

Б. І. ПРИЙМАК

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

ORCID: 0000-0001-7680-8565

## СИНТЕЗ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АЛГОРИТМУ КЕРУВАННЯ ЛАНКОЮ ЗВАРЮВАЛЬНОГО РОБОТА З ОРГАНОМ ТЕХНІЧНОГО ЗОРУ

Традиційна побудова систем керування зварювальних роботів (ЗР) здійснюється на основі локальних сервоприводів ланок, замкнених за сигналами датчиків положення (енкодерів) на валах двигунів. Поряд з цим для визначення положення стику зварюваних деталей часто використовуються органи технічного зору, за сигналами яких коригується запрограмований рух ланок. Потреба в коригуванні виникає через розбіжності між реальним та заданим положенням стику внаслідок неточностей виготовлення та кріплення деталей, а також їх термодеформації у процесі зварювання. За цих умов актуальною стає задача замикання контуру керування положенням ланки ЗР за сигналом органу технічного зору, зокрема лазерного датчика. Це дозволить застосовувати в ЗР більш прості та дешеві приводи з регулюванням швидкості ніж приводи з регулюванням положення.

Метою роботи є побудова та дослідження системи автоматичного керування положенням ланки зварювального робота із замиканням головного зворотного зв'язку за сигналом органу технічного зору.

Математичний опис об'єкта керування складається із моделі регульованого за швидкістю бездавачевого електроприводу ланки робота та моделі лазерного датчика положення зварювального пальника. При синтезі зворотних зв'язків методом модального керування полюси регулятора та спостерігача стану були оптимізовані таким чином, щоб задовільнити суперечливі вимоги щодо здатності системи фільтрувати імпульсні завади на виході лазерного датчика та забезпечити досить швидку реакцію на дію збурення. Характеристичні поліноми регулятора та спостерігача вибрано згідно зі стандартною формою Батерворта. Застосований поліноміально-модальний підхід до синтезу цифрової системи керування положенням ланки робота уможливив відпрацювання нею сигналу завдання з високою швидкодією та точністю за відсутності перерегулювання.

За допомогою розширених числових досліджень підтверджена відповідність статичних та динамічних показників якості синтезованої системи автоматичного керування положенням ланки ЗР вихідним вимогам.

**Ключові слова:** робот, керування, синтез, алгоритм, орган технічного зору.

B. I. PRYYMAK

National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute"

ORCID: 0000-0001-7680-8565

## SYNTHESIS AND STUDY OF THE WELDING ROBOT LINK CONTROL ALGORITHM WITH A TECHNICAL VISION ORGAN

Traditional construction of control systems for welding robots (WR) is carried out on the basis of local servo drives of links, closed according to the signals of position sensors (encoders) on the shafts of motors. Along with this, to determine the butt position of the welded parts, technical vision organs are often used, according to the signals of which the programmed movement of the links is adjusted. The need for adjustment arises due to differences between the actual and the specified position of the joint due to inaccuracies in the manufacture and fastening of parts, as well as their thermal deformation during welding. Under these conditions, the problem of closing the control circuit of the position of the WR link on the signal of the organ of technical vision, in particular the laser sensor, becomes relevant. This will allow the use of simpler and cheaper speed-controlled drives than position-controlled drives in the WR.

The purpose of the work is the construction and research of the system of automatic control of the position of the welding robot link with the closing of the main feedback according to the signal of the technical vision organ.

The mathematical description of the control object consists of a model of the speed-regulated sensorless electric drive of the robot link and a model of the laser sensor of the welding torch position. In the synthesis of feedback by modal control, the poles of the controller and the state observer were optimized to meet the conflicting requirements for the system's ability to filter impulse noise at the output of the laser sensor and to provide a fairly rapid response to perturbations. The characteristic polynomials of the controller and the observer are selected according to the standard Butterworth form. The applied polynomial-modal approach to the synthesis of a digital control system for the position of the robot link allowed to perform the task signal with high speed and accuracy in the absence of overshoot.

With the help of extended numerical studies, the compliance of static and dynamic quality indicators of the synthesized system of automatic control of the position of the WR link with the initial requirements is confirmed.

**Key words:** robot, control, synthesis, algorithm, organ of technical vision.

**Постановка проблеми**

Отримання якісних зварних з'єднань можливе лише за реалізації необхідної траєкторії руху зварювального пальника відносно деталей, що зварюються. В установці для зварювання поворотних стиків алюмінієвих циліндричних конструкцій застосовано зварювальний робот (ЗР), перша ланка якого переміщує пальник по горизонталі, а друга ланка – по вертикалі. Традиційна побудова систем керування ЗР здійснюється на основі локальних сервоприводів ланок, що замкнені за сигналами датчиків положення (енкодерів) на валах двигунів. Поряд з цим для визначення положення стику зварюваних деталей часто використовуються органи технічного зору, за сигналами яких коригується програмне керування ланками [1, 2]. Потреба в коригуванні виникає через розбіжності між реальним та заданим (номінальним) положенням стику внаслідок неточностей виготовлення та кріплення деталей, а також їх термічного деформування у процесі зварювання. За цих умов актуальною стає задача замикання контуру керування положенням ланки ЗР за сигналом органу технічного зору. Це дозволить застосовувати в ЗР приводи з регулюванням швидкості, які простіші та дешевші ніж приводи з регулюванням положення.

