

УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С ПРОГНОЗИРУЮЩЕЙ МОДЕЛЬЮ

Канд. техн. наук, доц. МИХЕЕВ Н. Н., инж. РАТКЕВИЧ Е. П.

Белорусский национальный технический университет

В настоящее время метод прогнозирующей модели [1] не нашел практического применения в управлении электроприводами. Исключение составляет цифровой регулятор тока, работа которого основана на прогнозировании поведения тока на очередном интервале дискретности преобразователя [2]. Целесообразна разработка принципов построения прогнозирующей модели, которые обеспечили бы ее надежную работу с надлежащим быстродействием и достаточно простой технической реализацией.

В общем виде электропривод описывается уравнениями:

$$\dot{x} = Ax = Bu; \quad y = Cx, \quad (1)$$

где x , y , u – соответственно n -, r -, m -векторы состояния выходных сигналов и входных воздействий; A , B , C – соответственно матрицы объекта размером $n \times n$, управления размером $n \times m$ и входных сигналов размером $r \times n$.

Критерий оптимальности, в соответствии с которым необходимо осуществить управление электроприводом, определяется заданным функционалом

$$I = \int_0^t (x_1, \dots, x_n; u_1, \dots, u_m) dt. \quad (2)$$

Известны начальные и конечные значения координат объекта, а также наложенные на координаты ограничения. Модель объекта (1) приобретает свойства прогнозирования после введения в нее масштабных коэффициентов времени $m_i = \frac{t}{\tau}$, где t – время реального движения; τ – соответствующее ему промасштабированное время в модели. Предлагается строить прогнозирующую модель на базе оптимизированного в соответствии с функционалом (3) объекта, выделив предварительно математическое описание трех высших внешних координат x_{n-2} , x_{n-1} , x_n . Оптимизированная зависимость координаты x_{n-2} от времени выступает в качестве управления для оставшейся части объекта.

Описание прогнозирующей модели, представленной в таком виде, выглядит тогда следующим образом:

$$\dot{x}_m = A_{\text{пр}} x_m + B_{\text{пр}} g; \quad y_m = C_{\text{пр}} x_m, \quad (3)$$

где

$$A_{\text{пр}} = \begin{bmatrix} \frac{A_{\text{он}(n-1)}}{m_i} & 0 \\ 0 & \frac{A_{\text{он}(-1)}}{m_i} \end{bmatrix}; \quad B_{\text{пр}} = [m_i]; \quad C_{\text{пр}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad g = [x_{n-2}(t)],$$

где $A_{оп(n-1)}$, $A_{оп(n)}$ – значения коэффициентов A_i для оптимизированного объекта.

Работу прогнозирующей модели предлагается строить по принципу сравнения масштабированных интервалов времени τ_{n-1} и τ_n , за которые значения координат x_n и x_{n-1} достигают заданных величин от текущих начальных, при заданной зависимости.

Рассмотрим управление системой позиционного электропривода с прогнозирующей моделью (рис. 1), построенной в соответствии с предложенным принципом.

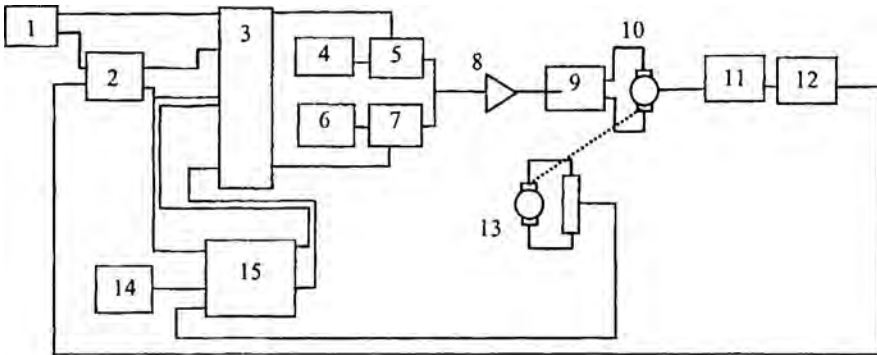


Рис. 1. Функциональная схема системы позиционного электропривода с прогнозирующей моделью: 1 – датчик; 2 – блок сравнения; 3 – формирователь сигнала управления; 4, 6 – первый и второй источники постоянного напряжения; 5, 7 – первый и второй ключи; 8 – регулятор тока; 9 – усилитель мощности; 10 – ДПТ; 11 – редуктор; 12 – исполнительный орган; 13 – тахогенератор; 14 – датчик ускорения; 15 – прогнозирующая модель

