

УДК 621.373

СИНТЕЗ ЦИФРОВИХ КОРЕКТУВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ СИСТЕМИ ШВИДКІСТЬ – ШВИДКІСТЬ ОПТИКО- ЕЛЕКТРОННИХ КОМПЛЕКСІВ

І. Задорожний, В. Задорожний, Ю. Задорожний

*Східноєвропейський університет економіки і менеджменту
вул. Шевченко, 398, м. Черкаси, Україна*

Запропоновано методику синтезу цифрових коректувальних пристроїв системи керування швидкість–швидкість оптичного електронного комплексу для забезпечення максимальної точності й максимального періоду дискретності.

Ключові слова: синтез, пристрій, система, швидкість, комплекс, схема, похибка, коректувальна ланка.

Системи керування оптичних електронних комплексів (ОЕК) повинні забезпечувати пошук, локацію і визначення об'єктів пошуку в прямокутній системі координат з високою точністю, на великих відстанях і в екстремальних умовах. Постійне бажання збільшити дальність пошуку спонукає до удосконалення елементів, пристроїв і структур систем керування (похибка плавності до 20 кут.с./с, перерегулювання до 5–10%, достатній запас стійкості і мінімальний час узгодження).

Досягти заданих показників якості без зміни форми сигналів керування і їхнього коректування неможливо. В [1] розглянуто забезпечення вимог “грубості” і фізичної реалізованості в разі синтезу цифрового коректувального пристрою систем швидкість–швидкість (СШШ). Для остаточного вибору цифрових коректувальних пристроїв (ЦКП) необхідно враховувати особливості режимів роботи оптичного приладу та параметри елементів і пристроїв системи керування.

Мета досліджень – удосконалення методу синтезу ЦКП для підвищення точності СШШ оптичних електронних комплексів з урахуванням особливості навантажування (вітрового, дебалансу) і внутрішніх показників якості елементів та пристроїв.

Типову функціональну структурну схему СШШ використовують в оптичних електронних комплексах для забезпечення напівавтоматичного режиму керування оператором. З урахуванням сигналу Ω_0 і збурень за моментом $M_{ДВ}$ вона показана на рис. 1, де використано такі позначення:

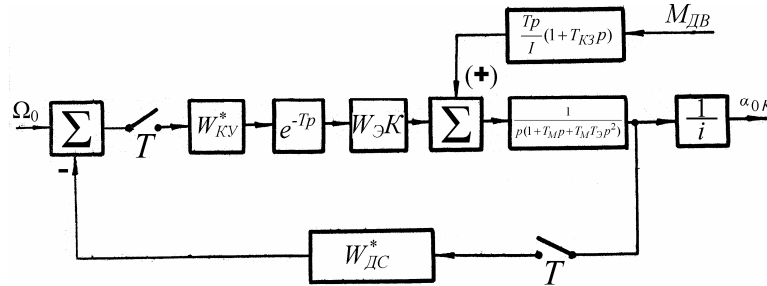


Рис. 1. Структурна схема СШШ з урахуванням керівного і збурювального моменту

Ω_0 – задана швидкість у вигляді коду; Ω_{0T} – швидкість руху навантаження, замірjana цифровим датчиком швидкості; $W_{KV}^*(z)$ – перехідна функція коректувального пристрою (бажана); $W_E(p) = \frac{1 - e^{-Tp}}{p}$ – перехідна функція перетворювача цифра – напруга (ПЦН); $W_{H,ч}(p) = \frac{K_{Д1}}{p(1 + T_M p + T_M T_{\Delta} p^2)}$ – перехідна функція виконавчого двигуна (ВД) й імпульсного підсилювача потужності по сигналу керування; $\frac{1}{i_j}$ – перехідна функція редуктора (інтерес має варіант зі змінною перехідною функцією $i_1 = i_{j=1} = 600, i_{j=2} = i_1 \cdot i_2 = 4000$); $W_{ДС}^*(z) = \frac{1}{T} \cdot \frac{Z-1}{Z}$ – імпульсна перехідна функція цифрового (імпульсного) датчика швидкості (обчислення похідної відбувається за алгоритмом першої різниці за час T); T – період дискретності обчислень і обміну між ЕЦВМ (прийнятий сталим); $K = K_{Д1} K_V K_E$ – коефіцієнт передачі прямого ланцюга; $K_{Д1} = \frac{1}{C_E} \left[\frac{рад}{сек} / c \right]$ – коефіцієнт посилення (ВД) по сигналу керування; K_V – коефіцієнт посилення підсилювача напруги і підсилювача потужності; K_E – коефіцієнт посилення ПЦН; T_{M2} – електромеханічна стала часу приводу; $T_E = \frac{L_{Я}}{R_E}$ – електромагнітна стала часу підсилювача потужності з урахуванням навантаження; $L_{Я}$ – сумарна індуктивність якірного ланцюга; R_E – еквівалентний опір якірного ланцюга; e^{-nTp} – перехідна функція ЕЦВМ; n – величина, яка визначає запізнювання в разі формування закону керування й обміну інформацією по каналу зв'язку; $M_{ДВ}$ – збурювальний момент, приведений до валу ВД.

