

СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ С ЦИФРОВЫМИ МОДАЛЬНЫМ РЕГУЛЯТОРОМ И НАБЛЮДАТЕЛЕМ СОСТОЯНИЯ

Губарь Ю.В., Коцегуб П. Х.
Каф.ЭВМ, ЭАПУ ДонГТУ
gubar@cs.dgtu.donetsk.ua

Abstract

Gubar Y. V., Kocegub P. H. System of regulation of velocity with the numerical modal regulator and watcher of condition. Executed analysis and syntheses system цифроаналоговой modal regulation of velocity with the engine of direct current. Determined parameters of numerical modal regulator and watcher of condition of object of regulation. Brought results of numerical modeling, confirming tinned theoretical results.

В настоящее время появились работы [1, 2], посвященные исследованию непрерывных систем регулирования скорости (СРС) с модальным регулятором (СМУ). Как правило, для получения полного вектора состояния такие системы снабжаются наблюдателями состояния полного или пониженного порядка. Введение наблюдателя может быть также оправдано желанием повысить астатизм системы без изменения структуры силовой электромеханической части [2].

Управление непрерывной системой электропривода при помощи микропроцессорной техники ставит ряд новых задач анализа и синтеза. На цифровую часть системы управления целесообразно возложить функции модального регулятора (ЦМР), наблюдателя состояния (ЦНС) и задатчика скорости (ЦЗС) (рис. 1.). В этой связи представляют интерес вопросы отыскания параметров ЦМР и ЦНС, законов управления ЦНС и ЦЗС, а также исследование поведения цифроаналоговой СРС при изменении периода квантования по времени Т и параметров привода.

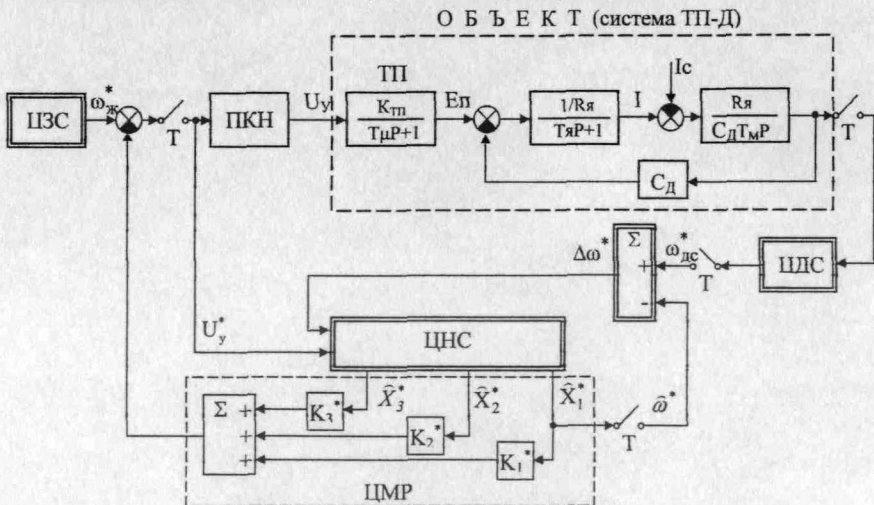


Рис. 1. Структурная схема цифроаналоговой СРС

Звездочкой на схеме рис.1. обозначены коды сигналов, связанные с реальными величинами соотношением

$$X^* = \frac{X}{\delta_x} \tag{1}$$

где δ_x - шаг квантования по уровню координаты X.

Цифровой задатчик скорости формирует технически оптимальный желаемый закон изменения скорости $\omega_{ж}^*(kT)$ [3]. Управляющее воздействие $U_y(kT)$ в непрерывную часть системы осуществляет преобразователь код-напряжение (ПКН), одновременно выполняющим функцию экстраполятора нулевого порядка с фиксацией на период T.

