

ПРИКЛАДНЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

УДК 681.513.5

А.Г. Стрижнев, Г.В. Ледник

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО ЦИФРОВОГО РЕГУЛЯТОРА
ДЛЯ СИСТЕМЫ С ОБЪЕКТОМ УПРАВЛЕНИЯ ЧЕТВЕРТОГО ПОРЯДКА

Рассматриваются результаты синтеза оптимального цифрового регулятора для электрогидравлической системы с астатическим объектом управления четвертого порядка, содержащим в своем составе аperiodическое и колебательное звенья. Полученные аналитические выражения позволяют определить коэффициенты передаточной функции цифрового регулятора через параметры объекта управления и через шаг квантования. С помощью математического моделирования проводится проверка работы системы с данным объектом управления и рассчитанным для него цифровым регулятором.

Введение

Качество работы любой системы автоматического управления (САУ) определяется корректирующим устройством, которое, как правило, рассчитывается с использованием математической модели объекта управления (ОУ). На практике не всегда удается получить математическую модель ОУ, которая может быть представлена в упрощенном (редуцированном) виде. Примером может служить электрогидравлическая силовая следящая система с исполнительным гидроцилиндром [1], передаточная функция которого может иметь четвертый, пятый и даже более высокий порядок. В простейшем представлении данная система имеет астатический объект управления четвертого порядка, содержащий в своем составе аperiodическое и колебательное звенья. С учетом развития вычислительной техники широкое распространение получили цифровые корректирующие устройства (цифровые регуляторы), расчет которых осуществляется по аналоговым математическим моделям [2]. Для многих, но не для всех объектов управления осуществлен расчет таких цифровых регуляторов, которые обеспечивают оптимальные по быстродействию переходные процессы в системах управления при отработке ступенчатых и произвольных входных воздействий. В связи с этим возникла необходимость синтеза оптимального цифрового регулятора для электрогидравлической системы с объектом управления четвертого порядка.

1. Функциональная схема САУ с объектом управления четвертого порядка

Передаточная функция ОУ электрогидравлической силовой следящей системы с исполнительным гидроцилиндром имеет вид

$$G(s) = \alpha[s(s+c)(s^2+bs+a)]^{-1}, \quad (1)$$

где $\alpha = 569c^{-4}$, $a = 150c^{-2}$, $b = 20c^{-1}$, $c = 10c^{-1}$.

Обобщенная функциональная схема [3] САУ с объектом управления $G(s)$ показана на рис. 1. Вход $u(t)$, выход $x(t)$ и сигнал рассогласования $\theta(t) = u(t) - x(t)$ в системе являются непрерывными функциями времени, поэтому при использовании цифрового регулятора необходимы аналого-цифровой (АЦП) и цифро-аналоговый (ЦАП) преобразователи. ЦАП обычно представляет собой фиксатор нулевого порядка.

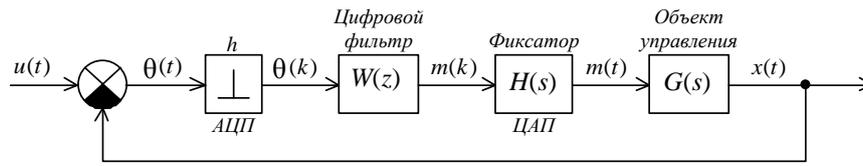


Рис. 1. Функциональная схема САУ

Наличие в системе цифрового регулятора позволяет при входном воздействии типа ступенчатой функции и нулевых начальных условиях осуществить оптимальный переходной процесс без перерегулирования за конечное и минимальное время. Для получения такого процесса в системе необходимо определить требуемую передаточную функцию цифрового регулятора $W(z)$. Наиболее просто функция $W(z)$ определяется численным методом переменного коэффициента усиления, изложенным в работе [4].

2. Расчет цифрового регулятора для следящей системы

Для расчета составим схему аналогового моделирования (рис. 2). Цифровой регулятор на этой схеме представлен усилителем с переменным коэффициентом усиления. Такой усилитель располагается после фиксатора, причем согласно [4] в любой момент времени $t = \nu h^+$, $\nu = 0, 1, 2, \dots$, вход u_2 и выход u'_2 этого усилителя связаны линейным соотношением $u'_2(\nu h^+) = K_\nu u_2(\nu h^+)$, где K_ν – постоянный коэффициент усиления усилителя в $(\nu + 1)$ -м периоде прерывания h мгновенного ключа.

