

## СИНТЕЗ ЦИФРОВОГО РЕГУЛЯТОРА ПОЛОЖЕННЯ ЗВАРЮВАЛЬНОГО МАНІПУЛЯТОРА З ЛАЗЕРНИМ ДАВАЧЕМ

Павлюков М.С., магістрант, Приймак Б.І., к.т.н., доц., Халімовський О.М., к.т.н., доц.

*КПІ ім. Ігоря Сікорського, кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу*

**Вступ.** Важливою умовою отримання якісних зварних з'єднань є реалізація необхідної траєкторії руху зварювального пальника відносно зварюваних деталей. В установці, призначеній для зварювання неплавким електродом поворотних стиків крупногабаритних циліндричних конструкцій, задача переміщення пальника покладена на дволанковий зварювальний маніпулятор з прямокутною кінематичною схемою. Перша ланка маніпулятора повинна забезпечувати задане поперечне горизонтальне положення пальника відносно центра стику зварюваних деталей, а друга – відстань пальника до деталей по вертикалі.

Традиційна побудова систем керування зварювальними роботами та маніпуляторами здійснюється на основі застосування локальних сервоприводів, замкнених за сигналами датчиків положення валів двигунів. Поряд з цим часто необхідно додатково використовувати ще і спеціальні давачі положення пальника відносно стику зварюваних деталей, за сигналами яких корегується програмне керування ланками [1]. Це пов'язано з можливою невідповідністю між реальним та заданим положенням стику, виникаючій у тому числі і за рахунок термодформації деталей у процесі зварювання.

У розглядуваній системі стеження, де ланки маніпулятора оснащені регульованими за швидкістю електроприводами, для визначення відносного положення між пальником та зварюваними деталями застосовується пристрій технічного зору [2, 3] на основі лазерного дальноміру (ЛД), закріпленого на маніпуляторі. Такий давач формує на своєму виході поточні значення відхилення пальника від центра стику і від поверхні деталей. Однак при скануванні певних поверхонь дані ЛД можуть бути спотворені шумом імпульсного типу, що накладає додаткові вимоги до системи щодо зниження її чутливості до впливу завад вимірювання положення. Отже, виникає задача синтезу цифрової системи регулювання положення зварювального маніпулятора з врахуванням особливостей лазерного давача у зворотному зв'язку. Варіант розв'язання даної задачі розглядається у цій роботі.

**Метою роботи** є синтез системи прямого цифрового керування положенням зварювального маніпулятора, замкнутої за отримуваним від лазерного дальноміру сигналом відносного положення ланки.

**Опис об'єкта керування.** Для конкретизації ми розглядатимемо одну з двох систем стеження, а саме систему горизонтального переміщення пальника щодо центра стику. На рис. 1 подана структурна схема об'єкта керування (ОК) системи, де: ЦАП – цифроаналоговий перетворювач; ЕНП – екстраполятор

нульового порядку; ЛД – лазерний дальномір; УФ – усереднювальний фільтр;  $T_0$  – такт квантування (півперіод сканування ЛД);  $k = 0, 1, 2, \dots$  – номер такту квантування;  $u(k)$  – сигнал керування;  $v_d, y_d$  – відповідно лінійна швидкість і положення ланки;  $y_0$  – відносна положення між пальником і центром стику;  $y(k), y_1(k)$  – відповідно сигнали на виході УФ та ЛД;  $M_L$  – момент навантаження

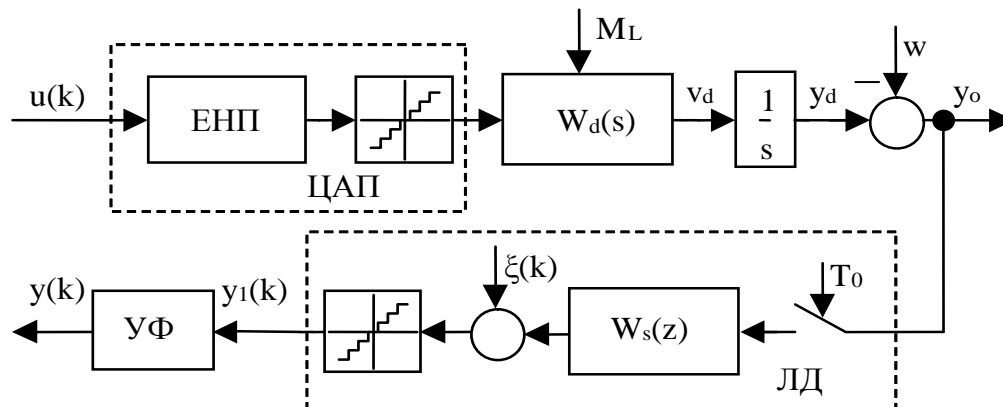


Рисунок 1 – Структурна схема об'єкта керування з давачем

привода;  $w$  – положення центру стику;  $\xi(k)$  – завада вимірювання положення. Розглянемо складові частини ОК.

