы ИНФОМАГ по подписке через электронную почту следует направить письмо с командой HELP по адресу im@ripn.net



Журнал "Электротехника" переводится на английский язык и выходит в США в издательстве "ALLERTON PRESS, INC" в полном объеме. Российское авторское общество (РАО) выплачивает гонорар авторам статей, опубликованных в журнале.

Справки по тел.: 203-35-33.



Вниманию руководителей предприятий, объединений, НИИ и КБ, вузов

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

Справки по телефону: 254-11-52