**Аналіз останніх досліджень та публікацій**

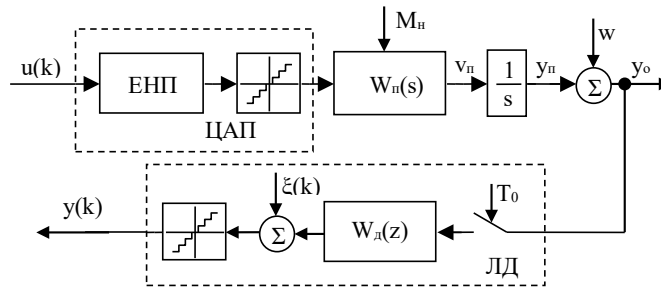
Аналіз літературних джерел показує, що на сьогодні є низка публікацій щодо застосування в ЗР органів технічного зору на основі лазерних датчиків (ЛД) [1–4]. За сигналом ЛД в [1] здійснюється адаптування траєкторії руху зварювального пальника до реального розташування стику деталей. В [2] розглянута можливість використання отриманої від ЛД інформації для оцінювання якості зварних швів. Перспективи впровадження в ЗР з візуальними датчиками засобів штучного інтелекту висвітлено в [3]. Тема побудови системи автоматичного керування (САК) із замиканням зворотного зв'язку за сигналом ЛД розглянута в [4]. Варто зазначити, що задачу замикання зворотного зв'язку САК сигналом ЛД ускладнюють дві обставини. Першою обставиною є те, що такт квантування в контурі положення детермінується частотою сканування ЛД. А саме такт квантування істотно впливає на динамічні властивості цифрових систем. Друга обставина полягає у тому, що при скануванні певних поверхонь дані ЛД можуть бути спотворені шумом імпульсного типу [1]. Це накладає додаткові вимоги до системи щодо зниження її чутливості до впливу завади вимірювання положення. Тому виникла потреба продовження проведених в [4] досліджень, що зроблено у даній статті.

**Формулювання мети дослідження**

Метою даної праці побудова та дослідження системи автоматичного керування положенням ланки зварювального робота із замиканням головного зворотного зв'язку за сигналом органу технічного зору.

**Викладення основного матеріалу дослідження**

Нижче ми розглядатимемо систему керування положенням ланки робота для горизонтального переміщення зварювального пальника. На рис. 1 зображена структурна схема об'єкта керування (ОК) системи [4]. Тут ЕНП – екстраполятор нульового порядку; ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач; ЛД – лазерний датчик;  $T_0$  – такт квантування за часом;  $k=0,1,2,\dots$  – номер такту квантування;  $u(k)$  – сигнал керування;  $v_n(t)$ ,  $y_n(t)$  – відповідно лінійна швидкість та положення ланки ЗР;  $y_o(t)$  – відносне положення між пальником та центром стику зварюваних деталей;  $y(k)$  – сигнал на виході ЛД;  $M_n(t)$  – момент навантаження привода;  $w(t)$  – положення центра стику;  $\zeta(k)$  – завада вимірювання положення. Розглянемо складові частини ОК.



**Рис. 1. Структурна схема об'єкта керування**

У наведеній на рис. 1 структурній схемі елемент з передатною функцією  $W_n(s) = 0,5498s + 61,36/s^2 + 22,83s + 245,5$ , де  $s$  – оператор перетворення Лапласа, описує регульований за швидкістю бездавачевий електропривод разом із механічною передачею. Визначивши z-перетворення для  $W_n(s)s^{-1}$  з урахуванням ЕНП, отримаємо дискретну передатну функцію привода у вигляді

$$W_d(z) = B(z)/A(z) = b_1z^2 + b_2z + b_3/z^3 + a_1z^2 + a_2z + a_3. \tag{1}$$

ЛД являє собою орган технічного зору на основі твердотілого напівпровідникового імпульсного лазера та електромеханічного дефлектора. Цей датчик розроблений спеціально для роботи у зоні дії світлового та електромагнітного випромінювання зварювальної дуги, до впливу яких він практично нечутливий. ЛД видає інформацію дискретно два рази за період свого сканування з тактом  $T_0$  та із запізненням на один такт. Вихідний сигнал датчика квантується також і за рівнем, що відображено на рис. 1 відповідною ланкою. Нехтуючи впливом останнього, запишемо ПФ датчика як

$$W_d(z) = 1 / z. \tag{2}$$

Характерною особливістю роботи ЛД, як і інших органів технічного зору, є можливість виникнення у сигналі вимірювання значних за амплітудою але не надто часто виникаючих аномальних викидів [1]. Це наслідок присутності на сканованій поверхні ділянок із суттєво різними оптичними властивостями відбиття лазерного променя. На рис. 1 наявність помилкових викидів у сигналі ЛД відображено введенням адитивної завади  $\zeta$ . Ця завада є шумом імпульсного типу, тобто викидами, що мають істотно більші від неспотвореного сигналу значення і досить малу тривалість у часі.

