

УДК. 621.078

**И.С. Задорожный, В.И. Задорожный, Ю.И. Задорожный**  
Черкасская академия менеджмента

## **СИНТЕЗ СТРУКТУРЫ ЦИФРОВОЙ ВЫСОКОТОЧНОЙ СЛЕДЯЩЕЙ СИСТЕМЫ ОПТИЧЕСКОГО ПРИБОРА**

© Задорожный И.С., Задорожный В.И., Задорожный Ю.И., 2003

**Розглянуті питання дослідження і вибору структури алгоритмів і синтезу коригуючих пристроїв при проектуванні високоточних цифрових слідкуючих систем оптичних приладів. Запропонована методика синтезу, яка допоможе на стадії ескізного проектування визначитися з алгоритмами коригуючих пристроїв, періодом дискретності та коефіцієнтами корекції.**

**Questions of research and choice of structure of algorithms and synthesis of correcting devices in case of planning the highexact digital watching systems of scopes are considered. The offered method of synthesis secures on the stage of the preliminary planning to be determined with algorithms of correct devices, period of discrete and correction coefficients.**

### **Постановка проблемы.**

Для слежения за движущимися и неподвижными объектами на больших расстояниях с большой разрешающей способностью наиболее предпочтительными являются оптические приборы с большой оптической кратностью. К системам управления оптических приборов предъявлены высокие требования по качеству: ошибка наведения и стабилизации поля зрения не должна превышать 20 угл. с, ошибка плавности не более 20 угл. с/с., диапазон скоростей не менее 7200. Обеспечение каждого из этих требований является проблемной задачей.

### **Анализ последних исследований**

В литературных источниках [1, 2] рассматриваются вопросы разработки корректирующих устройств, обеспечивающих устойчивость и переходные характеристик. Однако предлагаемые решения не достаточны для выбора структур и параметров корректирующих устройств, обеспечивающих требуемую точность, отсутствуют рекомендации для выбора элементной базы и влияние их точности и дискретности на точность систем управления.

### **Задачи исследований**

Целью настоящих исследований является разработка методики синтеза цифровой высокоточной следящей системы (ЦВСС), обеспечивающей выбор структуры, вида корректирующих устройств, обеспечивающие показатели качества системы: точность, период дискретности, плавность наведения линии визирования оптического прибора. Такая методика синтеза крайне необходима на ранних этапах разработки систем управления. Для рассматриваемой структуры требуется рассмотреть вопросы связанные с переключением структуры управления, выбором вида цифровых корректирующих устройств (ЦКУ) и их места в структуре, влияние периода дискретности на точность и плавность движения линии визирования, вида алгоритмов коррекции по ошибке и скорости.

### **Изложение основного материала**

Наиболее близкие исследования, обеспечивающие требуемые параметры следящей системы управления оптического прибора изложены в [3]. Рассматриваемая система «скорость»

скорость» является внутренним контуром цифровой высокоточной следящей системы управления ЦВСС. Предварительный анализ возможных схем ЦВСС позволил выбрать в качестве рабочего варианта структуру многоканальной корректирующей следящей системы с однодвигательным электроприводом (рис.1), включающую цифровое корректирующее устройство (ЦКУ), систему «скорость-скорость» (СС), охваченную скоростью обратной связью, переключающий редуктор и оптико-электронный коммутатор (ОЭК).

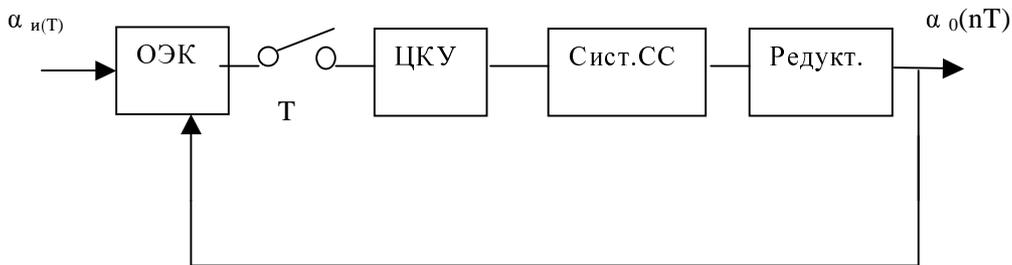


Рис. 1. Структурная схема ЦВСС, замкнутой по положению

Основными условиями для синтеза ЦВСС являются:

- 1) обеспечение астатизма второго порядка по отношению к управляющему воздействию; принимается, что на первом этапе достаточно обеспечить первый порядок астатизма ЦВСС;
- 2) достаточный запас устойчивости при наличии квантования по времени.

Преобразованная структурная схема замкнутой ЦВСС представлена на рис. 2, где  $E^*(z)$  – импульсная передаточная функция цифрового корректирующего устройства;  $W_{CC}^*(z)$  – импульсная передаточная функция системы СС;  $K_0$  – коэффициент усиления прямой цепи,  $i_j$  – передаточный коэффициент редуктора,  $j$  – порядок диапазона переключения,  $\alpha_{и}(t)$  – задающее воздействие,  $\alpha_0(t)$  – выходная координата.

