

THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN CON LẮC NGƯỢC QUAY SỬ DỤNG BỘ ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT MỜ MAMDANI LOẠI 2

DESIGN OF AN INVERTED PENDULUM CONTROLLER USING A MAMDANI TYPE-2 FUZZY SLIDING MODE CONTROLLER

Bùi Thanh Lâm^{1,*}, Nguyễn Đức Quang¹,
Nguyễn Văn Trường¹, Trần Ngọc Tiến¹, Phan Đình Hiếu¹

DOI: <https://doi.org/10.57001/huih5804.2024.031>

TÓM TẮT

Hệ con lắc ngược, cụ thể hơn là hệ con lắc ngược quay là một trong những hệ thống phi tuyến kinh điển, phổ biến được ứng dụng rộng rãi trong việc kiểm nghiệm chất lượng của các phương pháp điều khiển truyền thống và hiện đại. Nghiên cứu này tập trung vào phương pháp kết hợp giữa bộ điều khiển trượt và bộ điều khiển mờ Mamdani loại 2 nhằm cân bằng hệ con lắc ngược quay. Sau khi triển khai phương pháp kết hợp hai bộ điều khiển này và tiến hành mô phỏng, tác giả đã thực hiện phân tích kết quả. Bộ điều khiển trượt được lựa chọn có khả năng xử lý mạnh mẽ đối với các hệ thống phi tuyến không chắc chắn. Đặc biệt, khi kết hợp với bộ điều khiển mờ, hệ thống có khả năng khắc phục hiện tượng chattering, một nhược điểm phổ biến của bộ điều khiển trượt. Kết quả của nghiên cứu đã chứng minh tính hiệu quả cao hơn so với bộ điều khiển T1FSMC trong việc điều khiển hệ con lắc ngược quay. Điều này đóng góp vào việc nâng cao kiến thức về ứng dụng của các phương pháp điều khiển tiên tiến và tiềm năng áp dụng rộng rãi các phương pháp điều khiển trong ứng dụng thực tế.

Từ khóa: Điều khiển trượt, điều khiển mờ loại 2, con lắc ngược quay, điều khiển trượt mờ.

ABSTRACT

Inverted pendulum, specifically the rotary inverted pendulum, is one of the classical nonlinear systems widely employed for testing the quality of both traditional and modern control methods. This study focuses on a combined approach integrating a sliding mode controller and a Mamdani type-2 fuzzy controller to stabilize the rotary inverted pendulum. After implementing this combined control strategy and conducting simulations, we proceeded with result analysis. The selected sliding mode controller demonstrated robust handling capabilities for uncertain nonlinear systems. Particularly, when combined with the fuzzy controller, the system effectively mitigates the common drawback of chattering, often observed in sliding mode controllers. The research findings confirm its superiority over the T1FSMC (Type-1 Fuzzy Sliding Mode Controller) in controlling the rotary inverted pendulum. This contribution enhances our understanding of the practical applications of advanced control methods and their potential for widespread implementation in real-world scenarios.

Keywords: Sliding mode controller, type-2 fuzzy logic controller, rotary inverted pendulum, fuzzy sliding mode controller.

¹Trường Cơ khí - Ô tô, Đại học Công nghiệp Hà Nội

*Email: bui Thanhlam@hauivn

Ngày nhận bài: 25/6/2023

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 25/9/2023

Ngày chấp nhận đăng: 20/01/2024

1. GIỚI THIỆU

Cân bằng con lắc ngược là một vấn đề kinh điển và quan trọng trong lĩnh vực điều khiển. Đây là một hệ phi tuyến phức tạp và không ổn định, dẫn đến nhiều khó khăn trong quá trình kiểm soát [1]. Con lắc ngược không chỉ là một mô hình lý thuyết, mà còn có những ứng dụng quan trọng trong việc kiểm soát trạng thái ổn định của các loại phương tiện như tên lửa, vệ tinh, máy bay, tàu thủy và nhiều ứng dụng khác. Vì vậy, con lắc ngược cũng thường sử dụng như một công cụ để đánh giá hiệu quả của các bộ điều khiển kinh điển và hiện đại. Rất nhiều nghiên cứu về các phương pháp cân bằng con lắc ngược đã được công bố. Một số phương pháp truyền thống trong điều khiển như PI [2], PD và PID [3] được sử dụng. Ngoài ra, các phương pháp điều khiển hiện đại như trượt thích nghi [4], điều khiển mờ [5], mạng neural [6], tối ưu hóa bầy đàn (PSO) [6] và giải thuật di truyền (GA) [7] cũng đã được áp dụng để giải quyết vấn đề này.

