

## НЕЧІТКЕ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИМИ ОБ'ЄКТАМИ

**Вступ.** До актуальних задач в галузі автоматизації електромеханічних систем відноситься задача створення та впровадження нових методів керування, які у порівнянні з традиційними методами дозволяють отримувати поліпшені характеристики систем автоматичного регулювання (САР) електромеханічними об'єктами. Останнім часом зазнала інтенсивного розвитку та показала значні перспективи застосування у задачах автоматичного керування теорія штучного інтелекту, де складовою частиною є теорія нечітких або фазі-систем керування [1,2]. Оскільки до найпоширеніших законів керування, що застосовуються у техніці, належать такі закони, як пропорціонально-інтегральний (ПІ), пропорціонально-диференціальний (ПД) та пропорціонально-інтегрально-диференціальний (ПІД), то виникає потреба у розробленні та вивченні фазі-версій цих законів керування.

В даній статті розглядається питання побудови регуляторів типу фазі-ПІ (ФПІ), фазі-ПД (ФПД) та фазі-ПІД (ФПІД). На прикладі САР швидкості асинхронного електропривода (АЕП) порівнюються показники керування при застосуванні звичайного та нечіткого ПІД-регуляторів.

**Постановка задачі дослідження.** Метою статті є викладення принципів побудови нечітких ПІ-, ПД- та ПІД-регуляторів для електромеханічних систем автоматичного керування. Задачею статті також є порівняння показників якості керування для традиційного та нечіткого ПІД-регуляторів на прикладі однієї з типових електромеханічних САР.

**Матеріали дослідження. Опис традиційних регуляторів.** Запишемо рівняння ПІ-, ПД- та ПІД-регуляторів для варіанта їх функціонування у дискретному часі. Як відомо, аналоговий ПІ-регулятор описується рівнянням

$$u(t) = K_r \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau \right], \quad (1)$$

де  $e$ ,  $u$ ,  $K_r$ ,  $T_i$  - змінні на вході та виході, коефіцієнт передачі та стала інтегрування регулятора відповідно. Диференціюючи (1), отримаємо

$$\dot{u}(t) = K_r [\dot{e}(t) + T_i^{-1} e(t)]. \quad (2)$$

Перейшовши в (2) до дискретного часу шляхом заміни похідних лівими різницями, отримаємо

$$\frac{u(k) - u(k-1)}{T_0} = K_r \left[ \frac{e(k) - e(k-1)}{T_0} + \frac{1}{T_i} e(k) \right], \quad (3)$$

де  $T_0$  - період квантування;  $k = 0, 1, 2, \dots$  - номер періоду квантування. З (3) отримаємо закон функціонування дискретного ПІ-регулятора у вигляді:

$$u(k) = K_r \frac{T_0}{T_i} \left[ \frac{T_i}{T_0} \Delta e(k) + e(k) \right] + u(k-1), \quad (4)$$

де  $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$ .

Рівняння, що описує роботу неперервного ПД-регулятора, має вигляд:

$$u(t) = K_r [e(t) + T_d \dot{e}(t)], \quad (5)$$

де  $T_d$  - стала диференціювання регулятора. Перейшовши в (5) до дискретного часу, отримаємо опис ПД-регулятора для цифрової реалізації:

$$u(k) = K_r \left[ \frac{T_d}{T_0} \Delta e(k) + e(k) \right]. \quad (6)$$

Аналоговий ПІД-регулятор описується рівнянням

$$u(t) = K_r \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \dot{e}(t) \right]. \quad (7)$$

Отримаємо ПІД-регулятор у вигляді паралельно з'єднаних ПІ- та ПД-регуляторів за схемою ПІД=ПІ+ПД. Рівняння (7) розкладемо на два складники:

$$u(t) = u_i(t) + u_d(t), \quad (8)$$

де

$$u_i(t) = K_r \left[ \frac{1}{2} e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau \right]; \quad u_d(t) = K_r \left[ \frac{1}{2} e(t) + T_d \dot{e}(t) \right]. \quad (9)$$

