

УДК. 621.078

ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ СИСТЕМИ ШВИДКІСТЬ– ШВИДКІСТЬ З ЦИФРОВИМ КОРЕКТУВАЛЬНИМ ПРИСТРОЄМ В ОПТИЧНИХ ЕЛЕКТРОННИХ КОМПЛЕКСАХ

І. Задорожний, В. Задорожний, Ю. Задорожний

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

Запропоновано методику підвищення точності системи керування швидкість–швидкість оптичного електронного комплексу завдяки вибору алгоритмів цифрових коректувальних пристроїв.

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

Системи керування в оптичних електронних комплексах (ОЕК) повинні забезпечувати пошук, локацію і визначення об'єктів пошуку з високою точністю (до 20 кут. с) та високою плавністю (похибка плавності не більше 20 кут. с/с).

У праці [3] розглянуто питання щодо забезпечення вимог “грубості” і фізичної реалізованості в разі синтезу коректувального пристрою цифрових систем швидкість–швидкість (СШШ), однак забезпечити потрібну плавність руху лінії візування ОЕК відомими методами неможливо. Для остаточного вибору коректувальних пристроїв необхідно враховувати особливості режимів роботи оптичного приладу та параметри елементів та пристроїв системи керування.

Розглянемо структурний синтез системи керування швидкість–швидкість, знайдемо структури і алгоритми цифрових коректувальних пристроїв із забезпеченням потрібної точності і плавності.

Для отримання помилки, що дорівнює нулю в разі дії, яка лінійно наростає, необхідно проектувати систему з астатизмом другого порядку. Оскільки введення другої інтегрувальної ланки в ланцюг помилки погіршує стійкість системи, а ми намагаємося підвищити порядок астатизму системи тільки щодо задавальної дії, то доцільно розв'язувати цю задачу введенням компенсуючого сигналу щодо задавальної дії Ω_0 . У цьому разі можна вводити сигнал Ω_0 через деякий коефіцієнт K_d у прямий ланцюг системи, як показано на рис. 1 [1]. Визначимо перехідну функцію замкнутої системи з компенсуювальним сигналом:

$$\Phi_H^*(z) = \frac{TP_0(z)[z + (z-1)K_d]}{(z-1)H(z) + P(z)}, \quad (1)$$

де $K_d = K_{d1}/T$.

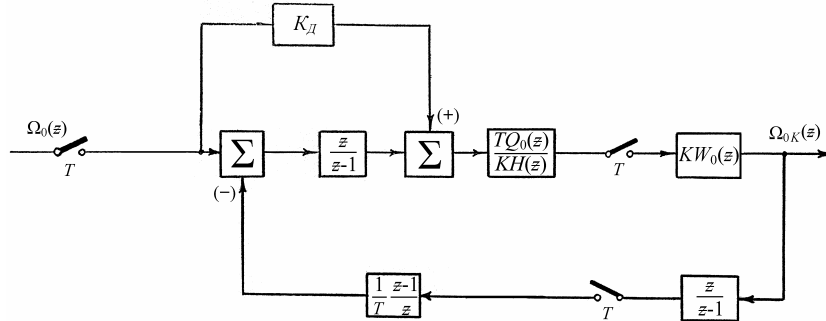


Рис. 1. Структурна схема СШП з уведенням компенсувального сигналу швидкості.

З урахуванням (1) [3] маємо

$$\Phi_H^*(z) = \frac{P_0(z) [z + (z-1)K_d]}{P_0(1)z^4}. \quad (2)$$

Перехідну складову перехідного процесу системи на сигнал, що лінійно наростає, визначимо як

$$h(z) = \frac{Tz}{(z-1)} \Phi_H^*(z). \quad (3)$$

Підставимо в (3) значення (2) [3], отримаємо

$$\begin{aligned} h(z) &= \frac{Tz}{(z-1)^2} \left[\frac{P_0(z)z}{P_0(1)z^4} + \frac{P_0(z)K_d(z-1)}{P_0(1)z^4} \right] = \\ &= \frac{T}{P_0(1)} \left\{ P_{01} \frac{1}{(z-1)^2} z^{-1} + P_{00} \frac{1}{(z-1)^2} z^{-2} + K_d \left[P_{01} \frac{1}{z-1} z^{-2} + P_{00} \frac{1}{z-1} z^{-3} \right] \right\}, \end{aligned} \quad (4)$$

або

$$\begin{aligned} h(nT) &= \frac{T}{P_0(1)} \{ P_{01} \cdot 1[(n-2)T] + P_{00} \cdot 1[(n-3)T] \} + \\ &+ \frac{T}{P_0(1)} \{ K_d [P_{01} \cdot 1[(n-3)T] + P_{00} \cdot 1[(n-4)T]] \}. \end{aligned} \quad (5)$$

При $n=0, 1, 2, \dots, 5$, маємо

$$h[0] = 0; \quad h[T] = 0; \quad h[2T] = 0; \quad h[3T] = \frac{2P_{01} + P_{00} + K_d(P_{01} + P_{00})}{P_{01} + P_{00}} \cdot T;$$

$$h[4T] = \frac{2P_{01} + P_{00} + K_d(P_{01} + P_{00})}{P_{01} + P_{00}} \cdot T; \quad h[5T] = \frac{3P_{01} + P_{00} + K_d(P_{01} + P_{00})}{P_{01} + P_{00}} \cdot T. \quad (6)$$

На підставі виразу (5) для $T = 0,04$ побудовано функцію $h[nT]$ (рис. 2).