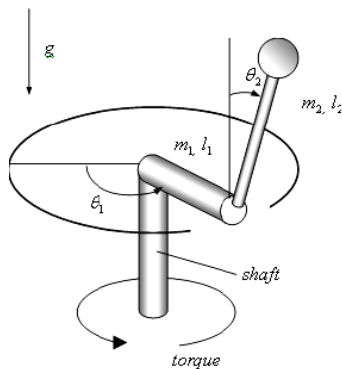
Điều khiển trong chế độ trượt (Sliding-Mode Control - SCM), còn được gọi là điều khiển trượt, là một phương pháp điều khiển hiệu quả với khả năng đáp ứng nhanh và bền vững [8]. Tuy nhiên, sơ đồ điều khiển trượt thường không liên tục và yêu cầu ngõ vào điều khiển hồi tiếp phải chuyển mạch với tần số cao. Hoạt động chuyển mạch tốc độ cao dẫn đến hiện tượng dao động với tần số cao (chattering), có thể kích thích động học bậc cao trong mô hình và gây bất ổn trong hệ thống [9]. Đã có nhiều nghiên cứu về việc loại bỏ hiện tượng chattering cho hệ con lắc ngược, trong đó một phương pháp được Ilhami đề xuất là thay đổi hàm dấu của bộ điều khiển trượt thành $\text{sat}(s/e)$ và $\text{tanh}(s/e)$ [4]. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm đã chứng minh khả năng giảm đáng kể hiện tượng chattering mà vẫn duy trì hiệu quả của bộ điều khiển. Một phương pháp khác do Alizadeh và đồng nghiệp [10] đề xuất là sử dụng bộ điều khiển phản hồi trạng thái trong chế độ trượt để điều khiển con lắc ngược quay. Kết quả nghiên cứu cho thấy quỹ đạo cân bằng của con lắc ngược trở nên mượt mà hơn và tiêu thụ ít năng lượng hơn so với việc sử dụng SCM. Một hướng tiếp cận khác là mờ hóa tín hiệu điều khiển và các thông tin đầu vào, được nghiên cứu và chứng minh hiệu quả khi áp dụng cho mô hình con lắc ngược [11-13]. Điều khiển theo logic mờ có đặc điểm là

không yêu cầu biết rõ về mô hình toán học cụ thể của đối tượng và cho phép tiếp cận một cách trực quan hơn để thiết kế so với các bộ điều khiển truyền thống. Hơn nữa, các bộ điều khiển logic mờ có khả năng xử lý tín hiệu không chắc chắn và không rõ ràng. Tuy nhiên, việc kết hợp bộ điều khiển trượt và bộ điều khiển mờ sẽ giúp hệ thống giảm hiện tượng chattering một cách hiệu quả và vẫn duy trì hiệu suất mạnh mẽ của SCM.

Trong nghiên cứu này, tác giả đã thiết kế một bộ điều khiển trượt mờ loại 2 (T2FSMC) cho hệ con lắc ngược quay. Bằng việc sử dụng hàm liên thuộc mờ và cung cấp thêm các mức độ không chắc chắn đã cải tiến hiệu suất của bộ mờ loại 2 (T2FSMC) so với mờ loại 1 (T1FLC) [14]. Tác giả đã tiến hành mô phỏng để kiểm chứng và đánh giá hiệu suất của bộ điều khiển được đề xuất. Các kết quả mô phỏng đã xác nhận tính hiệu quả và khả năng hoạt động đáng tin cậy của bộ điều khiển T2FSMC trong việc điều khiển hệ thống con lắc ngược quay. Nghiên cứu này đã mang lại những kết quả đáng kể và đáng tin cậy, góp phần nâng cao hiểu biết và ứng dụng của công nghệ điều khiển trong các lĩnh vực liên quan.

2. PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

2.1. Mô hình con lắc ngược quay



Hình 1. Cấu trúc hệ con lắc ngược quay

Mô hình của một con lắc ngược quay điển hình có thể thấy ở hình 1. Các thông số góc quay của cánh tay, góc quay của thanh lắc, tín hiệu điều khiển motor, độ dài cánh tay, độ dài thanh lắc, khối lượng cánh tay, khối lượng thanh lắc, tâm khối lượng cánh tay, tâm khối lượng thanh lắc, mô men quán tính cánh tay, mô men quán tính thanh lắc, hệ số tắt dần của cánh tay, hệ số tắt dần của thanh lắc được thể hiện lần lượt là $\theta_1, \theta_2, v_1, L_1, L_2, m_1, m_2, l_1, l_2, J_1, J_2, b_1$ và b_2 .