До системи, яку синтезують, ставлять такі вимоги:

- 1) помилка, пропорційна до моменту, в сталому режимі повинна дорівнювати нулю в разі моменту типу східця;
 - 2) помилка, пропорційна до швидкості, повинна дорівнювати нулю в сталому режимі за швидкості типу східця;
 - 3) система СШШ повинна мати достатній запас стійкості за наявності квантування за часом з періодом дискретності T ;
 - 4) коректувальний пристрій повинен фізично реалізовуватись.
- Перехідна функція розімкненої СШШ за сигналом керування

$$W(p) = \frac{1 - e^{-Tp}}{p} \cdot e^{-Tp} = \frac{1}{p(1 + T_M p + T_M T_\Delta p^2)}, \quad (1)$$

що справджується за високої жорсткості механічної частини ОЕК (для оптичних приладів забезпечена конструкцією). Надалі прийнято, що $n = T$ – запізнювання, спричинюване ЕЦВМ (для найскладнішого випадку). Запишемо вираз (1) у вигляді

$$W(p) = \frac{W_0(p)}{p}, \quad (2)$$

$$\text{де } W_0(p) = \frac{1 - e^{-Tp}}{p} \cdot e^{-Tp} = \frac{1}{(1 + T_M p + T_M T_\Delta p^2)}. \quad (3)$$

Зведемо знаменник виразу (3) до вигляду

$T_M T_\Delta p^2 + T_M p + 1 = T_M T_\Delta (p - x_1)(p - x_2)$. Позначимо x_1 і x_2 – корені характеристичного рівняння; $x_1 = -a$, $x_2 = -b$. Перейдемо до z -перетворення виразу (1):

$$W(z) = \frac{z-1}{z} \cdot z^{-1} \left\{ \frac{1}{p^2(1 + T_M p + T_M T_\Delta p^2)} \right\}. \quad (4)$$

Розкладемо вираз у фігурних дужках на множники і перейдемо до їхнього z -перетворення

$$\begin{aligned} & \frac{1}{a^2 b^2} \cdot \left\{ \frac{a^2 b^2}{p^2(p+a)(p+b)} \right\} \cdot \frac{1}{T_M T_\Delta} = \\ & = \frac{1}{a^2 b^2 T_M T_\Delta} \cdot \left\{ \frac{abTz}{(z-1)^2} - \frac{(a+b)z}{z-1} - \frac{b^2 z}{(a-b)(z-e^{-aT})} + \frac{a^2 z}{(a-b)(z-e^{-bT})} \right\}, \end{aligned}$$

де p – оператор диференціювання.

Тоді перехідну функцію (4) запишемо у вигляді

$$W(z) = K \cdot K_0 \frac{P(z)}{(z-1)zQ_0(z)}, \quad (5)$$

де $K_0 = \frac{1}{a^2 b^2 (a-b) T_M T_3}$, $P(z) = z^2 p_2 + p_1 + p_0$, $Q_0(z) = q_2 z^2 + q_1 z + q_0$.

