

ІННОВАЦІЙНІ ПРОЦЕСИ У ГАЛУЗЯХ АВІАЦІЇ, АВТОМОБІЛЕБУДУВАННЯ, РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ, РАДІОТЕХНІКИ, ЗАСОБІВ ЗВ'ЯЗКУ ТА АСУ, А ТАКОЖ ІНФОРМАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ

DOI 10.33099/2786-7714-2023-2-5-63-68

УДК 623.418.4

Мильников Геннадій Васильович (кандидат військових наук, доцент)

<https://orcid.org/0009-0000-9333-4349>

Національний університет оборони України, Київ, Україна

МЕТОД НАСТРОЮВАННЯ ЦИФРОВОГО РЕГУЛЯТОРА НА ОСНОВІ ДИНАМІЧНОЇ ОПТИМІЗАЦІЇ

У статті запропоновано метод настроювання цифрового регулятора системи автоматичного управління динамічним об'єктом на основі динамічної оптимізації. Визначено мету дослідження – підвищення показників якості функціонування системи автоматичного управління динамічним об'єктом шляхом використання нечіткого регулятора. Для досягнення мети дослідження використано спосіб динамічної оптимізації настроювання регулятора. Представлено результати математичного моделювання системи управління з цифровим нечітким регулятором, формуючим управляючий вплив на динамічний об'єкт, що управляється. Проведено порівняльну оцінку системи автоматичного управління динамічним об'єктом на основі пропорційно-інтегрально-диференціального регулятора та регулятора на базі нечіткої логіки. Аналіз отриманих результатів моделювання показав, що в системі з нечітким регулятором похибку відхилення зменшено у 5,5 разів, а час регулювання зменшено у 1,6 рази. Отже, застосування нечіткого регулятора дозволило підвищити точність і динамічні показники, керування динамічним об'єктом.

Ключові слова: автоматична система управління, динамічний об'єкт, ПІД регулятор, нечіткий регулятор, математична модель, нечітка логіка.

Вступ

Відомо, що системи автоматичного управління (САУ) повинні забезпечувати точну та швидку реакцію на управляючий вплив, незважаючи на певні зміни умов. Тому важливою вимогою при розробці САУ є забезпечення високих динамічних властивостей при суттєвій параметричній невизначеності [1]. Нині для реалізації заданих показників якості регулювання у різних технічних системах часто використовуються пропорційно-інтегрально-диференціальні регулятори (PIDC), переваги яких описано у [2]. Із теорії автоматичного управління відомо, що застосування класичних, таких як PIDC, не завжди дозволяє отримати оптимальні динамічні характеристики нелінійних об'єктів, що управляються. Існує багато відомих методів оптимального настроювання регуляторів, які використовуються у різних технологічних процесах [3-4]. Проте наявність у САУ численних внутрішніх перехресних зв'язків, нелінійних та динамічних елементів, ланок із запізненням, неточного знання структури моделі призводить до змін, які неможливо спрогнозувати, при цьому, як правило, традиційний метод пропорційно-інтегрально-диференціального регулювання не може забезпечити прийнятну якість управління, тому актуальності набувають різні адаптивні методи [5]. Створення САУ для складних

технічних об'єктів в умовах невизначеності та неповноти знань про об'єкт показало неефективність застосування тільки класичних методів теорії управління.

Матеріали та методи

Останнім часом для вирішення таких завдань використовуються методи інтелектуального управління, а саме апарат нечіткої логіки, який реалізується у вигляді різних типів регуляторів [6-11]. Функціонування зазначених регуляторів, на відміну від класичних, базується на застосуванні лінгвістичних змінних апарата теорії нечітких множин [12, 13]. Системи управління з нечіткими регуляторами (FLC) позитивно зарекомендували себе при управлінні складними об'єктами з параметрами, що змінюються у широкому діапазоні [14, 15]. Проте у розглянутих роботах [5-15], як правило, використовується один зазначений тип регулятора, і не проводиться порівняння показників якості функціонування САУ динамічним об'єктом (ДО) з PIDC та з FLC, управляючий вплив на виході якого задано аналітичними виразами. Отже, постає завдання провести синтез САУ ДО з FLC, виявити характерні особливості, а також порівняти його роботу з традиційним PIDC.