Непрерывный объект третьего порядка представляет собой систему тиристорный преобразователь-двигатель (ТП-Д). На рис.1. введены следующие обозначения: $K_{ТП}$ и T_{μ} - коэффициент усиления и постоянная времени ТП; $E_{П}$ и $E_{Д}$ - соответственно ЭДС преобразователя и двигателя; $R_{я}$ - активное сопротивление якорной цепи; $T_{я}$, $T_{М}$ - соответственно электромагнитная и электромеханическая постоянные времени привода; $C_{Д}$ - конструктивная постоянная двигателя.

Для упрощения исследования выполним нормирование исходной структурной схемы путем перехода к относительным единицам (рис. 2.). В качестве базовых величин объекта выберем скорость ω_0 и ЭДС двигателя E_0 в режиме холостого хода, а также ток $I_{кз}$ короткого замыкания. Тогда можно записать

$$\omega_B = \omega_0; E_{ПБ} = E_{ДБ} = E_0 = C_{Д}\omega_0; I_B = I_{кз} = E_0 / R_{я}; U_{УБ} = E_{кз} / K_{ТП}. \tag{2}$$

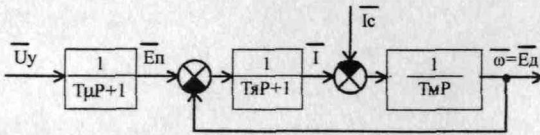


Рис. 2. Структурная схема объекта в относительных единицах.

Объект управления в пространстве состояний может быть описан следующей системой уравнений :

$$\frac{dX(t)}{dt} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\frac{1}{T_{я}} & -\frac{1}{T_{я}} & \frac{1}{T_{я}} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_{\mu}} \end{bmatrix}}_A \cdot X(t) + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{T_{\mu}} \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{T_{\mu}} & 0 \end{bmatrix}}_B \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} U \\ \bar{U}_y \\ \bar{I}_{с} \end{bmatrix}}_U, \tag{3}$$

$$Y(t) = CX(t), \tag{4}$$

где $X = [\bar{\omega} \ \bar{I} \ \bar{E}_{П}]^T$ - вектор состояния; $C = [1 \ 0 \ 0]$ - вектор выхода.

Для измерения значения регулируемой координаты служит цифровой датчик мгновенного значения скорости (ЦДС) с передаточной функцией $D_{ЦДС}(z)=1$.

Цифровой наблюдатель состояния (ЦНС) представим в виде системы, описываемой дискретными уравнениями состояния:

$$\begin{cases} \hat{X} [(k+1)T] = (\bar{A}^* - \bar{L}^* \bar{C}^*) \hat{X}^*(kT) + \bar{L}^* \hat{Y}^*(kT) + \bar{B}^* \bar{U}^*(kT); \\ \hat{Y}^*(kT) = \bar{C}^* \hat{X}^*(kT), \end{cases} \quad (5)$$

где - $\bar{L}^* = [\bar{\ell}_1^* \bar{\ell}_2^* \bar{\ell}_3^*]$ - матрица коэффициентов корректирующих связей ЦНС.

Элементы матрицы перехода $\bar{A}^* = \bar{\Phi}(T)$ могут быть определены из обратного преобразования Лапласа выражения $[pI - \bar{A}]^{-1}$ при подстановке $t=T$ [4]:

$$\bar{\Phi}(T) = \bar{A}^* = L^{-1} \left\{ [pI - \bar{A}]^{-1} \right\} \Big|_{t=T}, \quad (6)$$

где I - единичная матрица.

Выражения для элементов матрицы \bar{A}^* имеют вид:

$$\bar{a}_{11}^* = e^{-\alpha} \left[\cos(\alpha\beta) + \frac{1}{\beta} \sin(\alpha\beta) \right]; \quad \bar{a}_{12}^* = 2e^{-\alpha} \frac{\Delta}{\beta} \sin(\alpha\beta); \quad \bar{a}_{21}^* = -2e^{-\alpha} \frac{\Delta}{\beta} \sin(\alpha\beta);$$

$$\bar{a}_{13}^* = T_\mu^2 \eta \left[\frac{\delta_2}{\beta} e^{-\alpha} \sin(\alpha\beta) - e^{-\alpha} \cos(\alpha\beta) + e^{-\gamma} \right]; \quad \bar{a}_{22}^* = e^{-\alpha} \left[\cos(\alpha\beta) - \frac{1}{\beta} \sin(\alpha\beta) \right];$$

