

УДК 681.51

О.О. Смолянкін, О.М. Решетило

Луцький національний технічний університет

## МОДЕЛЮВАННЯ АВТОМАТИЗОВАНОГО КОМПЛЕКСУ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ПОРИСТИХ МАТЕРІАЛІВ ПРИ СКЛАДНИХ ТРАЄКТОРІЯХ НАВАНТАЖЕННЯ

*У статті розглянутий підхід до побудови системи автоматичного управління робочими органами устаткування на основі цифрового стежачого приводу. Розглянута наближена модель цифрового стежачого приводу, приведені імпульсні перехідні характеристики з різними коефіцієнтами налаштувань ПД-регулятора.*

Ключові слова: *цифрове управління, цифровий стежачий привід, позиціонування, ПД-регулювання.*

Розробка системи управління для настройки робочих органів устаткування передбачає визначення її структури і вибір законів управління. При цьому необхідно забезпечувати необхідні показники роботи системи, а саме – точність відробітку вхідної дії, час перехідного процесу, величину перерегулювання при відробітку ступінчастої дії і так далі. Ці критерії можуть бути досягнуті за рахунок використання аналогових пристроїв, що коректують, або програмної реалізації в ЕОМ дискретних фільтрів, що управляє (пряме цифрове управління приводом).

Повний математичний опис системи управління є складним аналітичним завданням, у зв'язку з чим, на початковому етапі дослідження прийнятним і наочним є використання графоаналітичного методу. Представимо модель системи управління системою у вигляді еквівалентної структурної схеми.

Цифрове управління, відповідно до робіт [1, 3], може бути представлено еквівалентною структурною схемою (рис. 1). На рисунку 1 прийняті наступні позначення:  $D_0(z)$  – дискретна передавальна функція програми обчислення закону руху приводу;  $D_1(z)$   $D_2(z)$  – ланки, що коректують, в цифровому управлінні виконують функції фазозсувних і підсилювальних елементів. Відповідно до робіт [1, 2], високу ефективність застосування як послідовні ланки, що коректують, мають ізодромні пристрої, що є паралельним з'єднанням підсилювального елемента і інтегратора. Їх включення в контур управління помилково дозволяє істотно підвищити динамічну і статичну точність цифрового управління, що пов'язане з підвищенням порядку астатизму стежачої системи по вхідній дії і по зовнішніх збуреннях. Разом з тим, введення ізодромного пристрою з малою постійною часу утруднює демпфування системи, тоді як при великій постійній часу можуть помітно збільшуватися коефіцієнти помилок по вищих похідних вхідної дії [1, 2]. Для їх зменшення доцільно використовувати додаткові контури управління по першій і другій похідній від помилки.

Відповідно до робіт [1, 2], послідовний пристрій, що коректує, в системі цифрового управління може мати контури пропорційного, інтегрального і диференціального регулювання, що програмно реалізуються в ЕОМ, яка управляє, що підвищує точність роботи цифрового управління при зниженні загального коефіцієнта передачі.

Найбільш ефективною системою цифрового управління, згідно з роботами [1, 2], є комбінована система управління з включенням компенсуючих сигналів по похідним від вхідної дії. Рішенням цієї задачі є використання чисельних методів диференціювання для розрахунку оцінок похідних від вхідної дії. У разі низької частоти надходження вхідної дії на привід доцільним є застосування класичного поліноміального підходу до чисельних методів теорії обробки інформації.

Разом з цим включення цифрового фільтру, що здійснює обчислення похідних від вхідної дії, в розімкнений контур системи цифрового управління дозволяє виконувати екстраполяцію задаючої дії в проміжках між моментами його надходження на привід. При цьому екстраполяція істотно покращує плавність руху робочих органів. Крім того, важливою особливістю комбінованої системи цифрового управління є те, що її стійкість в основному визначається замкнутим контуром [1]. Підвищення запасів стійкості може виконуватися за рахунок введення додаткових контурів

негативного зворотного зв'язку за швидкістю і по прискоренню регульованої координати, які також реалізуються програмним чином.

