УДК 62-50
DOI: 10.17586/0021-3454-2019-62-12-1078-1086

ЦИФРОВАЯ СЛЕДЯЩАЯ СИСТЕМА С КОНЕЧНЫМ ВРЕМЕНЕМ ЗАТУХАНИЯ СВОБОДНОГО ПРОЦЕССА

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

Показана возможность с помощью линейного дискретного корректирующего устройства получить в линеаризованной модели цифровой следящей системы конечное время затухания свободного процесса. Это время не превышает целое число периодов дискретизации, равное порядку непрерывной части системы, таким образом достигается предельно возможное быстродействие системы. Получены условия затухания свободного процесса за конечное время: управляемость и наблюдаемость дискретной модели непрерывной части системы. Для соблюдения условий необходимо отсутствие общих множителей числителя и знаменателя передаточной функции непрерывной части. Предложена методика выбора простейшей передаточной функции дискретного корректирующего устройства, учитывающая требования „грубости“ системы. Рассмотрен пример цифровой следящей системы с непрерывной частью 3-го порядка.

Ключевые слова: *цифровая следящая система, свободный процесс, конечное время затухания*

Введение. Как известно, в линеаризованной модели цифровой следящей системы (ЦСС) при нулевых корнях характеристического уравнения свободный процесс затухает за конечное время, равное целому числу периодов дискредитации по времени. Свободный процесс может быть вызван ненулевыми начальными условиями или внешними воздействиями.

Э. Джури называл апериодическим такой характер протекания переходных процессов [1]. Отечественные ученые, например В. П. Шипилло [2], также уделяли внимание дискретным системам с конечным временем затухания переходных процессов.

В настоящее время расчету цифровых регуляторов, обеспечивающих конечное время затухания свободных процессов, уделяется недостаточное внимание. Более того, даже в учебниках для вузов этот вопрос освещен недостаточно или даже некорректно, как например, в [3]. Это может создать у учащихся неправильное представление о проблеме. В работе [3] рассмотрен расчет цифрового регулятора, обеспечивающего в системе стабилизации частоты вращения электропривода постоянного тока достижение заданной скорости за один период дискретизации. Это значение достигается в конце первого периода дискретизации, однако свободный процесс при этом не только не заканчивается, он оказывается медленно затухающим. Поскольку в моменты квантования частота вращения принимает заданное значение, цифровой регулятор перестает реагировать. Вследствие этого переходный процесс протекает, как в разомкнутой системе, т.е. очень медленно.

В отечественной литературе расчет цифровых автоматических систем рассмотрен с приемлемой полнотой [4—6], но системы с конечным временем затухания свободных процессов рассмотрены недостаточно в работах, посвященных расчету ЦСС.

Передаточная функция дискретного корректирующего устройства, обеспечивающего конечное время затухания свободных процессов. Рассмотрим ЦСС, линеаризованная модель которой представлена на рис. 1.

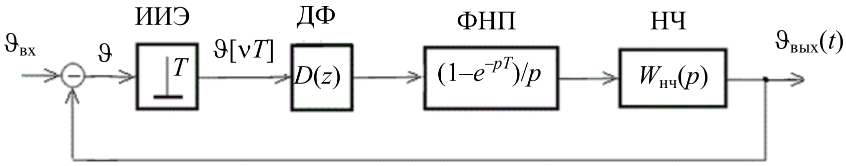

Рис. 1

Идеальный импульсный элемент ИИЭ учитывает квантование сигналов по времени с периодом *T*. Дискретный фильтр ДФ с передаточной функцией $D(z)$ преобразует дискретные значения рассогласования $\vartheta[\nu T]$ в $\vartheta_1[\nu T]$ по корректирующей программе, реализуемой обычно в микропроцессоре. Фиксатор нулевого порядка ФНП учитывает факт запоминания $\vartheta_1[\nu T]$ на период *T* в выходном регистре микропроцессора. ФНП представлен передаточной функцией формирующего элемента

$$W_{\text{фэ}}(p) = \frac{1 - e^{pT}}{p}. \tag{1}$$

В передаточной функции непрерывной части НЧ $W_{\text{НЧ}}(p)$ учтено и преобразование $\vartheta_1[\nu T]$ в напряжение в микропроцессоре. Интегрирующие свойства исполнительного двигателя обеспечивают первый порядок астатизма ЦСС, что учтено множителем *p* в знаменателе передаточной функции:

$$W_{\text{НЧ}}(p) = \frac{kR_{n-1}(p)}{pQ_{n-1}(p)}, \tag{2}$$

где

$$Q_{n-1}(p) = (T_1 p + 1)(T_2 p + 1)\cdots(T_{n-1} p + 1),\ \ T_i > 0,\ \ i = 1,\ 2,\ ...,\ n-1,$$

$$R_{n-1}(p) = b_{n-1}p^{n-1} + ... + b_1 p + 1,\ \ T_i > 0,\ \ b_i \ge 0\ \ i = 1,\ 2,\ ...,\ n-1.$$

Передаточная функция разомкнутой ЦСС имеет вид [4—6]:

$$W_{\text{ЦСС}}(z) = D(z)W_{\text{НЧ}}(z), \tag{3}$$

где

$$W_{\text{НЧ}}(z) = k\frac{z-1}{z}Z\left\{\frac{R_{n-1}(p)}{p^2 Q_{n-1}(p)}\right\} = k\frac{R_{n-1}(z)}{(z-1)(z-d_1)\cdots(z-d_{n-1})},\ \ d_i = e^{-T/T_i},$$
$$R_{n-1}(z) = \beta_{n-1}z^{n-1} + ... + \beta_i z^i + ... + \beta_1 z + \beta_0. \tag{4}$$

Коэффициенты β_i определяются в результате разложения $W_{\text{НЧ}}(p)/p$ на простейшие дроби, их *Z*-преобразования и сложения результатов. Аналитические выражения для коэффициентов β_i очень сложны и громоздки, численные значения β_i можно получить, используя прикладные программы, например MatLab.

Заметим, что дискретная передаточная функция НЧ помимо полюса z=1, лежащего на границе области устойчивости

$$|z| < 1, \tag{5}$$

может иметь нули вне этой области даже при $R_{n-1}(p) = 1$.

Для затухания свободного процесса в линеаризованной модели ЦСС за конечное время необходимо, чтобы существовало ограниченное управляющее (скалярное) воздействие, переводящее ее из любого исходного состояния в нулевое за конечное время [7]. В рассматриваемом в настоящей работе случае непрерывная часть управляема и наблюдаема при отсутствии общих множителей числителя и знаменателя ее передаточной функции [7].

Управляющее воздействие на непрерывную часть ЦСС является ступенчатой функцией, длительность ступенек равна шагу квантования по времени *T*.

Для выявления существования ступенчатого управляющего воздействия, обеспечивающего конечное время полного затухания свободного процесса, то есть возвращения непрерывной части в нулевое состояние из любого исходного состояния, рассмотрим процесс в естественном фазовом пространстве НЧ [8]:

$$\frac{d\Theta}{dt} = A\Theta + hu, \qquad \vartheta_{\text{вых}} = c^T\Theta, \tag{6}$$

где

$$\Theta = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix}, \ h = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dots \\ h_n \end{bmatrix}, \ c = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix}, \ A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & a_1 & a_2 & \dots & a_{n-1} \end{bmatrix}, \ x_1 = \vartheta_{\text{вых}},$$

$$h_{n\text{-}k} = b_k - \sum_{j=1}^{n-k-1} a_{j+k}h_j, \quad h_1 = b_{n-1}, \quad k = n-2,\ n-3,\ \dots,\ 1,\ 0,$$

a_i, $b_i^{'}$ — коэффициенты передаточной функции $W_{\text{НЧ}}(p)$:

$$W_{\text{НЧ}}(p) = \frac{b_{n-1}^{'}p^{n-1} + \dots + b_1^{'}p + b_0^{'}}{p^n + a_{n-1}p^{n-1} + \dots + a_1 p}, \ a_0 = 0. \tag{7}$$

Обозначим u_i входной сигнал, действующий на НЧ на интервале $iT<t<(i+1)T$, $\Theta_i = \Theta(iT)$, $i = 0, 1, 2, 3, \dots$ Проинтегрировав систему дифференциальных уравнений (6), получим

$$\Theta_1 = H(T)\Theta_0 + \int_0^T H(T-\tau)hu_0 d\tau = H(T)\Theta_0 + bu_0, \tag{8}$$

где $H(T) = e^{AT}$ — матричная экспонента, $b = \int_0^T H(T-\tau)hd\tau$ — вектор-столбец.