Об'єкт, схема якого подана на рис. 1, на основі (1), (2) при нехтуванні квантуванням сигналів за рівнем в ЦАП і ЛД, за нульових збурювальних дій описуватиметься лінійними векторно-матричними рівняннями стану

$$\mathbf{x}(k + 1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}u(k); \quad y(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k), \quad (3)$$

де  $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_4]^T$  – вектор стану;  $u$  – керувальна дія;  $y=x_4$  – вихідна величина;  $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$  – відповідно матриці стану, керування та виходу, що дорівнюють

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -a_3 & 0 \\ 1 & 0 & -a_2 & 0 \\ 0 & 1 & -a_1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_3 \\ b_2 \\ b_1 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C} = [0 \ 0 \ 0 \ 1].$$

Діючими на ОК істотними збуреннями є зміни моменту навантаження  $M_n(t)$  та відхилення положення центра стику  $w(t)$ . Вплив динамічних змін моменту навантаження значною мірою послаблюється за рахунок аналогового контуру регулювання швидкості привода. Задача компенсування змін  $w(t)$ , що є основним збуренням системи, а також низькочастотної складової моменту навантаження покладається на замкнений за сигналом ЛД контур керування положенням, що синтезується нижче.

Сформулюємо вимоги до САК наступним чином. При відпрацюванні завдання  $g(k)$  необхідно забезпечити час регулювання  $t_p \leq 0,4 \text{ с}$  за відсутності перерегулювання. Гранична частота смуги пропускання системи має бути  $\omega_n \geq 9 \text{ c}^{-1}$ , а добротність за швидкістю  $K_p \geq 4,5 \text{ c}^{-1}$ . При компенсуванні збурення у вигляді відхилення положення центра стику вимагаються наступні показники. В частотній області система повинна забезпечувати подавлення гармонічних складових спектра  $w(t)$  до частоти, не меншої ніж  $\omega_n^w = 2 \text{ c}^{-1}$ . В часовій області САК має забезпечувати компенсування стрибка збурення  $w(t)$  за час  $t_p^w \leq 1,6 \text{ c}^{-1}$ , а також, щоб при появі на виході ЛД імпульсної завади  $\zeta$  тривалістю  $T_0$  та амплітудою  $\delta_0$  максимум відхилення керованої величини  $y_0(t)$  не перевищував  $0,8\delta_0$ . Також система повинна мати нульову помилку при довільних  $g=const$  та  $w=const$ . Такт квантування в системі, детермінований частотою сканування ЛД, дорівнює  $T_0=0,1 \text{ с}$ , а швидкодія цифрового контролера вважається такою, що часом обчислення  $u(k)$  можна знехтувати.

На рис. 2 подана структура САК положенням ланки ЗР із ЛД у контурі зворотного зв'язку. Система повинна забезпечити відстеження керованою величиною  $y_0(t)$  завдання відносного положення пальника  $g(t)$ . САК складається з ОК, спостерігача стану (СС) та регулятора. Призначенням СС є визначення оцінки  $\hat{\mathbf{x}}$  вектора стану  $\mathbf{x}$  та, відповідно, оцінки  $\hat{y}$  виходу давача  $y$ .

Система замкнена за допомогою регулятора стану у вигляді статичного зворотного зв'язку з матрицею коефіцієнтів  $\mathbf{K}_0$  та динамічного зворотного зв'язку з коефіцієнтом  $K_1$ . Введення інтегралу помилки  $e(k)$  в закон керування дозволяє підвищити робастність системи, завдяки чому в САК буде забезпечуватися нульова статична помилка як при номінальних значеннях параметрів ОК так і при їх варіаціях в межах стійкості системи. Крім зворотного зв'язку, з метою підвищення точності та швидкодії, а також забезпечення потрібного характеру перехідних процесів в САК введено і прямий зв'язок за завданням з ПФ  $W_1(z)$  та  $W_2(z)$ .

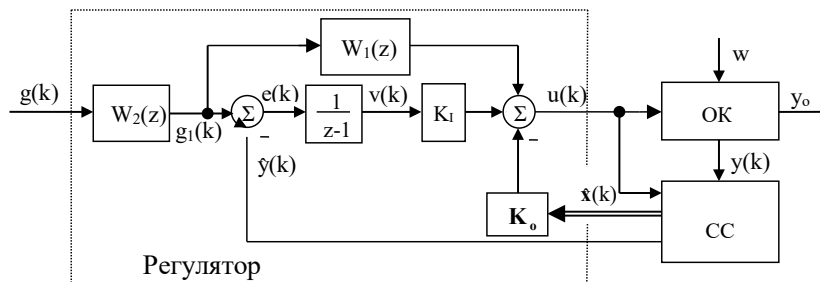


Рис. 2. Структурна схема САК положенням ланки ЗР з ЛД

Додамо до опису (3) рівняння цифрового інтегратора помилки системи. У підсумку отримаємо розширене рівняння стану ОК виду

$$\begin{bmatrix} v(k+1) \\ \mathbf{x}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ \mathbf{0} & \mathbf{A} & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(k) \\ \mathbf{x}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{B} \end{bmatrix} u(k), \quad (4)$$