$$\bar{a}_{23}^* = T_\gamma T_\mu \eta \left[\frac{\delta_3}{\beta} e^{-\alpha} \sin(\alpha\beta) + e^{-\alpha} \cos(\alpha\beta) - e^{-\gamma} \right]; \quad \bar{a}_{31}^* = 0; \quad \bar{a}_{32}^* = 0; \quad \bar{a}_{33}^* = e^{-\gamma};$$

$$\alpha = \frac{T}{2 \cdot T_\gamma}; \quad \gamma = \frac{T}{T_\mu}; \quad \beta = \sqrt{\frac{4T_\gamma - T_\mu}{T_\mu}}; \quad \Delta = \frac{T_\gamma}{T_\mu}; \quad \delta_1 = \frac{2T_\gamma + T_\mu}{T_\mu}; \quad \delta_2 = \frac{2T_\gamma - T_\mu}{T_\mu};$$

$$\nu = T_\mu (T_\gamma - T_\mu); \quad \eta = \frac{1}{\nu + T_\mu^2}; \quad \lambda = \frac{T_\mu T_\mu}{\beta} \eta; \quad \Theta = \nu + 2T_\gamma T_\mu; \quad \delta_3 = \frac{2T_\mu + T_\gamma}{T_\gamma}.$$

Коэффициенты матрицы управления \bar{B}^* могут быть определены из уравнения

$$\bar{B}^* = \left[\int_0^T \Phi(\tau) d\tau \right] \bar{B} = [\bar{b}_{11}^* \bar{b}_{21}^* \bar{b}_{31}^*]^T. \quad (7)$$

Решение уравнения (7) даёт

$$\bar{b}_{11}^* = \left\{ 1 - \eta e^{-\alpha\delta_1} [\Theta / \beta e^\gamma \sin(\alpha\beta) + \nu e^\gamma \cos(\alpha\beta) + T_\mu^2 e^\alpha] \right\};$$

$$\bar{b}_{21}^* = \lambda e^{-\alpha\delta_1} [\beta (e^\alpha - e^\gamma \sin(\alpha\beta)) + \delta_2 e^\gamma \sin(\alpha\beta)]; \quad \bar{b}_{31}^* = 1 - e^{-\gamma}.$$

Следует отметить, что на вход ЦНС подается только управляющее воздействие $U_y^*(nT)$, поэтому вычислять коэффициенты матрицы \bar{B}^* при воздействии сигнала I_c нет необходимости. Структурная схема ЦНС приведена на рис.3.

Для получения желаемых динамических свойств цифроаналоговой СРС требуется соответствующим образом выбрать коэффициенты передачи ЦМР $\bar{K}^* = [\bar{K}_1^* \bar{K}_2^* \bar{K}_3^*]$ и коэффициенты ЦНС $\bar{L}^* = [\bar{\ell}_1^* \bar{\ell}_2^* \bar{\ell}_3^*]$. Корни характеристического полинома замкнутой системы могут быть расположены в соответствии с дискретной аппроксимацией стандартной формы Баттерворта третьего порядка [4]:

$$H_{жк}(z) = z^3 + a_{ж2} z^2 + a_{ж1} z + a_{ж0}, \quad (8)$$

где $a_{ж0} = e^{4\alpha_H}; a_{ж1} = 2e^{3\alpha_H} \cos \beta_H + e^{2\alpha_H}; a_{ж2} = -(2e^{\alpha_H} \cos \beta_H + e^{2\alpha_H});$

$$\alpha_H = -0,5\Omega_0 T; \quad \beta_H = 0,866\Omega_0 T;$$

Ω_0 - среднегеометрический корень характеристического полинома системы.

