

## ЦИФРОВАЯ СЛЕДЯЩАЯ СИСТЕМА С КОНЕЧНЫМ ВРЕМЕНЕМ ПОЛНОГО ЗАТУХАНИЯ СВОБОДНОГО ПРОЦЕССА И ЗАДАННЫМ ПОРЯДКОМ АСТАТИЗМА

А. М. КОНОВАЛОВ, А. И. КОРШУНОВ

*Военно-морской политехнический институт ВУНЦ ВМФ „Военно-морская академия им. Н. Г. Кузнецова“,  
198514, Санкт-Петербург, Россия  
E-mail: a.i.korshunov@mail.ru*

Предложен способ выбора последовательного дискретного корректирующего устройства (ДКУ) цифровой следящей системы (ЦСС), обеспечивающего как конечное время полного затухания свободного процесса, так и порядок астатизма 2 или 3. Желаемая передаточная функция ЦСС выбирается с учетом требований грубости системы и заданного порядка астатизма. При этом для упрощения ДКУ и исключения „скрытых“ колебаний на выходе непрерывной части системы между моментами квантования в полином числителя желаемой передаточной функции следует включать множителем полином числителя дискретной передаточной функции непрерывной части, даже если он не имеет нулей, больших или равных 1 по модулю. Предложено коэффициенты числителя желаемой передаточной функции ЦСС выбирать по минимуму суммы их квадратов при одновременном выполнении условий, определенных заданным порядком астатизма.

**Ключевые слова:** свободный процесс, конечное время затухания, порядок астатизма

Повышение динамической точности цифровых следящих систем (ЦСС) с использованием принципа комбинированного управления позволяет скомпенсировать основные динамические ошибки управления — скоростную и по ускорению [1—4]. Применять этот способ повышения динамической точности целесообразно, если источником задающего воздействия ЦСС является цифровая вычислительная машина (ЦВМ) [5], позволяющая легко получать необходимые разности задающего воздействия.

Для обеспечения конечного времени затухания свободного процесса в ЦСС требуется дискретное корректирующее устройство (ДКУ). Поскольку возможности современных микропроцессоров, реализующих ДКУ программно, достаточно велики, рационально повышать динамическую точность ЦСС, повышая порядок астатизма  $\nu$ .

Расчет ЦСС с первым порядком астатизма при конечном времени затухания свободного процесса рассмотрен в работах [6—8]. В настоящей статье рассматриваются ЦСС с конечным временем полного затухания свободного процесса при втором и третьем порядках астатизма ( $\nu=2, 3$ ).

**Расчет ДКУ, обеспечивающего конечное время полного затухания свободного процесса и заданный порядок астатизма.** Как известно [6, 7], передаточные функции замкнутой и разомкнутой линеаризованных ЦСС (рис. 1) с конечным временем полного затухания свободного процесса  $mT$  ( $m$  — целое число,  $T$  — период дискретизации) имеют вид:

$$\Phi(z) = \frac{G_{m-1}(z)}{z^m}, \quad W(z) = \frac{G_{m-1}(z)}{z^m - G_{m-1}(z)}, \quad G_{m-1}(z) = g_{m-1}z^{m-1} + \dots + g_1z + g_0. \quad (1)$$

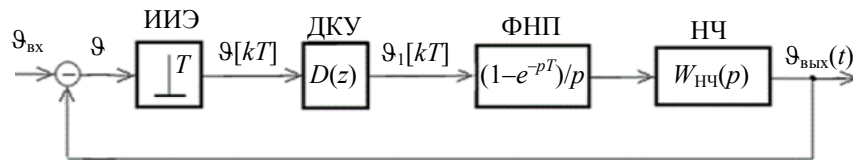


Рис. 1

Порядок астатизма ЦСС  $\nu$  определяется кратностью полюса  $z=1$  передаточной функции  $W(z)$ , т.е. из ее знаменателя можно вынести множитель  $(z-1)^\nu$ :

$$z^m - G_{m-1}(z) = (z-1)^\nu Q_{m-\nu}(z). \tag{2}$$

Для практически важных случаев  $\nu=1-3$  получены следующие условия, которым должны удовлетворять коэффициенты полинома  $G_{m-1}(z)$  (1):

— при  $\nu=1$

$$1 - G_{m-1}(1) = 1 - g_{m-1} - g_{m-2} - \dots - g_1 - g_0 = 0; \tag{3}$$

— при  $\nu=2$  к условию (3) добавляется второе условие

$$m - dG_{m-1}(z) / dz(1) = m - (m-1)g_{m-1} - (m-2)g_{m-2} - \dots - g_1 = 0; \tag{4}$$