Аналогичным образом получим

$$\begin{gathered} \Theta_2 = H(T)\Theta_1 + \int_0^T H(T-\tau)hu_1 d\tau = H^2(T)\Theta_0 + H(T)bu_0 + bu_1, \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ \Theta_m = H^m(T)\Theta_0 + H^{m-1}(T)bu_0 + H^{m-2}(T)bu_1 + \dots + H(T)bu_{m-2} + bu_{m-1}. \end{gathered} \tag{9}$$

Введем в рассмотрение вектор-столбец

$$U = [u_0, u_1, \dots, u_{m-1}]^T \tag{10}$$

и ($n \times m$)-матрицу

$$V = [H^{m-1}(T)b \,|\, H^{m-2}(T)b \,|\, \dots \,|\, H(T)b \,|\, b]. \tag{11}$$

Это позволяет записать выражение (9) в виде

$$VU = \Theta_m - H^m(T)\Theta_0 \Big|_{\Theta_m = 0} = \Theta_0^{'} \quad \Theta_0^{'} = -H^m(T)\Theta_0. \tag{12}$$

Полагая $\Theta_m = 0$, получим систему n уравнений с m неизвестными управляющими воздействиями $u_0, u_1, \dots, u_{m-1}$, переводящими непрерывную часть из состояния Θ_0 в нулевое $\Theta = 0$.

При $m < n$ за m периодов управления можно перевести непрерывную часть в нулевое состояние $\Theta_m = 0$ только из исходных состояний Θ_0, принадлежащих области значений матрицы $(H^m(T))^{-1}V$. Множество этих состояний является только частью n-мерного естественного фазового пространства непрерывной части, совпадающей с множеством всех линейных комбинаций m столбцов этой матрицы [9]. Оно имеет размерность m при линейной независимости столбцов матрицы.

При $m = n$ и линейной независимости столбцов матрицы $(H^m(T))^{-1}V$ возможен перевод непрерывной части из любого исходного состояния в нулевое. Следовательно, невырожденность квадратной $(n \times n)$-матрицы

$$(H^n(T))^{-1}V = [\left|H^{-1}(T)b\right|H^{-2}(T)b\left|\ldots\right|H^{1-n}(T)b\left|H^{-n}(T)b\right] \tag{13}$$

является необходимым и достаточным условием существования и единственности управления (10), переводящего непрерывную часть за n периодов при любых начальных условиях в нулевое состояние.

Заметим, что для невырожденной матрицы $H(T)$ полученное условие совпадает с условием управляемости линейной дискретной системы со скалярным управлением [10].

Из формул (12) и (13) при $m = n$ получаем

$$U = -[H^{-1}(T)b\left|H^{-2}(T)b\right|\ldots\left|H^{1-n}(T)b\right|H^{-n}(T)b]^{-1}\,\Theta_0. \tag{14}$$

Поскольку ступенчатое управление переводит непрерывную часть ЦСС в нулевое состояние за конечное время, желательно определить передаточную функцию дискретного корректирующего устройства $D(z)$, решающего эту задачу в замкнутой системе. Наиболее просто определить $D(z)$, используя аппарат дискретных передаточных функций.

Обеспечить затухание свободного процесса за конечное время может передаточная функция замкнутой ЦСС вида

$$\Phi_{\text{ЦСС}}(z) = \frac{W_{\text{ЦСС}}(z)}{1 + W_{\text{ЦСС}}(z)} = \frac{g_{n-1}z^{n-1} + \ldots + g_1 z + g_0}{z^n}, \tag{15}$$

позволяющая определить искомую передаточную функцию дискретного корректирующего устройства $D(z)$

$$D(z) = \frac{W_{\text{ЦСС}}(z)}{W_{\text{НЧ}}(z)} = \frac{g_{n-1}z^{n-1} + \ldots + g_1 z + g_0}{z^n - g_{n-1}z^{n-1} - \ldots - g_1 z - g_0} \cdot \frac{Q_n(z)}{kR_m(z)}, \tag{16}$$