Метою даної роботи є дослідження можливості підвищення показників якості функціонування САУ

ДО шляхом використання FLC.

Результати

У статті використано описану в [16, 17] математичну модель повздовжнього руху динамічного об'єкта при наведенні в лазерному промені.

Для дослідження обраного принципу побудови системи автоматичного управління було розроблено схему моделювання у пакеті прикладних програм MATLAB.

В цьому випадку вхід системи $u(t) \equiv \vartheta_1(t)$ – заданий кут тангажа, вихід системи $x(t) \equiv \vartheta_2(t)$ – опрацьований ДО кут тангажа, $m(t)$ – управляючий сигнал на виході регулятора, за вхідну координату ДО прийнято кут відхилення руля $m_1(t) \equiv \delta(t)$, а за вихідну координату – $x(t) \equiv \vartheta_2(t)$, об'єкт управління (до об'єкту управління включені аналогові рульовий механізм та сам ДО) описується загальною передавальною функцією [16, 17]:

$$W_{\delta}^y = K \frac{(T_3 P + 1)(T_4 P + 1)}{P^2 (T_a^2 P^2 + 2\xi T_a P + 1)} \quad (1)$$

де K – коефіцієнт передачі, T_3 , T_4 і T_a – постійні часу, ξ – коефіцієнт демпфування, P – сигнал.

Параметри передавальної функції (1) визначено відповідно до [16, 17].

Складені структурні схеми САУ ДО за кутом тангажа з цифровими PIDC та FLC зображено відповідно на рис. 1-2.

Похибка неузгодженості $\theta(t)$, що надходить на вхід PIDC і FLC, являє собою різницю між заданим кутом тангажа $\vartheta_1(t)$ та опрацьованим ДО кутом тангажа $\vartheta_2(t)$: $\theta(t) = \vartheta_1(t) - \vartheta_2(t) = u(t) - x(t)$.

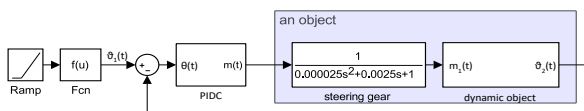


Рисунок 1. Структурна схема САУ ДО з цифровим PIDC

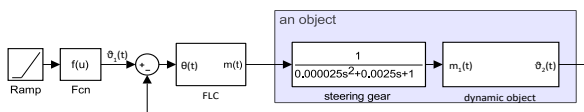


Рисунок 2. Структурна схема САУ ДО з цифровим FLC

Оскільки інтегрування та диференціювання у цифровій формі може бути виконано різними методами, передавальну функцію цифрового PIDC (PIDC на рис. 1) можна записати різними способами. Передавальну функцію PIDC опишемо у вигляді:

$$W(z) = K + \frac{K_i h_0}{2} \frac{z+1}{z-1} + \frac{K_d}{h_0} \frac{z-1}{z} \quad (2)$$

де h_0 – крок дискретизації, K , K_i , K_d – коефіцієнти передавальної функції, z – дискретний сигнал. Така передавальна функція виходить з

передавальної функції аналогового PIDC $W(s) = K + K_i/s + K_d s$ шляхом апроксимації похідної першою різницею та інтегрування за методом трапеції.

Структурну схему цифрового PIDC наведено на рис. 3. При малих кроках моделювання цифровий PIDC еквівалентний аналоговому.

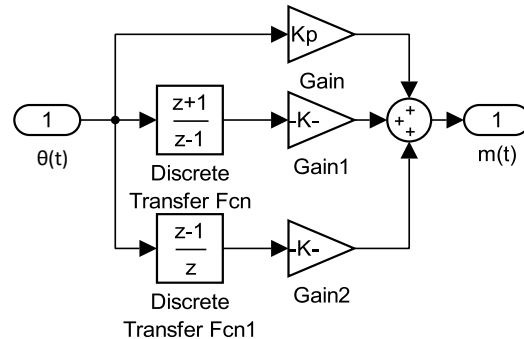


Рисунок 3. Структурна схема цифрового PIDC

Настроювання регулятора здійснено з метою отримання мінімальної поточної похибки відхилення величини, що регулюється, методом динамічної оптимізації [9].