Прогнозирующая модель, управляющая объектом в соответствии с квазиоптимальным по быстродействию законом, на основании матричных уравнений (3) может быть описана обычными уравнениями:

$$\dot{x}_3 = \dot{x}_n - m_t \int_0^t \ddot{x}_3(t) d\tau; \quad \Delta x_3 = \Delta x_n + m_t \int_0^{\tau_2} \left(\dot{x}_n - m_t \int_0^{\tau_2} \ddot{x}_3(t) d\tau \right) d\tau, \quad (4)$$

где x_3 – заданное значение перемещения; x_n – текущее начальное значение перемещения; x_k – конечное значение перемещения; $\Delta x_n = x_3 - x_n$ – текущее начальное значение рассогласования по перемещению; $\Delta x_3 = x_3 - x_k$ – заданное рассогласование по перемещению; \dot{x}_3 – заданное значение скорости; \dot{x}_n – текущее начальное значение скорости; $\ddot{x}_3(t)$ – заданная оптимизированная зависимость ускорения от времени на участке торможения; τ_1 – масштабированный интервал времени изменения скорости от \dot{x}_n до \dot{x}_3 с ускорением $\ddot{x}_3(t)$; τ_2 – масштабированный интервал времени изменения перемещения от x_n до x_3 с ускорением $\ddot{x}_3(t)$; m_t – масштабный коэффициент времени.

Предложенная прогнозирующая модель позволяет отказаться от непосредственного вычисления в ускоренном времени величины управления. Вместо этого на основании непрерывного сравнения соотношения интер-

валов τ_1 и τ_2 становится возможным формировать релейное управление электроприводом, что значительно упрощает процедуру управления. Действительно, сравнение τ_1 и τ_2 показывает, что в случае $\tau_1 < \tau_2$ заданного значения раньше достигнет скорость, а в случае $\tau_1 > \tau_2$ – перемещение. Поэтому в первом случае необходимо сформировать положительное управление, а во втором – отрицательное. В соответствии со сказанным электропривод в режиме позиционирования будет работать следующим образом. С момента пуска при выполнении условия $\tau_1 < \tau_2$ будет происходить разгон и дальнейшее равномерное движение. В момент выполнения условия $\tau_1 = \tau_2$ начнется торможение. Если оно происходит с ускорением, соответствующим выражению $\ddot{x}_1(t)$, то режим не изменится до момента остановки. Если же ускорение при торможении не равно $\ddot{x}_3(t)$, то привод начнет работать в режиме переключений, определяемом непрерывным изменением соотношений τ_1 и τ_2 . Точность управления достигается только в квазискользящем режиме работы электропривода. Соответствующая этому режиму частота переключений управляющего воздействия лежит в диапазоне $f = 3-5$ кГц. Очевидно, что частота переключений зависит от параметров как электропривода, так и прогнозирующей модели, в частности от m_t и вида $\ddot{x}_3(t)$. Для упрощения исследования примем значение $m_t \rightarrow \infty$ и определим зависимость частоты переключения управляющего сигнала от параметров электропривода и вида зависимости $\ddot{x}_3(t)$.

Для этого структуру, соответствующую функциональной схеме (рис. 1), целесообразно заменить на структуру с передаточной функцией

$$W(p) = \frac{\beta}{Tp} \frac{1}{T_m p} \frac{1}{T_{сп} p}, \quad (5)$$

где β – коэффициент усиления преобразователя мощности; T – электромагнитная постоянная электропривода; T_m – электромеханическая постоянная; $T_{сп}$ – постоянная времени, определяющая связь скорости и перемещения.

Правомерность замены структур доказывается рассмотрением их передаточных функций при стремлении коэффициента усиления релейного элемента к бесконечности, что в свою очередь возможно при высокой частоте его переключений. Получаемые при этом вырожденные передаточные функции оказываются идентичными и описываются выражением

$$W_b(p) = \frac{1}{\frac{K_{ос}}{T_{сп}} p + K_{оп}}, \quad (6)$$

где $K_{ос}$ – коэффициент обратной связи по скорости; $K_{оп}$ – то же по положению.

