

4. Ларин, В.Ю. Новые методики исследований и разработки приборов и систем. [Текст] / В.Ю. Ларин. – Донецк: ВБР, 2009. – 316 с.
5. Wooldridge, Michael J., An introduction to multiagent systems / Michael Wooldridge, John Wiley & sons, 1966.
6. Kosko, B. Fuzzy Engineering, Prentice-Hall, New-Jersey, 1997.
7. Hagiwara, M. Extended fuzzy cognitive maps, Proc. Of the IEEE Intern. Conference on fuzzy systems, March 8-12, 1992, San-Diego. – P. 795–801.
8. Онтології та тезауруси: моделі, інструменти, приложення: учебне посібник / Б.В. Добров, В.В. Иванов, Н.В. Лукашевич, В.Д. Соловьев. – М.: Інтернет-Університет Інформаційних Технологій; БІНОМ. Лабораторія знань, 2009. – 173 с.
9. Астафьев, Ю.П. Зеленский А.С. Горлов Н.И. Компьютеры и системы управления в горном деле и за рубежом [Текст] / Ю.П. Астафьев, А.С. Зеленский, Н.И. Горлов и др. – М., 1989. – 264с.
10. Шесле, К. Применение новой техники и электронное управление в горной промышленности [Текст] / К. Шесле, Глюкауф. – 1984. – №5, – с. 2–8.

*За бажаним характеристичним рівнянням, використовуючи формулу Аккермана, синтезовано систему модального астатичного дискретного керування об'єктами з запізнюванням, орієнтовану на використання сучасних мікроконтролерів. Базуючись на принципі дуалізму, побудовано астатичний спостерігач змінних стану. Дослідження запропонованої системи проведено при збудованих шумових діях в каналі вимірювання і навантаження, а також при відхиленнях параметрів об'єкта керування*

*Ключові слова: модальне керування, запізнювання, модель об'єкта, астатичний регулятор, спостерігач стану*

*По желаемому характеристическому уравнению, используя формулу Аккермана, синтезирована система модального астатического дискретного управления объектами с запаздыванием, ориентированная на использование современных микроконтроллеров. Базируясь на принципе дуализма, построен астатический наблюдатель переменных состояния. Исследования предложенной системы проведена при возмущающих шумовых воздействиях в канале измерения и нагрузки, а также при отклонениях параметров объекта управления*

*Ключевые слова: модальное управление, запаздывание, модель объекта, астатический регулятор, наблюдатель состояния*

УДК 681.51

## МОДАЛЬНЕ АСТАТИЧНЕ КЕРУВАННЯ ОБ'ЄКТАМИ З ЗАПІЗНЮВАННЯМ НА ОСНОВІ СПОСТЕРІГАЧА СТАНУ

М. П. Лисиця

Кандидат технічних наук, доцент\*

E-mail: lisitsa\_mpo@mail.ru

П. М. Лисиця

Кандидат технічних наук, старший викладач\*

E-mail: lisitsa\_mpo@mail.ru

\*Кафедра автоматики та електропривода\*\*

О. В. Лисиця

Провідний інженер-електронік

Центр інформаційних технологій\*\*

E-mail: lisitsaOV@mail.ru

\*\*Полтавський національний технічний університет

ім. Юрія Кондратюка

пр. Першотравневий, 24, м. Полтава, Україна, 36011

### 1. Вступ

У багатьох технологічних процесах, таких як холодний прокат металу, процес горіння у топці мазутної печі [1], регулювання рідини у баках, перекачування газу у трубопроводах і об'ємних резервуарах, керування процесом формування скляних виробів [2] виникає запізнювання, яке можна поділити на дві основні групи. Перша група – транспортне запізнювання, пов'язане із кінцевою швидкістю роз-

повсюдження сигналів і енергії в об'єктах. Друга група – динамічне запізнювання, пов'язане з значною кількістю достатньо малих постійних часу об'єкта, яке визначається їх сумарним значенням. Наявність запізнювання у об'єктах керування погіршує динаміку роботи систем із зворотними зв'язками, а іноді приводить до непрацездатності систем. Актуальним напрямком розвитку таких систем є метод модального керування на основі спостерігача стану повного порядку.

## 2. Аналіз останніх досліджень і публікацій, у яких започатковано розв'язання проблеми

Серед існуючих методів керування об'єктами з запізнюванням слід виділити метод компенсації Р. Бесса для оптимальних систем [1], який полягає у використанні функцій аргументу з упередженням на  $\tau$  для збігу роботи керуючої системи з запізнюванням і без нього. Основним недоліком цього методу є те, що отримана оптимальна поверхня перемикання в компенсованих системах поблизу початку координат фазового простору є неоднозначною.