Theo phương trình Lagrange, ta có công thức động học của hệ thống RIP được biểu diễn như sau:

$$\begin{bmatrix} \widehat{J}_0 + \widehat{J}_2 \sin^2(\theta_2) & m_2 l_1 l_2 \cos(\theta_2) \\ m_2 L_2 l_2 \cos(\theta_2) & \widehat{J}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_1 \\ \ddot{\theta}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 + \frac{1}{2} \theta_2 \widehat{J}_2 \sin(2\theta_2) & (\frac{1}{2} \theta_2 \widehat{J}_2 \sin(2\theta_2) - m_2 L_1 l_2 \sin(\theta_2) \dot{\theta}_2) \\ -\frac{1}{2} \theta_2 \widehat{J}_2 \sin(2\theta_2) & b_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ gm_2 l_2 \sin(\theta_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Với $\widehat{J}_2 = J_2 + m_2 l_2^2, \widehat{J}_0 = J_1 + m_1 l_1^2 + m_2 L_2^2$

Trên thực tế, đầu vào của motor là điện áp, vì vậy ta cần một phương trình để thể hiện sự liên hệ giữa điện áp đầu vào và lực điều khiển được tính toán từ phương trình (1). Mối liên hệ được thể hiện ở phương trình (2).

$$\tau = k_1 v_1 + k_2 \dot{\theta}_1 \quad (2)$$

Thay phương trình (2) bằng τ ở phương trình 1, phương trình chuyển động của hệ thống được thể hiện như sau:

$$(A + B \sin^2(\theta_2)) \dot{\theta}_1 + C \cos(\theta_2) \dot{\theta}_2 + F \theta_1 + B \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 \sin(2\theta_2) - C \dot{\theta}_2 \sin(\theta_2) = I v_1 \quad (3)$$

$$C \cos(\theta_2) \dot{\theta}_1 + B \dot{\theta}_2 - \frac{B}{2} \dot{\theta}_1 \sin(2\theta_2) + E \dot{\theta}_2 + D \sin(\theta_2) = 0 \quad (4)$$

Với $A = \widehat{J}_0, B = \widehat{J}_2, C = m_2 L_1 l_2, D = gm_2 l_2, E = b_2, F = b_1 - K_2, I = K_1$

Phương trình trạng thái của hệ thống được thành lập từ phương trình (3) như sau:

$$\begin{aligned} \dot{q}_1 &= p_1 \\ \dot{p}_1 &= \frac{B[-Fp_1 - Bp_1 p_2 \sin(2q_2) + Cp_2^2 \sin(q_2)]}{AB + B^2 \sin^2(q_2) - C^2 \cos^2(q_2)} \\ \dot{q}_2 &= p_2 \\ \dot{p}_2 &= \frac{-C \cos(q_2) [-Fp_1 - Bp_1 p_2 \sin(q_2) + Cp_2^2 \sin(q_2)]}{AB + B^2 \sin^2(q_2) - C^2 \cos^2(q_2)} \\ &\quad + \frac{(A + B \sin^2(q_2)) [-\frac{B}{2} p_1^2 \sin(2q_2) + E q_2 + D \sin(q_2)] - C I \cos(q_2) v_1}{AB + B^2 \sin^2(q_2) - C^2 \cos^2(q_2)} \end{aligned} \quad (5)$$

2.2. Mô hình con lắc ngược quay

Trong mục này bộ điều khiển trượt được thiết kế để cân bằng cho thanh lắc. Ta cần chuyển phương trình phương trình trạng thái như sau:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 + d_1 \\ \dot{x}_2 &= f_1(x_1, x_2, x_3, x_4) + d_2 \\ \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= f_2(x_1, x_2, x_3, x_4) + b_2(x_1, x_2, x_3, x_4)u + d_3 \end{aligned} \quad (6)$$