де  $v(k)$  – вихід інтегратора. Для синтезу кола зворотного зв'язку використовуватимемо класичний метод модального керування [5, 6], який дозволяє забезпечити бажане розташування коренів характеристичного поліному замкненої системи  $n$ -го порядку

$$H(z) = z^n + h_1 z^{n-1} + \dots + h_n, \quad (5)$$

або, інакше кажучи, дозволяє розташувати полюси дискретної ПФ замкненої системи бажаним чином. При цьому для визначення матриці  $\mathbf{K}$  коефіцієнтів регулятора стану системи, описаної рівняннями стану типу (3), будемо використовувати формулу Акермана [6] виду

$$\mathbf{K} = [0 \dots 0 \ 1] \mathbf{Q}_R^{-1} \mathbf{H}(\mathbf{A}) \quad (6)$$

де  $\mathbf{Q}_R = [\mathbf{B} \ \mathbf{A}\mathbf{B} \ \dots \ \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B}]$  – матриця керованості системи;  $\mathbf{H}(\mathbf{A}) = \mathbf{A}^n + h_1 \mathbf{A}^{n-1} + \dots + h_n \mathbf{I}$ ;  $\mathbf{I}$  – одинична матриця. Застосовуючи цю формулу для системи з описом (4), отримаємо матрицю регулятора  $\mathbf{K} = [-K_I \ \mathbf{K}_0]$ .

При вирішенні питань вибору  $H(z)$  та визначення параметрів прямого зв'язку, ми використовуватимемо поліноміально-модальний підхід [7]. Він дозволяє при попередньому формуванні характеристичного полінома у вигляді добутку  $H(z) = C(z)(z - d)$ , де  $C(z) = z^r + c_1 z^{r-1} + \dots + c_r$ ,  $r = n-1$ , за рахунок введення ланок з ПФ  $W_1(z)$  и  $W_2(z)$  отримати дискретну ПФ за завданням скомпенсованої системи у вигляді

$$W_g^0(z) = \frac{y_0(z)}{g(z)} = \frac{1-d}{B(1)} \times \frac{B(z)}{(z-d)z^{r-3}}, \quad (7)$$

де  $B^-(z) = b_0 z + b_1 = B(z) / (z - z_B^+)$ ,  $|z_B^+| < 1$  – стійкий та добре демпфований нуль чисельника ПФ (1). Коефіцієнти прямого зв'язку системи за завданням  $W_1(z) = (l_0 z^{r-1} + l_1 z^{r-2} + \dots + l_{r-1}) / z^{r-1}$ , компенсуючого полюси системи, будуть визначатися за формулою

$$l_0 = (1-d) / B(1); \quad l_i = l_0 [1 + c_1 + \dots + c_i - C(1)], \quad i = 1, 2, \dots, r-1. \quad (8)$$

ПФ  $W_2(z)$ , призначена для компенсації нуля  $z_B^+$  полінома  $B(z)$ , значення та, відповідно, ступінь впливу якого на перехідну характеристику ПФ (7) залежать як від нуля неперервної ПФ  $W_n(s)$  так і від такту квантування системи, буде

$$W_2(z) = (1 - z_B^+) z / z - z_B^+. \quad (9)$$

Для отриманої таким чином ПФ (7) при виборі її полюса в інтервалі  $0 \leq d < 1$  буде гарантовано забезпечуватися потрібний монотонний характер реакції на стрибкоподібну зміну завдання  $g(k)$ . Запишемо вираз для визначення добротності за швидкістю  $K_v$  системи відносно сигналу завдання, що являється її важливим точнісним показником. Застосовуючи теорему про кінцеве значення [5] для дискретної ПФ за помилкою системи  $W_e(z) = 1 - W_g^0(z)$ , добротність може бути визначена як  $K_v = \{ \lim_{z \rightarrow 1} [T_0 W_e(z) / (z-1)] \}^{-1}$ , звідки отримаємо вираз

$$K_v = (1-d)(b_0 + b_1) / [b_0 + b_1(2-d)] T_0. \quad (10)$$

Оскільки в САК застосовується зворотний зв'язок за станом, а вимірюваним сигналом є вихід ЛД, то для відновлення вектора стану в системі використовується еквівалентний спостерігач Луенбергера [6]. Для ОК з описом (3) такому спостерігачу відповідатимуть рівняння стану

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B}u(k) + \mathbf{L}[y(k) - \hat{y}(k)]; \quad \hat{y}(k) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(k), \quad (11)$$

де  $\mathbf{L}$  – вектор коефіцієнтів зворотних зв'язків СС. При цьому матриця  $\mathbf{L}^T$  є матрицею коефіцієнтів регулятора стану, визначену для “транспонованого додаткового об'єкта” з матрицями стану та керування, рівними відповідно  $\mathbf{A}^T$  та  $\mathbf{C}^T$ . Цю матрицю будемо визначати способом модального керування за допомогою формули (6). Таким чином ми зможемо забезпечити бажане розташування полюсів СС і, відповідно, його динамічні характеристики. Варто відмітити, що полюси спостерігача та полюси замкненої за станом системи без СС (полюси регулятора) входять в повний набір власних значень системи і не впливають один на одного. Тому вони можуть визначатися автономно.