Деякі підходи для позбавлення цього недоліку використовують спеціальні методи, однак на практиці обмежуються використанням наближених (квазіоптимальних) алгоритмів керування, в основу яких покладено лінійну апроксимацію поверхні перемикання у проблемній точці простору. При цьому повністю компенсувати вплив запізнювання на динаміку системи не вдається, хоч амплітуда виникаючих автоколивань значно зменшується у порівнянні з некомпенсованою системою.

Інший метод синтезу оптимальних за швидкодією систем керування об'єктами з запізнюванням базується на використанні у законі керування прогнозування координат регульованої величини та її похідних. Недоліком цього методу є необхідність моделювання запізнювання та проведення операцій диференціювання, а також наявність великої кількості налагоджувальних елементів.

Недолік відомого методу з упереджувачем Сміта [3] полягає в тому, що в цьому методі не враховується початкова функція ланки запізнювання та необхідно достатньо точно моделювання такого запізнювання в регуляторі.

Врахувавши недоліки існуючих методів, у роботі [4] запропоновано використовувати метод модального керування формування упереджувачого вектора стану на основі спостерігача повного порядку та моделі об'єкта керування.

Досить висока ефективність такого підходу підтверджена широким колом об'єктів, але при використанні об'єктів із запізнюванням з підсиленням вище 350, при наявності у чисельнику передавальної функції об'єкта ненульових коефіцієнтів, виникають нестійкі режими роботи системи.

## 3. Виділення не розв'язаних раніше частин загальної проблеми

У системі модального керування з упереджувачим вектором стану на основі спостерігача повного порядку [4] отримано рекурентні формули обчислення коефіцієнтів спостерігача  $L_j$  для довільного кратного відношення запізнювання до періоду дискретизації:

$$L_1 = a_1 + 1 + c_1 b_n,$$

$$L_2 = (a_1 + 1)L_1 + (a_2 - a_1) + c_2 b_n^2,$$

$$L_3 = (a_1 + 1)L_2 + (a_2 - a_1)L_1 - a_2 + c_3 b_n^3,$$

$$L_j = (a_1 + 1)L_{j-1} + (a_2 - a_1)L_{j-2} - a_2 L_{j-3} + c_j b_n^j,$$

для  $j = 4, \dots, M+1$ ,

$$L_{M+2} = L_{M+1} + (a_2 - a_1)L_M - a_2 L_{M-1} + c_{M+2} b_n^{M+2},$$

$$L_q = L_{M+2} - a_2 L_M + (-1)^{M+3} b_n^{M+3},$$

де  $c_j = (-1)^j \times S_{M+3}^j$ ;  $S_{M+3}^j$  – число сполучень із  $M+3$  по  $j$  ( $j=4..M+1$ );

$b_n$  – корені бажаного характеристичного рівняння спостерігача стану.

Для об'єкта другого порядку із запізнюванням  $M = 2$  маємо:

$$L_1 = a_1 + 1 - 5b_n,$$

$$L_2 = (a_1 + 1)L_1 + a_2 - a_1 + 10b_n^2,$$

$$L_3 = (a_1 + 1)L_2 + (a_2 - a_1)L_1 - a_2 - 10b_n^3,$$

$$L_4 = L_3 + (a_2 - a_1)L_2 - a_2 L_1 + 5b_n^4,$$

$$L_q = L_4 - a_2 L_2 - b_n^5.$$

Отримані коефіцієнти астатичного спостерігача  $L_4$  і  $L_q$  не мають у своєму складі коефіцієнтів чисельника передавальної функції об'єкта, а тому не можуть забезпечити ефективну роботу системи зі значним колом об'єктів, що доводиться у цій статті та пропонується інший варіант рішення.

## 4. Мета роботи

Метою роботи є синтез та дослідження системи модального астатичного дискретного керування об'єктом із запізнюванням на основі астатичного спостерігача стану координат об'єкта, які забезпечують ефективну роботу системи.

## 5. Виклад основного матеріалу дослідження. Побудова математичної моделі об'єкта керування

Ідентичність сигналів на виході для об'єкта з елементами затримки на вході і об'єкта з елементами затримки на виході при однакових вхідних сигналах дозволяє виконувати синтез системи на основі модального керування зі спостерігачем стану, розташовуючи елементи затримки на виході моделі об'єкта. Для цього всю модель об'єкта раціонально розбити на дві незалежні частини – активну та пасивну. Активна частина включає коефіцієнти знаменника та чисельника передавальної функції об'єкта –  $a_i$  і  $b_i$ , а пасивна – лише елементи затримки з коефіцієнтами  $a_j = 0$  і  $b_j = 0$  за виключенням одного коефіцієнта  $b_d = 1$  та одного  $a_d = 1$ .

Для побудови дискретної моделі об'єкта 4-го порядку взято об'єкт із активною частиною другого порядку ( $n = 2$ ), з відносним порядком один, і пасивною частиною з двома елементами затримки ( $d = 2$ ). На рис. 1 подано структуру дискретної моделі цього об'єкта в просторі станів у канонічній формі спостережуваності [5, 6].