Вирази для коефіцієнтів розкладання поліномів p_2, p_1, p_0 і q_2, q_1, q_0 такі:

$$\begin{aligned} p_2 &= abT(a-b) + (a^2 - b^2)(d_1 + d_2 + 1) + b^2(z + d_2) - a^2(2 + d_1); \\ p_1 &= abT(a-b)(d_1 + d_2) - (a^2 - b^2)(d_1 d_2 + d_1 + d_2) - b^2(z + d_2) - \\ &\quad - a^2(2 + d_1); \\ p_0 &= abT(a-b)d_1 d_2 + (a^2 + b^2)d_1 d_2 + b^2 d_2 - a^2 d_1; \\ q_1 &= 1, \quad q_2 = -(d_1 + d_2), \quad q_0 = d_1 \cdot d_2; \\ d_1 &= e^{-aT}, \quad d_2 = e^{-bT}. \end{aligned} \quad (6)$$

Застосуємо z -перетворення для виразу (3). Відповідно до прийнятого вище розкладу на множники вираз (3) набуде вигляду

$$W_0(z) = K \frac{z-1}{z} \cdot z^{-1} \cdot z \left\{ \frac{ab}{p(p+a)(p+b)} \right\} = K \cdot K_{00} \cdot \frac{P_0(z)}{Q_0(z)}. \quad (7)$$

Вирази для складових такі:

$$K_{00} = \frac{1}{T_M T_3 ab(a-b)},$$

$P_0(z)$ і $Q_0(z)$ – деякі поліноми, що забезпечують умови стійкості, які можна розкласти в ступеневий ряд за степенем z :

$$\begin{aligned} P_0(z) &= p_{10}z + p_{00}; \\ Q_0(z) &= q_2 z^2 + q_1 z + q_0. \end{aligned}$$

Відповідно, вирази для p_{10} і p_{00} такі:

$$\begin{aligned} p_{10} &= -(a-b)(d_1 + d_2) - b(1 + d_2) + a(1 + d_1), \\ p_{00} &= (a-b)d_1 d_2 + b d_2 - a d_1. \end{aligned} \quad (8)$$

У разі вибору періоду дискретності T необхідно брати до уваги таке. По-перше, чим більше T , тим менше часу обчислювач завантажений обміном інформацією з СШШ. По-друге, потрібно вибирати достатньо малий період дискретності, щоб забезпечити вимоги, які ставлять до СШШ за частотою пропускання, точності і запасу стійкості.

Розглянемо вплив моментного збурення на точність СШШ згідно зі структурною схемою рис. 1. Перехідна функція цифрового датчика швидкості прийнята у вигляді

$$W_{дс}^*(z) = \frac{1}{T} \cdot \frac{z-1}{z}. \quad (9)$$

З урахуванням викладеного вище перетворимо схему СШШ (див. рис. 1) до вигляду, як на рис 2, де Ω_{OM} – збурення за швидкістю, зумовлене дією моменту навантаження, M_{BC} – момент збурення з боку навантаження.

Визначимо необхідний вигляд перехідної функції коректувального пристрою за умови, коли помилка, зумовлена моментом навантаження, в дискретні відрізки часу дорівнює нулю. Для заданого випадку прийемо $M_{DB} = \text{const}$.

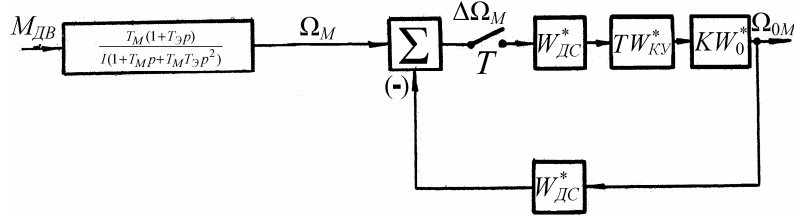


Рис. 2. Структурна схема СШШ щодо моментного збурення

Помилка швидкості для дискретних відрізків часу визначена виразом

$$\Delta\Omega_M(nT) = \Omega_M(nT) - \Omega_{OM}(nT) \quad (10)$$

Відповідне z -перетворення

$$\Delta\Omega_M(z) = \Omega_M(z) - \Omega_{OM}(z). \quad (11)$$

Зі схеми рис. 2 знаходимо, що

$$\Omega_{OM}(z) = \alpha_M(z) \cdot \frac{kTW_{OC}^*(z) \cdot W_{KV}^*(z) \cdot W_0^*(z)}{1 + kTW_{OC}^*(z) \cdot W_{KV}^*(z) \cdot W^*(z)}. \quad (12)$$