На основі викладеного вище можемо записати алгоритм керування для САК в часовій області. Він полягатиме у послідовному виконанні рівнянь регулятора виду та рівнянь спостерігача (11), де визначатимуться оцінки  $\hat{\mathbf{x}}(k)$  та  $\hat{y}(k)$ .

$$\begin{aligned} g_1(k) &= g(k) - z_B^+ [g(k) - g_1(k-1)]; \\ u(k) &= l_0 g_1(k) + \dots + l_3 g_1(k-3) - K_I v(k) - \mathbf{K}_0 \hat{\mathbf{x}}(k); \\ v(k+1) &= g_1(k) - \hat{y}(k) + v(k), \end{aligned} \quad (12)$$

Перейдемо до числового етапу синтезу САК. Обчисливши параметри ПФ (1) для  $T_0=0,1с$  отримаємо значення:  $a_1=-1,305$ ;  $a_2=0,4068$ ;  $a_3=-0,102$ ;  $b_1=6,925 \cdot 10^{-3}$ ;  $b_2=1,178 \cdot 10^{-2}$ ;  $b_3=1,223 \cdot 10^{-3}$ . Розклавши  $B(z)$  на співмножники, матимемо  $B^-(z) = 6,925 \times 10^{-3}z + 1,101 \times 10^{-2}$ ,  $z_B^+ = -0,1112$ . Тепер, обчисливши параметри моделі (3), переконаємося у можливості оцінювання стану даного ОК. Для цього сформуємо матрицю спостережності як  $Q_0 = [C \quad CA \dots CA^3]^T$  та обчислимо її детермінант. Оскільки  $\det Q_0 = 1 \neq 0$ , то ОК спостежний.

Дослідимо ПФ (7) з метою визначення залежностей показників якості САК від значення полюсу  $d$ . Використовуючи формулу (10), а також визначаючи шляхом моделювання реакцію (7) на відповідні тестові сигнали, були отримані шукані залежності для відносних величин  $\bar{t}_n = t_n / T_0$ ;  $\bar{K}_v = K_v T_0$ ;  $\bar{\omega}_n = \omega_n T_0$ . Ці залежності зображені на рис. 3,а. Вони дозволяють визначити гранично-можливі показники системи, які можна отримати при  $d=0$ , що відповідає характерному для дискретних систем випадку аперіодичного керування із кінцевою тривалістю перехідних процесів.

Визначимо параметри алгоритму керування, що відносяться до замкненого контуру системи. Для цього, враховуючи багатокритеріальність задачі синтезу, проведемо деякі дослідження. Першочергово задамося способом розташування полюсів регулятора та спостерігача у вигляді стандартної форми Батерворта [8]. При цьому поліном параметризований частотою  $\omega_R$ , являтиметься неперервним аналогом характеристичного поліному регулятора, а поліном

$$P_R(s) = s^5 + 3,24\omega_R s^4 + 5,24\omega_R^2 s^3 + 5,24\omega_R^3 s^2 + 3,24\omega_R^4 s + \omega_R^5, \tag{13}$$

$$P_E(s) = s^4 + 2,6\omega_E s^3 + 3,4\omega_E^2 s^2 + 2,6\omega_E^3 s + \omega_E^4, \tag{14}$$

параметризований частотою  $\omega_E$ , являтиметься неперервним аналогом характеристичного поліному спостерігача. Перехід від (13), (14) до їх дискретних аналогів здійснимо числовим способом, враховуючи той факт, що  $i$ -ті корені неперервного полінома  $s_i$  та дискретного полінома  $z_i$  пов'язані між собою як  $z_i = \exp(s_i T_0)$ . Користуючись описаною вище методикою на основі формули Акермана (6), для визначення матриці коефіцієнтів СС ми формуватимемо бажаний поліном як  $H(z) = D\{P_E\}$ , де  $D\{\cdot\}$  – операція дискретизації поліному, а для синтезу модального регулятора стану об'єкта з описом (4), формуватимемо бажаний поліном як  $H(z) = D\{P_R\}$ . Дискретизувавши поліном (13), а також, враховуючи ту обставину, що його дійсний корінь дорівнює  $s_1 = -\omega_R$ , ми отримаємо і обидва співмножники характеристичного полінома регулятора  $H(z)$ , рівні  $z-d$  ма  $C(z) = H(z)/(z-d)$ , де  $d = \exp(-\omega_R T_0)$ .

Крім високої точності та швидкодії при відпрацюванні завдання необхідно також забезпечити вимогу достатньо швидкої реакції САК на збурення. Здатність системи до компенсування змін  $w(t)$  характеризує динамічний показник керування  $R(z) = y(z)/w(z)$  [5]. В діапазоні частот  $0 \leq \omega < \omega_n^w$ , де виконується нерівність  $|R(z)| < 1$ , система послаблює дію збурення. Чим більшою буде гранична частота подавлення збурення  $\omega_n^w$ , тим швидшою у загальному випадку буде і реакція САК на зміни  $w(t)$ . З метою дослідження здатності системи до подавлення збурення, шляхом моделювання множини варіантів алгоритму керування отримана функціональна залежність  $\omega_n^w = f(z_E, z_R)$ , де  $z_R = \exp(-\omega_R T_0)$ ,  $z_E = \exp(-\omega_E T_0)$  – параметри, що характеризують розташування на  $z$ -площині полюсів відповідно регулятора та спостерігача. Ця залежність зображена на рис. 3,б, де поверхня має монотонний характер з максимальним значенням  $\omega_n^w = 4,6 c^{-1}$  при  $z_R = z_E = 0,1$ .