Với $x_1 = q_1 + \frac{B}{C} \ln \left| \frac{1}{\cos(\theta)} + \tan(\theta) \right|, x_2 = \frac{B p_2}{C \cos(q_2)} + p_1, x_3 = q_2, x_4 = p_2$

$$\begin{aligned} f_1 &= \frac{B}{C} \sin(x_3) \left(x_2 - \frac{B x_4}{C \cos(x_3)} \right)^2 - \frac{D}{C} \tan(x_3) \\ &\quad - \frac{E x_4}{C \cos(x_3)} + \frac{B x_4^2 \tan(x_3)}{C \cos(x_3)} + x_1^2 \\ f_2 &= - \frac{C \cos(x_3) \left[- \left(x_2 - \frac{B x_4}{C \cos(x_3)} \right) (B x_4 \sin(x_3) + F) \right]}{AB + B^2 \sin^2(x_3) - C^2 \cos^2(x_3)} \end{aligned}$$

$$\frac{(A + B\sin^2(x_3))[-\frac{B}{2}(x_2 - \frac{Bx_4}{C\cos(x_3)})^2 \sin(2x_3) + Ex_4 + D\sin(x_3)]}{AB + B^2 \sin^2(x_3) - C^2 \cos^2(x_3)}$$

Và

$$b = -\frac{C\cos(x_3)}{AB + B^2 \sin^2(x_3) - C^2 \cos^2(x_3)}$$

Luật điều khiển trượt $u(t)$ có thể biểu diễn như sau [5]:

$$u_1 = u_{eq} + u_{sw}$$

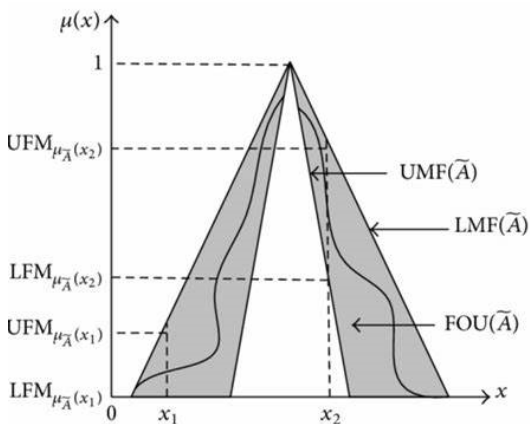
$$u_{eq} = -\left[\frac{\partial f_1}{\partial f_4} b\right]^{-1} [c_1 x_2 + c_2 f_1 + \frac{\partial f_1}{\partial x_1} x_2 + \frac{\partial f_1}{\partial x_2} f_2 + \frac{\partial f_1}{\partial x_3} x_4 + \frac{\partial f_1}{\partial x_4} f_2]$$

$$u_{sw} = -\left[\frac{\partial f_1}{\partial x_4} b\right]^{-1} [M\text{sign}(s) + \lambda s]$$

Mặt trượt s được định nghĩa như sau: $s = c_1 e_1 + c_2 e_2 + e_3$ và $e_1 = x_1, e_2 = x_2, e_3 = f_1, M = (c_2 \bar{d}_2 + \beta_2 \bar{d}_2) \|E\|_2 + \rho, \|\frac{\partial f_1}{\partial x_2}\| < \beta_2, E = [e_1, e_2]^T$ và ∂, λ là hằng số dương và c_1, c_2 là hằng số cho hệ thống đạt được trạng thái ổn định.

2.3. Bộ điều khiển mờ loại 2 (T2FLC)

T2FLC đã dành được nhiều sự chú ý trong thời gian gần đây. Khác với T1FLC, T2FLC cho phép các độ thuộc là các tập mờ loại 1 trong khoảng $[0, 1]$. Hình 2 minh họa cho một tập mờ của T2FLC.



Hình 2. Hàm thuộc của bộ điều khiển mờ loại 2

Một tập mờ loại 2 (\tilde{A}) được đặc trưng bởi $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$. Với $x \in X$ và $u \in J_x \subseteq [0,1]$. Ta có:

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} \frac{\mu_{\tilde{A}}(x, u)}{(x, u)} \quad (7)$$

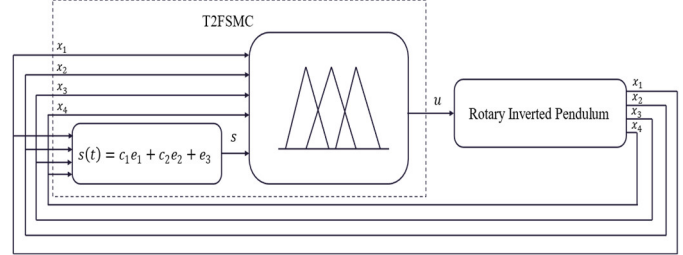
Trong đó $0 \leq \mu_{\tilde{A}}(x, u) \leq 1, \int \int$ là tất cả trường hợp có x và u phù hợp trong môi trường liên tục. Trong môi trường rời rạc ta có thể thay thế \int bằng \sum .