Известны приближенные методы исследования условий существования квазискользящего режима, которые основаны на решении методом последовательных приближений системы линеаризованных уравнений для средней составляющей и первой гармоники. Эти уравнения получены при использовании для анализа нелинейной системы метода гармонической ли-

неаризации, который помимо известной приближенности отличается достаточной сложностью. Предлагается исследование производить с помощью алгебраических уравнений, описывающих движение объекта на интервале однополярного управления. При этом делается допущение, что прогнозирующая модель не вносит запаздывания, т. е. она идеализируется:

$$\begin{aligned} \dot{x}_n - \frac{K_1}{T_m} + \int_0^{t_1} \left(\frac{1}{T} \int_0^{t_1} u dt \right) dt + \frac{K_1}{T_m} \int_0^{t_1} i_{\text{дин}(3)} R_0 dt &= \dot{x}_n - \frac{K_1}{T_m} \int_0^{t_1} i_{\text{дин}(3)}(t) R_0 dt, \\ x_n + \int_0^{t_1} \dot{x}_n dt + \int_0^{t_1} \left(\frac{K_1}{T_m} \int_0^{t_1} i_{\text{дин}(0)} R_0 dt \right) dt - \int_0^{t_1} \left(\frac{K_1}{T_m} \int_0^{t_1} \left(\frac{1}{T} \int_0^{t_1} u dt \right) dt \right) dt &= \\ = x_n + \int_0^{t_1} \dot{x}_n dt - \int_0^{t_1} \left(\frac{K_1}{T_m} \int_0^{t_1} i_{\text{дин}(3)}(t) dt \right) dt, \end{aligned} \quad (7)$$

где $i_{\text{дин}(0)}$ – динамический ток в начале интервала; $i_{\text{дин}(3)}$ – заданный динамический ток; u – напряжение управления; K_1 – коэффициент связи ЭДС двигателя с линейной скоростью; x_n – положение в начале интервала; t_1 – длительность интервала однополярного управления; t_3 – длительность соответствующего интервалу однополярного управления интервала движения с заданным ускорением.

Уравнения записаны для интервала отрицательного управления.

Считая неизменными на интервале переключения значения u и $i_{\text{дин}(3)}$, интегральные уравнения (7) сведем к алгебраическим и приведем к виду

$$\begin{aligned} \tau_u^3 - \tau_u \left[4a^2 \left(b + b^2 - \frac{c}{aR_0} \right) - \frac{16a^2 \left(\frac{1}{3} + b \right)^2}{3} \right] + \frac{8a^2 c(1+b)}{R_0} + \\ + \frac{16}{3} a(1+b) \left(b + b^2 - \frac{c}{aR_0} \right) - \frac{128}{27} a^3 \left(\frac{1}{3} + b \right)^3 = 0, \end{aligned} \quad (8)$$

где $\tau_u = t - \frac{4}{3} a \left(\frac{1}{3} + b \right)$.

Откуда с помощью формулы Кардано решения запишем в виде:

$$\begin{aligned} \tau_{u1} = -2R \cos \frac{\varphi}{3}; \quad \tau_{u2} = 2R \cos \left(\frac{\varphi}{3} + \frac{2}{3} \pi \right); \quad \tau_{u3} = -2R \cos \left(\frac{\varphi}{3} - \frac{2}{3} \pi \right); \\ R = \sin(g) \sqrt{h}; \end{aligned}$$

$$\varphi = \arccos \frac{g}{2\sqrt{p^3}}; \quad h = 4a^2 \left(b + b^2 - \frac{c}{aR_0} \right) - \frac{16a^2 \left(\frac{1}{3} + b \right)}{3}; \quad (9)$$

$$g = \frac{8a^2c(1+b)}{R_0} + \frac{16}{3}a(1+b)\left(b + b^2 - \frac{c}{aR_0}\right) - \frac{128}{27}a^3\left(\frac{1}{3} + b\right)^3.$$

Выражения для τ_{u1} , τ_{u2} , τ_{u3} приняли соответствующий вид, поскольку дискриминант уравнения $D = \left(\frac{p}{3}\right)^3 + \left(\frac{q}{2}\right)^2$ и коэффициент h отрицательны для принятого диапазона изменения коэффициентов a , b , c .