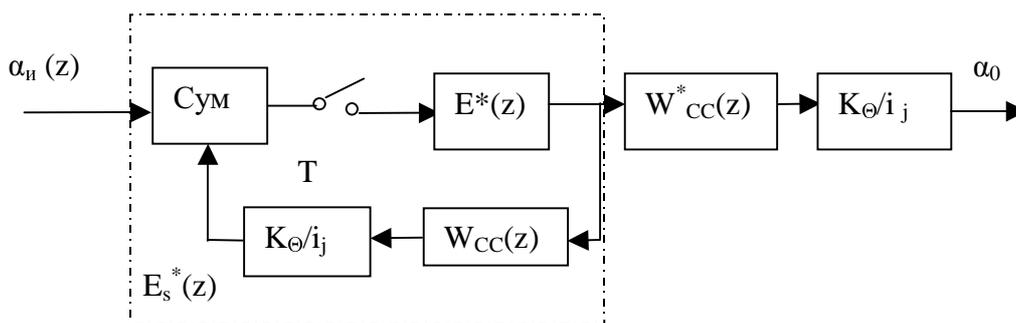


Рис. 2. Преобразованная структурная схема ЦВСС, замкнутая по положению

В качестве исходной структуры цифровой системы «СС» примем структуру, синтезированную в [3].

В соответствии со структурной схемой рис. 2 запишем передаточную функцию разомкнутой системы:

$$W_{CC}^*(z) = \frac{P(z)}{(z-1)P_0(z)} \Phi_{cc}^*(z), \quad (1)$$

где  $\Phi_{cc}^*(z)$  – передаточная функция системы «СС», определяемая по выражению (15) [3]. В соответствии с требованиями к ЦВСС, будем искать импульсную передаточную функцию корректирующего устройства в виде

$$E_s^*(z) = E_{so}^*(z) * E_{s1}^*(z), \quad (2)$$

причем, для обеспечения установившегося процесса конечной длительности ее следует искать в виде полиномов вида так, что степень знаменателя должна быть равной или большей степени числителя:

$$E_{s1}^*(z) = E_{s2}^*(z) \frac{1}{E_{so}^*(z)}. \quad (3)$$

Для преобразованной структуры для обеспечения астатизма первого порядка запишем:

$$E_s^*(z) = \frac{i_j P_0(1)(z-1)E_{s0}^*(z)}{E_{z0}^*(1)P(1)zK_{\Theta}}. \quad (4)$$

Тогда передаточную функцию замкнутого контура запишем

$$\Phi_3^*(z) = \frac{1}{E_{so}^*(1)P(1)} * \frac{E_{so}^*(z)P(z)[z + K_D(z-1)]}{z^5}, \quad (5)$$

где  $K_D$  – коэффициент усиления компенсирующего сигнала по скорости системы СС.

Для дальнейшего синтеза системы рассмотрим случай когда  $E_{so}^*(z) = 1$ . При этом

$$E_s^*(z) = \frac{i_j P_0(1)(z-1)}{P(1)zK_{\Theta}}, \quad (6)$$

С учетом соотношения

$$P_1(1) = TP_0(1) \quad (7)$$

запишем

$$E_s^*(z) = \frac{i_j(z-1)}{TzK_{\Theta}} \quad (8)$$

Тогда, подставив в выражение (3) выражение (5), получим

$$\Phi_3^*(z) = \frac{1}{P(1)} * \frac{P(z)[z + K_D(z-1)]}{z^5}, \quad (9)$$

Таким образом, передаточная функция ЦВСС, замкнутой по положению, отвечает требованиям устойчивости при наличии квантования по времени с периодом дискретности  $T$ .

Определим переходную характеристику системы. Для этого выполним  $z$ -преобразование произведения единичного скачка  $1[nT]$  на  $\Phi_3^*(z)$ , и представим  $\Phi_3^*(z)$  в виде полинома по степени  $z^{-1}$ . Поделит числитель формулы (9) на знаменатель. На основе теоремы смещения находим значения переходной характеристики. Они равны:

$$\begin{aligned} h[0] &= 0, & h[T] &= 0, \\ h[2T] &= \frac{(1 - K_D)P_2K_{\Theta}}{P(1)}, & h[3T] &= \frac{[P_2 + P_1(1 + K_D)]K_{\Theta}}{P(1)}, \\ h[4T] &= \frac{[P_2 + P_1 + P_0(1 + K_D)]K_{\Theta}}{P(1)}, & h[5T] &= 1 \text{ и т.д.} \end{aligned} \quad (10)$$

где  $P_1, P_2$  – значения коэффициентов при членах разложения по  $z$  полиномов  $P(z)$  и  $Q(z)$ .