2.4. Bộ điều khiển trượt mờ Mamdani loại 2

Mô hình bộ điều khiển trượt mờ mamdani loại 2 được thể hiện ở hình 3.

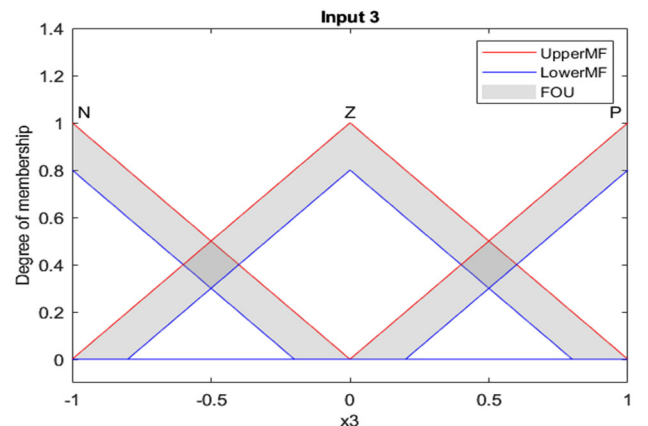
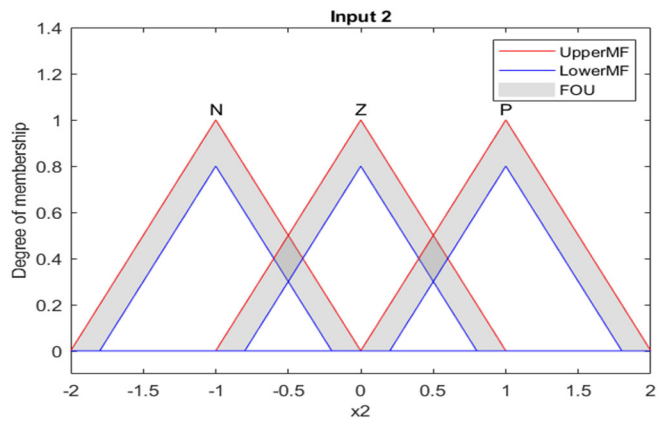
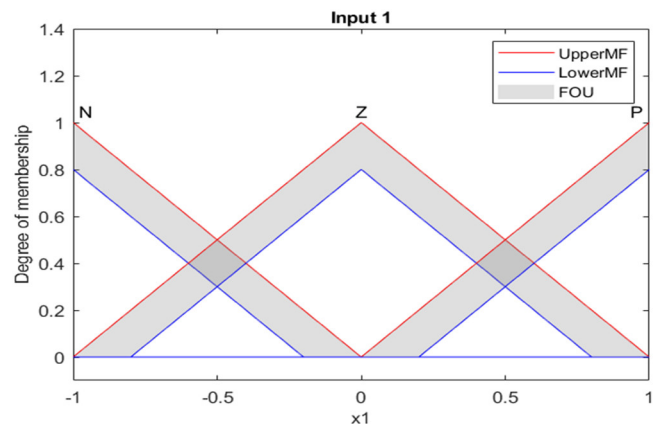
Trong nghiên cứu này, tác giả sử dụng phương pháp mamdani cho bộ điều khiển mờ loại 2. Trong đó kết luận của

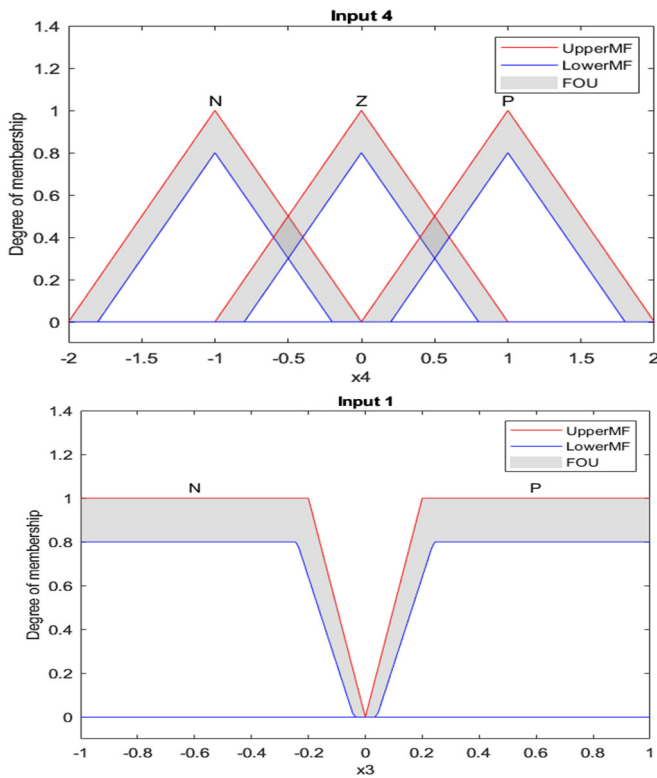
luật là mệnh đề mờ vì vậy mô hình có khả năng làm việc với nhiều bất định trong quá trình làm việc.