Відповідно,

$$\alpha_M(z) = z \left\{ M_{DB}(p) \frac{W_M(p)}{p} \right\}, \quad (13)$$

$$\text{і } \Omega_M(z) = z \{ M_{DB}(p) \cdot W_M(p) \}, \quad (14)$$

$$\text{де } W_M(p) = \frac{T_M(1+T_3p)}{I(1+T_Mp+T_M T_3 p^2)}, \quad M_{DB} = \frac{M_0}{P}, \quad M_0 = \text{const}.$$

Виконаємо необхідні операції відповідно до формул (13) і (14):

$$\alpha_M(z) = \frac{M_0 T_M}{I} \cdot \frac{[P(z) + T_3(z-1)P_0(z)]z}{(z-1)Q_0(z)}; \quad (15)$$

$$\Omega_M(z) = \frac{M_0 T_M}{I} \cdot \frac{[p_0(z) + 0,6386T(z-1)]z}{(z-1)Q_0(z)}. \quad (16)$$

Підставимо значення (12) у співвідношення (11):

$$\Delta\Omega_M(z) = \Omega_M(z) \left[1 - \frac{\alpha_M(z)}{\Omega_M(z)} \cdot \frac{kTW_{DC}^*(z) \cdot W_{KV}^*(z) \cdot W_0^*(z)}{1 + kTW_{DC}^*(z) \cdot W_{KV}^*(z) \cdot W^*(z)} \right]. \quad (17)$$

Унаслідок підстановки виразів (15) і (16) формула (17) набуде вигляду

$$\Delta\Omega_M(z) = \Omega_M(z) - \Omega_M(z) \left[\frac{P(z) + T_3(z-1)P_0(z)}{(z-1)[P_0(z) + 0,6386T_3(z-1)]} \cdot \frac{kTW_{DC}^*(z)W_{KV}^*(z)W_0^*(z)}{1 + kTW_{DC}^*(z)W_{KV}^*(z)W^*(z)} \right]. \quad (18)$$

Підставимо в останню формулу вирази (2), (7) і (9) і виконаємо відповідні перетворення:

$$\Delta\Omega_M(z) = \Omega_M(z) - \Omega_M(z) \left[\frac{P(z) + T_3(z-1)P_0(z)}{(z-1)[P_0(z) + 0,6386T_3(z-1)]} \cdot \frac{kzW_{KV}^*(z)P_0(z)}{z^2Q_0(z) + kW_{KV}^*(z)P(z)} \right]. \quad (19)$$

Значення моментної похибки в сталому режимі можемо знайти згідно з теоремою про кінцеве значення

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \Delta\Omega_M(nT) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} \Delta\Omega_M(z). \quad (20)$$

Заздалегідь, підставивши вираз (17) у формулу (19), знайдемо межу виразу (20)

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \Delta\Omega_M(nT) = \frac{M_0T_M}{I} \left\{ \left[1 - \frac{P(1)}{P_0(1)} \frac{kW_{KV}^*(1)P_0(1)}{Q_0(1) + kW_{KV}^*(1)P(1)} \right] \cdot \frac{P_0(1)}{Q_0(1)} \right\}, \quad (21)$$

де $P(1)$, $P_0(1)$, $Q_0(1)$, $W_{KV}^*(1)$, $P_0(1)$ – значення виразів $P(z)$, $P_0(z)$, $Q_0(z)$, $W_{KV}^*(z)$ і $P_0(z)$ при $z=1$.

З виразів (19) і (21) випливає, що при

$$W_{KV}^*(z) = \frac{W_\Phi^*(z)}{z-1}, \quad (22)$$

де $W_\Phi^*(z)$ не містить множників $(z-1)$, і величина стала моментної похибки дорівнює нулю. Для продовження синтезу системи перетворимо структурну схему з рис. 2 до вигляду, показаного на рис. 3.