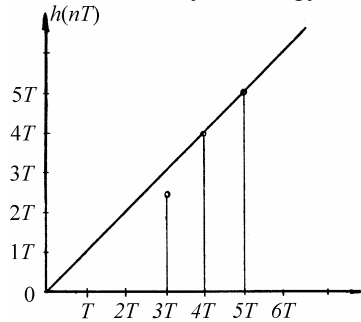


Рис. 2. Реакція системи СШШ на дію, що лінійно зростає.

Оскільки похибка залежить від вибору коефіцієнта K_d , то виберемо значення K_d з умови, що коефіцієнт похибки, яка пропорційна швидкості, дорівнює нулю. Перехідна функція для визначення похибки

$$\Phi_{\Delta}^*(z) = 1 - \Phi_H^* = \frac{P_0(1)z^4 - P_0[z + K_d(z-1)]}{P_0(1)z^4}. \quad (7)$$

Позначимо

$$P_0(1)z^4 - P_0[z + K_d(z-1)] = \Phi_{\Delta 1}^*(z); \quad n = P_0(1)z^4 = \Phi_{\Delta 2}^* \quad (8)$$

та знайдемо коефіцієнти похибки системи СШШ:

$$\mu_0 = 0; \quad \mu_1 = T \left. \frac{\frac{d\Phi_{\Delta 1}^*(z)}{dz}}{\Phi_{\Delta 2}^*(z)} \right|_{z=1}, \quad (9)$$

$$\text{де } \frac{d\Phi_{\Delta 1}^*(z)}{dz} = 4P_0(1)z^3 - \frac{dP_0(z)}{dz} [z + K_d(z-1)] - P_0(z)(1 + K_d).$$

Оскільки $P_0(z) = P_{01}z + P_{00}$, $P_0^{(1)}(z) = P_{01}$, то

$$\left. \frac{d\Phi_{\Delta 1}^*(z)}{dz} \right|_{z=1} = 4P_0(1) - \left. \frac{dP_0(z)}{dz} \right|_{z=1} - P_0(1)|_{z=1} (1 + K_d). \quad (10)$$

З виразів (4) і (10)

$$K_d = \frac{P_{01} + 3P_{00}}{P_0(1)}. \quad (11)$$

Як бачимо, за знайденого коефіцієнта передавання компенсувального сигналу забезпечено перший порядок астатизму системи СШШ до задавальної функції.

З (4) і (11) видно, що значення K_D є функцією коефіцієнтів незмінної частини системи і періоду дискретності T , який впливає на значення коефіцієнтів P_{01} , P_{00} і P_0 (1). Залежність коефіцієнта K_D для різних значень T побудовано на рис. 3.

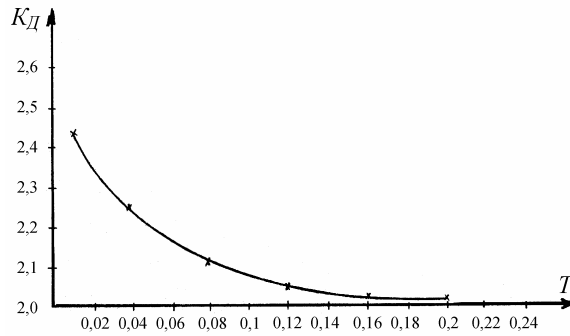


Рис. 3. Залежність K_D від періоду дискретності T .

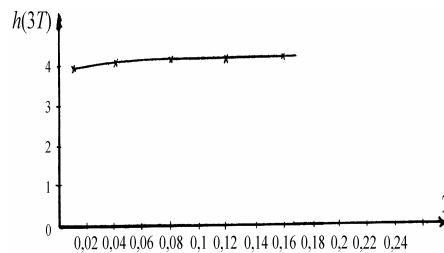


Рис. 4. Залежність $h(3T)$ від T у разі дії, що лінійно зростає.

Якщо відоме K_D , то можна побудувати перехідний процес для вхідного сигналу, що лінійно наростає згідно з виразом (4). Для цього підставимо значення K_D з виразу (5) у вираз перехідної складової (1). Зміна амплітуди $h[3T]$ залежно від зміни періоду дискретності побудована на рис. 4.

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

1. *Бесекерский 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. *Задорожний І.С., Задорожний В.І., Задорожний Ю.І.* Синтез цифрових коректувальних пристроїв систем швидкість–швидкість оптичних електронних комплексів // Теор. електротехніка. 2004. Вип. 57. С. 88–96.

**RISE OF SPEED–SPEED SYSTEM EXACTNESS WITH DIGITAL
CORRECTING DEVICE IN OPTICAL ELECTRONIC COMPLEXES**

I. Zadorogny, G. Zadorogny, V. Zadorogny

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

A method of rise of control system exactness is offered „speed-speed” optical electronic complex due to the choice of algorithms of digital correcting devices.

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

Стаття надійшла до редколегії 20.06.2005

Прийнята до друку 01.09.2005