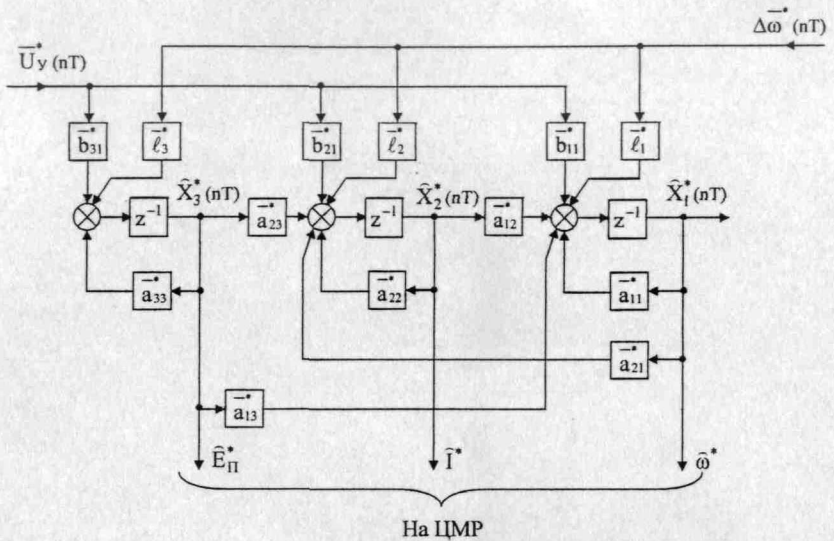


Рис. 3. Структурная схема ЦНС

Матричная передаточная функция дискретного аппроксимированного объекта по управляющему воздействию может быть представлена в виде

$$D(z) = (zI - \bar{A}^*)^{-1} \bar{B}^* = \frac{\bar{G}^*(z)}{F^*(z)} = \frac{\begin{bmatrix} g_{11}^* & g_{21}^* & g_{31}^* \end{bmatrix}^T}{F^*(z)}, \quad (9)$$

где

$$g_{11}^*(z) = z^2 \left\{ 1 - \eta T_\mu^2 e^{-\gamma} - \eta e^{-\alpha} \left[\frac{\Theta}{\beta} \sin(\alpha\beta) + \nu \cos(\alpha\beta) \right] \right\} + z \left\{ \eta \nu e^{-2\alpha} + e^{-\gamma} (T_\mu^2 \eta - 1) \right\} + \left[(1 + \eta T_\mu^2) e^{-\alpha} \cos(\alpha\beta) \right] \left[e^{-\alpha} - 1 \right] + \left[\frac{\Theta}{\beta} \eta e^{-\alpha} \sin(\alpha\beta) \right] \left[e^{-\gamma} + 1 \right] + \left\{ \eta e^{-\alpha} e^{-\gamma} [\nu \cos(\alpha\beta) - \frac{\Theta}{\beta} \sin(\alpha\beta)] + e^{-2\alpha} (\eta T_\mu^2 - e^{-\gamma}) \right\};$$

$$g_{21}^*(z) = z^2 \left\{ \lambda e^{-\alpha} [\delta_2 \sin(\alpha\beta) - \beta \cos(\alpha\beta)] + \lambda \beta e^{-\gamma} \right\} + z \left\{ T_m T_\mu \eta (e^{-2\alpha} - e^{-\gamma}) + \frac{1}{\beta} e^{-\alpha} \sin(\alpha\beta) [T_m T_\mu \eta (\delta_3 - \delta_2 e^{-\gamma}) - 2] + T_m \cdot T_\mu \cdot \eta \cdot e^{-\alpha} \cdot (1 - e^{-\alpha}) \cdot \cos(\alpha \cdot \beta) \right\} + \left\{ T_m \cdot T_\mu \cdot \eta \cdot e^{-2\alpha} \cdot \left[e^{-\alpha} \cdot \left(1 - \frac{1}{R_\gamma} \right) - 1 \right] - \frac{1}{\beta} (T_m T_\mu \eta \delta_3 - 2) e^{-\alpha} e^{-\gamma} \sin(\alpha\beta) + T_m T_\mu \eta e^{-\alpha} e^{-\gamma} \cos(\alpha\beta) \right\};$$

