

## СИНТЕЗ НЕЧІТКОГО РЕГУЛЯТОРА ПРИВОДІВ КООРДИНАТНОЇ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ МАШИНИ, ІНВАРІАНТНОГО ДО ПАРАМЕТРИЧНИХ ЗБУРЕНЬ

*Запропоновано нечіткий регулятор, інваріантний до параметричних збурень, що дозволяє одержати високі якісні показники роботи приводів стосовно специфіки їх експлуатації у складі систем управління координатно-вимірювальними машинами.*

Необхідність підвищення статичних і динамічних характеристик приводів координатної вимірювальної машини (КВМ) обумовлена вимогами, що пред'являються до них: забезпечення високої точності позиціонування робочого органу, реалізація якісних перехідних процесів, стійкість до дії на робочий орган зовнішніх збурень [1].

При синтезі регулятора необхідно забезпечити програмне переміщення вимірювального елемента з високими швидкостями при мінімальному відхиленні від заданої траєкторії, жорстке позиціонування при східчастому управлінні без прояву перерегулювання, високу чутливість при малих переміщеннях в зоні вимірювання [2].

Головною архітектурною властивістю системи інтелектуального управління, яка відрізняє інтелектуальну систему управління від побудованої за традиційною схемою, є введення механізмів зберігання обробки знань для реалізації здатностей по виконанню необхідних функцій у невизначених умовах при випадковому характері зовнішніх збурень.

До збурень такого роду можна віднести вібраційні процеси, температурні коливання та ін. Крім цього, склад системи при необхідності доповнюється засобами самонавчання, які забезпечують узагальнення накопичуваного досвіду і на цій основі – поповнення знань.

Об'єкти регулювання системи управління КВМ характеризуються істотною нелінійністю, наявністю запізнювань і значною інерційністю ланок регулювання. При цьому математичний опис таких систем можна виконати тільки в спрощеному вигляді, оскільки ряд параметрів не піддається контролю. Взаємодію між параметрами може бути виражено наближеною залежністю.

Нехай, даний процес описується у вигляді системи нелінійних диференціальних рівнянь

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t - \tau) + B(t)u(t) + G(t)w(t - \theta) + H(x(t)), \quad (1)$$

де  $A$  – матриця системи;  $B$  – матриця управління;  $G$  – матриця збурень;  $H$  – нелінійність, що обумовлена деякими параметрами системи;  $x$  – координата стану системи;  $u$  – сигнал управління;  $w$  – дестабілізуючий вплив;  $\tau$  – величина запізнювання, обумовлена внутрішніми параметрами об'єкта управління;  $\theta$  – величина запізнювання, обумовлена зовнішніми збурюючими впливами.

Ряд параметрів об'єкта управління характеризується неповнотою і нечіткою інформацією, тому для таких систем управління доцільно використовувати нечіткий підхід, тобто для формування необхідного закону управління використовуємо нечіткий логічний регулятор (НЛР) [3].

Функціонування НЛР за принципом Мамдані реалізується на основі наступних етапів: фазифікації, системи нечіткого логічного виводу, дефазифікації.

Визначенню підлягають параметри блока фазифікації (вигляд, число, розподілення функцій належності (ФН)), база знань (кількість, вид правил) і параметри блока дефазифікації.

Класичний підхід синтезу НЛР передбачає участь експерта у визначенні параметрів регулятора або використання ітераційного принципу їх знаходження.

Пропонується метод синтезу НЛР, що забезпечує автоматизацію процесу налаштування одного з блоків регулятора.

Продукційні правила у випадку з  $n$  – вимірним входом і одновимірним виходом можуть бути представлені у вигляді [4]:

Посилка: ЯКЩО  $x_1 \in A_1^m$  і ... і  $x_n \in A_n^m$ .

Правило: ЯКЩО  $x_1 \in A_1^1$  і ... і  $x_n \in A_n^1$ , ТО  $u \in B^1$ .

Висновок:  $u \in B^1$ ,

де  $[x_1, x_2, \dots, x_n]^T = \bar{x}$  – вектор вхідного сигналу;  $u$  – скалярна величина сигналу управління.  $X_i$  – універсум для кожної лінгвістичної змінної  $x_i$ ,  $U$  – універсум  $u$ .

Позначивши значення  $i$ -х лінгвістичних змінних  $x_i$  і  $u$  через  $A_i^j$  і  $B^j$ , де  $j = \overline{1, m}$  відповідно, отримуємо значення ФН:

$$\mu_{A_i^j}(x) : X_i \rightarrow [0,1] \text{ і } \mu_{B^j}(u) : U \rightarrow [0,1].$$

Нечітке відношення для кожного продукційного правила визначається наступним чином:

$$(A_1^j \text{ і } A_2^j \text{ і } \dots \text{ і } A_n^j) \rightarrow B^j, \\ \mu_{R^j}(x_1, x_2, \dots, x_n, u) = \mu_{A_1^j}(x_1) \mu_{A_2^j}(x_2) \dots \mu_{A_n^j}(x_n) \mu_{B^j}(u).$$

Нечітке відношення  $R$  для  $m$  правил визначається згідно виразу

$$\mu_R(x_1, x_2, \dots, x_n, u) = \max_{j=1}^m \mu_{R^j}(x_1, x_2, \dots, x_n, u).$$

У випадку коли лінгвістичні змінні вхідного сигналу  $x_i$  приймають нечіткі множини  $A_i^j$ ,  $i = \overline{1, n}$ , нечітка множина  $B^j$  лінгвістичної змінної сигналу управління визначається за допомогою нечіткої імплікації.