Після настроювання PIDC з кроком дискретизації $h_0=0.001$ с отримано наступні коефіцієнти передавальної функції (2): $K = -4.736$; $K_i = 39.373$; $K_d = 19.258$.

При синтезі цифрового FLC, кількість термів регулятора, за допомогою яких оцінюються лінгвістичні змінні (вхідні та вихідні параметри FLC), похибка системи θ , швидкість зміни (перша похідна) похибки θ' дорівнює трьом. Управляючий вплив на виході нечіткого регулятора m визначається за алгоритмом Мамдані [18].

При загальній структурі нечіткі регулятори можуть суттєво відрізнитись способами фазифікації та дефазифікації, алгоритмом отримання вхідних та вихідної змінних тощо. Найбільшого розповсюдження отримала фазифікація трикутними функціями належності та логічні виводи Мамдані та Сугено [9].

Проектування FLC виконано методом, що базується на аналітичних виразах для управляючого впливу на виході нечіткого регулятора при симетричних трикутних функціях належності [9], що дозволило спростити процедуру проектування нечіткого регулятора.

Нечіткий регулятор побудовано за функціональною схемою, що наведена на рис. 4. До його складу входять наступні елементи: блоки оцінки першої та другої похідних похибки системи, блок нормування вхідних змінних, елемент обмеження, який описує універсальну множину $U = [0, 1]$, блок обчислення величин A , B , і C , блок порівняння величин A , B , і C і розрахунку u_c , блок нормування вихідної змінної.

При цьому функціональну схему FLC (блок FLC на рис. 2), можна представити у вигляді, зображеному на рис. 4.

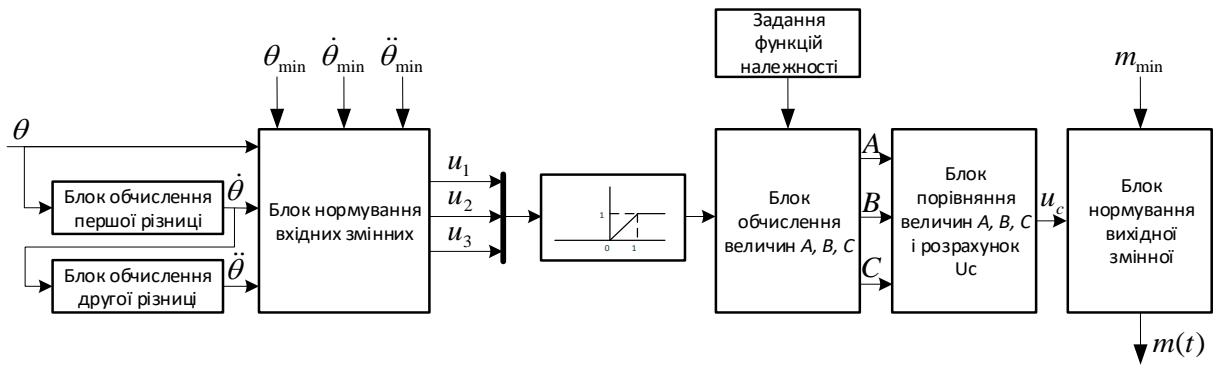


Рисунок 4. Функціональна схема нечіткого регулятора

Похибка θ на вході FLC, її перша $\dot{\theta}$ та друга $\ddot{\theta}$ різниці надходять на вхід блоку нормування вхідних змінних.

Обчислення у блоці нормування вхідних змінних виконуються відповідно до формул:

$$\begin{aligned} u_1 &= -(\theta - \theta_{\min}) / (2\theta_{\min}) \\ u_2 &= -(\dot{\theta} - \dot{\theta}_{\min}) / (2\dot{\theta}_{\min}) \\ u_3 &= -(\ddot{\theta} - \ddot{\theta}_{\min}) / (2\ddot{\theta}_{\min}) \end{aligned} \quad (3)$$

Сигнали з виходу блоку нормування вхідних змінних u_i , $i = 1, 2, 3$, надходять на елемент обмеження, який описує універсальну множину $U = [0, 1]$.