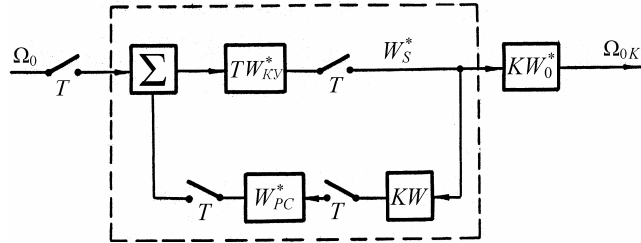


Рис. 3. Перетворена структурна схема СШШ

У цьому разі задача зводиться до відшукування перехідної функції деякого розімкненого коректувального пристрою $W_s^*(z)$ у вигляді множників двох функцій від z [2]:

$$W_s^*(z) = W_{s0}^*(z) \cdot W_{s1}^*(z), \quad (23)$$

причому $W_{s1}^* = W_{s2}^* \cdot \frac{1}{W_{s0}^*}$.

При $\Omega_0(nT) = 1(nT)$ відповідне z -перетворення сигналу СШШ виходу

$$\Omega_0(z) = \frac{z}{z-1} W_s^*(z) \cdot kW_0^*(z). \quad (24)$$

Згідно з теоремою про кінцеве значення

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \Omega_0(nT) = \lim_{z \rightarrow \infty} W_s^*(z) \cdot kW_0^*(z), \quad (25)$$

з урахуванням виразів (7) і (23) отримаємо

$$W_{s2}^*(1) = \frac{1}{k} \cdot \frac{Q_0(1)}{P_0(1)}. \quad (26)$$

де $P_0(1)$ і $Q_0(1)$ – деякі поліноми, причому степінь полінома $Q_0(1)$ повинен бути меншим або дорівнювати степеню полінома $P_0(1)$, що забезпечує умову фізичної реалізованості полінома $W_{s2}^*(1)$:

$$W_{s2}^*(z) = W_{s2}^*(1), \quad (27)$$

оскільки умова рівності нулю сталої помилки системи при сходінці на вході швидкості єдина, накладена на вигляд $W_{s2}^*(z)$. Вибіримо функцію $W_{s0}^*(z)$. Перехідна функція бажаної СШШ, як впливає з рис. 3,

$$\Phi_{ж}^*(z) = W_s^*(z) \cdot k \cdot W_0^*(z). \quad (28)$$

Система буде стійка за наявності квантування за часом з періодом дискретності T , якщо імпульсна перехідна функція $\Phi_{ж}^*(z)$ є поліномом від z і охоплює всі нулі $P_0(z)$. З урахуванням вимоги якнайменшого часу перехідного процесу перехідну функцію $W_{s0}^*(z)$ доцільно шукати у вигляді

$$W_{s0}^*(z) = \frac{Q_0(z)}{z^3} \cdot F_+(z). \quad (29)$$

У цьому разі відбувається компенсація полінома, що стоїть у знаменнику імпульсної перехідної функції $W_0^*(z)[Q_0(z)]$. Щоб у цьому випадку система була "грубою", необхідно, щоб поліном $Q_0(z)$ не містив коренів, більших від одиниці.

Тоді бажана перехідна функція СШШ буде мати такий вигляд:

$$\Phi_{ж}^*(z) = \frac{1}{F(1)P_0(1)} \cdot \frac{P_0(z)}{z^3} \cdot F_+(z). \quad (30)$$

де $F_+(z)$ визначено в разі факторизації полінома $F(z)$, і ця факторизація є раціональним дробом від z , знаменник якого не містить кореня за модулем, більшого від одиниці. Ця умова забезпечує "грубість", тобто амплітуда перехідного процесу не буде більшою від одиниці.