Функція належності для  $B^j$  має вигляд:

$$\mu_{B^j}(u) = \max_{x_1, x_2, \dots, x_n} \left\{ \left[ \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i) \right] \cdot \left[ \max_{j=1}^n \left[ \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i) \right] \cdot \mu_{B^j} \right] \right\}.$$

Нехай нечіткі підмножини  $B^j$  мають вигляд:

$$\mu_{B^j}(u) = \begin{cases} 1, & u = \lambda^j, \\ 0, & u \neq \lambda^j, \end{cases}$$

де  $\lambda^j$  – дискретні чисельні значення вихідного сигналу.

Тоді з врахуванням цього:

$$\mu_{B^j}(u) = \begin{cases} \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i), & u = \lambda^j, \\ 0, & u \neq \lambda^j. \end{cases}$$

На етапі дефазифікації при використанні метода центральної площі, отримаємо вираз, що визначає значення вихідного сигналу:

$$u = \frac{\sum_{j=1}^m \lambda^j \left[ \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i) \right]}{\sum_{j=1}^m \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i)}.$$

$$\text{Позначимо } \zeta_j(\bar{x}) = \frac{\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i)}{\sum_{j=1}^m \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i)},$$

тоді формула визначення вихідного сигналу НЛР буде мати вигляд:

$$u(\bar{x}, \bar{\lambda}) = \sum_{j=1}^m \lambda^j \zeta_j(\bar{x}) = \lambda^{-T} \zeta(\bar{x}).$$

Таким чином, НЛР може бути описаний у вигляді добутку двох функцій, що визначаються видом і розподіленням по діапазону регулювання ФН та обраним алгоритмом нечіткого виводу.

Нехай об'єкт управління описується спрощеними математичними виразами і відомі критерії оптимізації, тоді можна знайти вираз для бажаного керуючого впливу, що забезпечує необхідні показники якості.

В загальному вигляді функціонал якості, на основі якого може бути отриманий управляючий вплив, має вигляд:

$$J = \int_0^{\infty} [l^2 \varphi^2(\eta) + h^2 \eta^2(t)] dt,$$

де  $l, h$  – постійні коефіцієнти;  $\eta(t)$  – довільна диференційована або частково-неперервна функція і  $\eta(0) = 0$ ;  $\varphi(\eta)$  – однозначна, неперервна, диференційована  $\forall \eta$  функція, причому  $\varphi(0) = 0$  і  $\varphi(\eta) \cdot \eta < 0$  при  $\forall \eta \neq 0$ .

Мінімізація даного функціоналу потребує від НЛР реалізації вихідного сигналу виду:

$$u = -\frac{1}{b} \left[ \frac{\partial \eta(\bar{x})}{\partial x_n} \right]^{-1} \left[ \frac{1}{T} \varphi(\eta) + \sum_{k=1}^n \frac{\partial \eta(\bar{x})}{\partial x_k} f_k(\bar{x}) \right].$$

Якщо вважати базу знань повну і несуперечливу, то НЛР дозволяє реалізувати закон управління, що максимально наближений до необхідного та залежить від  $\bar{\lambda}$  і  $\zeta(\bar{x})$ .

При  $\bar{\lambda} = \text{const}$  синтез НЛР зводиться до оптимального розподілення ФН при їх фіксованому числі.

Задача синтезу полягає в знаходженні такого виду і форми ФН, які при приведених вище припущеннях забезпечили на основі прийнятого алгоритму нечіткого виводу необхідний вид управляючого впливу. При відомому управляючому впливі, заданому вхідному сигналі регулювання задачею є знаходженні бажаної функції відображення.

Для пошуку функції відображення ведемо наступні обмеження. Будемо вважати, що реалізація бажаного закону управління здійснюється за одним вхідним сигналом НЛР. Другий вхідний сигнал НЛР може бути враховано згодом як корегуючий. Вид динамічних перехідних характеристик зведемо до двох типів – аперіодичного і коливального.

Таким чином, координатами вершин терм-множин вхідної змінної є:

– абсциси, отримані за формулою

$$\begin{cases} x = x_1 \cdot \cos\left(-\frac{\pi}{4}\right) + y_1 \cdot \sin\left(-\frac{\pi}{4}\right), \\ y = -x_1 \cdot \sin\left(-\frac{\pi}{4}\right) + y_1 \cdot \cos\left(-\frac{\pi}{4}\right). \end{cases}$$

– абсциси крайньої правої і лівої точок кожної однозначної ділянки статичної характеристики.