З елемента обмеження сигнали надходять до блоку обчислення величини A , B , і C , де після задання функцій належності, вони обчислюються за формулами (4-6).

$$A = \min[\mu_1(u_1), \mu_1(u_2), \mu_1(u_3)] \quad (4)$$

$$B = \min[\mu_2(u_1), \mu_2(u_2), \mu_2(u_3)] \quad (5)$$

$$C = \min[\mu_3(u_1), \mu_3(u_2), \mu_3(u_3)] \quad (6)$$

Які б значення не приймали змінні u_1 , u_2 , та u_3 на універсальній множині $U = [0, 1]$ у залежності від співвідношень величин A , B , і C , "результуюча фігура", що зображена на рис. 5, може приймати тільки три конфігурації [9].

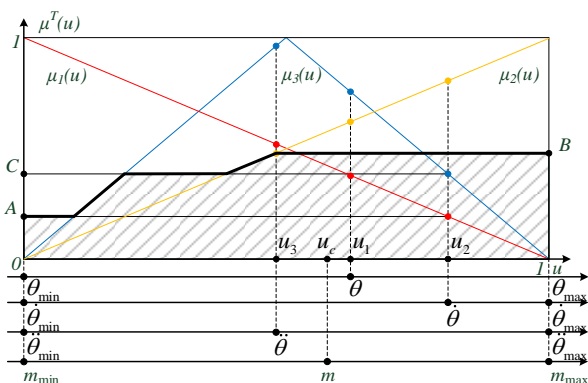


Рисунок 5. Результуюча фігура з трикутними функціями належності

У логічному блоці порівняння величин A , B , C і розрахунку u_c , здійснюється розрахунок абсциси "центру ваги результуючої фігури" u_c , відповідно до конфігурації "результуючої фігури" рис. 5.

Для першої конфігурації, при $A \leq C \leq B$, u_c визначається за формулою:

$$u_c = \frac{B/2 + (A^3 - 4B^3 + 3C^3)/24}{B + (A^2 - 2B^2 + C^2)/4} \quad (7)$$

Для другої конфігурації, при $A \geq C \geq B$, u_c визначається за формулою:

$$u_c = \frac{A/2 - (2A^2 - B^2 - C^2)/4 + (4A^3 - B^3 - 3C^3)/24}{A - (2A^2 - B^2 - C^2)/4} \quad (8)$$

Для третьої конфігурації, при $\begin{cases} A \leq B \leq C \\ B \leq A \leq C \end{cases}$, u_c

визначається за формулою:

$$u_c = \frac{C/2 + (B^2 - C^2)/4 + (A^3 - B^3)/24}{C + (A^2 + B^2 - 2C^2)/4} \quad (9)$$

При фіксованих величинах A і B величина C має певне значення [9]:

якщо $A \leq B$, то величина C визначається як $C = 2A$;

якщо $A \geq B$, то величина C визначається як $C = 2B$.

Отримані значення u_c у подальшому обчислюються у блоці нормування вихідної змінної у значення управляючого впливу на об'єкт управління. При симетричних діапазонах зміни вихідних сигналів ($m_{\max} = -m_{\min}$):

$$m = m_{\min}(1 - 2u_c) \quad (10)$$

Сигнал з блоку нормування вихідної змінної надходить далі до входу об'єкта, що управляється.

Значення діапазонів $A_m = \theta_{\max} = -\theta_{\min}$, $B_m = \dot{\theta}_{\max} = -\dot{\theta}_{\min}$, $C_m = \ddot{\theta}_{\max} = -\ddot{\theta}_{\min}$ при налаштуванні FLC отримані шляхом вирішення оптимізаційної задачі [9].

Якість роботи більшості нечітких регуляторів оцінюється за реакцією системи регулювання на зміну заданого значення параметра, що регулюється, тобто за їх здатністю відпрацювати збурюючий вплив на об'єкт управління [19, 20], себто забезпечити точність спостереження за вхідним впливом. Отже необхідно мінімізувати поточну похибку, для чого обрано один із квадратичних критеріїв якості

$$J = \frac{1}{L} \sum_{v=0}^{L-1} \theta_v^2 \Rightarrow \min \quad (11)$$

де похибка системи θ_v визначається з кроком моделювання h_0 , а число L визначає інтервал спостереження.