$$g_{31}^*(z) = [z^2 - 2 \cdot e^{-\alpha} \cdot \cos(\alpha \cdot \beta) \cdot z + e^{-2\alpha}] \cdot (1 - e^{-\gamma});$$

$$F^*(z) = \det(zI - \bar{A}^*) = z^3 - z^2 [e^{-\gamma} + 2e^{-\alpha} \cos(\alpha\beta)] + z \cdot \{ 2e^{-\alpha} e^{-\gamma} \cos(\alpha\beta) + e^{-2\alpha} [\cos(\alpha\beta)^2 - \sin(\alpha\beta)^2] \} - e^{-\gamma} \cdot e^{-2\alpha} \cdot [\sin(\alpha \cdot \beta)^2 - \cos(\alpha \cdot \beta)^2].$$

Коэффициенты \bar{K}_1^* , \bar{K}_2^* , \bar{K}_3^* ЦМП могут быть определены из уравнения

$$F^*(z) + \bar{K}^* G^*(z) - H_{3ж}(z) = 0, \quad (10)$$

либо из уравнения

$$\det(zI - \bar{A}^* + \bar{B}^* \bar{K}^*) - H_{зж}(z) = 0. \tag{11}$$

Коэффициенты $\bar{\ell}_1^*, \bar{\ell}_2^*, \bar{\ell}_3^*$ ЦНС находят путём решения уравнения

$$\det(zI - \bar{A}^* + \bar{L}^* \bar{C}^*) - \hat{H}_{зж}(z) = 0, \tag{12}$$

где $\hat{H}_{зж}(z)$ - стандартная форма (8) при значении среднегеометрического корня характеристического полинома ЦНС Ω_n , который обычно принимается равным (2-3) Ω_0 [1].

В качестве примера на рис. 4. приведены графики зависимостей $\bar{K}_1^*, \bar{K}_2^*, \bar{K}_3^* = f(T/T_\mu, \Omega_0 T_\mu)$, полученные при изменении величины T / T_μ в интервале от 0 до 5, $T_\mu = 4\text{мс}$, $T_\pi / T_\mu = 2$, $T_m / T_\pi = 3$. Значения среднегеометрического корня системы Ω_0 принимались равными $(1 \div 2) \cdot T_\mu$.

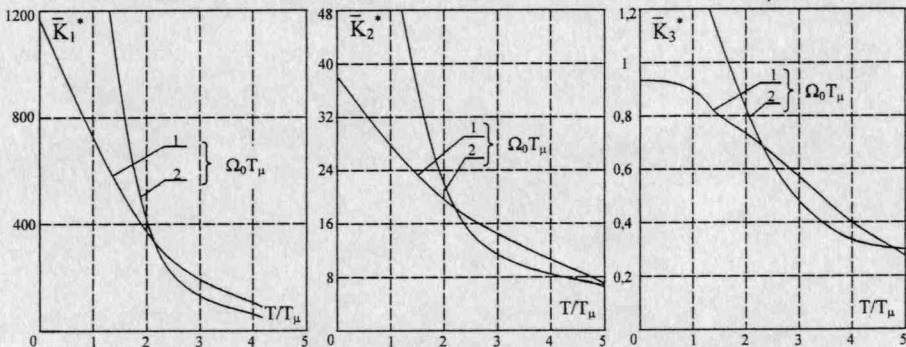


Рис. 4. Графики зависимостей $\bar{K}_1^*, \bar{K}_2^*, \bar{K}_3^* = f(T/T_\mu, \Omega_0 T_\mu)$.

Из графиков рис. 4. видно, что с увеличением периода квантования T , значения коэффициентов ЦМР уменьшаются. В пределе при $T \rightarrow 0$ и $\Omega_0 T_\mu = 1$ значения $\bar{K}_1^*, \bar{K}_2^*, \bar{K}_3^*$ совпадают с величинами $\bar{K}_1 = 1193$; $\bar{K}_2 = 37,56$; $\bar{K}_3 = 0,949$, полученными при оптимизации аналогичной непрерывной системы. Последнее подтверждает правильность полученных результатов.