— при  $\nu=3$  к условиям (3), (4) добавляется

$$m(m-1) - d^2G_{m-1}(z) / dz^2(1) = m(m-1) - (m-1)(m-2)g_{m-1} - (m-2)(m-3)g_{m-2} - \dots - 3 \cdot 2g_3 - 2g_2 = 0. \tag{5}$$

Для трех рассматриваемых случаев при оценке точности систем имеют значение соответственно скоростная ошибка, пропорциональная скорости слежения  $d\theta_{вх}(t) / dt = \Omega$ , ошибка по ускорению, пропорциональная ускорению  $d^2\theta_{вх}(t) / dt^2 = \varepsilon$  и ошибка, пропорциональная третьей производной задающего воздействия  $d^3\theta_{вх}(t) / dt^3 = \delta$ :

$$\theta_\Omega = \Omega T / W_{1\Omega}(1), \quad W_{1\Omega}(1) = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1)W(z), \tag{6}$$

$$\theta_\varepsilon = \varepsilon T^2 / W_{1\varepsilon}(1), \quad W_{1\varepsilon}(1) = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1)^2 W(z), \tag{7}$$

$$\theta_\delta = \delta T^3 / W_{1\delta}(1), \quad W_{1\delta}(1) = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1)^3 W(z). \tag{8}$$

Воспользовавшись правилом Лопиталья для раскрытия неопределенности  $0/0$ , с учетом выражений (1), (3), (4), (5), получаем

$$W_{1\Omega}(1) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{(z-1)G_{m-1}(z)}{z^m - G_{m-1}(z)} = G_{m-1}(1) \lim_{z \rightarrow 1} \frac{1}{mz^{m-1} - dG_{m-1} / dz(z)} = 1 / \left[ m - \frac{dG_{m-1}}{dz}(1) \right], \tag{9}$$

$$W_{1\varepsilon}(1) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{(z-1)^2 G_{m-1}(z)}{z^m - G_{m-1}(z)} = G_{m-1}(1) \lim_{z \rightarrow 1} \frac{(z-1)^2}{m(m-1)z^{m-2} - d^2G_{m-1} / dz^2(z)} = \\ = 2 / \left[ m(m-1) - \frac{d^2G_{m-1}}{dz^2}(1) \right], \tag{10}$$

$$W_{1\delta}(1) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{(z-1)^3 G_{m-1}(z)}{z^m - G_{m-1}(z)} = G_{m-1}(1) \lim_{z \rightarrow 1} \frac{(z-1)^3}{m(m-1)(m-2)z^{m-3} - d^3G_{m-1} / dz^3(z)} = \\ = 3 \cdot 2 / \left[ m(m-1)(m-2) - \frac{d^3G_{m-1}}{dz^3}(1) \right]. \tag{11}$$

При невысоком порядке системы не удается получить переходный процесс желаемого качества из-за значительного перерегулирования. Например, в случае ЦСС со вторым порядком астатизма ( $\nu=2$ ) при  $m=2$   $\Phi(z) = (g_1z + g_0)/z^2$  из условий (4) и (3) получаем  $g_1=2$ ,  $g_0 = 1-g_1=-1$ ,  $\Phi(z) = (2z-1)/z^2$ . Переходная характеристика системы  $h[kT]$  описывается выражением:

$$h[kT]=Z^{-1}\{\Phi(z)z/(z-1)\}=Z^{-1}\{(2z^{-1}-z^{-2})\cdot z/(z-1)\}=2\cdot 1[(k-1)T]-1[(k-2)T],$$

из которого несложно получить ее последовательные значения: 0, 2, 1, 1, 1... Очевидно, при этом перерегулирование ЦСС не менее 100 %.

Увеличение порядка системы позволяет снизить максимальное значение  $h[kT]$ . Так, при  $m=3$  число коэффициентов числителя передаточных функций (1) больше числа условий (3) и (4) для их определения. Выразив коэффициенты  $g_2$  и  $g_1$  через  $g_0$ , получим  $g_2=2+g_0$ ,  $g_1=-1-g_0$ . Значение  $g_0$  по смыслу задачи следует выбрать из условия минимума квадратичной функции  $V = g_2^2 + g_1^2 + g_0^2$ , поскольку  $g_2$ ,  $g_1$ ,  $g_0$  равны приращениям  $h[kT]$  на 1-м, 2-м и 3-м шаге. Это дает  $g_0=-2/3$ ,  $g_1=1/3$ ,  $g_2=4/3$ . Переходная характеристика получается при этом в виде

$$h[kT]=Z^{-1}\{\Phi(z)z/(z-1)\}=Z^{-1}\{(4/3z^{-1}+1/3z^{-2}-2/3z^{-3})\cdot z/(z-1)\}= \\ =4/3\cdot 1[(k-1)T]+1/3\cdot 1[(k-2)T]-2/3\cdot 1[(k-3)T].$$