Рівняння стану, записані у векторно-матричній формі, для активної частини об'єкта мають вигляд:

$$x(k+1) = A_a \cdot x(k) + B_a \cdot u(k), \quad (1)$$

$$y(k) = C_a^T \cdot x(k) + D_a \cdot u(k), \quad (2)$$

де  $A_a = \begin{bmatrix} -a_1 & 1 \\ -a_2 & 0 \end{bmatrix}$  – матриця коефіцієнтів об'єкта, розмірність  $n \times n$ ;

$B_a = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}$  – матриця коефіцієнтів керуючих впливів, розмірність  $n \times 1$ ;

$C_a^T = [1 \ 0]$  – матриця коефіцієнтів виходу, розмірність  $1 \times n$ ;

$D_a = [0]$  – матриця коефіцієнтів обходу, розмірність  $1 \times 1$ ;

$x(k) = \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix}$  – вектор стану об'єкта в момент  $k$ , розмірність  $1 \times n$ ;

$u_k$  – вектор вхідної змінної в момент  $k$ , розмірність  $1 \times 1$ .

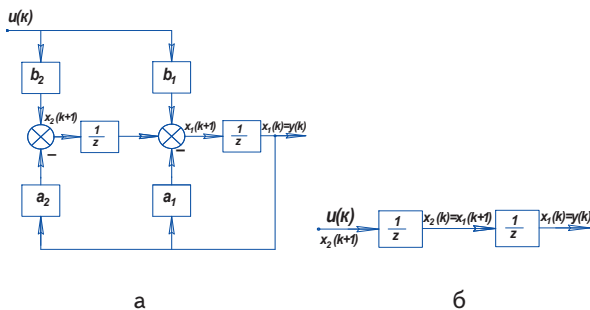


Рис. 1. Структурні схеми: а - активна частина об'єкта керування; б - пасивна частина об'єкта керування

Пасивна частина, записана незалежними рівняннями подібними (1), (2), описується матрицями стану  $A_d, B_d, C_d, A_d$ :

$$A_d = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, d \times d; B_d = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, d \times 1; C_d^T = [1 \ 0], 1 \times d; D_d = [0], 1 \times 1. \tag{4}$$

Для побудови результуючої матриці об'єкта слід ввести матрицю з'єднання. Вона поєднує вихід активної частини об'єкта через її матрицю виходу  $C_a^T$  зі входом пасивної його частини через матрицю керуючих впливів  $B_d$ .

Оскільки в результуючому об'єкті координати мають нумеруватись аналогічно як в активній частині – з виходу до входу, а сама активна частина розташовується на вході, то координатам  $x_1, x_2$  активної частини мають відповідати координати  $x_3, x_4$  результуючої матриці об'єкта. Тоді матриця  $A_c$  записується наступним чином:

$$A_c = [B_d \times C_a^T], \text{ розмірність } d \times n.$$

Результуючі матриці стану об'єкта  $A, B, C^T, D$ :

$$A = \begin{bmatrix} A_d & A_c \\ 0_{n \times d} & A_a \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0_{d \times 1} \\ B_a \end{bmatrix}, C^T = [C_a^T \ 0_{1 \times d}], D = [0]. \tag{5}$$

Таким чином, для вектора стану  $x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T$  після підстановки отримано:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -a_1 & 1 \\ 0 & 0 & -a_2 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}, C^T = [1 \ 0 \ 0 \ 0], D = [0]. \tag{6}$$

Для дослідження використано об'єкт дистанційного керування низьким надлишковим тиском азоту у порожнині кварцового блока з параметрами:  $a_1 = -1,923, a_2 = 0,93, b_1 = 0,64, b_2 = 1,5733$ , затримка – два такти дискретизації, період дискретизації  $T = 0,1$  с.

Синтез контуру астатичного керування об'єктом. Задачу синтезу системи при астатичному керуванні об'єктом можна подати рівняннями:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} x(k+1) = \lim_{k \rightarrow \infty} x(k), \tag{7}$$

$$\lim_{k \rightarrow \infty} y(k) = 0. \tag{8}$$

Умова (7) еквівалентна вимогам асимптотичної стійкості, а умова (8) передбачає стабілізацію вихідної змінної.

Для цього утворено вектор приросту стану і сигналу керування

$$p(k) = \begin{bmatrix} x(k+1) - x(k) \\ y(k) \end{bmatrix}, \tag{9}$$

$$v(k) = u(k+1) - u(k).$$

У відповідності з (9)

$$p(k+1) = \begin{bmatrix} x(k+2) - x(k+1) \\ y(k+1) \end{bmatrix}.$$

Із векторно-матричних рівнянь результуючого об'єкта отримано:

$$x(k+2) = A \cdot x(k+1) + B \cdot u(k+1),$$

$$y(k+1) = C \cdot x(k+1) + D \cdot u(k+1).$$

Утворимо вектор різниці  $p(k+1) - p(k)$ :

$$p(k+1) - p(k) = \begin{bmatrix} A[x(k+1) - x(k)] + B[u(k+1) - u(k)] - [x(k+1) - x(k)] \\ C[x(k+1) - x(k)] + D[u(k+1) - u(k)] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - I_4 & 0 \\ C^T & D \end{bmatrix} \cdot p(k) + \begin{bmatrix} B \\ D \end{bmatrix} \cdot v(k), \tag{10}$$

де  $I_4$  – одинична матриця розмірністю  $4 \times 4$ .