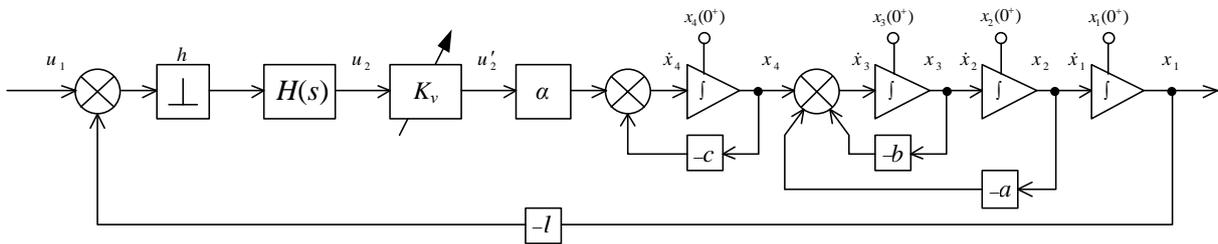


Рис. 2. Схема аналогового моделирования САУ с цифровым регулятором

На основе схемы аналогового моделирования запишем дифференциальные уравнения состояния (без учета переменного коэффициента усиления K_ν):

$$\dot{u}_1 = 0, \quad \dot{x}_1 = x_2, \quad \dot{x}_2 = x_3, \quad \dot{x}_3 = x_4 - bx_3 - ax_2, \quad \dot{x}_4 = \alpha u_2 - cx_4, \quad \dot{u}_2 = 0.$$

Уравнения переходных состояний:

$$u_1(\nu h^+) = u_1(\nu h), \quad x_1(\nu h^+) = x_1(\nu h), \quad x_2(\nu h^+) = x_2(\nu h), \quad x_3(\nu h^+) = x_3(\nu h),$$

$$x_4(\nu h^+) = x_4(\nu h), \quad u_2(\nu h^+) = u_1(\nu h) - x_1(\nu h).$$

Переписывая уравнения в векторной форме $\dot{\mathbf{v}}(\tau) = \mathbf{A}\mathbf{v}(\tau)$ и $\mathbf{v}(\nu h^+) = \mathbf{B}\mathbf{v}(\nu h)$, находим

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -a & -b & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -c & \alpha \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v} = \begin{bmatrix} u_1 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ u_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}(0) = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Методом комплексной плоскости [5] по матрице \mathbf{A} определим матрицу перехода $\Phi(t) = e^{\mathbf{A}t} = L^{-1} \{ [s\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1} \}$, где \mathbf{I} – единичная матрица.

Для матрицы $[s\mathbf{I} - \mathbf{A}]$ запишем выражение для нахождения обратной матрицы

$$[s\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1} = \frac{1}{\det|s\mathbf{I} - \mathbf{A}|} \mathbf{C}^T, \quad (2)$$

где $\det|s\mathbf{I} - \mathbf{A}| = s^3(s^2 + sb + a)(s + c)$; $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} a_{11} & \dots & a_{1j} \\ \dots & \dots & \dots \\ a_{i1} & \dots & a_{ij} \end{bmatrix}$ – матрица алгебраических дополнений;

a_{ij} – алгебраические дополнения ($i = 1, \dots, 6$; $j = 1, \dots, 6$) матрицы $[s\mathbf{I} - \mathbf{A}]$.

После нахождения матрицы \mathbf{C} и подстановки в (2) получим обратную матрицу

$$[s\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1/s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/s & \frac{s+b}{sN} & \frac{1}{sN} & \frac{1}{sN(s+c)} & \frac{\alpha}{s^2N(s+c)} \\ 0 & 0 & \frac{s+b}{N} & \frac{1}{N} & \frac{1}{N(s+c)} & \frac{\alpha}{sN(s+c)} \\ 0 & 0 & \frac{-a}{N} & \frac{s}{N} & \frac{s}{N(s+c)} & \frac{\alpha}{N(s+c)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/(s+c) & \frac{\alpha}{s(s+c)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/s \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где $N = s^2 + sb + a$.