Аналогично предыдущему находим последовательные значения  $h[kT]$ : 0, 4/3, 5/3, 1, 1, ...,  $\max h[kT]=5/3$ . При  $m=10$  и выборе коэффициентов  $g_i$   $i=0, 1, 2, \dots, 9$  из условия минимума  $V = g_9^2 + g_8^2 + \dots + g_1^2 + g_0^2$  получаем  $\max h[kT]=1,2364$ .

Построение ЦСС с желаемой передаточной функцией (1) и заданным порядком астатизма осложняется двумя обстоятельствами. Первое связано с необходимостью обеспечить „грубость“ системы при выборе последовательного ДКУ. Определим его передаточную функцию по формуле

$$D(z) = \frac{G_{m-1}(z)}{z^m - G_{m-1}(z)} \frac{1}{W_{\text{НЧ}}(z)} = \frac{G_{m-1}(z)}{z^m - G_{m-1}(z)} \frac{(z-1)(z-d_1)\dots(z-d_{n-1})}{R_{n-1}(z)}, \quad (12)$$

где  $W_{\text{НЧ}}(z) = \frac{z-1}{z} Z\{W_{\text{НЧ}}(p)/p\} = \frac{R_{n-1}(z)}{Q_n(z)}$  — дискретная передаточная функция непрерывной части (НЧ) ЦСС (см. рис. 1),  $W_{\text{НЧ}}(p) = K/p(T_1p+1)\dots(T_{n-1}p+1)$  — передаточная функция НЧ,  $d_i = \exp(-T/T_i)$ ,  $i = 1, 2, \dots, n-1$ .

Если  $W_{\text{НЧ}}(z)$  имеет нули и полюсы вне единичного круга  $|z| < 1$  или на его границе  $|z| = 1$ , ЦСС с ДКУ (12) оказывается „негрубой“, если эти нули и полюсы не являются нулями и полюсами и  $W(z)$  (1) [5].

Второе обстоятельство связано со „скрытыми“ колебаниями НЧ. Даже если  $W_{\text{НЧ}}(z)$  не имеет нулей и полюсов, больших или равных по модулю 1, выбор передаточной функции ДКУ по формуле (12) не приводит к желаемому результату — затуханию свободного процесса на выходе НЧ за  $m$  тактов, хотя при  $k \geq m$  значение, например, переходной характеристики  $h[kT]=1$ , благодаря свободному процессу в ДКУ, протекающему с  $t=mT$ , поскольку начиная с этого момента входной сигнал ДКУ становится равным нулю, а начальные условия ДКУ в момент  $t=mT$  не являются нулевыми.

В качестве примера рассмотрим простейший случай  $n-1=1$ ,  $m=3$ :

$$W_{\text{НЧ}}(p) = \frac{K}{p(T_1 p + 1)}, W_{\text{НЧ}}(z) = \frac{\beta_1 z + \beta_0}{(z-1)(z-d_1)}, \beta_1 = K[T - T_1(1-d_1)], \beta_0 = K[T_1(1-d_1) - T d_1];$$

$$D(z) = \frac{g_2 z^2 + g_1 z + g_0}{z^3 - g_2 z^2 - g_1 z - g_0} \frac{(z-1)(z-d_1)}{\beta_1 z + \beta_0} = \frac{q_3 z^3 + q_2 z^2 + q_1 z + q_0}{s_3 z^3 + s_2 z^2 + s_1 z + s_0}, \quad (13)$$

$$q_3 = 4/3, q_2 = (1-4d_1)/3, q_1 = -(2+d_1)/3, q_0 = 2d_1/3,$$

$$s_3 = \beta_1, s_2 = (\beta_0 - \beta_1/3), s_1 = -(\beta_0 + 2\beta_1)/3, s_0 = -2\beta_0/3.$$

Приняв для простоты  $T_1=T=0,1$  с,  $KT=1$ , получим  $d_1=e^{-1}$ ,  $\beta_1=d_1$ ,  $\beta_0=1-2d_1$ ,  $q_3=4/3$ ,  $q_2=-0,15717$ ,  $q_1=-0,78929$ ,  $q_0=0,24525$ ,  $s_3=0,36788$ ,  $s_2=0,14161$ ,  $s_1=-1/3$ ,  $s_0=-0,17616$ .