У схемі на рис. 1 передатна функція (ПФ), що описує регульований за швидкістю електропривод ланки маніпулятора разом із механічною передачею, має вигляд

$$W_d(s) = (0.5498s + 61.36) / (s^2 + 22.83s + 245.5), \quad (1)$$

де  $s$  – параметр перетворення Лапласа. Оскільки швидкість зварювання низька (до 3 мм/с) і маса зварювального пальника стала, момент навантаження  $M_L$ , що діє на двигун, змінюється у невеликих межах.

ЛД побудований із використанням твердотілого напівпровідникового імпульсного лазера й електромеханічного дефлектора. Він видає інформацію дискретно два рази за період свого сканування з тактом  $T_0$  із запізнюванням на один такт. Вихідний сигнал давача квантується також і за рівнем, що відображено на рис. 1. Нехтуючи впливом останнього, одержимо лінеаризовану дискретну ПФ давача разом із УФ, що визначає середнє значення за два останніх такти [4], у вигляді

$$W_{sf}(z) = (z + 1) / (2z^2). \quad (2)$$

**Синтез цифрового регулятора.** Вимоги до системи автоматичного керування (САК) положенням ланки маніпулятора формуються у вигляді наступних показників якості керування: 1) час регулювання  $t_p \leq 0.8$  с; 2) перерегулювання  $\sigma \leq 5\%$ ; 3) добротність за швидкістю  $k_v \geq 2$  с<sup>-1</sup>. Такт

квантування дорівнює  $T_0 = 0.1$  с, а часовим запізненням в контролері можна знехтувати.

Для синтезу використаємо добре відомий метод логарифмічних псевдочастотних характеристик [5, 6], застосовуючи для обчислень програмне середовище Matlab/Simulink. На рис. 2 наведена структурна схема лінеаризованої імпульсної САК положенням ланки маніпулятора з ЛД.

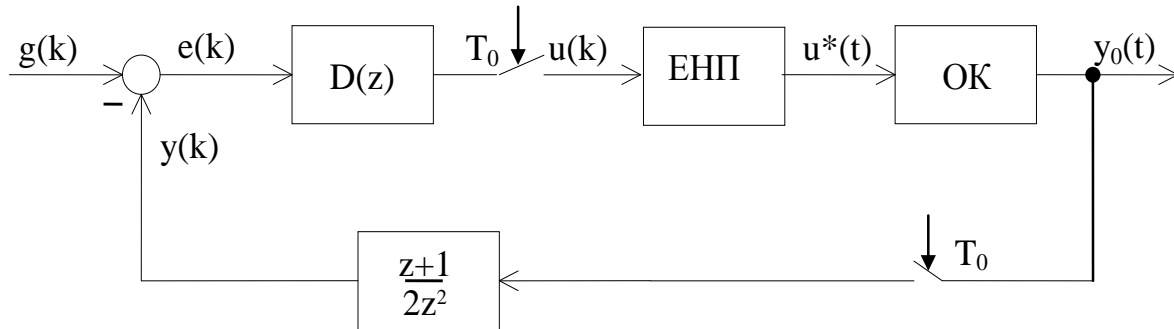


Рисунок 2 – Структурна схема лінеаризованої імпульсної САК положенням ланки маніпулятора з ЛД

Визначивши числово z-перетворення для  $W_d s^{-1}$  з урахуванням ЕНП, одержимо дискретну ПФ приводу ланки у вигляді

$$W_d(z) = \frac{b_1 \cdot z^2 + b_2 \cdot z + b_3}{z^3 + a_1 \cdot z^2 + a_2 \cdot z + a_3}, \quad (3)$$

де  $a_1 = -1,305$ ;  $a_2 = 0,4068$ ;  $a_3 = -0,102$ ;  $b_1 = 6,925 \cdot 10^{-3}$ ;  $b_2 = 1,178 \cdot 10^{-2}$ ;  $b_3 = 1,223 \cdot 10^{-3}$ .