где

$$W_{\text{ЦСС}}(z) = \frac{\Phi_{\text{ЦСС}}(z)}{1 - \Phi_{\text{ЦСС}}(z)} = \frac{g_{n-1}z^{n-1} + \ldots + g_1 z + g_0}{z^n - g_{n-1}z^{n-1} - \ldots - g_1 z - g_0}, \quad Q_n(z) = (z-1)(z-d_1)\ldots(z-d_{n-1}). \tag{17}$$

Как известно [5], для обеспечения „грубости“ замкнутой скорректированной системы передаточная функция разомкнутой системы ($W_{\text{ЦСС}}(z)$ (3)) должна содержать все нули и полюсы дискретной передаточной функции непрерывной части ($W_{\text{НЧ}}(z)$ (4)), равные и большие по модулю 1, т.е. лежащие на границе области устойчивости (5) и вне нее.

Из полюсов $W_{\text{НЧ}}(z)$ необходим z=1 не только по соображениям „грубости“, но и для сохранения первого порядка астатизма системы. Следствием этого является необходимость наличия у $W_{\text{ЦСС}}(z)$ (17) полюса z=1. Это требует выполнения условия

$$z^n - g_{n-1}z^{n-1} - \ldots - g_1 z - g_0\Big|_{z=1} = 0 \text{ или } g_{n-1} + \ldots + g_1 + g_0 = 1. \tag{18}$$

Чтобы сохранить нули $W_{\text{НЧ}}(z)$, лежащие вне области устойчивости (5), целесообразно оставить все нули, т.е. корни $R_{n-1}(z)$. Такой подход позволяет упростить дискретное корректирующее устройство. Для этого достаточно, чтобы числитель желательной передаточной функции замкнутой ЦСС $\Phi_{\text{ЦСС}}(z)$ (15) отличался от числителя $W_{\text{НЧ}}(z)$ (4) только постоянным множителем. Выбрав в качестве этого множителя $(k(\beta_{n-1}+\ldots+\beta_1+\beta_0))^{-1}$, получим

$$g_i = k\beta_i\left(k\sum_{i=0}^{n-1}\beta_i\right)^{-1} = \beta_i\left(\sum_{i=0}^{n-1}\beta_i\right)^{-1}. \qquad (19)$$

Использование формулы (19) гарантирует выполнение условия (18). Таким образом, получаем

$$D(z) = \frac{Q_n(z)}{k\left(\sum_{i=0}^{n-1}\beta_i\right)\left(z^n - g_{n-1}z^{n-1} - \ldots - g_1 z - g_0\right)} = \frac{(z-1)(z-d_1)\ldots(z-d_{n-1})}{k\left(\sum_{i=0}^{n-1}\beta_i z^n - \beta_{n-1}z^{n-1} - \ldots - \beta_1 z - \beta_0\right)}.$$

Сократив общий множитель (z–1) в числителе и знаменателе полученного выражения, получим передаточную функцию дискретного корректирующего устройства

$$D(z) = \frac{(z-d_1)\ldots(z-d_{n-1})}{k(q_{n-1}z^{n-1} - \ldots - q_1 z - q_0)}, \qquad (20)$$

где $q_{n-i} = \beta_{n-i} + \ldots + \beta_1 + \beta_0 \quad i = 1,\ 2,\ \ldots,\ n.$

Таким образом, порядок $D(z)$ равен n–1, т.е. на единицу меньше порядка $W_{\text{НЧ}}(z)$.