На рис. 2 представлена цифровая модель линейаризованной ЦСС, построенная в системе MatLab 6.5 Simulink 5, а на рис. 3 ее переходная характеристика.

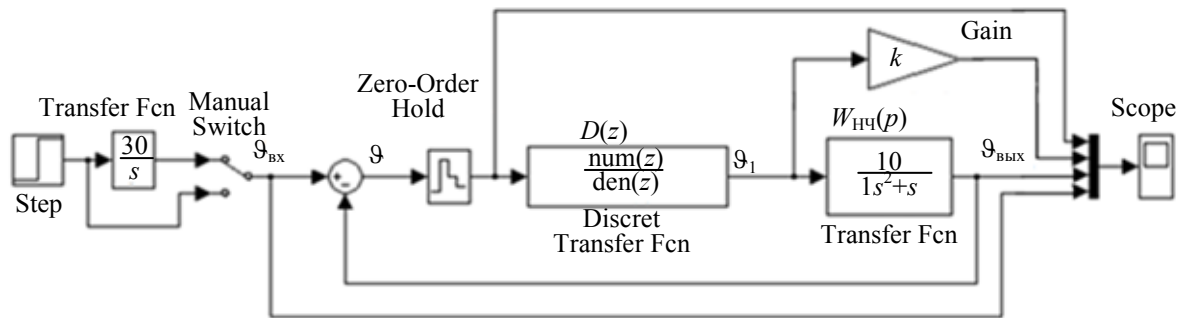


Рис. 2

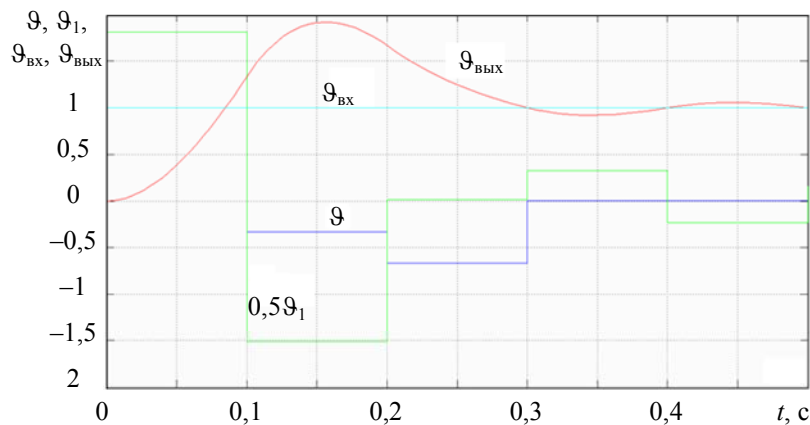


Рис. 3

Для исключения в прямой цепи ЦСС двух последовательно включенных дискретных фильтров с обратными передаточными функциями  $W_{\text{НЧ}}(z)$  и  $1/W_{\text{НЧ}}(z)$ , вызывающих „скрытые“ колебания НЧ в промежутках между моментами квантования, и с целью обеспечения грубости ЦСС выберем желаемую передаточную функцию замкнутой ЦСС (1) в виде

$$\Phi(z) = \frac{G_{m-1}(z)}{z^m}, \quad G_{m-1}(z) = g_{m-1}z^{m-1} + \dots + g_1 z + g_0 = F_{m-n}(z)R_{n-1}(z), \quad (14)$$

где

$$F_{m-n}(z) = f_{m-n}z^{m-n} + f_{m-n-1}z^{m-n-1} + \dots + f_1 z + f_0, \quad R_{n-1}(z) = \beta_{n-1}z^{n-1} + \dots + \beta_1 z + \beta_0.$$

Передаточная функция ДКУ в этом случае имеет вид

$$D(z) = \frac{G_{m-1}(z)}{z^m - G_{m-1}(z)} \cdot \frac{(z-1)(z-d_1)\dots(z-d_{n-1})}{R_{n-1}(z)} = \frac{F_{m-n}(z)(z-d_1)\dots(z-d_{n-1})}{S_{m-1}(z)}, \quad (15)$$

где

$$S_{m-1}(z) = [z^m - G_{m-1}(z)] / (z-1) = z^{m-1} + s_{m-2}z^{m-2} + \dots + s_1z + s_0, \quad s_{m-2} = 1 - g_{m-1},$$

$$s_{m-3} = s_{m-2} - g_{m-2}, \quad \dots, \quad s_1 = s_2 - g_2, \quad s_0 = s_1 - g_1 = g_0.$$

Коэффициенты полинома  $F_{m-n}(z)$  при выбранном порядке астатизма  $v=1,2,3$  и порядке системы  $m$  определяются решением задачи нахождения условного экстремума — минимума квадратичной функции

$$V(g_0, g_1, \dots, g_{m-1}) = \sum_{i=0}^{m-1} g_i^2 = V_1(f_0, f_1, \dots, f_{m-n}) \quad (16)$$

при условии обеспечения заданного порядка астатизма (3)—(5). Коэффициенты квадратичной функции  $V_1(f_0, f_1, \dots, f_{m-n})$  определяются в результате подстановки в  $V(g_0, g_1, \dots, g_{m-1})$  коэффициентов полинома  $G_{m-1}(z)$ , выраженных через коэффициенты полинома  $F_{m-n}(z)$ .