Как видно из формулы (10), величина коэффициента  $K_d$  существенно влияет на характер переходного процесса. Поскольку система управления оптическим прибором не должна иметь значительного перерегулирования [2], то необходимо принять  $K_d = 0$ . Тогда

$$\begin{aligned} h[0] &= 0, & [T] &= 0, & h[2T] &= P_2 / P(1), \\ h[3T] &= (P_2 + P_1) / P(1), & h[4T] &= 1, & h[5T] &= 1. \end{aligned} \quad (11)$$

Так как при этом уменьшается длительность переходного процесса, целесообразно рассмотреть возможность использования системы «СС» без компенсирующего сигнала. При этом

$$\Phi_{CC}^*(z) = \Phi^*(z) \frac{1}{P_0(1)} * \frac{P_0(z)}{z^3}. \quad (12)$$

Тогда в соответствии с формулой (1) запишем

$$W_{CC}^*(z) = \frac{1}{P_0(1)} * \frac{P(z)}{(z-1)z^3}. \quad (13)$$

В соответствии с рис. 2 определим импульсную передаточную функцию цифрового корректирующего устройства

$$E^*(z) = \frac{E_s^*(z)}{1 - W_{CC}^*(z)E_s^*(z)K_{\Theta} / i_j} \quad (14)$$

Подставив в формулу для  $E^*(z)$  выражения (8), (9), получим

$$E^*(z) = \frac{i_j P_0(1)(z-1)z^3}{[P(1)z^4 - P(z)]K_{\Theta}}. \quad (15)$$

Но так как полином  $[P(1)z^4 - P(z)] \big|_{z=1} = 0$ , то для обеспечения условия грубости системы он должен удовлетворять условию:

$$P(1)z^4 - P(z) = (z-1)P^*(z), \quad (16)$$

где  $P^*(z)$  – некоторый полином, не содержащий множителя  $(z-1)$ . Тогда очевидно, что

$$P^*(z) = \frac{P_0(1)z^4 - P(z)}{(z-1)}. \quad (17)$$

и, разделив числитель на знаменатель, получим

$$P^*(z) = P(1)z^3 + P(1)z^2 + (P_1 + P_2)z + P_0, \quad (18)$$

следовательно:

$$E^*(z) = \frac{i_j P_0(1)z^3}{K_{\Theta} [P(1)z^3 + P_1(1)z^2 + (P_1 + P_2)z + P_0]}. \quad (19)$$

Из выражения (15) следует, что при изменении  $i_j$  необходимо производить переключение коэффициента усиления  $K_{\Theta}$ , что позволит сохранить динамические и точностные характеристики системы, причем одновременно необходимо изменять коэффициенты в цифровых корректирующих устройствах, которые определяются полиномами  $P_0(z)$  и  $P(z)$ .

Таким образом, синтезированная структура замкнутой ЦВСС при наличии квантования по времени с периодом дискретности  $T$  обеспечивает астатизм первого порядка по управляющему воздействию и монотонный характер переходного процесса.

Для повышения точности ЦВСС целесообразно использовать схему ЦВСС с дифференциальной «вилкой», которая при определенных допущениях эквивалентна комбинированной системе управления с импульсной передаточной функцией в цепи компенсирующего сигнала по скорости  $D^*(z)$  (рис. 3). В качестве допущений принято, что передаточная функция ОЭК  $W_{\text{ОЭК}}(z)=1$ , причем съем информации с датчиков угла и ОЭК ведется одновременно. Произведем дополнительный синтез корректирующего устройства  $D^*(z)$  из условия повышения порядка астатизма системы на единицу. В соответствии с рис. 3, импульсная передаточная функция системы с компенсирующим сигналом имеет вид

$$\Phi_K^*(z) = \frac{K_{\Theta} W_{CC}^*(z) [E^*(z) + D^*(z)]}{i_j + E^*(z) W_{CC}^*(z) K_{\Theta}}. \quad (20)$$

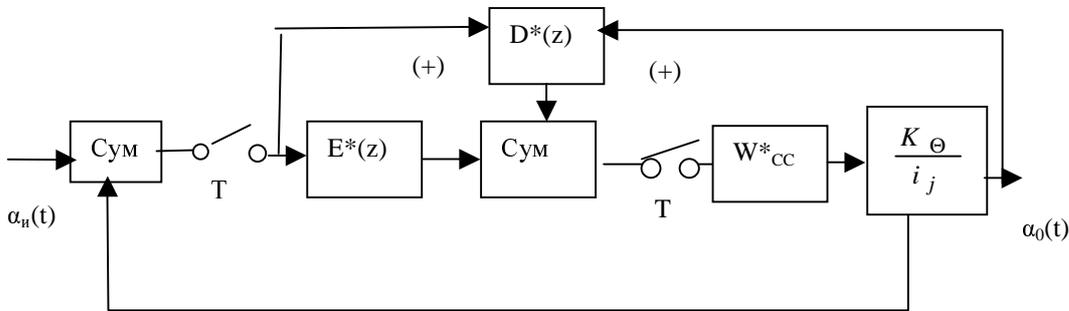


Рис. 3. Структурная схема ЦВСС с косвенным методом формирования компенсирующего сигнала по скорости

Передаточная функция по ошибке равна

$$\Phi_e^*(z) = 1 - \Phi_k^*(z), \quad (21)$$

С учетом выражения (20) запишем

$$\Phi_e^*(z) = \frac{i_j - D^*(z) W_{CC}^*(z) K_{\Theta}}{i_j + E^*(z) W_{CC}^*(z)}. \quad (22)$$

После подстановки в выражения (22), (19) и (8) получим

$$\Phi_e^*(z) = \frac{P^*(z) [i_j P_0(1)(z-1)z^3 - K_{\Theta} P(z) D^*(z)]}{P_0(1) i_j P(1) z^7}. \quad (23)$$

Для того, чтобы ЦВСС обладала астатизмом второго порядка, передаточная функция по ошибке  $\Phi_e^*(z)$  должна иметь вид

$$\Phi_e^*(z) = (z-1)^2 \Phi_{e1}^*(z), \quad (24)$$

где  $\Phi_{e1}^*(z)$  – рациональная дробь от  $z$ , не содержащая нулей и полюсов, равных единице. Имеем

$$\Phi_e^*(z) = \frac{(z-1) P^*(z) [i_j P_0(1) z^3 - K_{\Theta} P(z) D_0^*(z)]}{P_0(1) i_j P(1) z^7}. \quad (25)$$

Из выражения (23) следует, что при  $D^*(z) = (z-1) D_o^*(z)$ , где  $D_o^*(z)|_{z=1} \neq 0$ .