Перетворюючи попереднє рівняння, запишемо його в вигляді:

$$p(k+1) = \hat{A} \cdot p(k) + \hat{B} \cdot v(k), \tag{11}$$

$$\text{де } \hat{A} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ C^T & I \end{bmatrix}, \hat{B} = \begin{bmatrix} B \\ D \end{bmatrix}. \tag{12}$$

Із отриманого рівняння випливає, що задача синтезу еквівалентна переведенню системи (11) з початкового стану  $p(0)$  в стан  $p(k) \rightarrow 0$  при  $k \rightarrow \infty$ .

Для керування об'єктом (11) вектор керування  $v(k)$ , за умови керованості [7, 8], утворюється за допомогою зворотного зв'язку за станом координат  $p(k)$ :

$$v(k) = -K \cdot p(k), \quad (13)$$

де  $K = [K_s \quad K_1]$  – матриця зворотного зв'язку, елементи якої являють собою постійні коефіцієнти.

Враховуючи (9), рівняння (13) можна записати:

$$u(k+1) - u(k) = -K_s \cdot [x(k+1) - x(k)] - K_1 \cdot y(k). \quad (14)$$

Подавши це рівняння у  $z$ -площині, після перетворення отримано:

$$u(z) = -K_s \cdot x(z) - \frac{1}{z-1} K_1 \cdot y(z). \quad (15)$$

Останнє рівняння являє собою комбінацію зворотного зв'язку через постійні коефіцієнти за вектором стану та динамічного зворотного зв'язку за виходом.

Передавальну функцію  $\frac{1}{z-1}$  можна вважати цифровою апроксимацією операції інтегрування.

Бажана траєкторія руху системи, замкнутої через астатичний регулятор  $K$ , як і через статичний [9, 10], задається рівнянням:

$$\det[z \cdot I - \hat{A} + \hat{B} \cdot K] = \alpha_B(z), \quad (16)$$

де  $\alpha_B(z)$  – бажане характеристичне рівняння.

Матриця коефіцієнтів зворотного зв'язку  $K$  при повному астатичному керуванні об'єктом 4-го порядку при виконанні умови керованості знаходиться за формулою Аккермана [2, 6]:

$$K = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \times \left[ \hat{B} \quad \hat{A} \cdot \hat{B} \quad \hat{A}^2 \cdot \hat{B} \quad \hat{A}^3 \cdot \hat{B} \quad \hat{A}^4 \cdot \hat{B} \right]^{-1} \cdot \alpha_B(\hat{A}), \quad (17)$$

де  $\alpha_B(\hat{A})$  – матричний поліном, утворений шляхом використання коефіцієнтів бажаного характеристичного рівняння  $\alpha_B(z)$ .

Бажане характеристичне рівняння, задане власними кратними числами на дійсній додатній осі в межах від 0 до 1 при  $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = \lambda_4 = \lambda_5 = 0,7$ :

$$\alpha_B(z) = (z - \lambda_1)(z - \lambda_2)(z - \lambda_3)(z - \lambda_4)(z - \lambda_5) = (z - \lambda_1)^5. \quad (18)$$

В результаті розрахунків отримано  $K$ , у складі якого

$$K_s = [0,1079 \quad -0,6986 \quad 0,1934 \quad -0,4454], \quad K_1 = 0,0011.$$

Повне астатичне керування об'єктом збільшує порядок на один. При цьому зростає час навіть бажаного виходу на усталений режим. Рациональним керуванням у такому випадку є керування не за всіма координатами об'єкта, а лише за координатами активної його частини. Тому за попередньою методикою проведено синтез астатичного регулятора, керуючого лише двома координатами  $x_3$  та  $x_4$ .