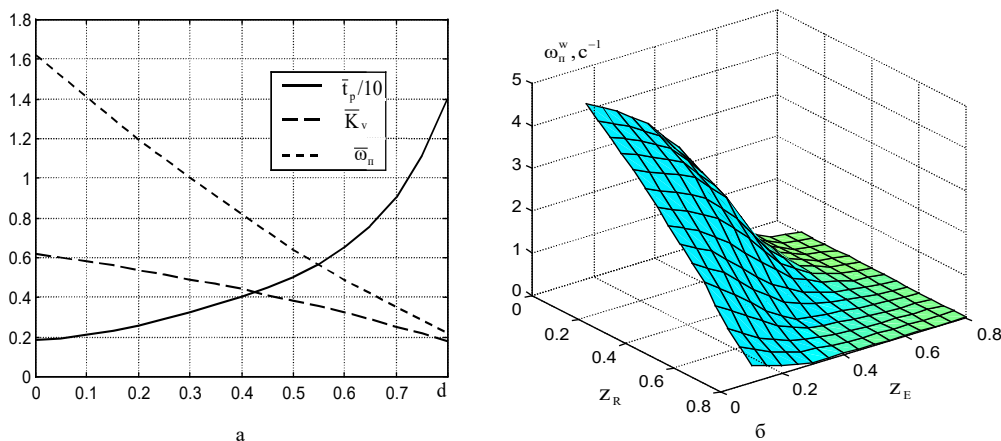


Рис. 3. Характеристики САК: а – залежність показників якості від полюса  $d$ ; б – залежність граничної частоти подавлення збурення від полюсів системи

У вимогах до алгоритму керування, що синтезується, відмічена необхідність забезпечення достатньо малого відхилення регульованої змінної при появі на виході ЛД імпульсної завади. Для вивчення фільтруючих власти-

востей САК положенням ланки ЗР на рис. 4 побудована функціональна залежність  $\Delta y_o = f(z_E, z_R)$  з обмеженням зверху на рівні  $\Delta y_o \leq 3$  мм, де  $\Delta y_o = \max\{|y_o(t)|\}$ , а  $y_o(t)$  – це реакція системи на одиничний імпульс  $\xi(k)$

Ця залежність отримана шляхом визначення множини варіантів матриць  $\mathbf{K}$  та  $\mathbf{L}^T$  коефіцієнтів алгоритму керування, синтезованих при виборі параметрів  $z_E \in [0, 1; 0, 8]$ ,  $z_R \in [0, 1; 0, 8]$  та наступного визначення реакцій відповідної множини варіантів замкнених САК на одиничний імпульс  $\xi(k)$  шляхом моделювання. Зображена на рис. 4 поверхня має явно виражений екстремальний характер. Це дозволяє зробити висновок, що вибираючи полюси спостерігача та регулятора таким чином, щоб знаходитися поблизу екстремуму, ми зможемо досягти підвищеної фільтрувальної здатності системи щодо імпульсної завади в сигналі положення.

Тепер, використовуючи рис. 3-4, з врахуванням вимог до САК виберемо придатні значення параметрів синтезу. Для спостерігача задамо  $z_E = 0, 4$ , що відповідає вибору  $\omega_E = 9, 16 \text{ c}^{-1}$  в (14) і для нього обчислимо вектор коефіцієнтів зворотного зв'язку  $\mathbf{L} = [0, 0479 \ -0, 2954 \ 0, 4614 \ -0, 4353]T$ . Для синтезу регулятора задамо  $z_R = 0, 3$ , що відповідає вибору  $\omega_R = 12 \text{ c}^{-1}$  в (13) і для нього отримаємо матрицю коефіцієнтів зворотного зв'язку  $\mathbf{K} = [-18, 08 \ -159, 5 \ 47, 05 \ 72, 51 \ 34, 61]$ . Коефіцієнти прямого зв'язку, визначені згідно з (8), дорівнюватимуть  $l_0=23, 7$ ;  $l_1= -21, 48$ ;  $l_2=6, 8$ ;  $l_3= -1, 6$ . За даних параметрів алгоритму керування в САК забезпечуватимуться час регулювання  $t_p = 0, 33 \text{ c}$ , добротність за швидкістю  $K_v = 4, 9 \text{ c}^{-1}$ , граничні частоти смуги пропускання  $\omega_n = 10 \text{ c}^{-1}$  та подавлення збурення  $\omega_n^w = 2, 2 \text{ c}^{-1}$ .

Здійснимо підсумкове дослідження САК положення ланки ЗР із синтезованим алгоритмом керування. На рис. 5 показані перехідні процеси в САК при стрибкоподібній зміні сигналів  $g(t)$  та  $w(t)$ , а також при одиничному імпульсі  $\xi(k)$  (криві 1, 2 та 3 відповідно).