Применим к матрице (3) обратное преобразование Лапласа [6], и с учетом усилителя с переменным коэффициентом усиления определим дискретную матрицу перехода в виде

$$\Phi(h, K_v) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & F & R & G & \alpha HK_v \\ 0 & 0 & L & M & J & \alpha GK_v \\ 0 & 0 & -aM & D & K & \alpha JK_v \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C & \alpha EK_v \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

где $B = e^{-bh}$, $C = e^{-ch}$, $k = \sqrt{a - b^2/4}$, $E = \frac{1-C}{c}$, $M = \frac{1}{k} \sqrt{B} \sin kh$, $I = \frac{1}{(a - bc + c^2)}$,

$$L = \sqrt{B} \left(\cos kh + \frac{b}{2k} \sin kh \right), \quad F = \frac{b}{a} \left[1 - \sqrt{B} \left(\cos kh + \frac{b^2 - 2a}{2bk} \sin kh \right) \right],$$

$$R = \frac{1}{a} \left[1 - \sqrt{B} \left(\cos kh + \frac{b}{2k} \sin kh \right) \right], \quad D = \sqrt{B} \left(\cos kh - \frac{b}{2k} \sin kh \right),$$

$$J = I \left[C - \sqrt{B} \left(\cos kh + \frac{b-2c}{2k} \sin kh \right) \right], \quad K = -cI \left[C - \sqrt{B} \left(\cos kh + \frac{2a-bc}{2ck} \sin kh \right) \right],$$

$$G = \frac{1}{ac} \left\{ 1 - I \left[aC - \sqrt{B}(bc - c^2) \left(\cos kh + \frac{b^2 - bc - 2a}{2(b-c)k} \sin kh \right) \right] \right\},$$

$$H = \frac{CI}{c^2} + \frac{ach - bc - a}{a^2 c^2} + \frac{\sqrt{BI}(a + bc - b^2)}{a^2} \left(\cos kh - \frac{b^3 - b^2 c - 3ab + 2ac}{2(a + bc - b^2)k} \sin kh \right).$$