Аналогично записываются уравнения движения для интервала положительного управления. После преобразования уравнение для длительности интервала примет вид

$$t^3 - 4a\left(b - \frac{1}{3}\right)t^2 + 4a^2\left(b^2 - b + \frac{c}{aR_0}\right)t + \frac{8a^2c}{R_0}(1-b) = 0. \quad (10)$$

Решение для приведенного уравнения (10) имеет вид $\tau_u = -2Rsh\frac{4}{3}$, поскольку и дискриминант уравнения, и коэффициент h положительны.

Зависимости длительности интервала однополярного управления от параметров электропривода и прогнозирующей модели по результатам расчета представлены на графике (рис. 2).

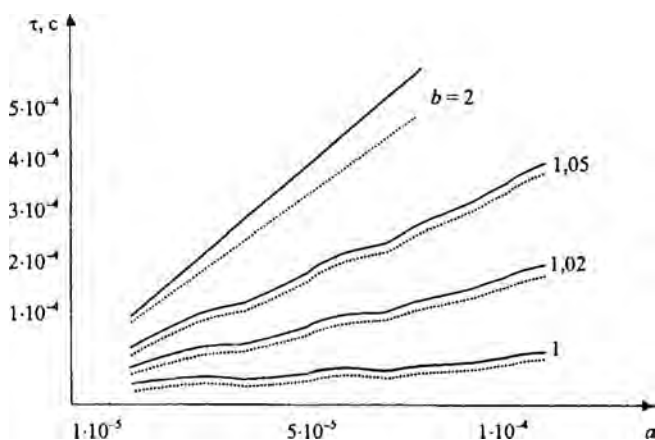


Рис. 2. Зависимости длительности интервала однополярного управления от коэффициентов a и b : сплошные линии соответствуют положительному, пунктирные — отрицательному управлению

Из рис. 2 следует, что допустимая для квазискользящего режима частота переключений достижима при значении коэффициента b в диапазоне 1–2, коэффициента a — в диапазоне 10^{-5} – 10^{-4} и не зависит от коэффициента c . Иными словами, система позиционного управления электроприводом с прогнозирующей моделью может обеспечить высокую точность при обычных настройках регуляторов системы и использовании обычных двигателей.

ВЫВОД

Предложенный принцип построения прогнозирующей модели и управления от нее электроприводом отличается простотой реализации и может применяться в металлорежущих станках и промышленных роботах при цифровом управлении.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гулько Ф. Б., Коган Б. Я. Метод оптимального управления с прогнозированием // Тр. ИФАК. – 1965. – Т. 2. – С. 153.
2. Вороженцев И. В., Ладыгин А. Н., Холин В. В. Цифровой быстродействующий регулятор тока тиристорного преобразователя для электропривода // Тр. МЭИ. – 1982. – Вып. 1. – С. 17–21.

Представлена кафедрой
электропривода и автоматизации
промышленных установок
и технологических комплексов

Поступила 30.05.2005

УДК 621.132

ЭЛЕКТРОПРИВОД С ВЕНТИЛЯТОРНОЙ НАГРУЗКОЙ

Канд. техн. наук, доц. РОМАНОВ В. В., инж. РОМАНОВ Р. В.

*Белорусский национальный технический университет,
Минские кабельные сети*

Приводными двигателями вентиляторов, используемых для охлаждения продуктов переработки нефти на нефтеперерабатывающих заводах, служат асинхронные двигатели, частота вращения которых, как правило, не регулируется. Интенсивность охлаждения в этом случае изменяется путем регулирования расхода охлаждающего воздуха при неизменной частоте вращения двигателя. Мощность, необходимую для прокачки охлаждающего воздуха, можно определить по выражению [1]

$$P_{\text{вент}} = 1,75Qv^2, \quad (1)$$

где $P_{\text{вент}}$ – требуемая мощность на валу приводного двигателя; Q – расход охлаждающего воздуха, м³/с; v – окружная скорость вентиляционных крыльев по их внешнему диаметру, м/с.

При неизменной частоте вращения двигателя потребляемая им из сети мощность зависит (прямо пропорционально) только от расхода охлаждающего воздуха. А если для изменения расхода охлаждающего воздуха использовать регулируемый электропривод, то потребляемая из сети мощность при снижении расхода охлаждающего воздуха будет уменьшаться более интенсивно, чем в случае нерегулируемого электропривода. Найдем соотношение мощностей для регулируемого и нерегулируемого электроприводов. Предположим, что КПД привода не зависит от нагрузки и частоты вращения электродвигателя, а также, что расход охлаждающего воздуха