Т. е., необходимо, чтобы выполнялось условие  $[i_j P_o(1)z^3 - K_\theta P(z)D_o^*(z)]_{z=1} = 0$ ; откуда

$$D_0^*(z) = \frac{i_j}{K_\Theta} * \frac{P_0(1)}{P(1)} = \frac{i_j}{K_\Theta T}. \quad (26)$$

Из выражения (22) следует, что при переключении системы с одного поддиапазона на другой требуется изменение коэффициента компенсирующего сигнала  $D^*(z)$ . В качестве последнего необходимо выбирать один из предлагаемых в [3]. Интерес представляет алгоритм цифрового дифференцирования, который включает некоторое «сглаживание» вида «а»:

$$D_0^*(z) = (1-a)i_j \frac{1}{(z-a)TK_\Theta}, \quad (27)$$

где  $0 \leq a < 1$  – коэффициент «сглаживания» алгоритма компенсирующего сигнала; при этом, очевидно, удовлетворяется условие (26). Подставляя в выражение (25) выражение  $D_o^*(z)$  из (27), после несложных преобразований получим:

$$\Phi_\varepsilon^*(z) = \frac{(z-1)^2 P^*(z) \left\{ P^*(z) - a \left[ P_2 z^2 + P_1 z(z+1) + P_0 (z^2 + z + 1) \right] \right\}}{[P(1)]^2 z^7 (z-a)}. \quad (28)$$

Сравнив выражения (21) и (24) можно сделать вывод, что

$$D^*(z) = \frac{(1-a)i_j}{TK_\Theta} * \frac{(z-1)}{z-a}. \quad (29)$$

Как видно из (28) в разрабатываемой ЦВСС обеспечивается астатизм второго порядка. Так как ЦВСС предназначена для слежения за объектами, движущимися по случайным законам, но при этом известны возможные максимальные их значения, то целесообразно определить динамические ошибки ЦВСС в установившемся режиме. Для упрощения выкладок числитель и знаменатель выражения (28) обозначим:

$$\begin{aligned} A(z) &= (z-1)^2 P^*(z) \{ P^*(z) - a [ P_2 z^2 + P_1 (z)(z-1) + P_0 (z^2 + z + 1) ] \}, \\ B(z) &= [P(1)]^2 z^7 (z-a). \end{aligned} \quad (30)$$

Ошибка системы определяется как

$$\varepsilon_{H \max} = \alpha''_{\max} * \mu_2. \quad (31)$$

Коэффициент ошибки по ускорению равен

$$\mu_2 = T^2 \frac{A_2}{2B_0}, \quad (32)$$

где

$$A_2 \frac{d^2 A(z)}{d^2 z^2} \Big|_{z=1}; \quad B_0 = B(z) \Big|_{z=1}. \quad (33)$$

После необходимых преобразований находим, что

$$A_2 = 2(2P_2 + 3P_1 + 4P_0)[(2P_2 + 3P_1 + 4P_0) - a(P_2 + 2P_1 + 3P_0)], \quad (34)$$

где в соответствии с формулой (34)

$$P^*(z) \Big|_{z=1} = 2P_2 + 3P_1 + 4P_0,$$

тогда, из выражений (30) и (33), найдем:

$$B_0 = B(z)|_{z=1} = P^2(1)(1-a). \quad (35)$$

Подставим в выражение (32) значения  $A_2$  и  $B_0$  и коэффициент ошибки будет:

$$\mu_2 = T^2 \frac{P^*(1)[P^*(1) - a(P_2 + 2P_1 + 3P_0)]}{P^2(1)(1-a)}. \quad (36)$$

Ошибка системы определится подстановкой в выражение (31) выражения (36):

$$\varepsilon_{u \max} = \alpha''_{\max} * T^2 \frac{P^*(1)[P^*(1) - a(P_2 + 2P_1 + 3P_0)]}{P^2(1)(1-a)}. \quad (37)$$

На основе выражения (37) произведем оценку величины ошибки ЦВСС при различных значениях величины коэффициента «а», и для разных значений периода дискретности  $T$ . Как следует из выражения (37), ошибка системы прямо пропорциональна коэффициенту «а» и  $T^2$ . Абсолютные значения ошибки могут быть построены на рис. 4., где для «а» задавались значения 0,1; 0,2; 0,3; 0,5; 0,6; 0,7; 0,8; 0,9; 1,0 при фиксированных значениях периода дискретности  $T = 0,01; 0,04; 0,08; 0,12; 0,16; 0,2$  с. Из рис.4 видно, что ошибка ЦВСС увеличивается как с увеличением  $T$ , так и с увеличением «а».