Розміщення границь інтервалу-носія відповідної терм-множини обирається таким чином, щоби вони відповідали вершинам сусідніх терм-множин. У випадку крайніх терм-множин границя інтервалу обирається таким чином, щоб множина була симетричною. Якщо статична характеристика нелінійного елемента має лінійні ділянки (паралельні осі абсцис на

перетвореній статичній характеристиці) в області крайніх вхідних терм-множин, ці множини можна зробити Z- і S-образного виду.

Даний підхід дозволить скоротити кількість вхідних функцій належності і, як наслідок, вихідних і об'єм бази знань. Таким чином, збільшиться швидкодія нечіткого логічного регулятора і спроститься його технічна реалізація.

Для доказу правильності викладеного промодельовано перехідні процеси в системах регулювання, об'єкти управління яких описуються коливальними і аперіодичними законами при стандартному рівномірному розподілі ФН і синтезованому за допомогою розглянутого вище методу (рис. 1, 2).

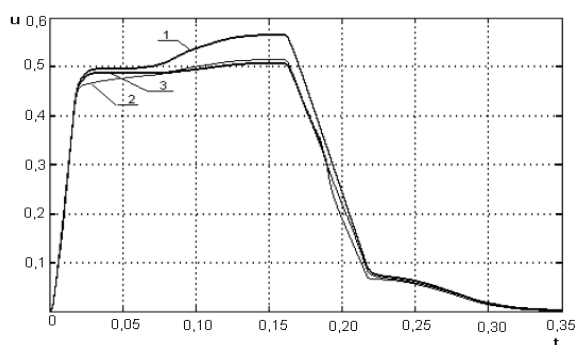


Рис. 1. Перехідні процеси: 1 – система без НЛР; 2 – система з НЛР і рівномірно розподіленими ФН; 3 – система з НЛР і ФН, що розподілені за представленим методом

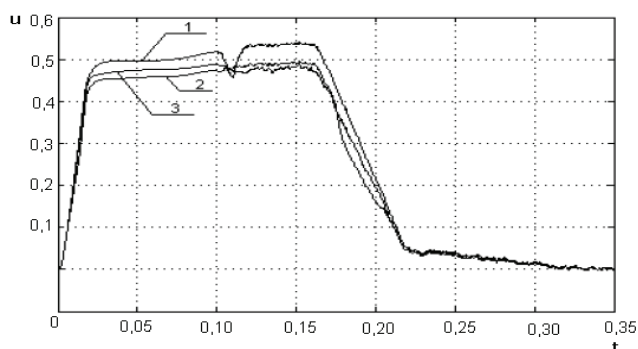


Рис. 2. Перехідні процеси при подачі зовнішнього збурення: 1 – система без НЛР; 2 – система з НЛР і рівномірно розподіленими ФН; 3 – система з НЛР і ФН, що розподілені за представленим методом

На рис. 2 розглядається лінійний стаціонарний об'єкт управління, а на рис. 3 – цей же об'єкт, але вже з урахуванням нелінійності і не стаціонарності його параметрів, а також за наявності в системі дестабілізуючих впливів.

Моделювання нечіткої системи управління вимірювальним процесом, синтезованим за запропонованим методом і регулятором з рівномірно розподіленими ФН при повній базі знань показав, що даний метод дійсно дозволяє підвищити якість регулювання. В приведених графіках видно зниження величини розузгодження. Крім того, дослідження даної системи при зміні параметрів об'єкту регулювання не робить істотного впливу на вихідні характеристики системи.

## Висновки

При використуванні нечіткого логічного регулятора з рівномірним розподілом функцій належності даний діапазон адаптації нечіткої системи звужується до 8-10%. Крім того, оптимальний розподіл функцій належності в блоках фазифікації і дефазифікації дозволяє істотно скоротити об'єм бази знань шляхом виключення з неї правил, що суттєво не впливають на вихідні характеристики нечіткого логічного регулятора.

## Список літератури

1. Координатные измерительные машины и их применение / [А.А. Гапшис, А.Ю. Каспарайтис, М.Б. Модестов та ін.]. – М.: Машиностроение, 1988. – 328 с.
2. Макаров И.М. Новое поколение интеллектуальных регуляторов / И.М. Макаров, В.М. Лохин, Д.М. Еремин и др. // Приборы и системы управления. – 1997. – № 3. – С. 2–6.
3. Усков А.А. Принципы построения систем управления с нечеткой логикой / А.А. Усков // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2004. – №6. – С. 7-13.
4. Mamdani E. An experiment in Linguistic Synthesis with Fuzzy Logic Controller / E. Mamdani, S. Assilian // Int. J. Man-Machine Studies. – 1975. – Vol. 7. – №1. – P. 1–13.