Матриця коефіцієнтів зворотного зв'язку  $K$  при неповному астатичному керуванні об'єктом за умови керованості знаходиться за формулою Аккермана:

$$K = [0 \quad 0 \quad 1] \cdot \left[ \hat{B} \quad \hat{A} \cdot \hat{B} \quad \hat{A}^2 \cdot \hat{B} \right]^{-1} \cdot \alpha_B(\hat{A}), \quad (19)$$

де  $\alpha_B(\hat{A})$  – матричний поліном, утворений шляхом використання коефіцієнтів бажаного характеристичного рівняння третього порядку  $\alpha_B(z)$ ;

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} A_a & 0 \\ C_a^T & I \end{bmatrix}; \quad \hat{B} = \begin{bmatrix} B_a \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Бажане характеристичне рівняння, задане власними кратними числами на дійсній додатній осі в межах від 0 до 1 при  $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = 0,7$ :

$$\alpha_B(z) = (z - \lambda_1)(z - \lambda_2)(z - \lambda_3) = (z - \lambda_3)^3.$$

В результаті розрахунків отримано  $K$ , у складі якого

$$K_s = [0,4354 \quad 0,346], \quad K_1 = 0,0122.$$

Синтез астатичного спостерігача стану. Оскільки всі змінні стану об'єкта не можуть бути безпосередньо вимірні, то їх необхідно визначити на основі вимірних величин  $u(k)$  і  $y(k)$ . Для визначення оцінки змінних стану  $\hat{x}(k)$  використано астатичний спостерігач стану повного порядку [5]. Використовуючи принцип дуальності між повною керованістю і спостережуваністю [7, 8] знайдено матрицю підсилення  $L$  спостерігача стану за умови забезпечення швидкодії процесу встановлення оцінюваних координат стану  $\hat{x}(k)$  за формулою Аккермана:

$$L = \alpha_C(\bar{A}) \cdot \begin{bmatrix} \bar{C} \\ \bar{C} \cdot \bar{A} \\ \bar{C} \cdot \bar{A}^2 \\ \bar{C} \cdot \bar{A}^3 \\ \bar{C} \cdot \bar{A}^4 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (21)$$

де  $\alpha_C(\bar{A})$  – матричний поліном, утворений шляхом використання коефіцієнтів бажаного характеристичного рівняння  $\alpha_C(z)$ ;

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A & B \\ 0_{l \times d} & I \end{bmatrix}; \quad \bar{C} = [C^T \quad 0_{l \times d}]. \quad (22)$$

Важливо підкреслити, що до складу розширеної матриці  $\bar{A}$  астатичного спостерігача входить не тільки матриця  $A$  об'єкта, а і його матриця  $B$ .

Бажане характеристичне рівняння спостерігача, задане власними кратними числами на дійсній додатній осі в межах від 0 до 1 при  $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = \lambda_4 = \lambda_5 = 0,4$ :

$$\alpha_C(z) = (z - \lambda_1)(z - \lambda_2)(z - \lambda_3)(z - \lambda_4)(z - \lambda_5) = (z - \lambda_5)^5. \quad (23)$$

В результаті розрахунків отримано  $L$ , у складі якого

$$L_s = [0,923 \quad 1,445 \quad 1,8802 \quad -1,2783], \quad L_1 = 0,0351.$$

При синтезі системи за [4] коефіцієнти  $a_1, a_2$  мають братися зі зворотними знаками, тому що в структурі об'єкта [4] використовуються суматори об'єкта тільки з додатними входами.

**6. Дослідження роботи системи керування**

Синтезована структурна схема системи модального дискретного керування об'єктом із запізнюванням на основі астатичного спостерігача стану для астатичного керування за двома координатами наведена на рис. 2.

При дослідженні системи збурюючий вплив навантаження задано стопроцентним значенням зміни вихідного сигналу об'єкта при розімкненому основному контурі керування і зведено до входу об'єкта.

На рис. 3 – 6 наведено порівняльні діаграми вихідного сигналу для тестового об'єкта синтезованої системи керування:  $Y$  – за двома координатами;  $Y_4$  – за чотирма координатами;  $Y_n$  – існуючої системи, синтезованої за [4];  $Y_e$  – бажаної, взятої за еталонну, заданої для характеристичного рівняння 3-го порядку.