Функції цифрового фільтру ЦФ полягають в обчисленні проміжних значень вхідної дії на тимчасовому інтервалі між моментами надходження дії на вхід приводу ( $n T_1$ ). Це дозволяє збільшити частоту замикавання головного зворотного зв'язку у разі низької частоти надходження задаючого сигналу. За допомогою цифрового фільтру також розраховують оцінки похідних вхідної дії, використовуваних для зменшення динамічних помилок приводу. Визначимо структуру цифрової частини системи цифрового управління для настройки робочих органів устаткування по одній координаті з урахуванням вищезазначених рекомендацій, викладених в роботах [1, 2].

Безперервна частина приводу є кінематичною ланкою виконавчого механізму, кроковим двигуном, що приводиться в рух. Як датчик зворотного зв'язку за положенням доцільно використовувати вимірювальну систему, що включає імпульсний прилад для розрахунку фактичного кута повороту, розташований на валу крокового двигуна.

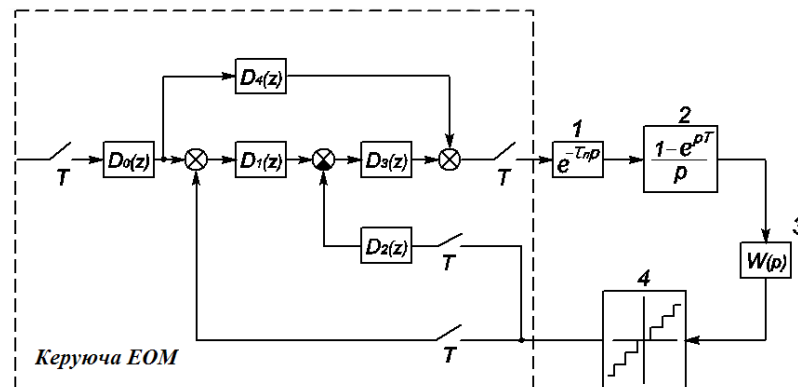


Рис. 1 Еквівалентна структурна схема цифрового управління для настройки робочих органів устаткування, згідно [2, 4]: 1 – елемент затримки; 2 – екстраполятор нульового порядку (фіксатор); 3 – передавальна функція безперервної частини приводу; 4 – аналого-цифровий перетворювач

Цифрова частина системи цифрового управління повинна забезпечувати [1, 2]:

- інтерполяцію вхідного сигналу на привід в проміжках між його оновленням на верхньому рівні системи управління в цілях підвищення частоти замикавання головного зворотного зв'язку;
- робота без сталих помилок вхідних дій, що мають ненульові значення першої і другої похідної;
- час перехідного процесу при відробітку ступінчастої дії – не більше 3;
- перерегулювання – не більше 10 %.

Структура цифрової частини системи цифрового управління на базі крокового двигуна включає: інтерполятор вхідної дії, цифровий ПІ-регулятор, розімкнуті контури управління по першій та другій похідним від вхідної дії, елемент обмеження вихідного сигналу управління по модулю. Оцінка і оптимізація параметрів графоаналітичної моделі, показаної на рисунку 3, виходять за рамки справжньої роботи.

Для визначення дискретної передавальної функції  $D_4(z)$  цифрового пристрою (рис. 1), що коректує, доцільно використовувати підхід, запропонований в роботі [3]. Дискретна передавальна функція має наступний вигляд [3]:

$$D_4(z) = v_1 \cdot (1 - z^{-1}) + v_2 \cdot (1 - z^{-1})^2 + v_3 \cdot (1 - z^{-1})^3, \quad (1)$$

де  $v_1$   $v_2$

$$v_1 = \frac{1}{KHT}, \quad (2)$$

$$v_2 = \frac{1 - A v_1}{K_H T}, \quad (3)$$

$$v_2 = \frac{1 - A (v_1 + v_2)}{B \cdot T} - \frac{2 K_H (8a \cdot b^2 + M1) v_1}{2 \cdot B \cdot T \cdot N1 \cdot T_0^2 \cdot (1 - 2e^{-aT} \cdot \cos(B \cdot T) + e^{-2aT})}, \quad (4)$$

де  $T$  – період дискретизації в цифровому контурі положення;  $K_H = K_M / K_C$  – коефіцієнт передачі безперервної частини системи;  $K_M$  – коефіцієнт передачі механізму;  $K_C$  – коефіцієнт зворотного зв'язку по швидкості;  $T_0 = \sqrt{T_{pc} T_1}$ ;  $T_{pc}$  – постійна часу інтегрування ПІ-регулятора швидкості;  $T_1$  – постійна часу вхідного фільтра контура швидкості, який оптимізує реакцію системи на вхідну дію;  $a, b$  – частини комплексно зпряжених коренів характеристичного рівняння, отриманого при перетворенні передаточної функції об'єкта управління із неперервної області в  $z$  – область;  $A, B, M1, N1$  – поліноми, отримані в результаті перетворення передаточної функції системи по помилці.