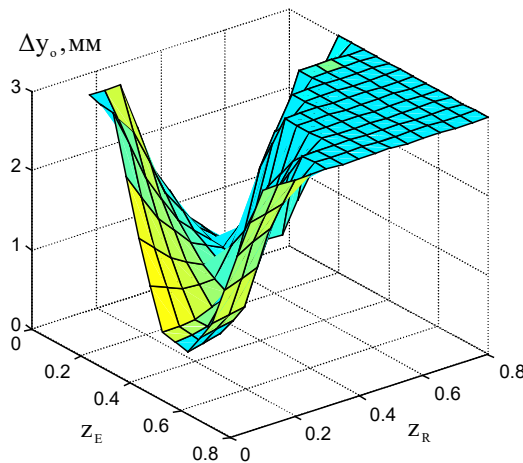


Рис. 4. Залежність максимального відхилення керованої величини, спричиненого імпульсом завади  $\xi$ , від полюсів регулятора та спостерігача

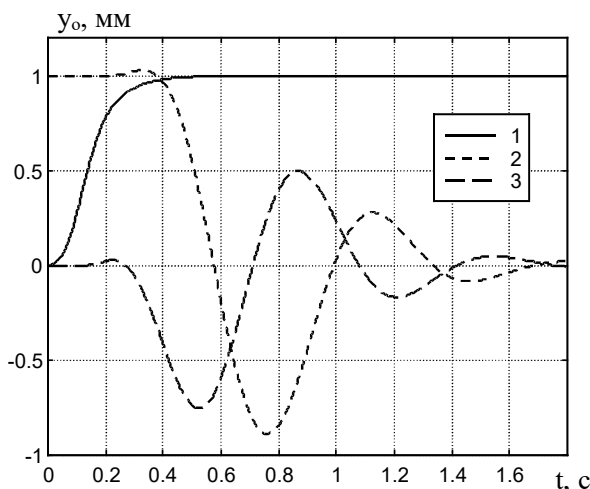


Рис. 5. Реакції САК на стрибок  $g$  (крива 1), стрибок  $w$  (крива 2), імпульс  $\xi$  (крива 3)

Ці графіки засвідчують потрібну швидкість наростання та монотонний характер перехідної характеристики системи, відпрацювання стрибка збурення за час  $t_n^w = 1,58 \text{ c}$ , а також те, що імпульсна завада  $\xi$  тривалістю  $T_0$  і амплітудою  $\delta_0$  призводить до максимального відхилення  $\Delta y_0 = 0,75\delta_0$ . Зазначимо, що часове запізнення реакції системи, яке мають криві 2, 3, можна зменшити на один такт, якщо в алгоритмі (12) використати вимірювану змінну  $y(k)$  замість її оцінки  $\hat{y}(t)$ .

На рис. 6,а показано процес відпрацювання САК лінійного завдання зі швидкістю 1 мм/с при переміщенні ланки робота на 3 мм, де крива 1 – це  $g(t)$ , крива 2 –  $y_0(t)$ , а крива 3 –  $u(t)$ . На рис. 6,б зображена реакція САК на лінійне збурення  $w(t)$  зі швидкістю 1 мм/с до значення 2,5 мм (при  $g=0$ ), де сигнали  $w(t)$ ,  $y_0(t)$  та  $\hat{y}(t)$  є кривими 1, 2 та 3 відповідно. Ці рисунки свідчать про нульову статичну помилку в системі. Крім цього, рис. 6,б демонструє, що зміна збурення за лінійним законом відпрацьовується з постійною усталеною помилкою, отже в системі наявний астатизм 1-го порядку за збуренням. Відношення швидкості зміни  $w(t)$  до усталеної помилки визначає добротність САК за швидкістю щодо збурення  $K_v^w = 2,68 \text{ c}^{-1}$ . Якщо ж замкнути головний зворотний зв'язок за вимірюваною змінною  $y(k)$ , то САК набуде властивості астатизму 2-го порядку відносно  $w(t)$  і, очевидно, усталена помилка за лінійного збурення не існуватиме. Недоліком замикання системи за вимірюваною змінною є певне зниження фільтрувальної здатності спостерігача.

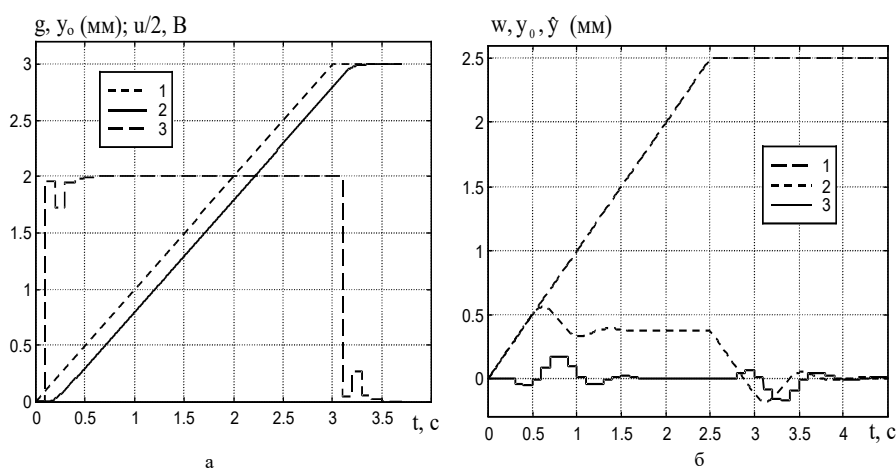


Рис. 6. Перехідні процеси в САК: а – за лінійного завдання  $g(t)=1 \cdot t$ ; б – за лінійного збурення  $w(t)=1 \cdot t$

Перспектива подальшого підвищення динамічних та точнісних показників систем аналогічного класу значною мірою пов'язана зі зменшенням такту квантування  $T_0$ . Як показали дослідження, розроблений вище алгоритм керування, синтезований при  $z_E = 0,4$ ,  $z_R = 0,3$  та  $T_0 = 0,02 \text{ c}$ , дозволяє отримати такі показники якості, як  $t_p = 0,064 \text{ c}$ ,  $\omega_n = 49,6 \text{ c}^{-1}$ ,  $K_v = 24,5 \text{ c}^{-1}$ ,  $\omega_n^w = 19,5 \text{ c}^{-1}$ ,  $K_v^w = 137 \text{ c}^{-1}$ .