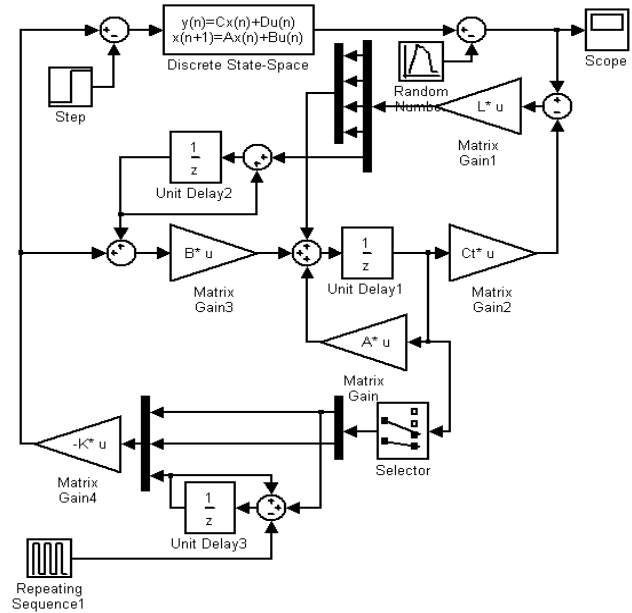
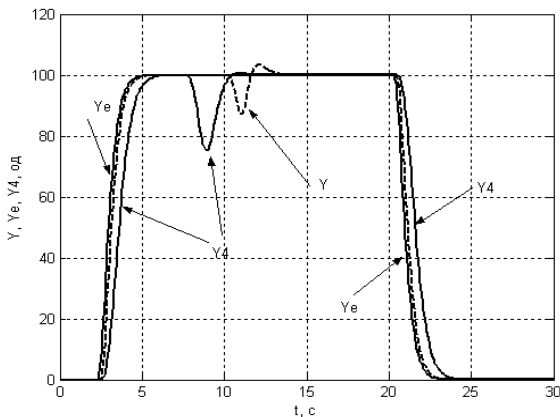
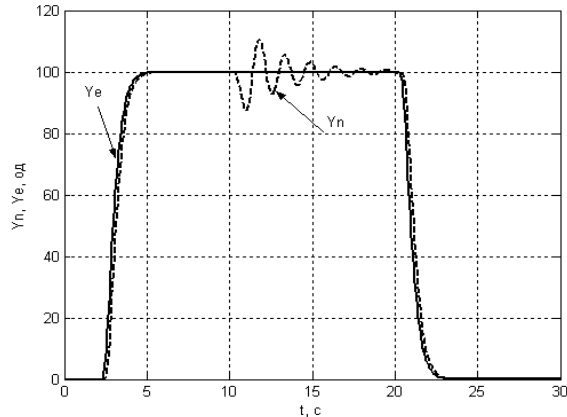


Рис. 2. Структурна схема системи астатичного дискретного керування об'єктом із запізнюванням на основі астатичного спостерігача стану

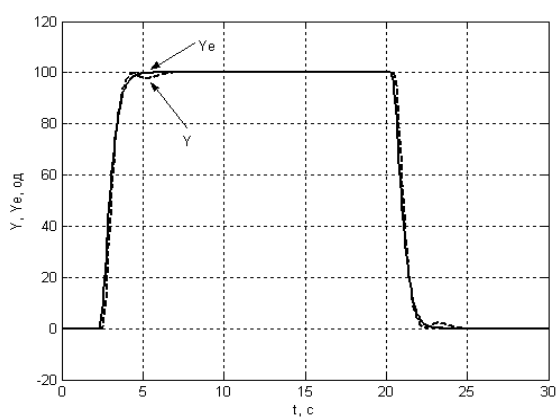


а

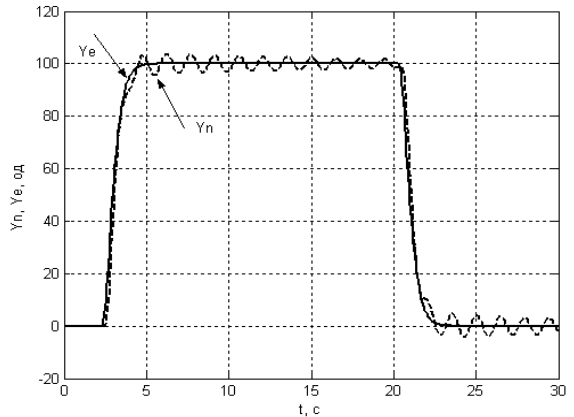


б

Рис. 3. Залежність вихідних сигналів тестового об'єкта від часу при збуреннях: а -  $Y$  – при керуванні за двома координатами,  $Y_4$  – при керуванні за чотирма координатами,  $Y_e$  – бажаної; б -  $Y_n$  – системи, синтезованої за [4]



а



б

Рис. 4. Залежність вихідних сигналів тестового об'єкта від часу при наближених параметрах об'єкта: а -  $Y$  – при керуванні за двома координатами,  $Y_e$  – бажаної; б -  $Y_n$  – системи, синтезованої за [4]

Оцінка впливу збурення білого шуму у каналі вимірювання зі значенням  $3\sigma = 3\%$  від максимального значення вихідного сигналу наведена на діаграмах рис. 6.

Реакція системи, синтезованої при астатичному керуванні за чотирма координатами  $x_1, x_2, x_3, x_4$  (рис. 3, а,  $Y_4$ ), на збурення в 7,5 с має найбільший викид, але й найшвидше загасання коливань. Реакція системи при астатичному керуванні координатами  $x_3, x_4$  при збурюючій дії (у момент 10 с, рис. 3, а,  $Y$ ) має найменше значення викиду із затуханням за один період коливань. При тих же бажаних характеристиках системи, синтезованої за [4] рис. 6, коливання тривають не менше чотирьох періодів. При відхиленні параметрів об'єкта, або при наближених їх значеннях із похибкою параметрів  $a_1$  і  $a_2 - 1\%$ ,  $b_1$  і  $b_2 - 10\%$  наведені діаграми (рис. 4, а, рис. 4, б, рис. 5, б) показують суттєво кращі показники вихідного сигналу  $Y$  по відношенню до сигналів  $Y_n, Y_4$ .