Далее последовательно определяем [7] векторы состояния $\mathbf{v}(vh^+)$ в интервалах прерывания мгновенного ключа:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}^T(0^+) &= (\mathbf{B}\mathbf{v}(0))^T = [1; 0; 0; 0; 0; 1], \\ \mathbf{v}^T(h) &= (\Phi(h, K_0)\mathbf{v}(0^+))^T = [1; \alpha HK_0; \alpha GK_0; \alpha JK_0; \alpha EK_0; 1], \\ \mathbf{v}^T(h^+) &= (\mathbf{B}\mathbf{v}(h))^T = [1; \alpha HK_0; \alpha GK_0; \alpha JK_0; \alpha EK_0; 1 - \alpha HK_0], \\ \mathbf{v}^T(2h) &= (\Phi(h, K_1)\mathbf{v}(h^+))^T = [1; \alpha F_1 K_0 + \alpha HQK_1; \alpha F_2 K_0 + \alpha GQK_1; \\ &\quad \alpha F_3 K_0 + \alpha JQK_1; \alpha E(CK_0 + QK_1); Q], \\ \mathbf{v}^T(2h^+) &= (\mathbf{B}\mathbf{v}(2h))^T = [1; \alpha F_1 K_0 + \alpha HQK_1; \alpha F_2 K_0 + \alpha GQK_1; \\ &\quad \alpha F_3 K_0 + \alpha JQK_1; \alpha E(CK_0 + QK_1); P], \\ \mathbf{v}^T(3h) &= (\Phi(h, K_2)\mathbf{v}(2h^+))^T = [1; \alpha S_1 K_0 + \alpha F_1 QK_1 + \alpha HPK_2; \alpha S_2 K_0 + \alpha F_2 QK_1 + \alpha GPK_2; \\ &\quad \alpha S_3 K_0 + \alpha F_3 QK_1 + \alpha JPK_2; \alpha E(C^2 K_0 + CQK_1 + PK_2); P], \\ \mathbf{v}^T(3h^+) &= (\mathbf{B}\mathbf{v}(3h))^T = [1; \alpha S_1 K_0 + \alpha F_1 QK_1 + \alpha HPK_2; \alpha S_2 K_0 + \alpha F_2 QK_1 + \alpha GPK_2; \\ &\quad \alpha S_3 K_0 + \alpha F_3 QK_1 + \alpha JPK_2; \alpha E(C^2 K_0 + CQK_1 + PK_2); W], \\ \mathbf{v}(4h) &= \Phi(h, K_3)\mathbf{v}(3h^+) = \begin{bmatrix} 1 \\ \alpha L_1 K_0 + \alpha S_1 QK_1 + \alpha F_1 PK_2 + \alpha HWK_3 \\ \alpha L_2 K_0 + \alpha S_2 QK_1 + \alpha F_2 PK_2 + \alpha GWK_3 \\ \alpha L_3 K_0 + \alpha S_3 QK_1 + \alpha F_3 PK_2 + \alpha JWK_3 \\ \alpha E(C^3 K_0 + C^2 QK_1 + CPK_2 + WK_3) \\ W \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} F_1 &= H + FG + RJ + GE, & F_2 &= LG + MJ + JE, & F_3 &= -aMG + DJ + KE, \\ S_1 &= F_1 + FF_2 + RF_3 + GCE, & S_2 &= LF_2 + MF_3 + JCE, & S_3 &= -aMF_2 + DF_3 + KCE, \\ L_1 &= S_1 + FS_2 + RS_3 + GC^2 E, & L_2 &= LS_2 + MS_3 + JC^2 E, & L_3 &= -aMS_2 + DS_3 + KC^2 E, \\ Q &= 1 - \alpha HK_0, & P &= 1 - \alpha F_1 K_0 - \alpha HQK_1, & W &= 1 - \alpha S_1 K_0 - \alpha F_1 QK_1 - \alpha HPK_2. \end{aligned} \quad (4)$$

Выражение $\mathbf{v}(4h)$ показывает, что в конечное состояние систему можно привести за четыре периода прерывания мгновенного ключа. Для этого необходимо совместное выполнение четырех условий:

$$x_1(4h) = \alpha L_1 K_0 + \alpha S_1 QK_1 + \alpha F_1 PK_2 + \alpha HWK_3 = 1; \quad (5)$$

$$x_2(4h) = \alpha L_2 K_0 + \alpha S_2 QK_1 + \alpha F_2 PK_2 + \alpha GWK_3 = 0; \quad (6)$$

$$x_3(4h) = \alpha L_3 K_0 + \alpha S_3 QK_1 + \alpha F_3 PK_2 + \alpha JWK_3 = 0; \quad (7)$$

$$x_4(4h) = \alpha E(C^3 K_0 + C^2 QK_1 + CPK_2 + WK_3) = 0. \quad (8)$$

Из уравнений (5) – (8) находим неизвестные коэффициенты K_0, K_1, K_2, K_3 . Умножая уравнение (8) на H и вычитая из уравнения (5), умножая уравнение (8) на G и вычитая из уравнения (6), умножая уравнение (8) на J и вычитая из уравнения (7), соответственно получим

$$(L_1 - C^3H)K_0 + (S_1 - C^2H)QK_1 + (F_1 - CH)PK_2 = 1/\alpha; \quad (9)$$

$$(L_2 - C^3G)K_0 + (S_2 - C^2G)QK_1 + (F_2 - CG)PK_2 = 0; \quad (10)$$

$$(L_3 - C^3J)K_0 + (S_3 - C^2J)QK_1 + (F_3 - CJ)PK_2 = 0. \quad (11)$$

Умножая уравнение (10) на $(F_3 - CJ)$, а уравнение (11) – на $(F_2 - CG)$ и вычитая из уравнения (10) уравнение (11), получим

$$K_1 = \frac{K_0 \left[(L_2 - C^3G)(F_3 - CJ) - (L_3 - C^3J)(F_2 - CG) \right]}{Q \left[(S_3 - C^2J)(F_2 - CG) - (S_2 - C^2G)(F_3 - CJ) \right]}.$$