Здійснивши перетворення з виразами (9) за аналогією із зробленими вище перетвореннями законів ПІ-регулювання (1) та ПД-регулювання (5), отримаємо закон функціонування дискретного ПІД-регулятора у вигляді

$$u(k) = u_i(k) + u_d(k), \quad (10)$$

де

$$u_i(k) = K_r \frac{T_0}{T_i} \left[ \frac{T_i}{2T_0} \Delta e(k) + e(k) \right] + u_i(k-1); \quad u_d(k) = \frac{K_r}{2} \left[ \frac{2T_d}{T_0} \Delta e(k) + e(k) \right]. \quad (11)$$

За (10) та (11) побудована структурна схема ПІД-регулятора, яка подана на рис.1. У цій схемі літерою  $z$  означено параметр  $z$ -перетворення, а БО - блок обмеження. Тут БО1 обмежує значення ПІ-складника сигналу керування, а БО2 обмежує значення виходу ПІД-регулятора на бажаному рівні.

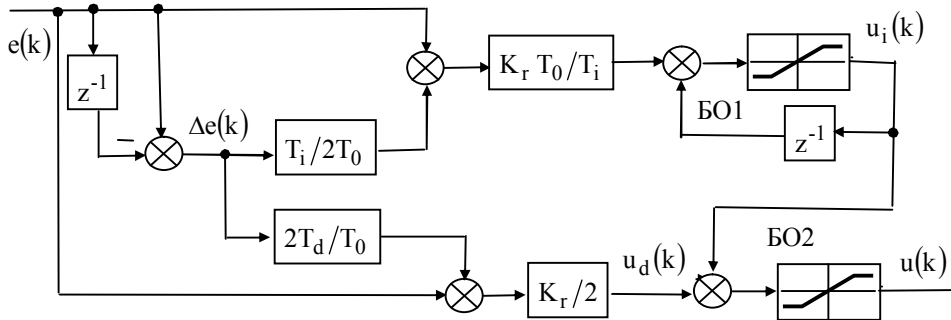


Рис.1. Структура ПІД-регулятора з обмеженням виходу

Очевидно, що із схеми на рис.1 можна виділити структури складників ПІД-регулятора. Зокрема верхня частина цієї схеми, яка формує сигнал  $u_i(k)$ , відповідає структурній схемі дискретного ПІ-регулятора, а нижня частина цієї схеми, яка

формує сигнал  $u_d(k)$ , відповідає структурній схемі дискретного ПД-регулятора. При цьому для узгодженості даних структур з рівняннями (4) та (6) відповідно із ланок схеми на рис.1, що містять число 2, треба це число вилучити.

формує сигнал  $u_d(k)$ , відповідає структурній схемі дискретного ПД-регулятора. При цьому для узгодженості даних структур з рівняннями (4) та (6) відповідно із ланок схеми на рис.1, що містять число 2, треба це число вилучити.

**Побудова нечітких регуляторів.** Для побудови фазі-регуляторів використаємо отримані вище структури традиційних дискретних регуляторів. При цьому за принцип впровадження у ці структури блока фазі-логіки (БФЛ) візьмемо те, щоб його входними змінними були величини, що є пропорційними помилці регулювання (вхідному сигналу регулятора) та похідній від даної помилки. Саме такі сигнали підсумовуються у каналі формування ПІ-складника в схемі на рис.1. Отже, замінивши суматор на БФЛ можна перейти до схеми ФПІ. Отримана таким шляхом структурна схема ФПІ при врахуванні (4) зображена на рис.2, де з метою спрощення проектування здійснюється нормування вхідних та вихідної змінних БФЛ в інтервалі  $[-1, 1]$  за рахунок вибору

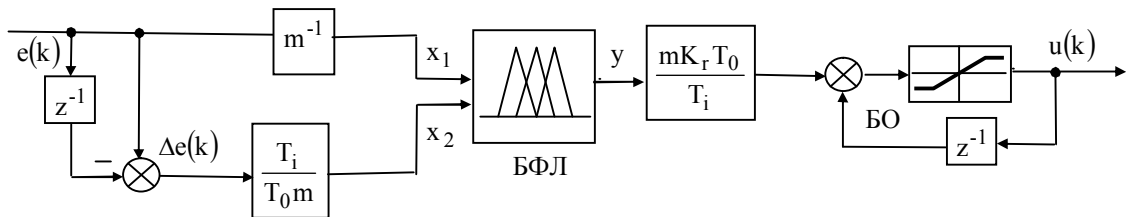


Рис.2. Структура ФПІ-регулятора з нормуванням змінних та обмеженням виходу

відповідного значення масштабного коефіцієнта  $m$  [3]. Аналогічним чином із (6) та каналу формування ПД-

