

СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОДЪЕМА СТАПЕЛЯ ЛИСТОВОЙ ПЕЧАТНОЙ МАШИНЫ

Optimal power control of a positional electric driver to a printing machine reception device is under consideration. The project of a microprocessor controller is based on the analytic equation derived. The algorithm of an anticipating adjustment for the above-mentioned controller takes into account the discreteness of the system.

Введение. Работа стapelного механизма листовой печатной машины происходит в интенсивном старт-стопном режиме [1]. Частота включений привода стapelя в режиме позиционирования достигает 40—50 включений/мин. Оптимизация режима работы электропривода стapelя печатной машины по энергетическому критерию при обеспечении заданной точности позиционирования является важной и актуальной задачей. Использование в качестве системы управления микроконтроллеров с развитой системой команд и высоким быстродействием позволяет построить высококачественную и надежную систему управления стapelным механизмом с адаптацией к толщине листа и производительности печатной машины.

В данной статье рассматриваются вопросы синтеза и реализации структуры регулятора электропривода постоянного тока стapelя печатной машины для режима позиционирования.

Объект управления описывается дифференциальным уравнением в векторно-матричной форме [1]:

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot U, \quad (1)$$

где $X = [v(t), i(t)]$ — вектор-столбец переменных состояния объекта; $v(t)$ — скорость двигателя; $i(t)$ — ток якоря; $U = [u(t), \mu_c]$ — вектор-столбец управляющего $u(t)$ и возмущающего μ_c воздействий;

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1/T_m \\ -1/T_e & -1/T_e \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & 1/T_m \\ -1/T_e & 0 \end{bmatrix} —$$

матрицы постоянных коэффициентов; $T_e = L/\rho$ — электромагнитная постоянная времени; T_m — электромеханическая постоянная времени; ρ — сопротивление якорной цепи. Микропроцессорная САУ формирует управляющее воздействие $u(t)$ через равные интервалы управления длительностью T_y в виде широтно-модулированных импульсов с периодом дискретности T_o :

$$u^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} (H(t - nT_o) - H(t - nT_o - \tau_n)).$$

Интервал управления T_y примем равным интервалу дискретности T_o , что не нарушает общности рассуждений и в случае кратных интервалов управления и дискретности.

Решение (1) на n -м интервале управления с учетом дискретности управления можно записать в виде [1]

$$X(t) = e^{A(t-nT_o)} X(nT_o) + \int_0^{t-nT_o} e^{A\xi} BU(t-\xi) d\xi, \quad (2)$$

где $X(nT_o)$ — значение вектора координат на начало n -го интервала; $t \geq nT_o$, $n = 0, 1, 2, \dots$

Подставляя в (2) $t = (n+1)T_o$, получаем разностные уравнения объекта управления [2]:

$$\begin{aligned} v(n+1) &= c_{11}v(n) + c_{12}i(n) + f_1(\tau_n, \mu_c); \\ i(n+1) &= c_{21}v(n) + c_{22}i(n) + f_2(\tau_n, \mu_c), \end{aligned} \quad (3)$$

где τ_n — длительность импульса напряжения на двигателе на n -м интервале управления; c_{ij} ($i, j = 1, \dots, 2$) — постоянные коэффициенты, зависящие от характеристических чисел матрицы A ; $f_{1,2}(\cdot)$ — функции от управляющего $U(t) = \tau_n$ и возмущающего μ_c воздействий [2, 3]. Уравнение (3) в векторной форме примет вид

$$X(n+1) = CX(n) + F(U_n). \quad (4)$$

Рассмотрим задачу синтеза позиционного регулятора. Требуется обработать заданный угол перемещения

$$\varphi_T = k \int_0^T v dt$$

за заданное время

$$T = \int_0^T dt$$

при заданных граничных условиях по углу $\varphi(0) = \varphi_0$; $\varphi(T) = \varphi_T$ и скорости $v(0) = v_0$; $v(T) = v_T$, обеспечив при этом минимум потребляемой энергии

$$W = \int_0^T (i^2 \rho + \mu_c v) dt \rightarrow \min.$$

Запишем критерий качества для позиционной системы с использованием весовых множителей Лагранжа:

$$I = \int_0^T (i^2 \rho + \mu_c v + \lambda_1 - \lambda_2 v) dt = \int_0^T G(i, v) dt \rightarrow \min, \quad (5)$$

где $\lambda_{1,2} \geq 0$ — множители Лагранжа. Заменяя в (5) время t на переменную v из уравнения (1), получаем

$$I^* = \int_{v_0}^{v_{II}} T_m \frac{G(i, v)}{i_p - \mu_c} dv + \int_{v_{II}}^{v_T} T_m \frac{G(i, v)}{i_T - \mu_c} dv \rightarrow \min,$$

где v_{II} — скорость переключения на торможение.