После подстановки выражений (4) и несложных преобразований данное уравнение примет вид

$$K_1 = \frac{-K_0}{Q} (C + D + L). \quad (12)$$

Умножая уравнение (9) на $(F_2 - CG)$, а уравнение (10) – на $(F_1 - CH)$ и вычитая из уравнения (9) уравнение (10), с учетом выражения (12) получим

$$K_0 = 1/\left\{ \alpha \left[E(cJ + K)(R - LR + FM) + (1 + B - D - L)(H - CH + EG) - \right. \right. \\ \left. \left. - (G - CG + JE)(aRM + DF - F) \right] \right\}. \quad (13)$$

Подставляя полученные выражения для K_0, K_1 (формулы (12) и (13) соответственно) в уравнение (11), находим

$$K_2 = \frac{K_0}{P} (LD + LC + aM^2 + CD), \quad (14)$$

где с учетом формулы (12)

$$P = 1 - \alpha K_0 (F_1 - H(C + D + L)). \quad (15)$$

Из уравнения (8), подставляя (12) – (14), получим

$$K_3 = \frac{-K_0}{W} BC, \quad (16)$$

где с учетом формул (12) и (14)

$$W = 1 - \alpha K_0 \left[S_1 - F_1(C + D + L) + H(B + C(L + D)) \right]. \quad (17)$$

Запишем передаточную функцию цифрового регулятора в общем виде:

$$W(z) = \frac{U'_2(z)}{U_2(z)} = \frac{K_0 u_2(0^+) + K_1 u_2(h^+) z^{-1} + K_2 u_2(2h^+) z^{-2} + K_3 u_2(3h^+) z^{-3}}{u_2(0^+) + u_2(h^+) z^{-1} + u_2(2h^+) z^{-2} + u_2(3h^+) z^{-3}}, \quad (18)$$

где $u_2(0^+) = 1$, $u_2(h^+) = 1 - \alpha HK_0$, $u_2(2h^+) = P$, $u_2(3h^+) = W$.

С учетом формул (12) – (18) и обозначений для элементов матрицы перехода $\Phi(h, K_v)$ после несложных преобразований найдем передаточную функцию оптимального цифрового регулятора в окончательном виде:

$$W(z) = K_0 \frac{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3}}, \quad (19)$$

где $b_1 = \frac{K_1}{K_0}(1 - \alpha HK_0)$, $b_2 = \frac{K_2}{K_0}P$, $b_3 = \frac{K_3}{K_0}W$, $a_1 = 1 - \alpha HK_0$, $a_2 = P$, $a_3 = W$.

Запишем коэффициенты оптимального цифрового регулятора:

$$K_0 = \frac{ac}{\alpha h(1-C)(1-2\sqrt{B}\cos kh + B)}, \quad b_1 = -(C + 2\sqrt{B}\cos kh), \quad b_2 = B + 2C\sqrt{B}\cos kh, \quad b_3 = -BC,$$

$$a_1 = 1 - \alpha HK_0 = 1 - \frac{1}{h(1-C)(1-2\sqrt{B}\cos kh + B)} \left\{ \frac{aC}{c(a-bc+c^2)} + \frac{ach-bc-a}{ac} + \right.$$

$$\left. + \frac{c\sqrt{B}}{a} \frac{a+bc-b^2}{a-bc+c^2} \left(\cos kh - \frac{b^3-b^2c-3ab+2ac}{2k(a+bc-b^2)} \sin kh \right) \right\}, \quad (20)$$

$$a_2 = P = 1 + \frac{1}{h(1-C)(1-2\sqrt{B}\cos kh + B)} \left\{ \sqrt{B} \left(2h + \frac{1-C}{ac} \frac{b^2c^2 - 2a^2 - bc^3 - ac^2}{a-bc+c^2} \right) \cos kh - \right.$$

$$\left. - (1-C)h - \frac{c\sqrt{B}(1+C)}{2ak} \frac{b^3 - b^2c - 3ab + 2ac}{a-bc+c^2} \sin kh + \frac{(B-C)c}{a} \frac{a+bc-b^2}{a-bc+c^2} \right\},$$