У пакеті прикладних програм MATLAB блок DRMS визначає значення кореня із середньоквадратичної похибки (root mean squared value). В цьому випадку критерій якості записується як

$$J = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{v=0}^{L-1} \theta_v^2} \Rightarrow \min \quad (12)$$

Оптимальні параметри FLC відповідають мінімальному значенню критерія якості, а мінімізація критерія якості автоматично призводить до оптимізації перехідних процесів у системі управління [21].

Після вирішення оптимізаційної задачі з обраним критерієм якості САУ ДО отримано наступні діапазони змін вхідних та вихідної змінних FLC: $\theta_{max} = -\theta_{min} = 1.045$, $\theta_{max} = -\theta_{min} = 0.01$, $m_{max} = -m_{min} = 19.385$.

Таким чином, автором проведено моделювання САУ ДО з FLC відповідно до рівнянь (1-10). Отримані результати наведено на рис. 6-9, де представлені процеси в системах управління з цифровим PIDC та з FLC.

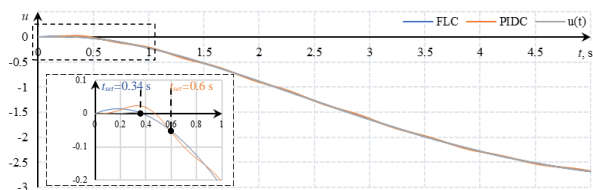


Рисунок 6. Перехідний процес у САУ ДО з PIDC та з FLC

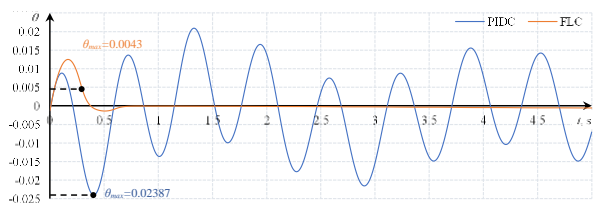


Рисунок 7. Похибка $\theta(t)$ у САУ ДО з PIDC та з FLC

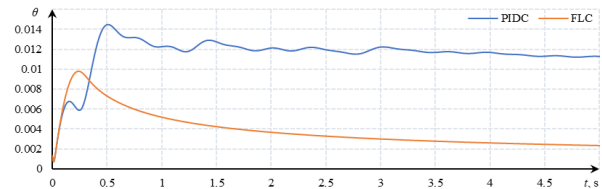


Рисунок 8. Середньоквадратична похибка θ_r у САУ ДО з PIDC та з FLC

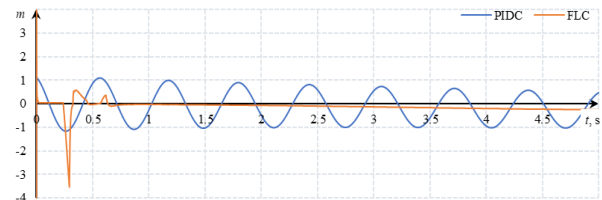


Рисунок 9. Управляючий вплив $m(t)$ у САУ ДО з PIDC та з FLC

Обговорення

Аналізуючи залежності, наведені на рис. 6-9, встановлено, що у САУ ДО з PIDC, час регулювання становить 0.6 с рис. 6, а максимальна поточна похибка становить 0.02387 рис. 7, у системі з FLC час регулювання становить 0.34 с рис. 6, а максимальна поточна похибка (виключаючи початковий викид при захваті сигналу) становить 0.0043 рис. 7.

Відповідно до рис. 6-8, стеження за заданим кутом тангажа в обох САУ ДО відбувається з малими похибками відхилення. Сигнал управління $m(t)$, що надходить на рульовий механізм, у системі з FLC змінюється поступово, а в системі з PIDC цей сигнал періодичний рис. 9.