Исследование переходных процессов в цифроаналоговой СРС проводилось методом математического моделирования. Оно показало, что при использовании ЦМР и ЦНС с найденными здесь параметрами коэффициентов матриц K^* и L^* показатели качества переходных процессов по управляющему воздействию при изменении T от 1 до 7 мс имеют следующие значения: перерегулирование по току

$$\sigma_1 = \frac{I(nT)_{\max} - I_{уст}}{I_{уст}} \cdot 100\%$$

на всех участках движения привода колеблется в пределах 8,14 – 5,56%; время t_c первого согласования тока с установившимся значением $I_{уст}$ равно $(5-7)T_\mu$. При увеличении периода квантования T от 8 до 20 мс переходный процесс по току носит аperiodический характер.

На рис.5 приведенные нормированные графики переходных процессов \bar{i} , $\bar{\omega}$, $\bar{\omega}_Ж = f(T/T_\mu)$ ($\bar{i} = I/I_H$, $\bar{\omega} = \omega/\omega_0$, $\bar{\omega}_Ж = \omega_Ж/\omega_0$), полученные при следующих параметрах цифроаналоговой системы:

$T = T_\mu = 0,004$ с; $K_{ПН} = 51,3$; $C_f = 2,68$ Вс; $R_{Я} = 0,087$ Ом; $T_{Я} = 0,079$ с; $T_M = 0,242$ с; $D_{ЦДС}(z) = 1$; $\Omega_0 = 1/T_\mu$; $\Omega_H = 2/T_\mu$.

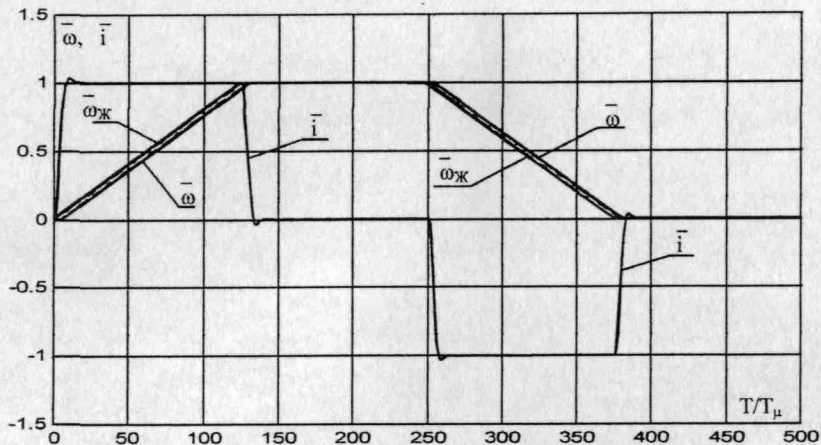


Рис.5. Графики переходных процессов.

Выводы

1. С использованием методов теории модального управления выполнен выбор параметров ЦМР и ЦНС, обеспечивающий желаемое качество переходных процессов в цифроаналоговой СРС в пределах реального диапазона изменения величин T , T_μ , Ω_0 и Ω_H .

2. Реализация разностных уравнений ЦНС (5) при найденных параметрах системы A^* , B^* , K^* и L^* не представляет затруднений при использовании средств микропроцессорной техники.

Литература

1. Акимов Л. В., Долбня В. Т., Клепиков А. В. Об итерационности по возмущению модальных систем, замкнутых по вектору состояния через наблюдатель - Сб. Автоматизированные электромеханические системы с модальными регуляторами и наблюдателями состояния. - Харьков, ХГПУ, 1997, с. 21-27.

2. Толочко О. И. Тищенко А. А. Система модального управления приводом постоянного тока с узлом токоограничения. - Сб. науч. трудов ДонГТУ. Серия «Электротехника и энергетика», вып.4.-Донецк: ДонГТУ, 1999, с. 42-45.

3. Коцегуб П. Х., Толочко О. И., Губарь Ю. В. Анализ и синтез комбинированной цифроаналоговой системы регулирования скорости. - Известия вузов. Электромеханика, 1984, №2, с. 45-51.

4. Изерман Р. Цифровые системы управления. - М.: Мир, 1984. - 541с.