Таким чином, підсумовуючи результати виконаних числових досліджень, можна констатувати відповідність показників якості керування синтезованої САК вихідним вимогам до неї.

#### Висновки

1. Розглянуто особливості та отримано розв'язання задачі синтезу алгоритму САК положенням ланки ЗР із органом технічного зору у вигляді ЛД, що вимірює відносне положення між пальником та стиком зварюваних деталей.

2. Запропоновано при синтезі зворотних зв'язків методом модального керування полюси регулятора та спостерігача розташовувати таким чином, щоб забезпечити в системі як високу швидкодію щодо компенсування збурення, так і необхідні фільтрувальні властивості щодо імпульсних завдань на виході давача.

3. Встановлено, що поліноміально-модальний підхід до синтезу алгоритму керування уможливиле відпрацювання САК сигналу завдання положення ланки робота з високою швидкодією та точністю за відсутності перегулювання.

4. Показано, що подальше підвищення динамічних та точнісних показників систем аналогічного класу значною мірою пов'язано зі збільшенням частоти сканування лазерного давача, яка детермінує такт квантування  $T_0$ .

#### Список використаної літератури

1. Chen Z., Song Y., Zhang J., Zhang W., Jiang L., Xia X. Laser vision sensing based on adaptive welding for aluminum alloy. *Frontiers of Mechanical Engineering in China*. 2007. Vol. 2, No. 2. P. 218–223. DOI: 10.1007/s11465-007-0038-2
2. Huang W., Kovacevic R. Development of a real-time laser-based machine vision system to monitor and control welding processes. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*. 2012. Vol. 63. No. 1-4. P. 235–248.

3. Yang L., Liu Y., Peng J. Advances techniques of the structured light sensing in intelligent welding robots: a review. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*. 2020. Vol. 110. No. 3. P. 1027–1046. DOI:10.1007/s00170-020-05524-2
4. Pryymak B., Korol S., Ostroverkhov M. Design of a digital following system of welding robot with a visual sensor // Proc. of the IEEE 19<sup>th</sup> Intern. Conf. on Smart Technologies “EUROCON-2021”, Lviv, Ukraine, July 6–8, 2021. P. 66–70. DOI: 10.1109/eurocon52738.2021.9535643
5. Изерман Р. Цифровые системы управления / Пер. с англ. М.: Мир, 1984. – 541 с.
6. Острём К., Виттенмарк Б. Системы управления с ЭВМ / Пер. с англ. М.: Мир, 1987. 480 с.
7. Kudin V.F., Pryymak B.I., Kolacny J. Design of Discrete Controllers a Certain Type for Servo Systems, Prep. of 2<sup>nd</sup> European IEEE Workshop CMP’96, Prague, 1996. P. 235–238.
8. Григорьев В.В., Дроздов В.Н., Лаврентьев В.В., Ушаков А.В. Синтез дискретных регуляторов при помощи ЭВМ. Л.: Машиностроение, 1983. 245 с.

#### References

1. Chen Z., Song Y., Zhang J., Zhang W., Jiang L., Xia X. Laser vision sensing based on adaptive welding for aluminum alloy. *Frontiers of Mechanical Engineering in China*. 2007. Vol. 2, No. 2. P. 218–223. DOI: 10.1007/s11465-007-0038-2
2. Huang W., Kovacevic R. Development of a real-time laser-based machine vision system to monitor and control welding processes. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*. 2012. Vol. 63. No. 1-4. P. 235–248.
3. Yang L., Liu Y., Peng J. Advances techniques of the structured light sensing in intelligent welding robots: a review. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*. 2020. Vol. 110. No. 3. P. 1027–1046. DOI:10.1007/s00170-020-05524-2
4. Pryymak B., Korol S., Ostroverkhov M. Design of a digital following system of welding robot with a visual sensor // Proc. of the IEEE 19<sup>th</sup> Intern. Conf. on Smart Technologies “EUROCON-2021”, Lviv, Ukraine, July 6–8, 2021. P. 66–70. DOI: 10.1109/eurocon52738.2021.9535643
5. Isermann R. Tsifrovyye sistemyi upravleniya [Digital Control Systems]. Moscow: Mir. 1981. 541 p.
6. Astrom K.J., Wittenmark B. Sistemyi upravleniya s EVM [Computer Controlled Systems]. Moscow: Mir. 1987. 480 p.
7. Kudin V.F., Pryymak B.I., Kolacny J. Design of Discrete Controllers a Certain Type for Servo Systems, Prep. of 2<sup>nd</sup> European IEEE Workshop CMP’96, Prague. 1996. P. 235–238.
8. Grigorev V.V., Drozdov V.N., Lavrentev V.V. Ushakov A.V. Sintez diskretnyih regulyatorov pri pomoschi EVM [Synthesis of discrete regulators by computer]. Leningrad: Mashinostroenie. 1983. 245 p.