Обозначив $G^*(i, v) = T_m G(i, v) / (i - \mu_c)$, получим магистральный режим обработки заданного φ_T [4]:

$$i_p^* = \arg \min G^*(i, v) = \mu_c + \sqrt{a + \beta v}; \quad i_T^* = \arg \min G^*(i, v) = \mu_c - \sqrt{a + \beta v}, \quad (6)$$

где $a = \mu_c^2 + \lambda_1 / \rho$; $\beta = (\mu_c - \lambda_2) / \rho$ — постоянные коэффициенты.

Скорость v_{II} переключения на торможения определяется из условия непрерывности тока в этой точке:

$$a + \beta v = 0; \quad v_{II} = -\frac{a}{\beta} = \frac{\mu_c^2 + \lambda_1}{\lambda_2 - \mu_c}. \quad (7)$$

Выбор весовых множителей $\mu_{1,2}$ производится из следующих соотношений, в которых принято $\lambda_2 > \mu_c, v_o = v_T = 0$:

$$\varphi_T = kT_m \left(\int_0^{v_{II}} \frac{v dv}{i_p^* - \mu_c} + \int_{v_{II}}^0 \frac{v dv}{i_T^* - \mu_c} \right); \quad (8)$$

$$T = T_m \left(\int_0^{v_{II}} \frac{dv}{i_p^* - \mu_c} + \int_{v_{II}}^0 \frac{dv}{i_T^* - \mu_c} \right).$$

Вычислив интегралы (8), найдем

$$\varphi_T = T_m \frac{8ka\sqrt{a}}{2\beta^2}; \quad T = -\frac{4T_m\sqrt{a}}{\beta}.$$

Из этих уравнений получим выражения для весовых множителей:

$$\lambda_1 = \left(\frac{36\varphi_T^2 T_m^2}{k^2 T^4} - \mu_c^2 \right) \rho; \quad \lambda_2 = \mu_c - \frac{24\varphi_T T_m^2 \rho}{k T^3}. \quad (9)$$

Используя аналитические выражения (6), (7) и (9), можно рассчитать требуемые значения динамической составляющей тока якоря $i_d^* = i^* - \mu_c$, весовых множителей $\lambda_{1,2}$ в функции скорости v , заданного углового перемещения φ_T , времени T и момента сопротивления μ_c . Непосредственный расчет координат привода по полученным аналитическим выражениям в микропроцессорной системе управления затруднен в связи с ограниченными временем расчета управляющего воздействия и ограниченной системой команд. Уравнение регулятора реализовано с помощью программных модулей — макроопределений на языке ассемблера микроконтроллера В&R2003 фирмы Verneker& Rainer.

На рис. 2 приведены рассчитанные на ЭВМ кривые переходного процесса при позиционировании с регулятором, реализованным по формулам (6), (7), (9) по критерию (5). Реализация полученных оптимальных алгоритмов позиционного управления находит выражение в структурной схеме электропривода, представленной на рис. 1. Цифровой регулятор W_p вырабатывает в соответствии с функциональными зависимостями (6), (7), (9) оптимальный управляющий сигнал i_3^* , являющийся заданием для цифрового ПИ-регулятора тока W_{pm} . Входным заданием регулятора W_p будет величина заданного перемещения φ_T , которое должен обработать привод за время $T = mT_y$ (m — число интервалов управления длительностью T_y , равной длительности работы программных регуляторов). В предложенной структуре с помощью прогнозирующего цифрового устройства (ПКУ) $W_{ПКУ}$ осуществляется компенсация