Бажаний вигляд полінома $F_+(z)$ визначимо, розглянувши перехідну характеристику заданої системи. Перетворення z -перехідної характеристики, як відомо,

$$h(z) = \frac{z}{z-1} \Phi_{ж}^*(z). \quad (31)$$

З використанням виразу (30) отримаємо

$$h(z) = \frac{1}{F(1)P_0(1)} \cdot \frac{P_0(z)}{(z-1)z^2} F_+(z). \quad (32)$$

У найпростішому випадку $F(z)=1$, у цьому разі $F_+(1) = 1$, тоді

$$h(z) = \frac{1}{P_0(1)} \cdot \frac{P_0(z)}{z^3(z-1)}, \quad (33)$$

або

$$h(z) = \frac{1}{P_0(1)} [P_{01}z^{-2} + P_0(1)z^{-3} + P_0(1)z^{-4} + \dots]. \quad (34)$$

Система матиме монотонний перехідний процес кінцевої тривалості; час перехідного процесу дорівнює трьом періодам дискретності T . Причому для всіх заданих значень періодів квантування характер перехідного процесу монотонний. Отже, запас стійкості СШШ при $F(z) = 1$ цілком достатній.

Оскільки $P_0(z)$ не може цілком компенсуватися (умова стійкості за наявності квантування за часом і виконання вимоги "грубості"), то тривалість перехідного процесу в такій системі не може бути меншою $3T$. Отже, за накладених вище обмежень імпульсна перехідна функція пристрою

$$W_s^*(z) = \frac{1}{kP_0(1)} \cdot \frac{Q_0(z)}{z^3}. \quad (35)$$

У цьому випадку

$$\Phi_{ж}^*(z) = \frac{1}{P_0(1)} \cdot \frac{P_0(z)}{z^3}. \quad (36)$$

Якщо відомо $W_s^*(z)$, то шукана перехідна функція коректувального пристрою $W_{KV}^*(z)$ визначена з схеми рис. 3:

$$W_{KV}^*(z) = \frac{1}{k} \cdot \frac{zQ_0(z)}{Tz^4P_0(1) - P(z)}. \quad (37)$$

Відповідно до формул (5) і (7),

$$\frac{P_1(1)}{P_0(1)} = T. \quad (38)$$

Неважко переконатися, що поліном від z , який стоїть у знаменнику $W_{KV}^*(z)$, при $z=1$

$$Tz^4P_0(1)|_{z=1} - P(z)|_{z=1} = 0. \quad (39)$$

Отже, цей поліном можна записати так:

$$Tz^4P_0(1) - P(z) = (z-1)H(z), \quad (40)$$

де $H(z)$ – деякий поліном від z , що не містить множника $(z-1)$. Знайдемо $H(z)$ з виразу (40), для чого поділимо поліном $[Tz^4P_0(1) - P(z)]$ на $(z-1)$:

$$H(z) = \frac{Tz^4P_0(1) - P(z)}{z-1}, \quad (41)$$

тобто

$$H(z) = TP_0(1)z^3 + TP_0(1)z^2 + [TP_0(1) - Pz]z + [TP_0(1) - P_2 - P_1]. \quad (42)$$

Отже, перехідна функція коректувального пристрою набуде такого вигляду:

$$W_{KV}^*(z) = \frac{1}{k} \cdot \frac{z}{z-1} \cdot \frac{Q_0(z)}{H(z)}. \quad (43)$$

Цей коректувальний пристрій можна реалізувати, оскільки степінь чисельника у виразі (43) не перевищує степеня знаменника і забезпечує виконання всіх вимог, які ставлять до динаміки замкнутого контуру СШШ.

Дослідимо реакцію системи на одиничну вхідну дію. Для цього перетворимо структурну схему, рис. 3 до вигляду, показаного на рис. 4.

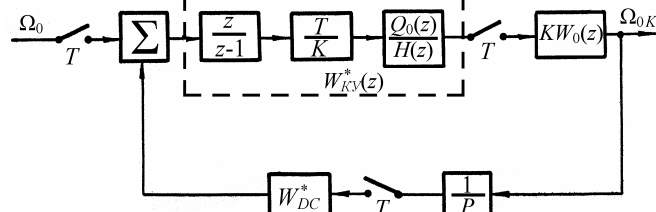


Рис. 4. Структурна схема СШШ щодо сигналу керування

Перехідна складова процесу

$$h(z) = \frac{z}{z-1} \Phi_{ж}^*(z). \tag{44}$$

Оскільки
$$\Phi_{ж}^*(z) = \frac{zTP_0(z)}{H(z)(z-1) + P(z)}, \tag{то}$$

$$h(nT) = \frac{1}{P_0(1)} \cdot \{P_{01} \cdot 1[(n-2)T] + P_{00} \cdot [(n-3)T]\},$$