Як видно з виразів (2) – (4), коефіцієнти цифрового пристрою, що коректує, залежать від частоти квантування в контурі положення, коефіцієнта регулятора положення, параметрів цифрової системи, при цьому вони не залежать від типу інтерполятора.

Введення цифрової корекції в контур положення дозволяє значно понизити швидкісну, координатну і контурну помилки [3]. Найбільший ефект при використанні цифрової корекції дає цифровий пристрій 3-го порядку, що коректує. Це дозволяє зменшити координатну помилку на 69 %, швидкісну помилку на етапі розгону – на 64,3 %. Введення цифрового пристрою 2-го порядку, дозволяє зменшити координатну помилку на 68,4 %, швидкісну помилку – на 62 %. Введення цифрового коректуючого пристрою 1-го порядку, дозволяє зменшити координатну помилку на 67,4 %, швидкісну помилку – на 54,8 %. У загальному випадку ефект від використання цифрової корекції задаючих сигналів визначається заданою контурною швидкістю і прискоренням, а також геометрією траєкторії руху [4].

Безперервна частина системи цифрового управління на основі мехатронного крокового позиціонера є складною багатозв'язковою системою зі змінними у функції шляху параметрами і містить ряд нелінійностей (обмеження, зона нечутливості, люфт, сухе тертя). У зв'язку з цим, точний теоретичний аналіз безперервної частини системи цифрового управління є важко здійсненним завданням. Доцільно розчленувати завдання на ряд простіших, обгрунтовувавши в кожному випадку правомірність спрощення математичної моделі.

Аналіз стійкості процесу позиціонування робочих органів устаткування доцільно провести за допомогою дослідження спрощеної лінеаризованої моделі системи цифрового управління на основі електромеханічного крокового позиціонера. Наближене моделювання системи управління виконане на основі експериментальних динамічних характеристик електромеханічного крокового позиціонера. При цьому під безперервною частиною розуміється вся зовнішня по відношенню до ЕОМ, що управляє, частина системи цифрового управління.

Визначена імпульсна перехідна характеристика системи управління шляхом подачі протягом такту часу на блок управління кроковим позиціонером ступінчастого вхідного імпульсу і реєстрації фактичного положення робочого органу. Зіставлення розрахункових значень моделі з експериментальною характеристикою показує, що система цифрового управління на основі електромеханічного крокового позиціонера приблизно може бути описана моделлю, приведеною на рисунку 2. Дана модель є описом каскадної двоконтурної стежачої системи автоматичного управління позиціонуванням робочого органу.

Кривій 1 на рисунках 3 і 4 відповідає експериментальна перехідна характеристика системи управління на основі електромеханічного крокового позиціонера. Кривій 2 на рисунках 3 і 4 відповідає перехідна характеристика наближеної моделі системи цифрового управління з параметрами, вказаними на рисунку 2.

Кривій 3 на рисунку 3 відповідає перехідна характеристика моделі стежачої системи, що включає ПД-регулятор, з наступними параметрами цифрового регулятора:

$$\begin{aligned} K_{II} &= 3,88 \\ K_L &= 2,52 \end{aligned}, (5)$$

Кривій 4 на рисунку 3 відповідає перехідна характеристика моделі стежачої системи, що включає ПД-регулятор, з наступними параметрами цифрового регулятора:

$$\begin{aligned} K_{II} &= 5,22 \\ K_L &= 2,52 \end{aligned}, (6)$$

Кривій 5 на рисунку 4 відповідає перехідна характеристика моделі стежачої системи, що включає ПД-регулятор, з наступними параметрами цифрового регулятора:

$$\begin{aligned} K_{II} &= 3,52 \\ K_L &= 2,64 \end{aligned}, (7)$$

Кривій 6 на рисунку 4 відповідає перехідна характеристика моделі стежачої системи, що включає ПД-регулятор, з наступними параметрами цифрового регулятора:

$$\begin{aligned} K_{II} &= 3,52 \\ K_L &= 1,12 \end{aligned}, (8)$$

Коливальний характер ланок в моделі стежачої системи (рисунк 2) пояснює необхідність фіксації виконавчого валу в точці позиціонування. Надійну фіксацію виконавчого валу можна забезпечити наступними способами:

- застосуванням передач, що самі гальмують, це призведе до зростання витрат на сухе тертя;
- використанням керованого фіксуючого пристосування (електромагнітного гальма, муфти і т. д.), конструктивно вбудованого в позиціонер;
- застосуванням підсилювачів потужності, що дозволяють утримувати виконавчий вал в незмінному положенні з певною похибкою.