Подстановка передаточной функции $D(z)$ (20) в выражения передаточных функций $W_{\text{ЦСС}}(z)$ (3) и $\Phi_{\text{ЦСС}}(z)$ дает соответственно

$$\begin{aligned} W_{\text{ЦСС}}(z) &= \frac{\beta_{n-1}z^{n-1} + \ldots + \beta_1 z + \beta_0}{(\beta_{n-1} + \ldots + \beta_1 + \beta_0)z^n - \beta_{n-1}z^{n-1} - \ldots - \beta_1 z - \beta_0} = \\ &= \frac{\beta_{n-1}z^{n-1} + \ldots + \beta_1 z + \beta_0}{(z-1)(q_{n-1}z^{n-1} + \ldots + q_1 z + q_0)}, \end{aligned} \qquad (21)$$

$$\Phi_{\text{ЦСС}}(z) = \frac{W_{\text{ЦСС}}(z)}{1 - W_{\text{ЦСС}}(z)} = \frac{\beta_{n-1}z^{n-1} + \ldots + \beta_1 z + \beta_0}{(\beta_{n-1} + \ldots + \beta_1 + \beta_0)z^n} = \frac{g_{n-1}z^{n-1} + \ldots + g_1 z + g_0}{z^n}. \qquad (22)$$

Переходную характеристику ЦСС $h[\nu T]$, необходимую для оценки качества управления в переходных режимах, получим с помощью обратного Z-преобразования произведения

$$\Phi_{\text{ЦСС}}(z)\cdot\frac{z}{z-1} = (g_{n-1}z^{-1} + \ldots + g_1 z^{-(n-1)} + g_0 z^{-n})\frac{z}{(z-1)}, \qquad (23)$$

$$h[\nu T] = g_{n-1}\cdot 1[(\nu-1)T] + \ldots + g_1\cdot 1[(\nu-n+1)T] + g_0\cdot 1[(\nu-n)T]. \qquad (24)$$

Выражение (24) можно записать в более удобном для восприятия виде

$$h[\nu T] = \begin{cases} 0, & \nu = 0, \\ \sum_{i=1}^{\nu} g_{n-i}, & \nu = 1,\ 2,\ \ldots,\ n-1, \\ 1, & \nu \ge n. \end{cases} \qquad (25)$$

Свободная составляющая выходной величины $\vartheta_{\text{вых.св}}(t)$ в моменты квантования $t=\nu T$ при $\vartheta_{\text{вх}}[\nu T] = 1[\nu T]$ принимает значения

$$\vartheta_{\text{вых.св}}[\nu T]=\begin{cases} 1, \ \nu=0, \\ 1-\sum_{i=1}^{\nu} g_{n-i}, \ \nu=1, \ 2, \ ..., \ n-1, \\ 0, \ \nu \geq n. \end{cases} \qquad (26)$$

Можно показать, что и $\vartheta_{\text{вых.св}}(t)=0$ при $t \geq nT$ в случае наблюдаемости импульсной системы [10]. Достаточно установить равенство нулю свободного процесса при $t=nT$, т.е. $\Theta_{\text{св}}(nT)=0$. При $\Theta_{\text{св}}(nT) \neq 0$, получаем $\Theta_{\text{св}}((n+1)T)=H(T)\Theta_{\text{св}}(nT)$, $\Theta_{\text{св}}((n+2)T)=H^2(T)\Theta_{\text{св}}((n+1)T)$, $\ldots$, $\Theta_{\text{св}}((2n-1)T)=H^{n-1}(T)\Theta_{\text{св}}((2n-2)T)$, откуда $\vartheta_{\text{вых.св}}[nT]=c^T\Theta_{\text{св}}[nT]$, $\vartheta_{\text{вых.св}}[(n+1)T]=$ $=c^T\Theta_{\text{св}}[(n+1)T],...,\vartheta_{\text{вых.св}}(2n+1)T]=c^T\Theta_{\text{св}}[(2n+1)T]$.

Поскольку $\vartheta_{\text{вых}}[\nu T]=0$ при $\nu \geq n$, для определения $\Theta(t)\big|_{t=nT}$ получаем систему n линейных уравнений, которую можно записать в матричной форме

$$\begin{bmatrix} c^T \\ c^T H(T) \\ ... \\ c^T H^{n-1}(T) \end{bmatrix}\Theta[nT]=\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ ... \\ 0 \end{bmatrix}, \text{ или } \left[c \middle| cH^T(T) \middle| ... \middle| c(H^T(T))^{n-1}\right]\Theta[nT]=0. \qquad (27)$$

Невырожденность матрицы наблюдаемости $\left[c^T \middle| c^T H(T) \middle| ... \middle| c^T H^{n-1}(T)\right]^T$ [7] доказывает равенство $\Theta_{\text{св}}(t)\big|_{t=nT}=0$ и, следовательно, полное затухание свободного процесса в непрерывной части за n периодов дискретности при любых начальных условиях.