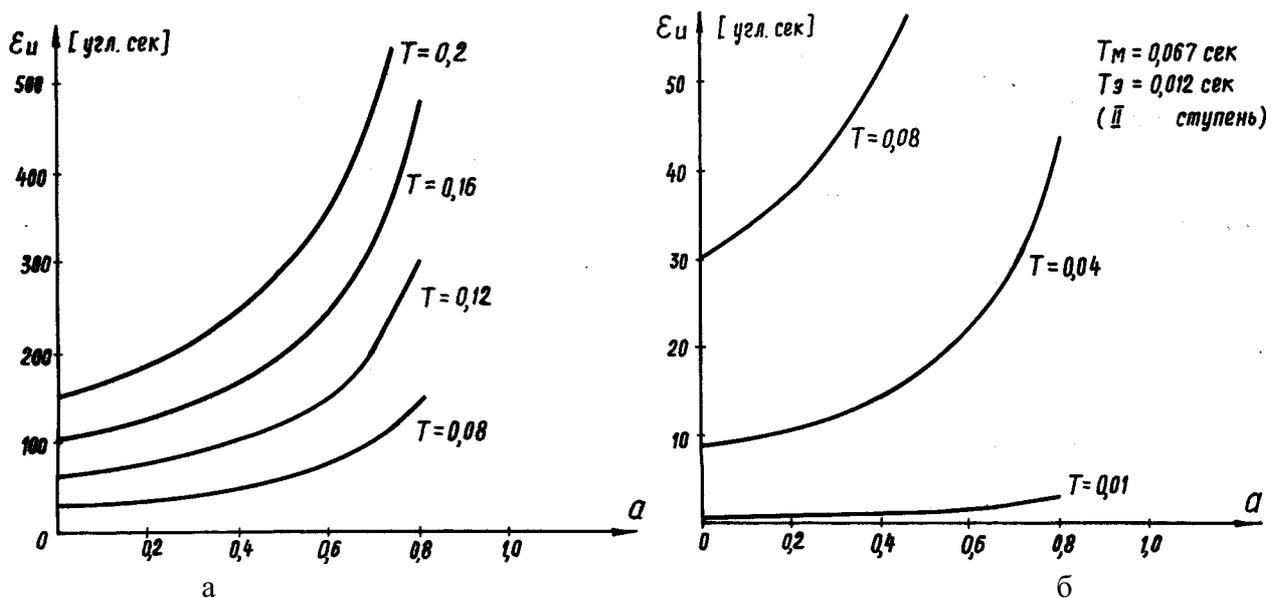


Рис. 4. Изменение ошибки ЦВСС от изменения коэффициента сглаживания "а" при фиксированных значениях  $T$

Для окончательного выбора коэффициента сглаживания «а» и периода дискретности построим переходный процесс, происходящий в ЦВСС при реакции ее на единичное воздействие. Передаточная функция ЦВСС для этого случая может быть записана в следующем виде:

$$\Phi^*_K(z) = 1 - \Phi^*_\varepsilon(z), \quad (38)$$

а  $z$  – преобразование переходной характеристики (38) в виде

$$h(z) = \frac{z}{z-1} - \frac{z}{z-1} \Phi^*_\xi(z) \quad (39)$$

Подставив в выражение  $h(z)$  выражение  $\Phi^*(z)$ , получим

$$h(z) = \frac{z}{z-1} - \frac{(z-1)P^*(z) \left\{ P^*(z) - P_1 \left[ P_2 z^2 + P_1 z(z+1) + P_0 (z^2 + z + 1) \right] \right\}}{P^2(1)(z-a)z^6}. \quad (40)$$

Обозначим переходную составляющую реакции  $h(z)$  через  $h_{II}(nT)$ , тогда

$$h_{II}(nT) = 1 - h(nT), \quad (41)$$

т. е. в соответствии с выражением (40) будем иметь

$$h_{II}(z) = \frac{1}{P^2(1)} \{ h_{II1}(z) - h_{II2}(z) \}. \quad (42)$$

$$h_{II1}(z) = \frac{(z-1)P^*(z)^2}{(z-a)z^6};$$

$$h_{II2}(z) = \frac{(z-1)P^*(z)a \left[ P_2 z^2 + P_1 z(z-1) + P_0 (z^2 + z + 1) \right]}{(z-a)z^6}. \quad (43)$$