Дискретна ПФ вихідної системи дорівнює

$$W_s(z) = W_d(z) W_{sf}(z), \quad (3)$$

Щоб побудувати псевдочастотні ЛАХ та ЛФХ, необхідно провести конформне відображення z-площини в w-площину шляхом заміни  $z = (1+w)/(1-w)$  та  $w = j\lambda T_0/2$ , де  $\lambda$  – абсолютна псевдочастота. Зробивши такі перетворення в (3), отримаємо псевдочастотну ЛАХ вихідної системи

$$W_s(j\lambda) = \frac{-0.02578(j\lambda - 87.87)(j\lambda - 20)^2(j\lambda + 25)}{j\lambda(j\lambda + 20)^2((j\lambda)^2 + 25.53j\lambda + 226.7)}. \quad (4)$$

Бажана ЛАХ будується за вимогами до показників якості перехідного процесу при відпрацюванні стрибкоподібного завдання. Частоту зрізу бажаної ЛАХ визначимо із співвідношення  $\lambda_{zp} \geq k_\sigma \pi / t_p$ . За наведеною в [7] залежністю

отримаємо  $k_\sigma = f(\sigma) = 0.5$ . Тоді частота зрізу бажаної ЛАХ буде  $\lambda_{zp} = 2 c^{-1}$ . Нахил бажаної ЛАХ на частоті зрізу має дорівнювати -20 дБ/дек.

Як бачимо, в (4) є немінімально фазові ланки, які обов'язково мають бути присутніми в ПФ синтезованої САК. Отже бажану ПФ сформуємо у вигляді

$$W_o(j\lambda) = \frac{-0.9796(j\lambda - 87.87)(j\lambda - 20)^2(j\lambda + 25)((j\lambda)^2 + 23.53j\lambda + 226.6)}{(j\lambda)(j\lambda + 20)^2((j\lambda)^2 + 25.53j\lambda + 226.7)((j\lambda)^2 + 35j\lambda + 900)}. \quad (5)$$

Для отримання ЛАХ корегувального пристрою треба від бажаної ЛАХ (5) відняти ЛАХ вихідної системи (4). Далі визначається псевдочастотна ПФ корегувального пристрою  $W_k(j\lambda)$ .

За допомогою функції bode у середовищі Matlab побудовані псевдочастотні логарифмічні характеристики, які представлені на рис. 3

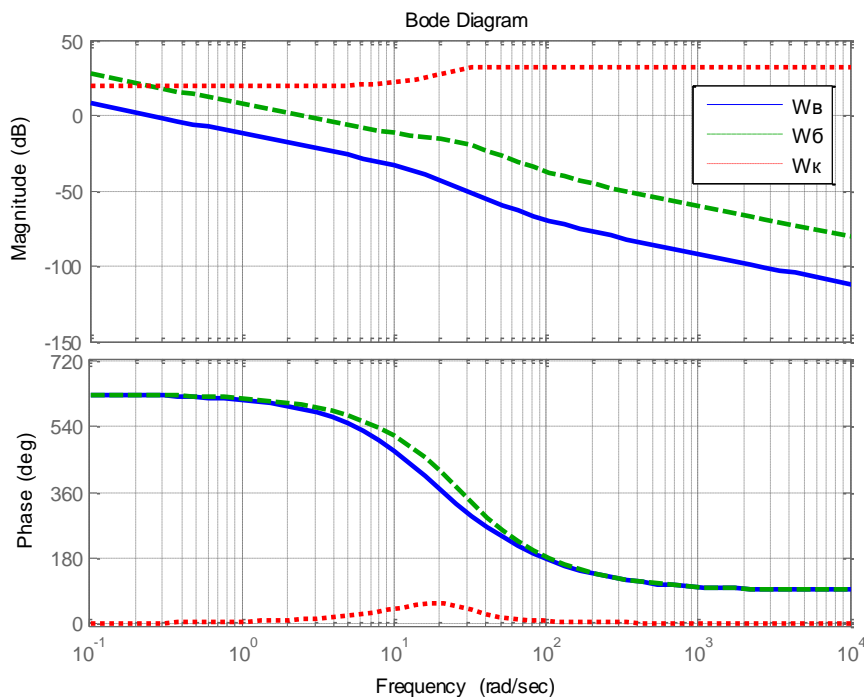


Рисунок 3 – Псевдочастотні ЛАХ та ЛФХ бажаної системи, вихідної системи та корегувального пристрою

Аналіз бажаних ЛАХ і ЛФХ скорегованої системи відповідно до критерію Найквіста показує, що запас стійкості за амплітудою становить 9.6 дБ, а запас стійкості за фазою – становить  $61^\circ$ . Такі значення є цілком задовільними.