Возможно полное затухание свободного процесса в непрерывной части за $m<n$ периодов дискретности при начальных условиях, принадлежащих области значений ($n \times m$)-матрицы $[H^{-1}(T)b \middle| H^{-2}(T)b \middle| ... \middle| H^{1-n}(T)b \middle| H^{-n}(T)b]$.

Пример. Рассмотрим ЦСС с $W_{\text{НЧ}}(p)=k/[p(T_1 p+1)(T_2 p+1)]$, при T_1=0,1 с, T_2=0,02 с, T=0,01 с, k=10 с$^{-1}$. По выражениям, полученным в [11], рассчитаем параметры дискретной передаточной функции непрерывной части

$$W_{\text{НЧ}}(z)=k\frac{\beta_2 z^2+\beta_1 z+\beta_0}{(z-1)(z-d_1)(z-d_2)},$$

где $\beta_2=7,2024\cdot 10^{-5}$, $\beta_1=2,4904\cdot 10^{-4}$, $\beta_0=5,3367\cdot 10^{-5}$, $d_1=0,90484$, $d_2=0,60653$. Заметим, что $W_{\text{НЧ}}(z)$ имеет нули z_1=–3,2282, z_2=–0,2295, первый из которых лежит вне области устойчивости (5). Это требует соблюдения условия „грубости“. Вычисление по формуле (20) передаточной функции дискретного фильтра $D(z)$ дает

$$D(z)=\frac{(z^2+a_1 z+a_0)}{k(q_2 z^2+q_1 z+q_0)}, \qquad (28)$$

где a_1=–d_1–d_2=–1,5114, a_0=$d_1 d_2$=0,54881, $q_2=\beta_2+\beta_1+\beta_0=3,7444\cdot 10^{-3}$, $q_1=\beta_1+\beta_0=$ $=3,0241\cdot 10^{-3}$, $q_0=\beta_0=5,3367\cdot 10^{-4}$.

На рис. 2 представлена математическая модель ЦСС с конечным временем затухания свободного процесса, построенная в системе MatLab.

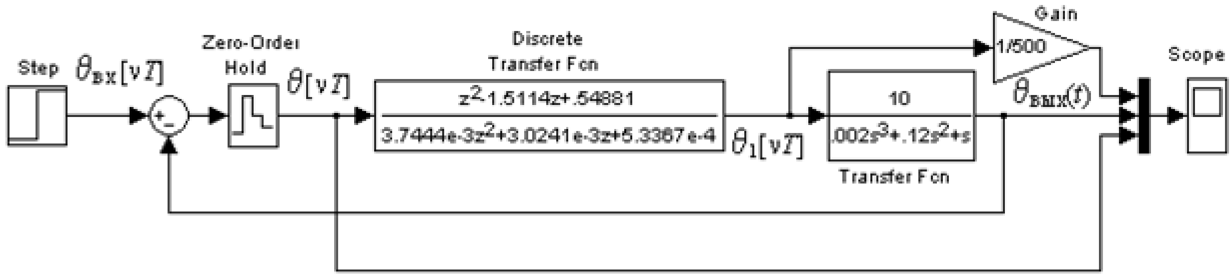

Рис. 2

Переходная характеристика ЦСС $h(t)$, дискретные значения рассогласования $\vartheta[\nu T]$ и его преобразованные по корректирующей программе значения $\vartheta_1[\nu T]$ представлены на рис. 3, откуда видно затухание свободного процесса за три периода дискретности ($3T$).