Заметим, что выбор коэффициентов  $g_i$  из условия минимума квадратичной функции  $V_1$  (16) основан на интуитивных соображениях: коэффициенты  $g_i$  представляют собой приращения переходной характеристики  $h[kT]$  на соответствующих периодах дискретизации ( $g_{m-1}$  — на первом, ...,  $g_0$  — на последнем) [7]. Поэтому, возможно, другой критерий выбора обеспечит меньшее перерегулирование и в этом случае окажется лучшим.

В качестве примера рассмотрим простейший случай  $m=5, n=2, v=2$ , допустимое время переходного процесса  $t_n=0,5$  с,  $W_{\text{НЧ}}(p) = K / p(T_1p + 1)$ ,  $T_1 = 0,1$  с,  $K = 10$  с<sup>-1</sup>.

Приняв период дискретизации  $T=t_n/m=0,5/5=0,1$  с, найдем коэффициенты  $W_{\text{НЧ}}(z)$ :  $d_1 = e^{-1}$ ,  $\beta_1 = d_1$ ,  $\beta_0 = 1 - 2d_1$ .

Перемножение полиномов  $F_{m-n}(z) \cdot R_{n-1}(z) = F_3(z) \cdot R_1(z)$  позволяет выразить коэффициенты полинома  $G_4(z)$  через коэффициенты полинома  $F_3(z)$ :

$$g_4 = \beta_1 f_3, \quad g_3 = \beta_1 f_2 + \beta_0 f_3, \quad g_2 = \beta_1 f_1 + \beta_0 f_2, \quad g_1 = \beta_1 f_0 + \beta_0 f_1, \quad g_0 = \beta_0 f_0. \quad (17)$$

Подстановка выражений (17) в квадратичную форму  $V(g_0, g_1, \dots, g_4)$  и приведение подобных дают

$$V_1(f_0, f_1, \dots, f_3) = (\beta_1^2 + \beta_0^2)(f_3^2 + f_2^2 + f_1^2 + f_0^2) + 2\beta_1\beta_0(f_2f_3 + f_1f_2 + f_0f_1). \quad (18)$$

Аналогично из условий (3) и (4) получаем

$$\varphi_1 = f_3 + f_2 + f_1 + f_0 - 1 / (\beta_1 + \beta_0) = 0, \quad (19)$$

$$\varphi_2 = (4\beta_1 + 3\beta_0)f_3 + (3\beta_1 + 2\beta_0)f_2 + (2\beta_1 + \beta_0)f_1 + \beta_1f_0 - 5 = 0. \quad (20)$$

Введя множители Лагранжа  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$ , исследуем на экстремум функцию

$$U = V_1 + \lambda_1\varphi_1 + \lambda_2\varphi_2.$$

Вычислив частные производные  $\partial U / \partial f_i$   $i=\overline{0,3}$  и приравняв их нулю, получаем систему из шести (вместе с (19) и (20)) линейных уравнений относительно шести неизвестных:  $\lambda_1, \lambda_2, f_0, f_1, f_2, f_3$ . Записав ее в векторно-матричной форме, получим:

$$\mathbf{A}\mathbf{X} = \mathbf{B}, \quad (21)$$

где

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} f_3 \\ f_2 \\ f_1 \\ f_0 \\ \lambda_1 \\ \lambda_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 4\beta_1 + 3\beta_0 & 3\beta_1 + 2\beta_0 & 2\beta_1 + 3\beta_0 & \beta_1 & 0 & 0 \\ 2(\beta_1^2 + \beta_0^2) & 2\beta_1\beta_0 & 0 & 0 & 1 & 4\beta_1 + 3\beta_0 \\ 2\beta_1\beta_0 & 2(\beta_1^2 + \beta_0^2) & 2\beta_1\beta_0 & 0 & 1 & 3\beta_1 + 2\beta_0 \\ 0 & 2\beta_1\beta_0 & 2(\beta_1^2 + \beta_0^2) & 2\beta_1\beta_0 & 1 & 2\beta_1 + 3\beta_0 \\ 0 & 0 & 2\beta_1\beta_0 & 2(\beta_1^2 + \beta_0^2) & 1 & \beta_1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/(\beta_1 + \beta_0) \\ 5 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Решив с помощью MatLab систему (21)  $\mathbf{X}=\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}$ , получим  $f_3=2,2812$ ,  $f_2=-0,39989$ ,  $f_1=-0,94531$ ,  $f_0=-1,2447$  и определим по формулам (17) значения коэффициентов  $g_4=0,8302$ ,  $g_3=0,4557$ ,  $g_2=0,2421$ ,  $g_1=-0,2081$ ,  $g_0=-0,3289$ . Согласно формуле (16) найдем коэффициенты передаточной функции ДКУ

$$D(z) = \frac{q_4z^4 + q_3z^3 + q_2z^2 + q_1z + q_0}{s_4z^4 + s_3z^3 + s_2z^2 + s_1z + s_0}, \tag{22}$$

где  $q_4=f_3=2,2812$ ,  $q_3=f_2 - f_3d_1=-1,2391$ ,  $q_2=f_1 - f_2d_1=1,0924$ ,  $q_1=f_0 - f_1d_1=-1,5925$ ,  $q_0=-f_0d_1=0,4579$ ,  $s_4=1$ ,  $s_3=s_4-g_4=0,1608$ ,  $s_2=s_3-g_3=-0,2949$ ,  $s_1=s_2-g_2=-0,5370$ ,  $s_0=s_1-g_1=g_0=-0,3289$ .

Моделирование рассчитанной ЦСС проведено по схеме рис. 2 при передаточной функции ДКУ, определенной выражением (22).

На рис. 4 представлена переходная характеристика системы, отличающаяся от типовых тем, что перерегулирование не соответствует первому максимуму  $h(t)$ . Свободная составляющая  $h(t)$  полностью затухает за пять периодов дискретизации и нет „скрытых“ колебаний между моментами дискретизации (ср. с рис. 3).

Возможно, процедуру выбора оптимальных коэффициентов желаемой передаточной функции можно усовершенствовать для улучшения переходной характеристики. Повысив порядок  $m$  желаемой передаточной функции, можно улучшить качество переходных процессов. При этом возрастет сложность ДКУ и его реализации. Однако современный уровень микропроцессорной техники делает это препятствие легко преодолимым.

На рис. 5 представлена реакция ЦСС на воздействие, возрастающее со скоростью 30 %/с. Как и ожидалось, через пять периодов дискретизации рассогласование полностью исчезает.

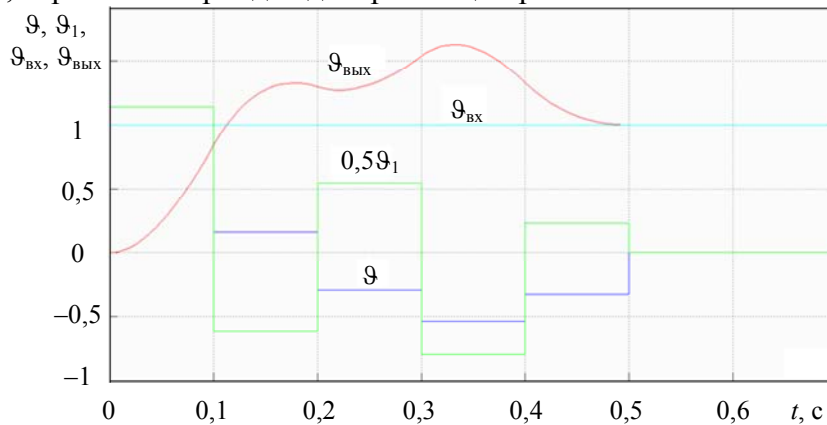


Рис. 4

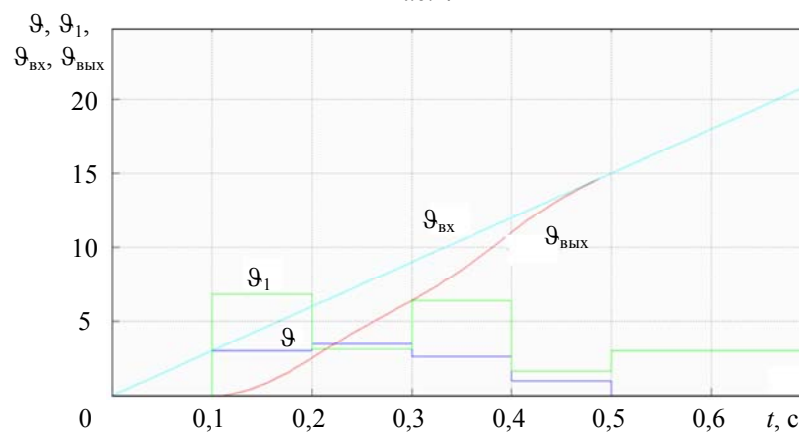


Рис. 5

Представляет интерес оценка точности системы при отработке воздействия, возрастающего с постоянным ускорением. Согласно формуле (10):