где

$$h_{n1}(z) = (1 - z^{-1}) \left\{ P^2(1) \frac{z}{z-a} + 2P^2(1) \frac{z}{z-a} z^{-1} + [P^2(1) + 2P(1)P_1 + 2P(1)P_0] \frac{z}{z-a} z^{-2} + \right.$$

$$\left. [4P(1)P_0 + 2P(1)P_1] * \frac{z}{z-a} z^{-3} + [P_1^2 + 2P_1P_0 + P_0^2 + 2P(1)P_0] \frac{z}{z-a} z^{-4} + 2P_0(P_1 + P_0) * \right.$$

$$\left. \frac{z}{z-a} z^{-5} + P_0 \frac{z}{z-a} z^{-6} \right\};$$

$$h_{n2}(z) = (1 - z^{-1}) a \left\{ [P(1)P_2 + P(1)P_1 + P(1)P_0] \frac{z}{z-a} z^{-1} + [P_1(1)P_2 + 2P(1)P_1 + 2P(1)P_0] * \right.$$

$$\left. \frac{z}{z-a} z^{-2} + [P_1P_2 + P_1^2 + P_0^2 + 2P_1P_0 + P_0P_2 + P(1)P_1 + 2P(1)P_0] \frac{z}{z-a} z^{-3} + [P_1^2 + P_0P_2 + \right.$$

$$\left. 3P_1P_0 + 2P_0^2 + P(1)P_0 + 2P(1)P_0] \frac{z}{z-a} z^{-4} + [2P + P_0^2] \frac{z}{z-a} z^{-5} + P_0^2 \frac{z}{z-a} z^{-6} \right\} \quad (44)$$

Используя таблицы  $z$  – преобразования и теорему смещения, находим оригиналы

$$hn1[nT] = P^2(1)[a^n * I[nT] - a^{n-1} * I(n-1)T] + 2P^2(1)[a^{n-1} * I(n-1)T - a^{n-2} * I(n-2)T] +$$

$$+ [P^2(1) + 2P(1)P_1 + 2P(1)P_0][a^{n-2} * I(n-2)T - a^{n-3} * I(n-3)T] + [4P(1)P_0 +$$

$$+ 2P(1)P_1] * [a^{n-3} * I(n-3)T - a^{n-4} * I(n-4)T] + [P_1^2 + 2P_1P_0 + P_0^2 +$$

$$2P(1)P_0][a^{n-4} * I(n-4)T - a^{n-5} * I(n-5)T] +$$

$$+ 2P_0(P_1 + P_0)[a^{n-5} * I(n-5)T - a^{n-6} * I(n-6)T] + P_0^2[a^{n-6} * I(n-6)T - a^{n-7} * I(n-7)T]; \quad (45)$$

$$hn2[nT] = a[P(1)(P_2 + P_1 + P_0)] [a^{n-1} * I(n-1)T - a^{n-2} * I(n-2)T] + a[P(1)P_2 +$$

$$+ 2P(1)P_1 + 2P(1)P_0] [a^{n-2} * I(n-2)T - a^{n-3} * I(n-3)T] + a[P_1P_2 + P_1^2 + P_0^2 + 2P_1P_0 +$$

$$+ P_0P_2 + P(1)P_1 + 2P(1)P_0] * [a^{n-3} * I(n-3)T - a^{n-4} * I(n-4)T] + a[P_0P_2 + 3P_1P_0 + 2P_0^2 +$$

$$+ P_1^2 + P(1)P_0] [a^{n-4} * I(n-4)T - a^{n-5} * I(n-5)T] -$$

$$- [2P_0P_1 + 2P_0^2] [a^{n-5} * I(n-5)T - a^{n-6} * I(n-6)T] + aP_0^2[a^{n-6} * I(n-6)T - a^{n-7} * I(n-7)T]. \quad (46)$$

С учетом выражений (45) и (46), выражение (42) можна записать так:

$$\begin{aligned}
 h_n(nT) = \frac{1}{P^2(1)} & \left\{ P^2(1)[a^n * 1(nT) - a^{n-1} * 1(n-1)T] + 2P^2(1) * \right. \\
 & * [a^{n-1} * 1(n-1)T - a^{n-2} * 1(n-2)T] + [P^2(1) + \\
 & + 2P(1)P_1 + 2P(1)P_0][a^{n-2} * 1(n-2)T - a^{n-3} * 1(n-3)T] + \\
 & + [4P(1)P_0 + 2P(1)] * [a^{n-3} * 1(n-3)T - a^{n-4} * 1(n-4)T] + \\
 & + [P_1^2 + 2P_1P_0 + P_0^2 + 2P(1)P_0][a^{n-4} * 1(n-4)T - a^{n-5} * \\
 & * 1(n-5)T] + 2P_0(P_1 + P_0)[a^{n-5} * 1(n-5)T - a^{n-6} * 1(n-6)T] + \\
 & + P_0^2[a^{n-6} * 1(n-6) - a^{n-7} * 1(n-7)T] - a \left\{ P^2(1)a^{n-1} * 1(n-1)T + \right. \\
 & + [P(1)P_1 + P(1)P_0]a^{n-2} + (n-2)T + [P(1)P_0 - P(1)P_2]a^{n-3} * 1(n- \\
 & 3)T] - [2P_2P_1 + P_0P_2 + P_1P_0 + P_1^2]a^{n-4} * 1(n-4)T - [2P_0P_2 + 2P_0P_1 + \\
 & + P_1^2 + P_0^2]a^{n-5} * 1(n-5)T - (2P_0P_1 + P_0^2)a^{n-6} * 1(n-6)T - P_0^2a^{n-7} * \\
 & \left. * 1(n-7)T \right\}; \tag{47}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 h_n(nT) = \frac{1}{P^2(1)} & \left\{ P^2(1)[a^n * 1(nT) - a^{n-1} * 1(n-1)T] + 2P^2(1) * \right. \\
 & * [a^{n-1} * 1(n-1)T - a^{n-2} * 1(n-2)T] + [P^2(1) + \\
 & + 2P(1)P_1 + 2P(1)P_0][a^{n-2} * 1(n-2)T - a^{n-3} * 1(n-3)T] + \\
 & + [4P(1)P_0 + 2P(1)] * [a^{n-3} * 1(n-3)T - a^{n-4} * 1(n-4)T] + \\
 & + [P_1^2 + 2P_1P_0 + P_0^2 + 2P(1)P_0][a^{n-4} * 1(n-4)T - a^{n-5} * \\
 & * 1(n-5)T] + 2P_0(P_1 + P_0)[a^{n-5} * 1(n-5)T - a^{n-6} * 1(n-6)T] + \\
 & + P_0^2[a^{n-6} * 1(n-6) - a^{n-7} * 1(n-7)T] - a \left\{ P^2(1)a^{n-1} * 1(n-1)T + \right. \\
 & + [P(1)P_1 + P(1)P_0]a^{n-2} + (n-2)T + [P(1)P_0 - P(1)P_2]a^{n-3} * 1(n- \\
 & 3)T] - [2P_2P_1 + P_0P_2 + P_1P_0 + P_1^2]a^{n-4} * 1(n-4)T - [2P_0P_2 + 2P_0P_1 + \\
 & + P_1^2 + P_0^2]a^{n-5} * 1(n-5)T - (2P_0P_1 + P_0^2)a^{n-6} * 1(n-6)T - P_0^2a^{n-7} * \\
 & \left. * 1(n-7)T \right\};
 \end{aligned}$$