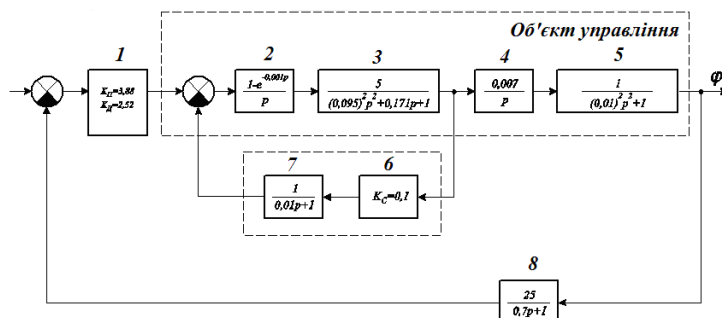


Рис. 2. Структурна схема наближеної моделі системи цифрового управління на основі електромеханічного крокового позиціонера: 1 – цифровий ПД-регулятор; 2 – екстраполятор нульового порядку (фіксатор); 3 – кроковий двигун; 4 – редуктор; 5 – пружна механічна передача; 6, 7 – датчик швидкості (ПІ-регулятор швидкості); 8 – вимірювальна система  $\varphi$  – поточне значення кута повороту виконавчого валу

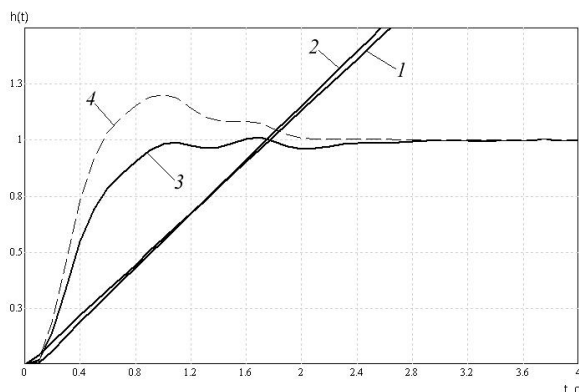


Рис. 3. Імпульсні перехідні характеристики моделі системи цифрового управління на основі електромеханічного крокового позиціонера

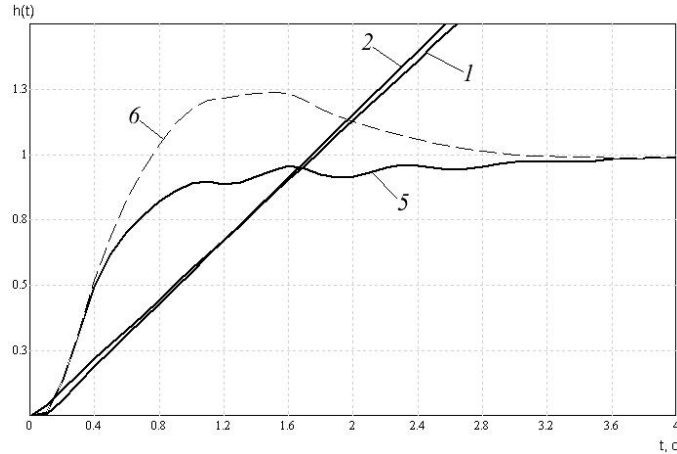


Рис. 4. Імпульсні перехідні характеристики моделі системи цифрового управління на основі електромеханічного крокового позиціонера

Це пов'язано із збудженням режиму автоколивань в околиці точки позиціонування з малою амплітудою (менше половини величини погрешності позиціонування) і високою частотою.

#### Визначення стійкості системи згідно критерію Михайлова

Формулювання критерію Михайлова: для стійкої САР необхідно і достатньо, щоб годограф Михайлова, починаючись при  $\omega = 0$  на додатній дійсній напівосі, обходив послідовно в додатному напрямку (проти годинникової стрілки) при збільшенні  $\omega$  від 0 до  $\infty$   $n$  квадрантів, де  $n$  – ступінь характеристичного рівняння.