$$h(0) = 0, \quad H[T] = 0,$$

де
$$h[2T] = \frac{1}{P_0(1)} \cdot P_{01} = \frac{P_{01}}{P_{01} + P_{00}}, \tag{45}$$

$$h[3T] = 1, \quad h[4T] = 1, \quad \dots$$

Перехідний процес для основного варіанта вибору ($T = 0,04$ с) показано на рис. 5. Значення координати виходу $h[2T]$ залежить від періоду дискретності T (рис. 6).

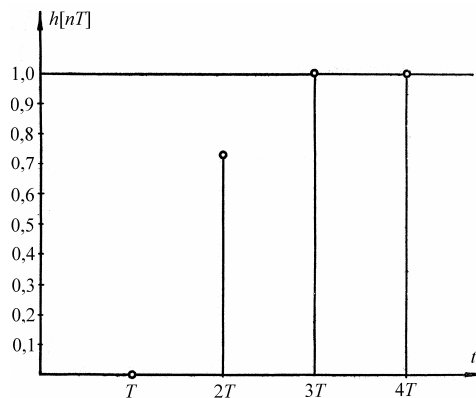


Рис. 5. Реакція СШШ на одиничну дію при $T=0,04$

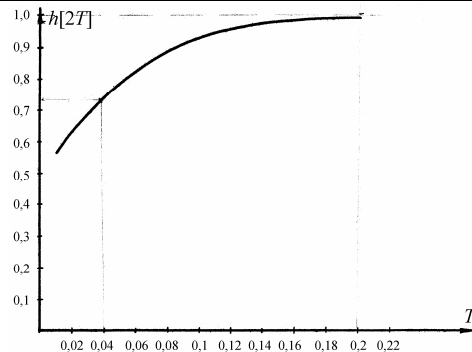


Рис. 6. Залежність $h[2T]$ від T при швидкості виду сходинки.

Отже, у разі проектування високоточної системи швидкість – швидкість коректувальні пристрої необхідно вибирати за умови виконання вимог до похибки, як за сигналом керівної дії, так і додатково дії збурювального моменту. Урахування запізнювання в ланцюгу сигналу похибки приводить до збільшення часу перехідного процесу на запізнювання. Зміна періоду дискретності впливає на коефіцієнти імпульсної незмінної частини системи, що, відповідно, потребує зміни коефіцієнтів цифрових коректувальних пристроїв. Коефіцієнти передавання компенсуючого сигналу зі швидкості залежать від періоду дискретності і зі збільшенням періоду дискретності зменшуються. З метою зменшити методичну похибку в разі формування компенсуючого сигналу за швидкістю необхідно сигнал похибки вводити через коректувальну ланку, а замість сигналу за швидкістю вводити сам сигнал керування.

1. *Бесекаерский В.А.* Динамический синтез систем автоматического управления. М.: Наука. 1970. 576 с.
2. *Волгин Л.Н.* Элементы теории управляющих машин. М.: Сов. радио, 1962. С. 35–47.
3. *Цыпкин Я.З.* Теория линейных импульсных систем. М., 1963. 968 с.

SYNTHESIS OF DIGITAL CORRECTING DEVICES OF SYSTEM IS "SPEED-SPEED" OF OPTICAL ELECTRONIC COMPLEXES

I. Zadorogny, G. Zadorogny, V. Zadorogny

*The East Europe university of economy and management
st. Shevchenko, 398, Cherkassy, Ukraine*

A method of synthesis of digital correcting devices of the management system is offered „speed-speed” optical electronic complex for providing maximal exactness and maximal period of discrete.

Key words: Synthesis, device, system, speed, complex, chart, error, correcting a link.

Стаття надійшла до редколегії 01.06.2004

Прийнята до друку 01.07.2004