где

$$I(n-k)T = \begin{cases} 1 & \text{при } (n-k) \geq 0 \\ 0 & \text{при } (n-k) < 0, \end{cases} \tag{48}$$

$k$  – действительное число.

Определим значения переходной составляющей для каждого периода дискретности  $n = 0, 1, 2, \dots, 7$ . Они равны:

$$\begin{aligned}
 h[0] &= 1; & h[T] &= 1; & h[2T] &= a\left[1 - \frac{p_1 + p_0}{p(1)}\right] - \left[1 - \frac{2(p_1 + p_0)}{p(1)}\right]; \\
 h[3T] &= a^2\left[1 - \frac{p_1 + p_0}{p(1)}\right] - a\left[1 - \frac{2p_1 + p_2 + p_0}{p(1)}\right] - \left[1 - \frac{2p_0}{p(1)}\right]; \\
 h[4T] &= a^3\left[1 - \frac{p_1 + p_0}{p(1)}\right] - a^2\left[1 - \frac{2p_1 + p_0 + p_2}{p(1)}\right] - \\
 & a\left[1 - \frac{2p_0}{p(1)} - \frac{2p_2p_1 + p_2p_0 + p_1p_0 + p_0^2}{p^2(1)}\right] + \left[\frac{(p_1 + p_0)^2}{p^2(1)} - \frac{2p_0 + 2p_1}{p(1)}\right]; \\
 h[5T] &= a^4\left[1 - \frac{p_1 + p_0}{p(1)}\right] - a^3\left[1 - \frac{2p_1 + p_2 + p_0}{p(1)}\right] - a^2\left[1 - \frac{2p_0}{p(1)} - \right. \\
 & \left. - \frac{2p_2p_1 + p_2p_0 + p_1p_0 + p_1^2}{p^2(1)}\right] + \left[\frac{2(p_1 + p_0)^2}{p^2(1)} - \frac{2p_0 + 2p_1}{p(1)} + \frac{2p_0p_2}{p(1)}\right] + \\
 & + \left[\frac{2p_0(p_1 + p_0)}{p^2(1)} - \frac{(p_1 + p_0)^2}{p^2(1)} - \frac{2p_0}{p(1)}\right]; \\
 h[6T] &= a^5\left[1 - \frac{p_1 + p_0}{p(1)}\right] + a^4\left[-1 + \frac{2p_1 + p_0 + p_2}{p(1)}\right] + a^3\left[-1 + \frac{2p_0}{p(1)} + \right. \\
 & \left. + \frac{2p_2p_1 + p_0p_2 + p_0p_1 + p_1^2}{p^2(1)}\right] + a^2\left[\frac{2(p_0 + p_1)^2}{p^2(1)} - \frac{2(p_0 + p_1)}{p(1)} + \frac{2p_0p_2}{p^2(1)}\right] + \\
 & + a\left[-\frac{(p_0 + p_1)^2}{p^2(1)} - \frac{2p_0}{p(1)} + \frac{4p_0p_1}{p^2(1)} + \frac{3p_0^2}{p^2(1)}\right] + \left[-\frac{2p_0p_1}{p^2(1)} - \frac{p_0^2}{p^2(1)}\right]; \\
 h[7T] &= a^6\left[1 - \frac{p_1 + p_0}{p(1)}\right] + a^5\left[-1 + \frac{2(p_1 + p_0)}{p(1)}\right] + a^4\left[-1 + \frac{2p_0}{p(1)} + \right. \\
 & \left. + \frac{2p_2p_1 + p_0p_2 + p_1p_0 + p_1^2}{p^2(1)}\right] + a^3\left[-\frac{2(p_0 + p_1)}{p(1)} + \frac{2(p_1 + p_0)^2}{p^2(1)} + \frac{2p_0p_2}{p^2(1)}\right] + \\
 & + a^2\left[-\frac{(p_1 + p_0)^2}{p^2(1)} - \frac{2p_0}{p(1)} + \frac{4p_0p_1}{p^2(1)} + \frac{3p_0^2}{p^2(1)}\right] + a\left[-\frac{2p_0(p_1 + p_0)}{p^2(1)}\right] + \frac{p_0^2}{p^2(1)}. \tag{49}
 \end{aligned}$$

На основе выражений (49) построены переходные составляющие для значений «а»=0; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8 и T=0,001; 0,04; 0,08; 0,12; 0,16; 0,2, рис. 5.