Критерій Михайлова є досить зручним для аналізу систем, у яких  $n > 5$ .

Для розрахунку САК на стійкість запишемо передаточну функцію системи.

Спочатку спростимо передаточну функцію для екстраполятора нульового порядку (фіксатора). Для цього показникову функцію чисельника розкладемо в ряд Маклорена.

В загальному випадку ряд Маклорена має вигляд:

$$f(x) = f(0) + \sum_{k=1}^n \frac{f^{(k)}(0)}{k!} x^k + \left( \frac{x}{x-\xi} \right)^p \frac{(x-\xi)^{n+1}}{n! p} f^{(n+1)}(\xi)$$

Розклад для показникової функції ( $e^x$ ):

$$e^x = 1 + x, \nabla x$$

В нашому випадку

$$e^{-0,001p} = 1 - 0,001p$$

Передаточна функція для екстраполятора нульового порядку матиме вигляд:

$$W(p) = \frac{1 - e^{-0,001p}}{p} = \frac{1 - 1 - 0,001p}{p}$$

Тоді

$$W(p) = -0,001$$

Оскільки передаточні функції інших ланок є дробово-раціональними, то їхні перетворення не викликає труднощів.

Отже запишемо передаточну функцію замкнутої системи:

$$W(p) = \frac{(3,88 + 2,52p) \cdot 0,007 \cdot (0,7p + 1)}{0,0000009p^6 + 0,000017p^5 + 0,0091p^4 + 0,171p^3 + p^2 + 3,56p + 5,595}$$

Запишемо характеристичне рівняння замкненої системи:

$$0,0000009p^6 + 0,000017p^5 + 0,0091p^4 + 0,171p^3 + p^2 + 3,56p + 5,595$$

Проведемо перехід до частотної площини шляхом заміни  $p \rightarrow j\omega$ . Звівши дійсні та уявні частини поліному, отримаємо характеристичний поліном вигляду

Позначимо дійсну частину характеристичного поліному через  $A(\omega)$  і уявну – через  $B(\omega)$

$$A(\omega) = -0,0000009\omega^6 + 0,0091\omega^4 - \omega^2 + 5,595$$

$$B(\omega) = 0,000017\omega^5 - 0,171\omega^3 - \omega^2 + 3,56\omega$$

Змінюючи  $\omega$  від 0 до  $\infty$  будемо годограф Михайлова на комплексній площині (рис. 5).

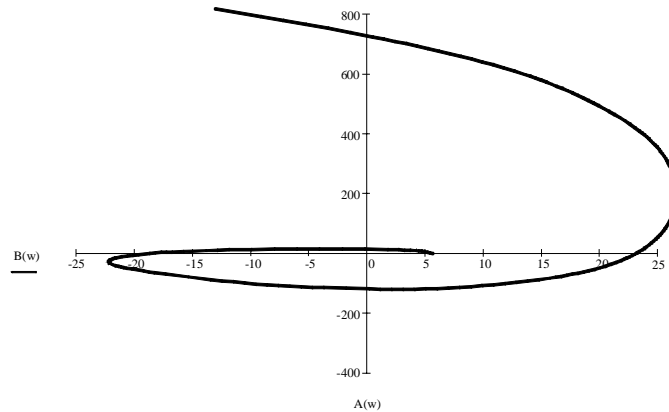


Рис.5. Годограф Михайлова

З побудованого годографа Михайлова можемо підтвердити висновок про те, що АСР є стійкою, оскільки годограф проходить через 6 квадрантів, при ступені характеристичного поліному, рівному шести.

1. Ломака, М.В. Микропроцессорное управление приводами / М.В. Ломака, И.В. Медведев. – М.: Машиностроение, 1990. – 96 с.
2. Бесекерский, В.А. Системы автоматического управления с микроЭВМ / В.А. Бесекерский, В.В. Изранцев. – М.: Наука, 1987. – 320 с.
3. Букреев, В. Программно-аппаратный комплекс для исследования алгоритмов интерполяции траекторий движения многокоординатных электроприводов / В. Букреев, Н. Гусев, М. Коваленко // Современные технологии автоматизации. – 2007. – № 1. – С. 46–53.