Висновки

Проведений синтез САУ ДО з цифровим FLC дає можливість виявити характерні особливості нечіткого регулятора, а також порівняти його роботу з традиційним PIDC. Застосування FLC як основної ланки САУ ДО дозволяє отримати високу якість даної системи. Автором з'ясовано, що як PIDC, так і FLC у САУ ДО забезпечують стійке стеження за заданим кутом тангажа з малими похибками відхилення. Але в системі з FLC похибка відхилення у 5.5 разів менше, ніж похибка відхилення в системі з PIDC, а час регулювання зменшено у 1.6 рази. Крім того, сигнал управління, що надходить на рульовий механізм, у системі з FLC змінюється поступово, а в системі з PIDC цей сигнал періодичний, що може призвести до різких коливань рулів ДО. Отже, система з FLC забезпечує вищу точність і динамічні показники керування динамічним об'єктом порівняно з PIDC. Зазначений метод можна також використовувати для розрахунку управляючих впливів на виході нечіткого регулятора при функціях належності іншого виду.

Напрямом подальшого дослідження може бути вирішення питання наукового обґрунтування вибору критерія якості системи автоматичного управління динамічним об'єктом.

Список використаних джерел

1. Tsourdos A. Modern Missile Flight Control Design: an Overview / A. Tsourdos, B.A. White // IFAC Proceedings Volumes. – 2001. – Vol. 34(15). – P. 425-430.
2. Ang K.H. PID Control System Analysis, Design, and Technology / K.H. Ang, G. Chong, Y. Li // IEEE Transactions on Control Systems Technology. – 2005. – Vol. 13(4). – P. 559-576.
3. Ziegler J.G. Optimum Settings for Automatic Controllers / J.G. Ziegler, N.B. Nichols // Journal of Dynamic Systems Measurement and Control-transactions of The Asme. – 1993. – Vol. 115(2B). – P. 220-222.
4. Bharat V. Optimal PID Controller Design with Tunable Maximum Sensitivity / V. Bharat, K. Prabin // IET Control Theory & Applications. – 2018. – Vol. 12(8). – P. 1156-1165.
5. Liang Y. Adaptive Controller Design for the Air-to-Air Missile Uncertain System / Y. Liang, J. Liang, Z. Wang // International Journal of New Technology and Research. – 2017. – Vol. 3(8). – P. 16-19.
6. Sheng O. A Fuzzy PI Speed Controller Based on Feedback Compensation Strategy for PMSM / O. Sheng, L. Haishan, L. Guoying, Z. Guohui, Z. Xing, W. Qingzhen, L. Haishan // International Journal of Advanced Computer Science and Applications. – 2015. – Vol. 6(50). – P. 49-54.
7. Mudi R.K. A Robust Self-Tuning Scheme for PI and PD Type Fuzzy Controllers / R.K. Mudi, N.R. Pal // IEEE Transactions on Fuzzy Systems. – 1999. – Vol. 7(1). – P. 2-16.
8. Feng G. A Survey on Analysis and Design of Model-Based Fuzzy Control Systems / G. Feng // IEEE Transactions on Fuzzy Systems. – 2006. – Vol. 14(5). – P. 676-697.
9. Гостев В.И. Нечеткие регуляторы в системах автоматического управления : монографія / В.И. Гостев. – К.: Радіоамагор, 2008. – 972 с.
10. Derugo P. Implementation of the low computational cost fuzzy PID controller for two-mass drive system / P. Derugo, K. Szabat // Proc. 16th Int. Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC). Antalya, Turkey, 2014. – P. 564-568.
11. Al-Odienat A.I. The Advantages of PID Fuzzy Controllers Over The Conventional Types / A.I. Al-Odienat, A.A. Al-Lawama // American Journal of Applied Sciences. – 2008. – Vol. 5(6). – P. 653-658.
12. Zadeh L.A. The Concept of a Linguistic Variable and its Application to Approximate Reasoning / L.A. Zadeh // Information Sciences. – 1975. – Vol. 8(3). – P. 199-249.
13. Lee C.C. Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller. I / C.C. Lee // IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics. – 1990. – Vol. 20(2). – P. 404-418.
14. Gomes H.M. Fuzzy Logic for Structural System Control / H.M. Gomes // Latin American Journal of Solids and Structures. – 2011. – Vol. 9(1). – P. 111-129.
15. Коротін С.М. Методика визначення ефективності застосування керованої авіаційної ракети класу "повітря-повітря" ближньої дії по повітряним цілям / С.М. Коротін // Збірник наукових праць / Інститут проблем моделювання в енергетиці ім. Г. Є. Пухова. – Вип. 70. – К.: ІМЕ ім. Г.Є. Пухова, 2013. – С. 36-45.
16. Коростелев О.П. Теоретические основы проектирования ствольных управляемых ракет : монографія / О.П. Коростелев. – К: Defense express library, 2007. – 445 с.
17. Коротін С.М. Прогнозна математична модель управління гіпотетичною перспективною керованою авіаційною ракетою / С.М. Коротін, Ю.М. Коломієць // Сучасні інформаційні технології у сфері безпеки та оборони. – 2018. №3(33). – С. 71-76.
18. Mamdani E.H. Application of Fuzzy Algorithm for Simple Dynamic Plant / E.H. Mamdani // Proceedings of the IEEE. – 1974. Vol. 121(12). – P. 1585-1588.
19. Teixeira M.C.M. Design of Fuzzy Regulators with Optimal Initial Conditions Compensation / M.C.M. Teixeira, N.A.P. Silva, E. Assuncao, D. Machado // 2006 IEEE International Conference on Fuzzy Systems, 2006. – P. 84-91.
20. Yesil E. Internal model control based fuzzy gain scheduling technique of pid controllers / E. Yesil, M. Guzelkaya, I. Eksin // Proceedings World Automation Congress, 2004., 2004. – P. 501-506.
21. Dorf R.C. Modern control systems. 12th Edition / R.C. Dorf, R.H. Bishop // Hoboken: Prentice Hall, 2010. ISBN 978-0-13-602458-3.

