

ЦИФРОВА РЕАЛІЗАЦІЯ МОДИФІКОВАНОГО РЕГУЛЯТОРА ПОЛОЖЕННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ З ПІДПОРЯДКОВАНОЮ СТРУКТУРОЮ

Приймак Б.І., ст. викладач, к.т.н, Гаман Ю.С., студент

кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

Вступ. Електромеханічні системи (ЕМС) керування положенням використовуються у маніпуляторах, роботах, металообробних верстатах, прокатних станах, літаках, телескопах, антенах і т.п. [1]. Традиційно електромеханічні системи автоматичного регулювання (САР) будуються за принципом підпорядкованого керування. Зокрема комплектний електропривод з контурами регулювання струму та швидкості, що налаштовані відповідно на модульний оптимум (МО) та симетричний оптимум (СО), доповнюється контуром керування положення з налаштуванням на МО. Для такого класу систем в [2] синтезовано модифікований регулятор положення (МРП) та показано, що він має певні переваги перед традиційним регулятором. Цей регулятор описаний як неперервна динамічна ланка. Проте сучасні САР високої якості реалізуються на мікропроцесорній елементній базі, де інформація обробляється в цифровому вигляді. В цьому зв'язку виникає необхідність побудови дискретного аналога МРП для можливості його безпосередньої програмної реалізації.

Мета роботи. Метою праці, що пропонується, є побудова та дослідження дискретного варіанту МРП при отриманні його опису в аналітичній формі.

Матеріали дослідження. Узагальнена структура САР положення ЕМС представлена на рис.1, де ω , φ – кутові або лінійні швидкість та положення ЕМС; ω^* , φ^* – завдання швидкості та положення відповідно; ε – помилка

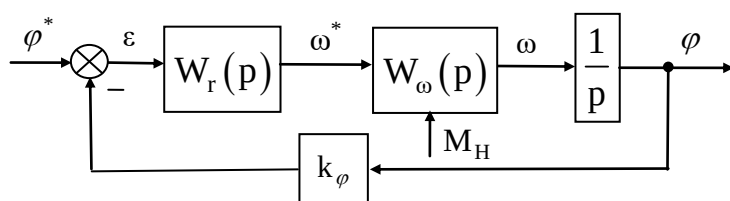


Рис. 1 Структура САР положення ЕМС

системи; M_H – момент навантаження двигуна; $W_\omega(p)$ – передатна функція (ПФ) замкненого контура регулювання швидкості; $W_r(p)$ – ПФ регулятора положення; $p = d/dt$; k_φ – коефіцієнт

передачі давача положення. Якщо контур струму налаштувати на МО, а контур швидкості – на СО, то, згідно з [1], останній в замкненому стані можна описати ПФ

$$W_\omega(p) = k_\omega^{-1} (8T_\mu p + 1) / (64T_\mu^3 p^3 + 32T_\mu^2 p^2 + 8T_\mu p + 1), \quad (1)$$

де T_μ – мала некомпенсована стала часу у контурі струму; k_ω – коефіцієнт передачі давача швидкості. Для таких систем в [2] запропоновано використовувати модифікований регулятор положення, що описується ПФ

$$W_r(p) = \frac{k_r(16T_\mu^2 p^2 + 4T_\mu p + 1)}{(8T_\mu p + 1)(bT_\mu p + 1)}, \quad (2)$$

де $k_r = k_\omega / 8T_\mu k_\varphi$ – коефіцієнт передачі регулятора, а параметр b вибирається у процесі синтезу в межах $0,1 \leq b \leq 1,2$. Особливістю цього регулятора є те, що поліном 2-го порядку у чисельнику ПФ (2) співпадає з одним із співмножників знаменника ПФ (1). Тому завдяки компенсуванню ідентичних поліномів замкнута САР положення описуватиметься компактною ПФ 3-го порядку

$$W_\varphi(p) = k_\varphi^{-1} / (32bT_\mu^3 p^3 + (32 + 8b)T_\mu^2 p^2 + 8T_\mu p + 1). \quad (3)$$

Як показали проведені в [2] дослідження, САР з ПФ (3) має поліпшені динамічні та статичні показники якості у порівнянні з традиційною системою.

Знайдемо дискретний аналог регулятора (2). Для цього визначимо його дискретну передатну функцію (ДПФ) з врахуванням екстраполятора нульового порядку за виразом

$$W_r(z) = \frac{z-1}{z} \cdot Z\{F(p)\}, \quad (4)$$

де $z = e^{pT_0}$, T_0 – такт квантування, $F(p) = W_r(p)/p$, $Z\{F(p)\}$ – z -перетворення функції $F(p)$. В нашому випадку згідно з (2) та (4)

$$F(p) = \frac{B(p)}{A(p)} = \frac{k_r(16T_\mu^2 p^2 + 4T_\mu p + 1)}{p(8T_\mu p + 1)(bT_\mu p + 1)}. \quad (5)$$

Знайдемо z -перетворення $F(z) = Z\{F(p)\}$ за допомогою формул розкладання [3]. Для випадку простих полюсів $F(p)$ її z -перетворення визначатиметься за формулою

$$F(z) = \sum_{i=1}^n \frac{B(p_i)}{A'(p_i)} \frac{1}{1 - z^{-1} e^{T_0 p_i}}, \quad (6)$$