Наявність цифрового інтегратора в схемі спостерігача стану дозволила отримати на виході оцінку збурення і забезпечила відпрацювання завдання з нульовою статичною похибкою при наближених параметрах моделі об'єкта.

У системі, що керується за чотирма координатами сигнал  $Y_4$  має найбільше перерегулювання та запізнювання.

Останнє пов'язане з тим, що його бажана характеристика має 5-ий порядок. На діаграмі рис. 4, б вихідний сигнал  $Y_n$  має коливання на протязі всього проміжку ввімкненого стану системи. Це доводить меншу грубість системи.

Слід відзначити, що відхилення коефіцієнтів об'єкта  $a_1, a_2$  на 2% відносно вказаних значень призводить до збудження прототипу системи і втраті працездатності, а синтезована в цій роботі система нормально функціонує з затухаючими коливаннями.

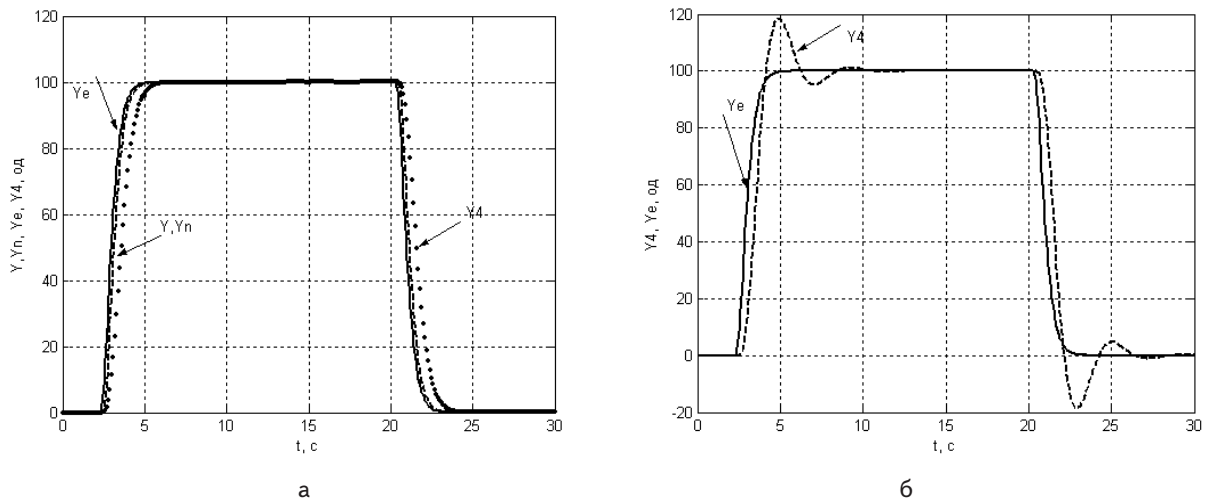


Рис. 5. Залежність вихідних сигналів тестового об'єкта від часу: а -  $Y$  – при керуванні без збурень за двома координатами,  $Y_e$  – бажаної,  $Y_4$  – при керуванні за чотирма координатами,  $Y_n$  – системи, синтезованої за [4]; б -  $Y_4$  – при наближених параметрах об'єкта та керуванні за чотирма координатами