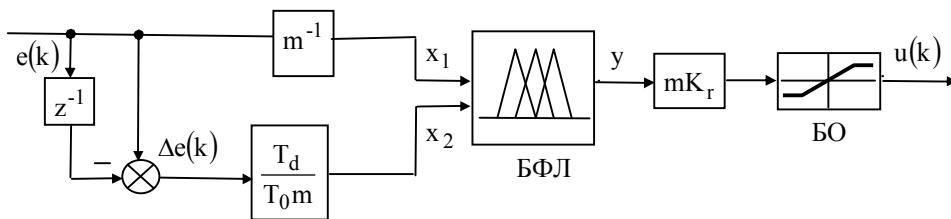


Рис.3. Структура ФПІД-регулятора з нормуванням змінних та обмеженням

масштабних коефіцієнтів  $m_i$  та  $m_d$  отримано структурну схему нормалізованого ФПІД регулятора, що зображена на рис.4.

можна отримати структурну схему нормалізованого ФПІД регулятора, що зображена на рис.3.

На основі структури на рис.1 при впровадженні в неї двох фазі-блоків БФЛ1 та БФЛ2, а також

Як відомо [2], у БФЛ здійснюється три етапи обробки інформації: 1) фазифікація; 2) інференція; 3) дефазифікація. Задачею фазифікації є перетворення однозначних вхідних величин на фазі-множини згідно з

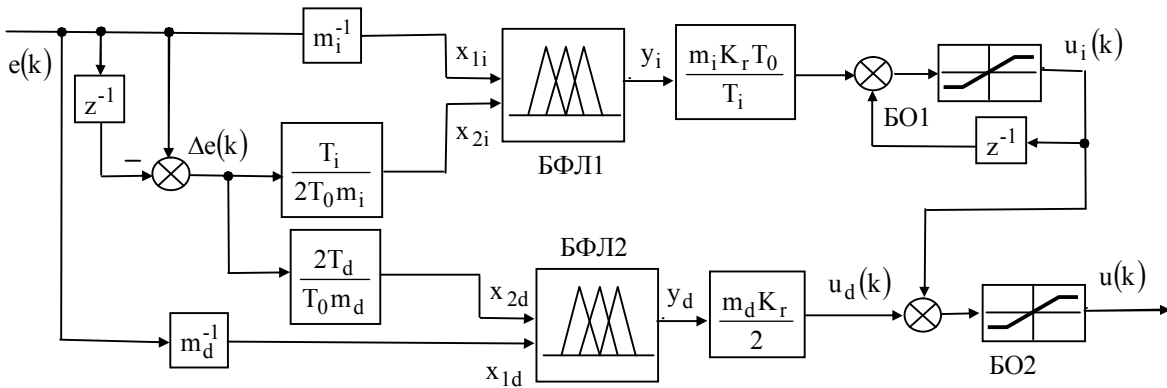


Рис.4. Структура ФПД-регулятора з нормуванням змінних та обмеженням виходу

функціями належності цих величин. На рис.5 представлено симетричні функції належності нечіткої змінної, що складають сім лінгвістичних термів. Імена, форми та параметри цих термів подані в табл.1.

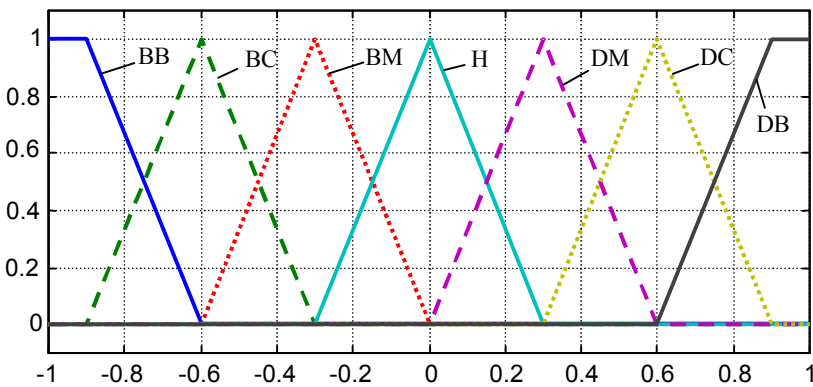


Рис.5. Функції належності нечіткої змінної

Завданням інференції, яка у свою чергу складається з агрегації, імплікації та акумуляції, є формування вихідної фазі-множини із вхідних фазі-множин на основі логічних правил. Приклад бази правил подано в табл.2.