Анализ полученных результатов показывает, что переходный процесс заканчивается за время 9T, при a=0,5 и перерегулированием, равным 0,5; амплитуда переходной составляющей зависит как от коэффициента сглаживания компенсирующего сигнала, так и от периода дискретности T. С увеличением коэффициента сглаживания «а» амплитуда переходной составляющей уменьшается, а время переходного процесса увеличивается.

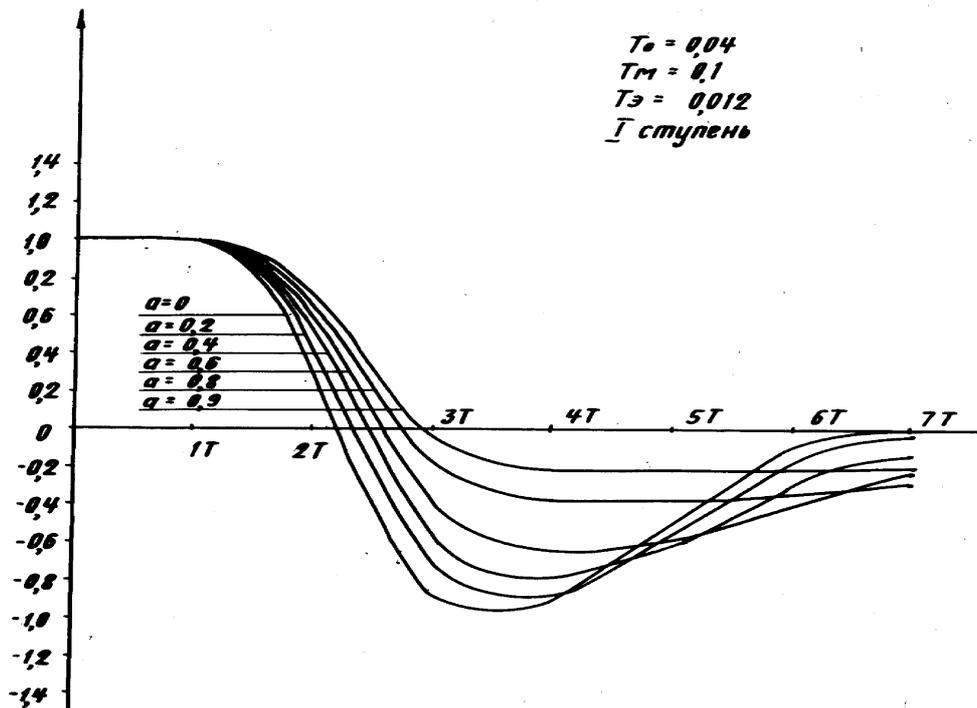


Рис.5. Переходные характеристики ЦВСС при фиксированных «а»

### Выводы

Предложенная аналитическая методика дает возможность предварительно выбрать структуру ЦВСС, обеспечивающую ошибку, по положению не превышающую 20 угл.сек., пригодную для дальнейшего детального моделирования процессов. Она позволила выбрать алгоритмы цифровых корректирующих устройств, которые необходимо установить в цепях ошибки и компенсирующего сигналов по скорости входного воздействия; а также показала, что для сохранения точности и динамических свойств ЦВСС при переключении кинематической цепи необходимо изменять коэффициент усиления как по сигналу ошибки, так и по сигналу компенсирующего сигнала в полиномах  $P_0(z)$ ,  $P(z)$  и  $Q_0(z)$ .

Максимальная ошибка ЦВСС зависит как от периода дискретности  $T$ , так и от коэффициента сглаживания компенсирующего сигнала «а», причем, с увеличением  $T$  и «а» ошибка увеличивается.

Коэффициент сглаживания сигнала «а» влияет на величину перерегулирования и длительность времени переходного процесса. С увеличением «а» амплитуда перерегулирования уменьшается, а время переходного процесса увеличивается.

1. Бесекерский В.А. Цифровые автоматические системы. – М., 1978. – С. 535.
2. Гостев В.И., Стеклов В.И., Склярченко С.Н. Оптимальные системы управления с цифровыми регуляторами. – К., 1995. – С. 484.
3. Задорожний И.С. Особенности синтеза системы «скорость-скорость» с дискретной обратной связью // Зб. наукових праць. Інституту проблем моделювання в енергетиці НАН України. – 1998. Вип. 6.
4. Волгин Л.Н. Элементы теории управляющих машин. – М., 1962. – С. 35–47.
5. А. с. 407278. Двухканальная корректирующая система / И.С. Задорожний, Б.В. Новоселов и др. – Бюл. 46.