THE METHOD OF ADJUSTING A DIGITAL REGULATOR BASED ON THE BASE OF DYNAMIC OPTIMIZATION

Hennadii Mylnykov (Candidate of Military Sciences, Associate Professor)
<https://orcid.org/0009-0000-9333-4349>

The National Defence University of Ukraine, Kyiv, Ukraine

The article proposes a method of adjusting the digital controller of the system of automatic control of a dynamic object based on the base of dynamic optimization. The purpose of the research is determined - to increase the quality indicators of the functioning of the system of automatic control of a dynamic object by using a fuzzy controller. To achieve the goal of the research, the method of dynamic optimization of the regulator setting was used. The results of mathematical modeling of a control system with a digital fuzzy regulator, which forms a control effect on a dynamic controlled object, are presented. A comparative evaluation of the system of automatic control of a dynamic object based on a proportional-integral-differential regulator and a regulator based on fuzzy logic was carried out. Analysis of the obtained simulation results showed that in the system with a fuzzy controller, the deviation error was reduced by 5.5 times, and the adjustment time was reduced by 1.6 times. Therefore, the use of a fuzzy controller made it possible to increase accuracy and dynamic indicators, control of a dynamic object.

Keywords: automatic control system, dynamic object, PID controller, fuzzy controller, mathematical model, fuzzy logic.