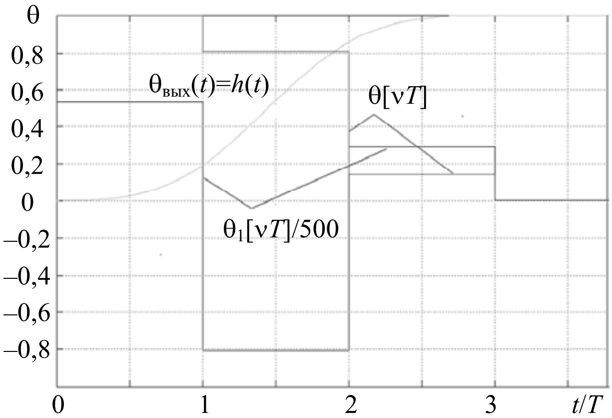

Рис. 3

Процессы в ЦСС при линейно возрастающем воздействии с единичной скоростью нарастания представлены на рис. 4. Поскольку начальное значение линейно возрастающего воздействия равно нулю, первый период система, находящаяся при нулевых начальных условиях, не работает. Свободный процесс при этом затухает за два периода дискретности ($2T$).

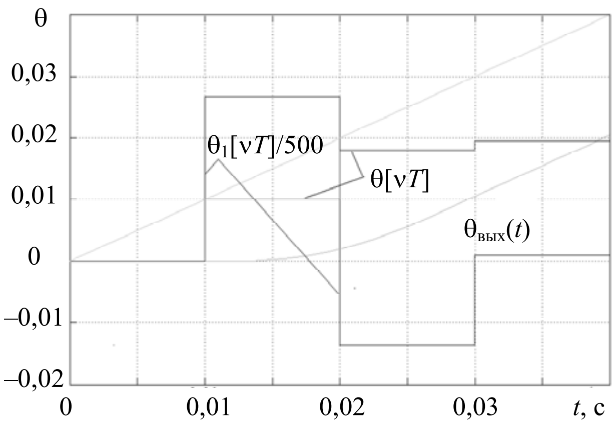

Рис. 4

Если линейно возрастающее воздействие имеет небольшое начальное значение, процесс его отработки начинается в момент t=0, а свободный процесс затухает за три периода дискретности ($3T$). При увеличении начального линейно возрастающего воздействия до значения, соответствующего приращению за период дискретности, процесс его отработки начинается при t=0, а свободный процесс затухает за два периода дискретности ($2T$) (рис. 5).

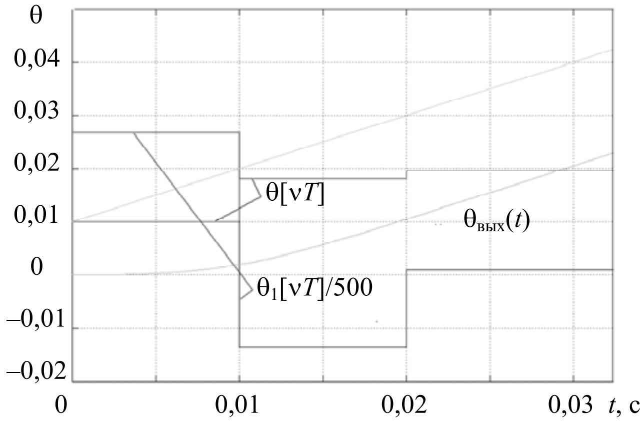

Рис. 5

Выводы

1. С помощью линейного дискретного корректирующего устройства в линеаризованной модели цифровой следящей системы можно получить конечное время затухания свободного процесса, не превышающее целое число периодов дискретизации, равное порядку непрерывной части системы.

2. Для затухания свободного процесса за конечное время, не превышающее целое число периодов дискретизации, равное порядку непрерывной части, требуются управляемость и наблюдаемость дискретной модели непрерывной части системы.