$$a_3 = W = \frac{\sqrt{B}}{h(1-C)(1-2\sqrt{B}\cos kh + B)} \left\{ \frac{cC}{a} \frac{a+bc-b^2}{a-bc+c^2} \left(-\sqrt{B} + \cos kh + \frac{b^3 - b^2c - 3ab + 2ac}{2k(a+bc-b^2)} \sin kh \right) + \right.$$

$$\left. + \sqrt{B} \left(\frac{a(1-C)}{c(a-bc+c^2)} - hC \right) \right\}.$$

Из полученных выражений видно, что коэффициенты передаточной функции цифрового регулятора определяются непосредственно через параметры α , a , b и c передаточной функции объекта управления (1) и через шаг квантования h .

3. Определение параметров цифрового регулятора и моделирование работы системы

Для известных значений параметров объекта управления ($\alpha = 569c^{-4}$, $a = 150c^{-2}$, $b = 20c^{-1}$, $c = 10c^{-1}$) по формулам (20) определим передаточную функцию оптимального цифрового регулятора при шаге квантования $h = 0,1c$:

$$W(z) = 72,4057 \frac{1 - 0,9272z^{-1} + 0,3411z^{-2} - 0,0498z^{-3}}{1 + 0,9053z^{-1} + 0,3293z^{-2} + 0,0156z^{-3}}. \quad (21)$$

Проверку работы системы (см. рис. 2) осуществим путем моделирования переходных процессов в среде Simulink пакета MATLAB. Схема моделирования показана на рис. 3 и состоит из АЦП, представленного фиксатором нулевого порядка (ZOH); цифрового регулятора ($K_0, W(z)$); усилителей Alfa, a, b, c и интеграторов Int1 – Int4, реализующих передаточную функцию (1). ZOH и $W(z)$ работают с шагом квантования h .

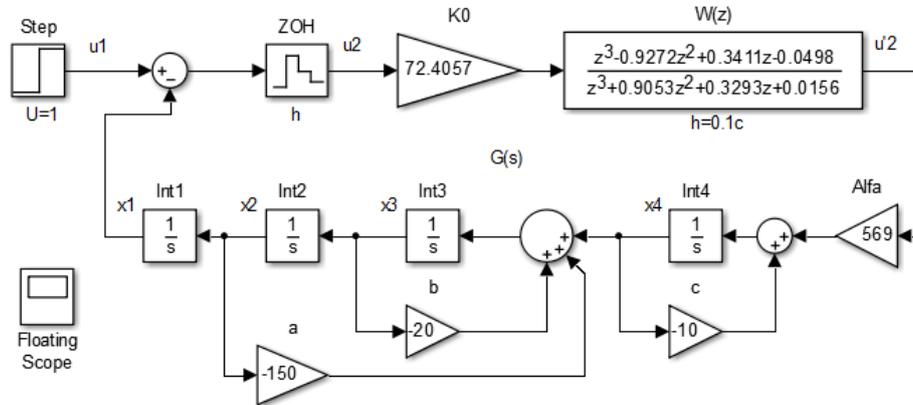


Рис. 3. Схема моделирования работы системы с оптимальным цифровым регулятором

Переходные процессы в системе с объектом $G(s)$ и цифровым регулятором $W(z)$ при единичном ступенчатом воздействии показаны на рис. 4.