References

1. Tsourdos A. Modern Missile Flight Control Design: an Overview / A. Tsourdos, B.A. White // IFAC Proceedings Volumes. – 2001. – Vol. 34(15). – P. 425-430.
2. Ang K.H. PID Control System Analysis, Design, and Technology / K.H. Ang, G. Chong, Y. Li // IEEE Transactions on Control Systems Technology. – 2005. – Vol. 13(4). – P. 559-576.
3. Ziegler J.G. Optimum Settings for Automatic Controllers / J.G. Ziegler, N.B. Nichols // Journal of Dynamic Systems Measurement and Control-transactions of The Asme. – 1993. – Vol. 115(2B). – P. 220-222.
4. Bharat V. Optimal PID Controller Design with Tunable Maximum Sensitivity / V. Bharat, K. Prabin // IET Control Theory & Applications. – 2018. – Vol. 12(8). – P. 1156-1165.
5. Liang Y. Adaptive Controller Design for the Air-to-Air Missile Uncertain System / Y. Liang, J. Liang, Z. Wang // International Journal of New Technology and Research. – 2017. – Vol. 3(8). – P. 16-19.
6. Sheng O. A Fuzzy PI Speed Controller Based on Feedback Compensation Strategy for PMSM / O. Sheng, L. Haishan, L. Guoying, Z. Guohui, Z. Xing, W. Qingzhen, L. Haishan // International Journal of Advanced Computer Science and Applications. – 2015. – Vol. 6(50). – P. 49-54.
7. Mudi R.K. A Robust Self-Tuning Scheme for PI and PD Type Fuzzy Controllers / R.K. Mudi, N.R. Pal // IEEE Transactions on Fuzzy Systems. – 1999. – Vol. 7(1). – P. 2-16.
8. Feng G. A Survey on Analysis and Design of Model-Based Fuzzy Control Systems / G. Feng // IEEE Transactions on Fuzzy Systems. – 2006. – Vol. 14(5). – P. 676-697.
9. Gostev V.I. Nechetkie regulatory v sistemah avtomaticheskogo upravleniya : monografiya / V.I. Gostev. – K.: Radioamator, 2008. – 972 s.
10. Derugo P. Implementation of the low computational cost fuzzy PID controller for two-mass drive system / P. Derugo, K. Szabat // Proc. 16th Int. Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC). Antalya, Turkey, 2014. – P. 564-568.
11. Al-Odienat A.I. The Advantages of PID Fuzzy Controllers Over The Conventional Types / A.I. Al-Odienat, A.A. Al-Lawama // American Journal of Applied Sciences. – 2008. – Vol. 5(6). – P. 653-658.
12. Zadeh L.A. The Concept of a Linguistic Variable and its Application to Approximate Reasoning / L.A. Zadeh // Information Sciences. – 1975. – Vol. 8(3). – P. 199-249.
13. Lee C.C. Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller. I / C.C. Lee // IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics. – 1990. – Vol. 20(2). – P. 404-418.
14. Gomes H.M. Fuzzy Logic for Structural System Control / H.M. Gomes // Latin American Journal of Solids and Structures. – 2011. – Vol. 9(1). – P. 111-129.
15. Korotin S.M. Metodika viznachennya efektyvnosti zastosuvannya kerovanoyi aviacijnoyi raketi klasu "povitrya-povitrya" blizhnoyi diyi po povitryanim cilyam / S.M. Korotin // Zbirnik naukovih prac / Institut problem modelyuvannya v energetici im. G. Ye. Puhova. – Vip. 70. – K.: IME im. G.Ye. Puhova, 2013. – S. 36-45.
16. Korostelev O.P. Teoreticheskie osnovy proektirovaniya stvolnyh upravlyaemyh raket : monografiya / O.P. Korostelev. – K.: Defense express library, 2007. – 445 s.
17. Korotin S.M. Prognozna matematichna model upravlinnya gipotetichnoyu perspektivnoyu kerovanoju aviacijnoju raketoyu / S.M. Korotin, Yu.M. Kolomiyec // Suchasni informacijni tehnologiyi u sferi bezpeki ta obroni. – 2018. №3(33). – S. 71-76.
18. Mamdani E.H. Application of Fuzzy Algorithm for Simple Dynamic Plant / E.H. Mamdani // Proceedings of the IEEE. – 1974. Vol. 121(12). – P. 1585-1588.
19. Teixeira M.C.M. Design of Fuzzy Regulators with Optimal Initial Conditions Compensation / M.C.M. Teixeira, N.A.P. Silva, E. Assuncao, D. Machado // 2006 IEEE International Conference on Fuzzy Systems, 2006. – P. 84-91.
20. Yesil E. Internal model control based fuzzy gain scheduling technique of pid controllers / E. Yesil, M. Guzelkaya, I. Eksin // Proceedings World Automation Congress, 2004., 2004. – P. 501-506.
21. Dorf R.C. Modern control systems. 12th Edition / R.C. Dorf, R.H. Bishop // Hoboken: Prentice Hall, 2010. ISBN 978-0-13-602458-3.