Псевдочастотна ПФ  $W_k(j\lambda)$  має вигляд

$$W_k(j\lambda) = \frac{38((j\lambda)^2 + 23.53(j\lambda) + 226.6)}{(j\lambda)^2 + 35(j\lambda) + 900}. \quad (6)$$

Дискретну ПФ цифрового регулятора  $D(z)$  визначимо, замінивши в (6)  $j\lambda = 2T_0^{-1}(z-1)/(z+1)$ . В результаті отримаємо

$$D(z) = \frac{21.61z^2 - 6.585z + 2.206}{z^2 + 0.5z + 0.3}. \quad (7)$$

Для визначення показників якості синтезованої цифрової САК було виконано моделювання у Simulink, де модель побудована згідно зі схемою на рис. 2.

На рис. 4 представлені графіки перехідних процесів при східчастому завданні, а на рис. 5 – при лінійно-змінюваному завданні.

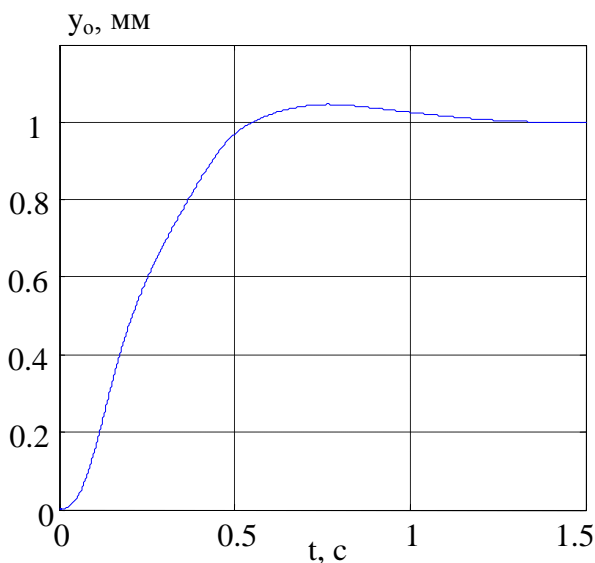


Рисунок 4 – Реакція системи на східчасте завдання

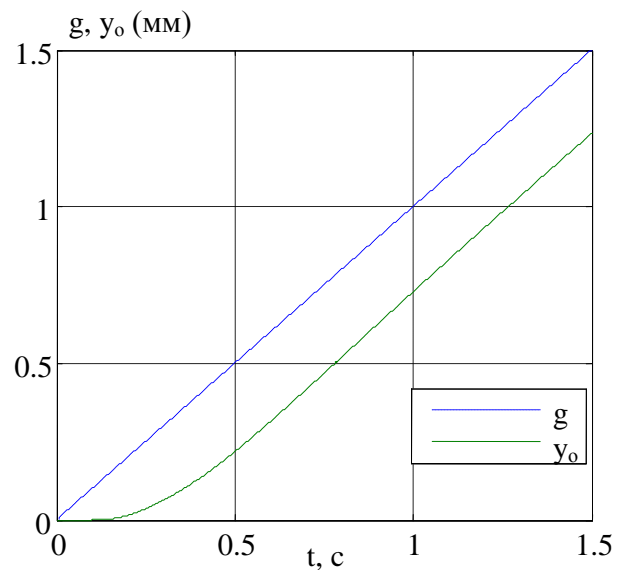


Рисунок 5 – Реакція системи на лінійно-змінюване завдання

За наведеними графіками бачимо, що  $t_p = 0.5 \text{ с}$ ,  $\sigma = 4.5 \%$ ,  $k_v = 2.4 \text{ с}^{-1}$ . Ці показники якості керування повністю задовольняють задані вимоги до системи.

**Висновки.** В статті виконано синтез системи прямого цифрового керування положенням ланки зварювального маніпулятора, замкненої за отримуваним від лазерного дальноміру сигналом. Результати математичного моделювання підтвердили, що показники якості керування синтезованої цифрової САК повністю задовольняють вихідні вимоги.

#### Перелік посилань

1. Сварочные роботы / В.Геттерт, Г.Герден, Х.Гютнер и др. – М.: Машиностр., 1988.
2. Быстрые алгоритмы в цифровой обработке изображений/ Под. ред. Т.С.Хуанга. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1984.
3. Яншин В.В. Анализ и обработка изображений: принципы и алгоритмы. – М.: Машиностроение, 1994.
4. Изерман Р. Цифровые системы управления / Пер. с англ. М.: Мир, 1984. – 541 с.
5. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления: Пер. с англ. - М.: Машиностроение, 1986. – 448 с.

6. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического управления. – 4-е изд., – СПб, Изд-во «Профессия», 2003. – 752 с.
7. Попович М.Г. Теорія автоматичного керування: підруч. для студ. вищ. техн. навч. закл. / М.Г.Попович, О.В. Ковальчук. – К. : Либідь, 2007. – 656 с.