$$W_{1\ \varepsilon}(1) = 2 \sqrt{\left[ m(m-1) - \frac{d^2 G_{m-1}(1)}{dz^2} \right]_{m=5}} = \frac{2}{20 - 12g_4 - 6g_3 - 2g_2} = \frac{1}{3,3556}.$$

При  $\varepsilon = 30 \text{ } ^\circ/\text{с}^2$  по формуле (7) получим  $\theta_\varepsilon = \varepsilon T^2 / W_{1\varepsilon}(1) = 30 \cdot 0,1^2 \cdot 3,3556 = 1,0067^\circ$ .

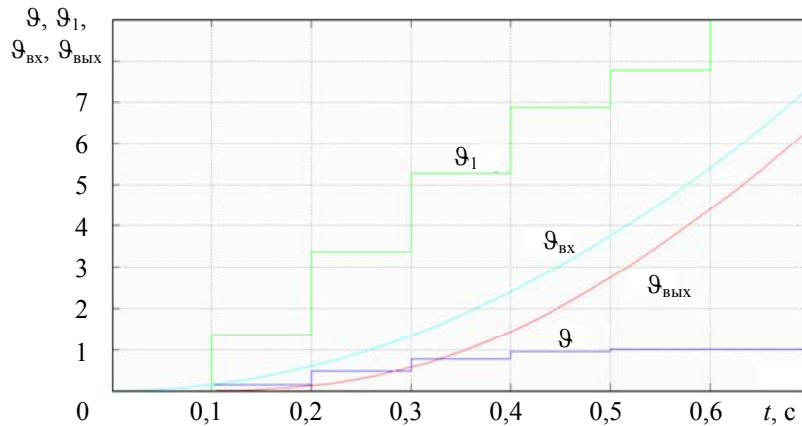


Рис. 6

Результаты моделирования по схеме, отличающейся от представленной на рис. 2 только заменой в генераторе задающего воздействия  $30/\text{с}$  на  $30/\text{с}^2$ , представлены на рис. 6. Ошибка слежения, полученная моделированием, совпала с расчетной.

#### Выводы

1. Предложенный метод выбора последовательного ДКУ позволяет получить в линейной зоне заданное время полного затухания свободного процесса при заданном порядке астатизма ЦСС.

2. Включение числителя дискретной передаточной функции НЧ в числитель желаемой передаточной функции ЦСС не только обеспечивает грубость системы и упрощает ДКУ, но и исключает возможные „скрытые“ колебания на выходе НЧ в промежутках между моментами квантования.

3. Уменьшение перерегулирования при обработке скачка задающего воздействия требует повышения порядка желаемой передаточной функции ЦСС и усложнения ДКУ.

4. Возможно уменьшение перерегулирования путем совершенствования критерия оптимальности при выборе коэффициентов числителя желаемой передаточной функции ЦСС.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ермоленко А. И., Коршунов А. И. Повышение динамической точности цифровых следящих систем АСУ ТП с помощью комбинированного управления. Ч. I. Низкий темп вычисления рассогласования // Изв. вузов. Приборостроение. 2018. Т. 61, № 4. С. 309—316.
2. Ермоленко А. И., Коршунов А. И. Повышение динамической точности цифровых следящих систем АСУ ТП с помощью комбинированного управления. Ч. II. Высокий темп вычисления рассогласования // Изв. вузов. Приборостроение. 2018. Т. 61, № 12. С. 1036—1044.
3. Ермоленко А. И., Коршунов А. И. Расчет цифровых следящих систем комбинированного управления с использованием предельной непрерывной модели. Ч. I. Построение предельной непрерывной модели // Изв. вузов. Приборостроение. 2019. Т. 62, № 5. С. 411—418.
4. Ермоленко А. И., Коршунов А. И. Расчет цифровых следящих систем комбинированного управления с использованием предельной непрерывной модели. Ч. II. Расчет цифровой следящей системы // Изв. вузов. Приборостроение. 2019. Т. 62, № 7. С. 602—609.
5. Бесекерский В. А. Цифровые автоматические системы. М.: Наука, 1976. 576 с.
6. Изерман Р. Цифровые системы управления. М.: Мир, 1984. 541 с.