Задачею дефазифікації є перетворення акумульованої фазі-множини на однозначну величину на виході фазі-блока. При цьому використовуються функції належності вихідної нечіткої змінної.

Таблиця 1

Терм	Форма терму	Характерні точки
<b>ВВ</b> (Від'ємне велике)	трапеція	[-11, -10, -0.9, -0.6]
<b>ВС</b> (Від'ємне середнє)	трикутник	[-0.9, -0.6, -0.3]
<b>ВМ</b> (Від'ємне мале)	трикутник	[-0.6, -0.3, 0]
<b>Н</b> (Нуль)	трикутник	[-0.3, 0, 0.3]
<b>ДМ</b> (Додатне мале)	трикутник	[0, 0.3, 0.6]
<b>ДС</b> (Додатне середнє)	трикутник	[0.3, 0.6, 0.9]
<b>ДВ</b> (Додатне велике)	трапеція	[0.6, 0.9, 10, 11]

Таблиця 2

		Значення $x_1(k)$						
		ВВ	ВС	ВМ	Н	ДМ	ДС	ДВ
Значення $x_2(k)$	ДВ	Н	ДМ	ДС	ДВ	ДВ	ДВ	ДВ
	ДС	ВМ	Н	ДМ	ДС	ДВ	ДВ	ДВ
	ДМ	ВС	ВМ	Н	ДМ	ДС	ДВ	ДВ
	Н	ВВ	ВС	ВМ	Н	ДМ	ДС	ДВ
	ВМ	ВВ	ВВ	ВС	ВМ	Н	ДМ	ДС
	ВС	ВВ	ВВ	ВВ	ВС	ВМ	Н	ДМ
	ВВ	ВВ	ВВ	ВВ	ВВ	ВС	ВМ	Н

**Чисельний приклад.** У чисельному дослідженні мається на меті порівняти функціонування звичайного та нечіткого ПД-регуляторів при їх застосуванні в САР швидкості АЕП. Структура САР зображена на рис.6, де Р

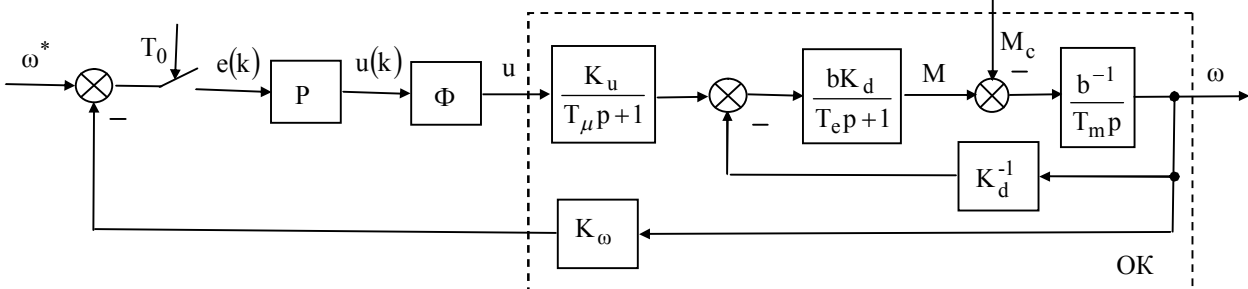


Рис.6. Структурна схема САР швидкості АЕП

– регулятор;  $\Phi$  – формувач (екстраполатор нульового порядку); ОК - об'єкт керування;  $\omega$ ,  $\omega^*$  - швидкість

привода (регульована змінна) та її завдання;  $e$ ,  $u$  - помилка регулювання та керуюча змінна;  $M$ ,  $M_c$  - електромагнітний момент та момент сил опору на валу двигуна відповідно. До складу моделі ОК входять перетворювач частоти у вигляді аперіодичної ланки з сталою часу  $T_\mu$ , асинхронний короткозамкнений двигун

у вигляді простої моделі 2-го порядку, яка є адекватною лише для порівняно невеликого діапазону регулювання швидкості, та давач швидкості з коефіцієнтом передачі  $K_\omega$ . Двигун має номінальні значення потужності, кількості обертів та моменту на валу такі, як:  $P_n = 2,2$  кВт;  $n_n = 2841$  об/хв;  $M_n = 7,4$  Н·м. Значення параметрів моделі ОК подані в табл.3 у відповідних одиницях системи СІ.