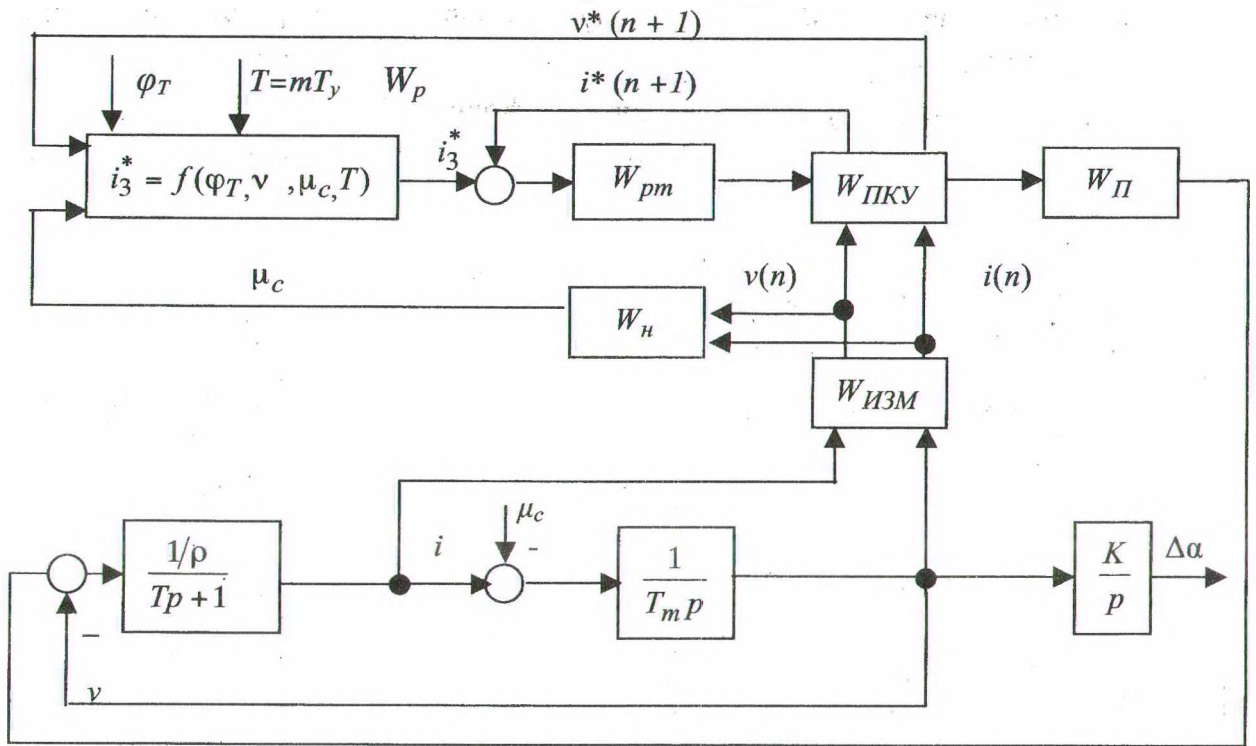


Рис. 1. Структурная схема модели позиционного электропривода
стапеля печатной машины

дискретности широтно-импульсного преобразователя (ШИП) W_{Π} и запаздывания микропроцессорной системы управления. Идентификация момента нагрузки осуществляется с помощью цифрового наблюдающего устройства $W_{ИЗМ}$. С датчиков скорости и тока якоря поступают в регулятор цифровые коды скорости $v(n)$ и тока $i(n)$ на начало n -го интервала управления. Используя выражение $\mu_c = i_s - (v_s - v_{s-1})/T_y$ на s -м интервале управления ($s < n$), получаем код статического момента μ_c , который полагается постоянным на всем интервале $T = mT_y$ отработки перемещения φ_T .