де $p_i (i=1, n)$ – полюси $F(p)$. В нашому випадку полюси $F(p)$ прості. Вони дорівнюють: $p_1 = 0$, $p_2 = -1/8T_\mu$, $p_3 = -1/bT_\mu$. Похідна від $A(p)$ дорівнює

$$A'(p) = dA/dp = 24bT_\mu^2 p^2 + 2(8+b)T_\mu p + 1.$$

Тепер за формулою (6) отримаємо

$$F(z) = k_r \left[\frac{1}{1 - z^{-1}} + \frac{6}{(b-8)(1 - z^{-1} e^{-T_0/8T_\mu})} + \frac{b^2 - 4b + 16}{b(8-b)(1 - z^{-1} e^{-T_0/bT_\mu})} \right]. \quad (7)$$

Далі, підставивши (7) в (4) та зробивши відповідні перетворення, отримаємо ДПФ регулятора у вигляді

$$W_r(z) = \frac{k_r(b_0 z^2 + b_1 z + b_2)}{a_0 z^2 + a_1 z + a_2}, \quad (8)$$

де $b_0 = 2/b$; $b_1 = \left[-16 + 10b - b^2 - d_1(16 + 4b) - d_2(2b - b^2) \right] / (8b - b^2)$;
 $b_2 = \left[(8b - b^2)d_1d_2 + (16 - 4b + b^2)d_1 - 6bd_2 \right] / (8b - b^2)$; $a_0 = 1$; $a_1 = -d_1 - d_2$;
 $a_2 = d_1d_2$; $d_1 = e^{-T_0/8T_\mu}$; $d_2 = e^{-T_0/bT_\mu}$;

На рис.2 зображена структурна схема дискретної САР положення ЕМС,

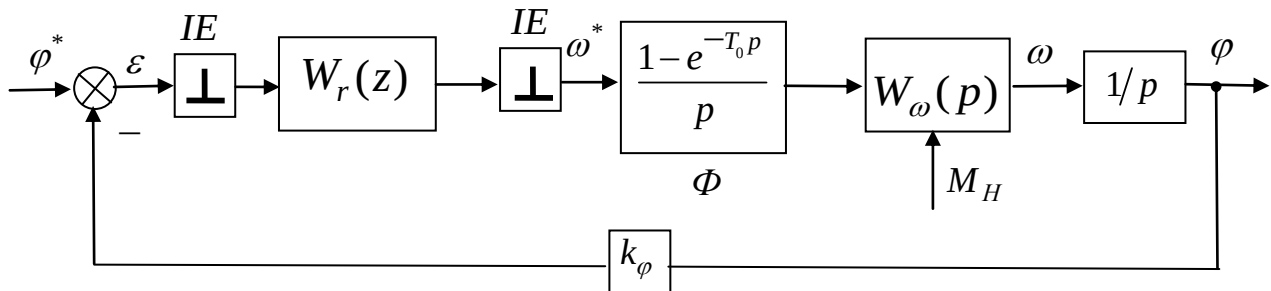


Рис. 2 Структура дискретної САР положення ЕМС

де ІЕ – імпульсний елемент; Φ – фіксатор (екстраполятор нульового порядку).

Для порівняння динамічних властивостей неперервної та дискретної САР було проведено їх моделювання при $T_\mu = 0,005$ с, $T_0 = 0,003$ с. На рис. 3

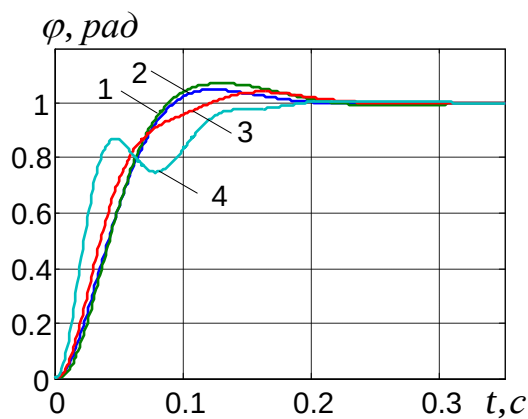


Рис. 3 Перехідні функції САР

представлені перехідні функції систем при стрибкоподібному завданні $\varphi^* = 1 \text{ рад}$. Тут криві 1,2 відповідають відповідно неперервній та дискретній системам при $b=1,2$. Як бачимо, розбіжність між цими кривими є досить малою, а значить характеристики дискретного та неперервного МРП є близькими. Порівнюючи криві 3,4, які є перехідними функціями дискретної САР при $b=0,6$ та $b=0,2$ відповідно, бачимо, що розбіжність між ними та кривою 1 зростає при зменшенні параметра b регулятора.

Підсумки. Отримано ДПФ дискретного аналогу МРП в аналітичному вигляді, яка може застосовуватися для аналізу та синтезу цифрових САР положення ЕМС. Виявлено залежність розбіжності між перехідними функціями дискретної та неперервної систем від параметра b регулятора. Встановлено, що характер цієї залежності є зворотнім, а деталізоване кількісне її дослідження планується зробити в наступній статті.

Література

1. Михайлов О.П. Автоматизированный электропривод станков и промышленных роботов : учебник для вузов / О.П. Михайлов. – М. : Машиностроение, 1990. – 304 с.
2. Приймак Б.І., Малько М.П. Модифікований регулятор положення для електроприводів підпорядкованої структури з типовим налаштуванням контурів // Праці Ін-ту електродинаміки НАН України. – 2008. – № 1 (19). – С. 70-73.
3. Изерман Р. Цифровые системы управления. – М.: Мир, 1984. – 541с.