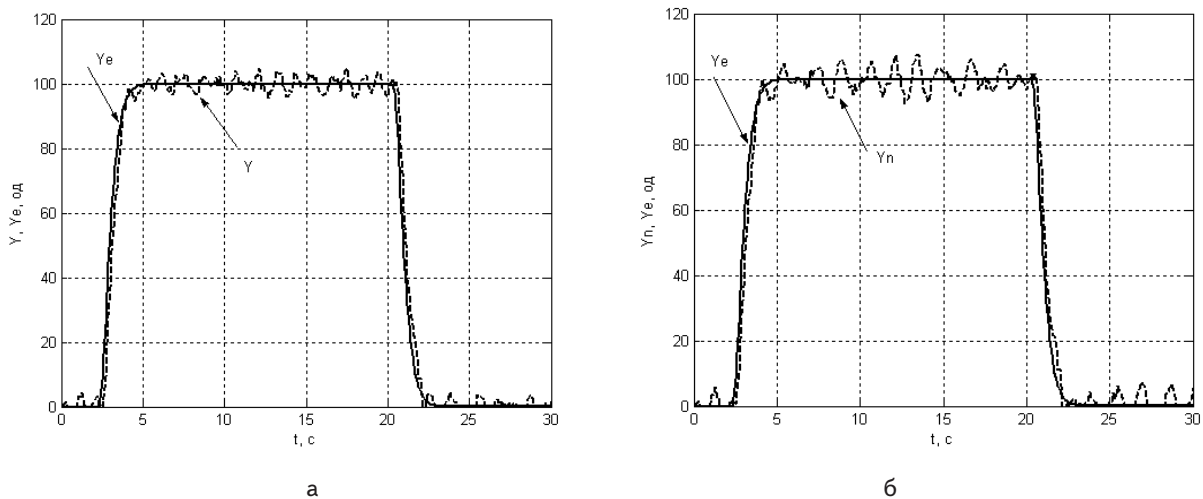


Рис. 6. Залежність вихідних сигналів тестового об'єкта від часу при наявності шуму у каналі вимірювань: а -  $Y$  – при керуванні за двома координатами,  $Y_e$  – бажаної; б -  $Y_n$  – при керуванні системи, синтезованої за [4]

Аналіз впливу шумового сигналу на систему (рис. 6) показує, що середньоквадратичне відхилення на виході при заданому бажаному динамічному процесі для системи, синтезованої за наведеною методикою, збільшується в 2,1 рази, а для прототипу системи – в 3,6 разів.

Змінюючи бажане характеристичне рівняння можна значно зменшити шумовий вплив сигналу, але це призведе до погіршення динамічних показників системи. За наведених параметрів об'єкта без збурень для двох систем вихідні сигнали  $Y$ ,  $Y_p$  збігаються (рис. 5, а), а  $Y_4$  має суттєве запізнювання.

Збільшуючи підсилення об'єкта шляхом зміни значень коефіцієнтів  $b$  на 25 – 30% і синтезуючи за таких умов дві розглянуті системи можна впевнитись у тому, що при високоякісних показниках синтезованої у цій роботі системи, інша система, синтезована за методикою [4], стає зовсім непрацездатною.

Це пов'язано з відсутністю коефіцієнтів  $b_1$ ,  $b_2$  у астатичному спостерігачі стану для кратного відношення часу затримки до часу дискретизації  $T$ , які можуть бути відсутніми лише в статичному спостерігачі.

Таким чином, запропонований у цій роботі синтез системи модального дискретного керування з

запізнюванням на основі астатичного спостерігача дозволяє отримати більш досконалу, високоефективну систему керування, функціонуючу за бажаними показниками.

---

## 7. Висновки

---

1. Для забезпечення дискретного астатичного керування об'єктом із запізнюванням, з метою спрощення синтезу системи, об'єкт розділено на дві частини – активну та пасивну.

2. За бажаним характеристичним рівнянням, використовуючи формулу Аккермана, синтезовано контур астатичного керування, а також, базуючись на принципі дуальності, побудовано астатичний спостерігач стану, до складу якого увійшли як коефіцієнти знаменника, так і коефіцієнти чисельника передальної функції об'єкта.

3. Дослідження синтезованої системи підтвердило більш якісне функціонування її по відношенню до існуючої при стопроцентному збурюючому впливі навантаження та наближених значеннях параметрів моделі об'єкта, а також при наявності шумового впливу в каналі вимірювання.

---

## Література

1. Клюев, А. С. Синтез быстродействующих регуляторов для объектов с запаздыванием [Текст] / А. С. Клюев, В. С. Карпов. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 176 с.
2. Лисица, П. М. Адаптивне керування процесом виготовлення кварцових трубок [Текст]: дис. ... канд. техн. наук / П. М. Лисица. – К., 2011. – 243 с.
3. Комиссарчик, В. Ф. Автоматическое регулирование технологических процессов [Текст]: учеб. пособие / В. Ф. Комиссарчик. – Тверь: ТГТУ, 2001. – 247 с.
4. Нгуен, Ф. В. Цифровые регуляторы для объектов с запаздыванием на основе наблюдателя полного порядка [Текст]: дис. ... канд. техн. наук / Ф. В. Нгуен. – Тула: РГБ, 2007. – 125 с.
5. Изерман, Р. Цифровые системы управления [Текст]: пер. с англ. / Р. Изерман. – М.: Мир, 1984. – 541 с.
6. Phillips, C. Feedback Control Systems, Fourth Edition [Text] / C. Phillips, R. Harbor. – Prentice Hall, 2000. – 581 p.
7. Куо, Б. Теория и проектирование цифровых систем управления [Текст]: пер. с англ. / Б. Куо. – М.: Машиностроение, 1986. – 447 с.
8. Методы классической и современной теории автоматического управления [Текст]: учеб. / под ред. Н. Д. Егупова // Т.2. Синтез регуляторов и теория оптимизации автоматического управления. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2000. – 748 с.
9. Dorf, R. C. Modern Control Systems [Text] / R. C. Dorf, R. H. Bishop. – 11th Edition. – Prentice-Hall, 2008. – 730 p.
10. Sami Fadali, M. Digital Control Engineering: Analysis and Design. Electronics & Electrical [Text] / M. Sami Fadali, A. Visioli. – Academic Press, 2009. – 536 p.