3. Предложена методика выбора простейшей передаточной функции дискретного корректирующего устройства, учитывающая требования „грубости“ системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Джури Э.* Импульсные системы автоматического регулирования. М.: Физматгиз, 1963. 567 с.
2. *Шипилло В. П.* Операторно-рекуррентный метод расчета электрических цепей и систем. М.: Энергоатомиздат, 1991. 311 с.
3. *Анучин А. С.* Системы управления электроприводов. М.: Изд. дом МЭИ, 2015. 373 с.
4. *Бесекерский В. А., Попов Е. П.* Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1972. 768 с.
5. *Бесекерский В. А.* Цифровые автоматические системы. М.: Наука, 1976. 575 с.
6. *Бесекерский В. А., Ефимов Н. Б., Зиатдинов С. И.* и др. Микропроцессорные системы автоматического управления. Л.: Машиностроение, 1988. 365 с.
7. *Заде Л., Дезоер Ч.* Теория линейных систем. Метод пространства состояний. М.: Наука, 1970. 704 с.
8. *Коршунов А. И.* Определение коэффициентов векторно-матричного дифференциального уравнения линейной непрерывной части системы со статическим преобразователем // Изв. вузов. Приборостроение. 2016. Т. 59, № 2. С. 107—112.
9. *Ланкастер П.* Теория матриц. М.: Наука, 1969. 280 с.
10. *Изерман Р.* Цифровые системы управления. М.: Мир, 1984. 541 с.
11. *Коршунов А. И.* Основы теории управления. Руководство к курсовому проектированию. Петродворец: ВМУРЭ им. А. С. Попова, 1998. 136 с.

Сведения об авторе

Анатолий Иванович Коршунов — 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
16.09.19 г.

Ссылка для цитирования: *Коршунов А. И.* Цифровая следящая система с конечным временем затухания свободного процесса // Изв. вузов. Приборостроение. 2019. Т. 62, № 12. С. 1078—1086.

DIGITAL TRACKING SYSTEM WITH FINITE DECAY TIME OF FREE PROCESS

A. I. Korshunov

Naval Polytechnic Institute "N. G. Kuznetsov Naval Academy",
198514, St. Petersburg, Russia

E-mail: a.i.korshunov@mail.ru

The possibility to obtain a finite decay time of free process in a linearized model of a digital tracking system using a linear discrete correction device is demonstrated. The decay time does not exceed the integer number of sampling periods equal to the order of the system continuous part, and therefore the maximum possible speed of the system is achieved. The conditions of free process damping for finite time are derived: controllability and observability of the discrete model of the continuous part of the system. To comply with the conditions, the absence of common multipliers of the numerator and denominator of the transfer function of the continuous part is necessary. The method of choice of the simplest transfer function of the discrete correcting device considering requirements of system roughness is proposed. An example of a digital tracking system with a continuous part of the 3rd order is analyzed.

Keywords: digital tracking system, free process, finite decay time

REFERENCES

1. Jury E.J. *Sampled-data control systems*, NY, Wiley, London, Chapmen and Hall, 1958.
2. Shipillo V.P. *Operatorno-rekurrentnyy metod rascheta elektricheskikh tsepey i sistem* (Operator-Recurrence Method for Calculating Electrical Circuits and Systems), Moscow, 1991, 311 p. (in Russ.)
3. Anuchin A.S. *Sistemy upravleniya elektroprivodov* (Electric Drive Control Systems), Moscow, 2015, 373 p. (in Russ.)
4. Besekerskiy V.A., Popov E.P. *Teoriya sistem avtomaticheskogo regulirovaniya* (The Theory of Automatic Control Systems), Moscow, 1972, 768 p. (in Russ.)
5. Besekerskiy V.A. *Tsifrovye avtomaticheskie sistemy* (Digital Automatic Systems), 1976, 576 p. (in Russ.)
6. Besekerskiy V. A., Efimov N. B., Ziatdinov S. I. et al. *Mikroprotsessornyye sistemy avtomaticheskogo upravleniya* (Microprocessor-Based Automatic Control Systems), Leningrad, 1988, 365 p. (in Russ.)
7. Zadeh L., Desoer Ch. *Linear system theory: the state space approach*, 1963.
8. Korshunov A.I. *Journal of Instrument Engineering*, 2016, no. 2(59), pp. 107–112. (in Russ.)
9. Lankaster P. *Theory of matrices*. NY, London, 1969.
10. Isermann R. *Digital control systems*, Berlin etc., 1981.
11. Korshunov A.I. *Osnovy teorii upravleniya. Osnovy teorii i sistem avtomaticheskogo upravleniya* (Bases of the Theory of Management. Bases of the Theory and Systems of Automatic Control), Petrodvorets, 2017, pp. 136. (in Russ.)

Data on author

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

For citation: Korshunov A. I. Digital tracking system with finite decay time of free process. *Journal of Instrument Engineering*. 2019. Vol. 62, N 12. P. 1078—1086 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2019-62-12-1078-1086