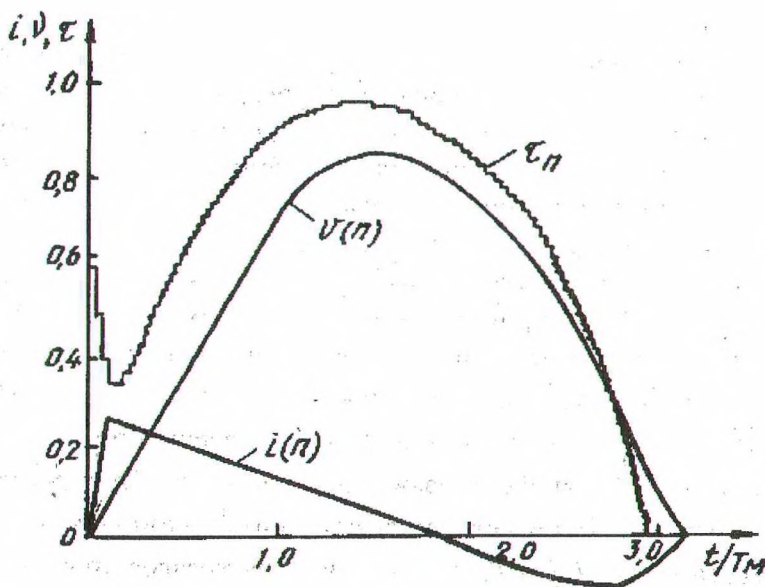


Рис. 2. График процесса позиционирования

Дискретность импульсной системы электропривода проявляется в неизменности управляющего воздействия на интервале дискретности. Запаздывание микропроцессорной системы управления выражается в выдаче управляющего воздействия на $(n + 1)$ -й интервал управления, рассчитанного по переменным состояния на n -интервале. Рассмотрим компенсацию этих явлений при равенстве интервала дискретности и интервала управления, т. е. $T_0 = T_y$. Пусть при предварительном синтезе и моделировании системы определена структура оптимального регулятора при непрерывном подходе в виде

$$U^* = f(X_3, X, Z),$$

где U^* — вектор управляющего воздействия (в нашем случае τ_n); X — вектор переменных состояния $X = [v, i]^T$; Z — вектор возмущающих воздействий ($Z = [\mu_c]$).

Для компенсации дискретности определим дискретную модель объекта управления в виде (4).

Сущность прогнозирующей дискретной коррекции поясняется следующим алгоритмом, функционирующим на n -м интервале управления.

Шаг 1. Выдача управляющего воздействия $U_{(n)}^*$ на n -й интервал управления по прерыванию таймера.

Шаг 2. Измерение вектора переменных состояния объекта $X(n)$ и вектора возмущений $Z(n)$ на начало n -го интервала управления.

Шаг 3. Прогнозирование вектора X на конец n -го интервала управления по дискретной модели объекта управления:

$$\hat{X}^*(n+1) = CX(n) + F(U^*(n), \bar{Z}(n)).$$

Шаг 4. Вычисление прогнозируемого вектора управляющего воздействия $\hat{U}(n+1)$ на $(n + 1)$ -й интервал управления:

$$\hat{U}(n+1) = f(X_3(n), \hat{X}^*(n+1), \bar{Z}(n)).$$

Шаг 5. Формирование управляющего воздействия на $(n + 1)$ -м интервале управления:

$$U^*(n+1) = 0,5(U^*(n) + \hat{U}(n+1)).$$

Шаг 6. Проверка $X = X_3$. Если равенство выполняется, то осуществляется выход из подпрограммы, в противном случае — переход к шагу 1.

Введение оптимального регулятора по расчетным данным снижает потребление энергии в позиционном процессе на 15% по сравнению с трехконтурной системой подчиненного регулирования с трехугольной диаграммой скорости.

ЛИТЕРАТУРА

1. Штоляков В. И., Федосеев А. Ф., Зирнак А. Ф. и др. Офсетные печатные машины. Учебное пособие. — М.: Изд-во МГУП, 1999. — С. 216—354.
2. Анхимюк В. Л., Панасюк В. И., Юденков В. С. Задачи оптимального по быстродействию непрерывного и импульсного управления электроприводом постоянного тока при заданном уровне потерь в режимах разгона и торможения. — Минск, 1981. — Деп. в БелНИИТИ 5.03.81, № 247 — 81.

3. Юденков В.С. Синтез системы электропривода постоянного тока с микропроцессорным управлением // Энергетика. Изв. вузов. — 1985. — № 2. — С. 25—30.
4. Анхимюк В.Л., Панасюк В.И., Юденков В.С. Оптимизация импульсного рекуперативного торможения электропривода постоянного тока // Энергетика. Изв. вузов. — 1983. — № 2. — С. 50—54.
5. Анхимюк В.Л., Панасюк В.И., Юденков В.С. Синтез оптимальных управлений электроприводами постоянного тока для микропроцессорных реализаций // Автоматизированный электропривод. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — С. 29—35.