7. Коришунов А. И. Цифровая следящая система с конечным временем затухания свободного процесса // Изв. вузов. Приборостроение. 2019. Т. 62, № 12. С. 1078—1086.
8. Коновалов А. М., Коришунов А. И. Расчет цифровой следящей системы корабельной АСУ с конечным временем затухания свободного процесса // Актуальные проблемы морской энергетики: Матер. 9-й Междунар. науч.-техн. конф. СПб, 20—21 февраля 2020. С. 393—398.

#### Сведения об авторах

- Артем Михайлович Коновалов** — курсант; Военно-морской политехнический институт ВУНЦ ВМФ „Военно-морская академия им. Н. Г. Кузнецова“, факультет систем автоматизации управления
- Анатолий Иванович Коришунов** — д-р техн. наук, профессор; Военно-морской политехнический институт ВУНЦ ВМФ „Военно-морская академия им. Н. Г. Кузнецова“, кафедра радиоэлектроники; E-mail: a.i.korshunov@mail.ru

Поступила в редакцию  
13.04.2020 г.

**Ссылка для цитирования:** Коновалов А. М., Коришунов А. И. Цифровая следящая система с конечным временем полного затухания свободного процесса и заданным порядком астатизма // Изв. вузов. Приборостроение. 2020. Т. 63, № 10. С. 888—896.

### DIGITAL TRACKING SYSTEM WITH A FINITE TIME OF FREE PROCESS COMPLETE DECAY AND A GIVEN ORDER OF ASTATISM

A. M. Konovalov, A. I. Korshunov

Naval Polytechnic Institute of Admiral N.G. Kuznetsov Naval Academy,  
198514, St. Petersburg, Russia  
E-mail: a.i.korshunov@mail.ru

A method is proposed for choosing a sequential discrete correcting device of a digital tracking system, which provides both the finite time of free process complete decay and the astatism order 2 or 3. The desired transfer function of the digital tracking system is selected taking into account the requirements of the system roughness and of the order of astatism. At the same time, to simplify the discrete correcting device and exclude "hidden" oscillations at the output of the continuous part of the system between quantization moments, the polynomial numerator of the desired transfer function should be multiplied by the polynomial numerator of the discrete transfer function of the continuous part, even if it does not have zeros greater than or equal to 1 in absolute value. It is proposed to choose the coefficients of the numerator of the desired transfer function of the CSR according to the minimum of the sum of their squares while simultaneously fulfilling the conditions determined by the given astatism order.

**Keywords:** free process, final time of decay, astatism order

#### REFERENCES

1. Ermolenko A.I., Korshunov A.I. *Journal of Instrument Engineering*, 2018, no. 4(61), pp. 309–316. (in Russ.)
2. Ermolenko A.I., Korshunov A.I. *Journal of Instrument Engineering*, 2018, no. 12(61), pp. 1036–1044. (in Russ.)
3. Ermolenko A.I., Korshunov A.I. *Journal of Instrument Engineering*, 2019, no. 5(62), pp. 411–418. (in Russ.)
4. Ermolenko A.I., Korshunov A.I. *Journal of Instrument Engineering*, 2019, no. 7(62), pp. 602–609. (in Russ.)
5. Besekerskiy V.A. *Tsifrovyye avtomaticheskiye sistemy (Digital Automatic Systems)*, Moscow, 1976, 576 p. (in Russ.)
6. Isermann R. *Digital control systems*, Berlin etc., 1981.
7. Korshunov A.I. *Journal of Instrument Engineering*, 2019, no. 12(62), pp. 1078–1086. (in Russ.)
8. Konovalov A.M., Korshunov A.I. *Aktual'nyye problemy morskoy energetiki (Actual Problems of Marine Energy)*, Materials of the Ninth International Scientific and Technical Conference, St. Petersburg, February 20–21, 2020, pp. 393–398. (in Russ.)

#### Data on authors

- Artyom M. Konovalov** — Military Student; Naval Polytechnic Institute of Admiral N. G. Kuznetsov Naval Academy, Faculty of Control Systems Automation



**Anatoly E. Korshunov** — Dr. Sci., Professor; Naval Polytechnic Institute of Admiral N. G. Kuznetsov Naval Academy, Department of Radio Electronics;  
E-mail: a.i.korshunov@mail.ru

**For citation:** Konovalov A. M., Korshunov A. I. Digital tracking system with a finite time of free process complete decay and a given order of astatism. *Journal of Instrument Engineering*. 2020. Vol. 63, N 10. P. 888—896 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2020-63-10-888-896