Таблиця 3

Параметр	b	$T_e$	$T_m$	$K_d$	$K_u$	$T_\mu$	$K_\omega$
Значення	0,448	0,0091	0,0323	6,28	5,0	0,008	0,0318

рис.6 схеми нескладно показати, що для налаштування САР на модульний оптимум параметри ПІД-регулятора швидкості мають дорівнювати:

$$K_r = T_m / 2T_\mu K_u K_d K_\omega; \quad T_i = T_m; \quad T_d = T_e. \quad (12)$$

Період квантування за часом вибрано рівним  $T_0 = 1$  мс. У підсумку модель дискретного ПІД-регулятора отримано на основі зображеної на рис.1 структури при визначенні його параметрів за (12).

Для побудови ФПІД-регулятора взято за основу структуру, що зображена на рис.4. Синтез його параметрів у лінійній частині зроблено за виразами (12), щоб отримати початкове налаштування цього регулятора на

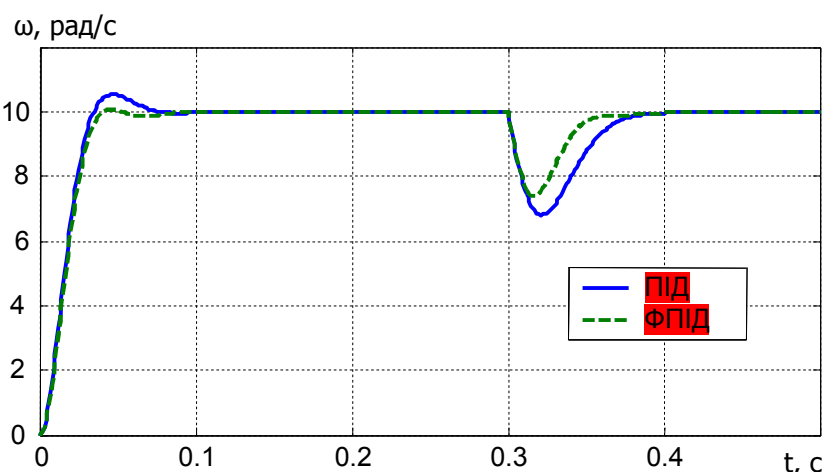


Рис.7. Перехідні процеси в САР швидкості АЕП для двох регуляторів

використанням наявних у ньому засобів для проектування фазі-систем [4]. При моделюванні перехідних процесів у момент часу  $t=0$  стрибкоподібно змінювалося завдання швидкості  $\omega^*$ , а при  $t=0,3$  с стрибкоподібно змінювався  $M_c$  від нуля до  $0,5M_n$ . Криві  $\omega(t)$  для застосування в САР двох регуляторів представлені на рис. 7. Аналізуючи результати моделювання, можна зазначити, що тут ФПІД-регулятор демонструє кращі показники якості керування як за завданням, так і за збуренням. Зокрема, при нечіткому керуванні перерегулювання зменшилося з 5,3% до 0,5%, час регулювання зменшився на 32%, динамічне відхилення швидкості при накиді навантаження – на 18%, а час компенсування збурення – на 31%.

**Підсумки.** Розглянуто питання побудови фазі-регуляторів ПІ-, ПД- та ПІД-типу. На прикладі САР швидкості АЕП порівняно показники якості керування при застосуванні ПІД- та ФПІД - регуляторів.

#### Література.

1. Глибовець М.М., Олецкий О.В. Штучний інтелект. К.: Вид. дім "КМ Академія", 2002. – 366 с.
2. Рутковская Д., Пилиньский М., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы / Пер. с польск. – М.: Горячая линия-Телеком, 2004. – 452 с.
3. Pivonka P. Design of fuzzy controllers with normalised universe // Proc. of 6<sup>th</sup> intern. conf. "Mendel-2000", Brno, Czech Republic, 2000, P.285-294.
4. Fuzzy Logic Toolbox User's Guide: MathWorks. - 1998.