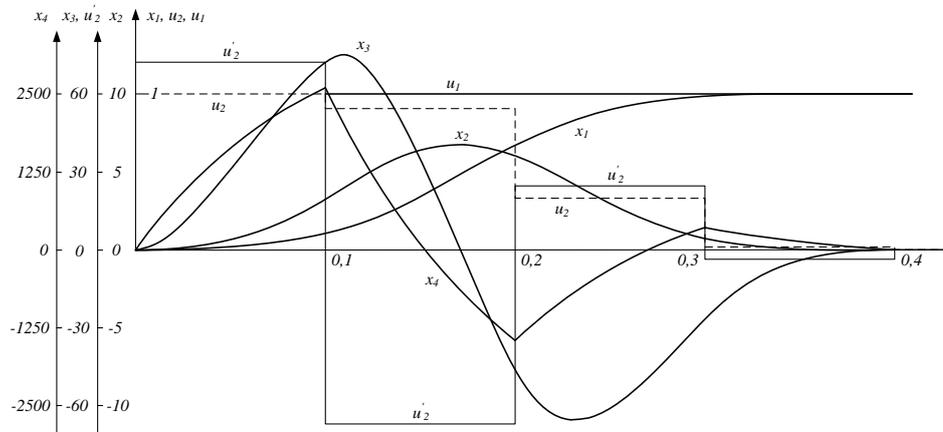


Рис. 4. Переходные процессы в системе с оптимальным цифровым регулятором $W(z)$

Реакция системы (см. рис. 3) на единичное ступенчатое воздействие длится четыре шага квантования $h = 0,1c$, переходный процесс заканчивается за время, равное $0,4c$.

Заключение

Применительно к электрогидравлической силовой следящей системе с исполнительным гидроцилиндром, передаточная функция $G(s)$ которого в простейшем представлении имеет астатический объект управления четвертого порядка, содержащий в своем составе апериодическое и колебательное звенья, осуществлен синтез цифрового регулятора $W(z)$. Для синтеза регулятора применен численный метод переменного коэффициента усиления. В результате расчетов получены аналитические выражения (19) и (20), которые позволяют определить коэффициенты передаточной функции цифрового регулятора через параметры объекта управления и шаг квантования h . Данный метод может быть использован для различных передаточных

функций линейных объектов управления. Для проверки работы системы с объектом управления $G(s)$ и рассчитанным для него цифровым регулятором $W(z)$ осуществлено математическое моделирование. При подаче на вход ступенчатой функции получена оптимальная (без перерегулирования) реакция на выходе системы, длительность которой составляет четыре шага квантования h . Синтезированный цифровой регулятор достаточно прост в реализации и может быть рекомендован к практическому применению в аналогичных цифровых САУ.

Список литературы

1. Баунин, В.Г. Моделирование цифровой электрогидравлической следящей системы с силовым гидроцилиндром в среде MATLAB / В.Г. Баунин, Н.В. Швецов // Труды Второй Всерос. науч. конф. «Проектирование инженерных и научных приложений в среде MATLAB», Москва, 25–26 мая 2004 г. – М. : ИПУ РАН, 2004. – С. 841–858.
2. Гостев, В.И. Системы управления с цифровыми регуляторами : справочник / В.И. Гостев. – Киев : Техника, 1990. – 280 с.
3. Гостев, В.И. Синтез цифровых регуляторов систем автоматического управления / В.И. Гостев, Д.А. Худолий, А.А. Баранов. – Киев : Радиоаматор, 2000. – 400 с.
4. Ту, Ю. Современная теория управления / Ю. Ту. – М. : Машиностроение, 1971. – 472 с.
5. Козырев, В.Д. Применение цифровых ЭВМ при исследовании автоматических систем РЭС / В.Д. Козырев. – Киев : КВИРТУ ПВО, 1976. – 183 с.
6. Корн, Г.А. Справочник по математике. Для научных сотрудников и инженеров / Г.А. Корн, Т.М. Корн. – М. : Наука, 1974. – 832 с.
7. Гостев, В.И. Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами : справочник / В.И. Гостев, В.К. Стеклов. – Киев : Радиоаматор, 1998. – 704 с.

Поступила 27.05.13

НПООО «ОКБ Техносоюзпроект»,
Минск, пр. Независимости, 115
e-mail: lednikg@yandex.ru

A.G. Stryzhniou, H.V. Lednik

OPTIMAL DIGITAL CONTROLLER SYNTHESIS FOR A SYSTEM INCLUDING FOURTH ORDER CONTROL OBJECT

An electro-hydraulic system with a fourth-order astatic control object containing lag and oscillatory elements is considered. The results of mathematical modeling of an optimal digital controller for this system are presented.

Analytical expressions for digital controller transfer function coefficients via control object parameters and time step are obtained. System performance is verified by mathematical simulation.