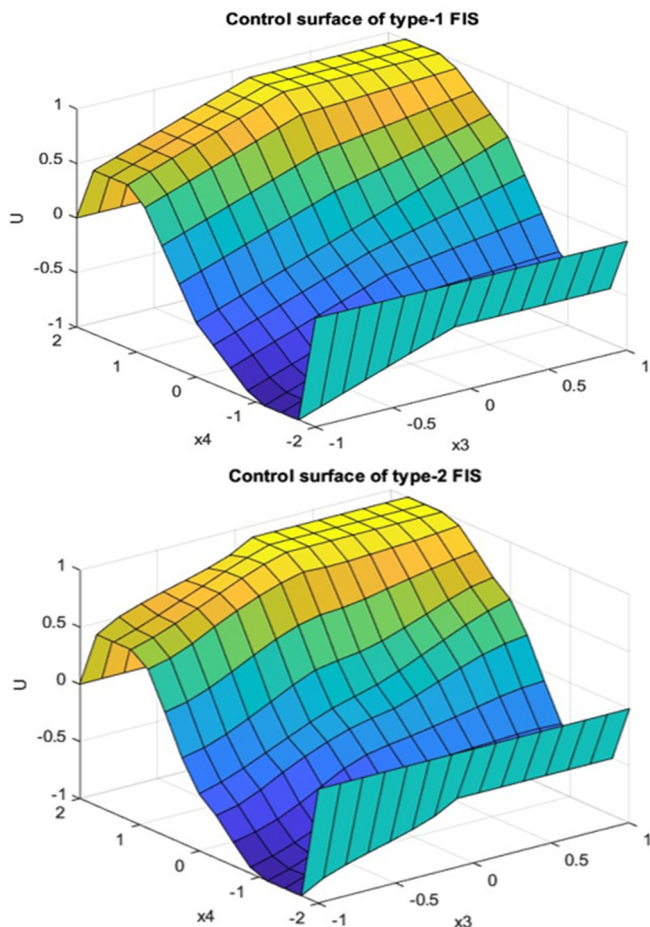
Hình 3. Bộ điều khiển trượt mờ mamdani loại 2

Hàm thuộc của các đầu vào và đầu vào và đầu ra được thể hiện trong hình 4 tương ứng với các đầu vào x_1, x_2, x_3, x_4 và s . Phương pháp làm mờ hàm thuộc là làm mờ phần dưới của hàm thuộc loại 1 với hệ số làm mờ $\alpha = 0,4$.





Hình 4. Hàm thuộc của x_1, x_2, x_3, x_4 và s



Hình 5. Mặt phẳng luật của T1FLC và T2FLC

Hình 5 thể hiện mặt phẳng luật của T1FLC và T2FLC. Có thể thấy rằng T2FLC có mặt phẳng luật mượt mà hơn.

3. KẾT QUẢ VÀ THẢO LUẬN

Các thông số của mô hình con lắc ngược được thiết kế:

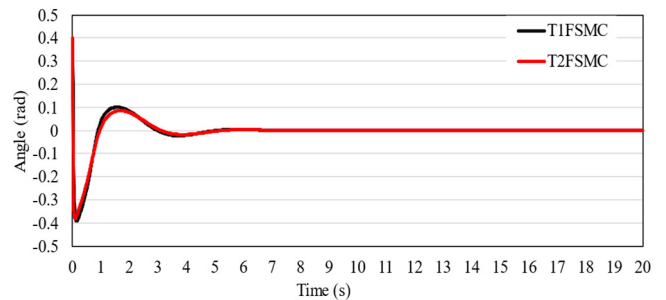
$$m_1 = 0,08\text{kg}, m_2 = 0,098\text{kg}, L_1 = 0,16\text{m}, L_2 = 0,4\text{m},$$

$$I_1 = 0,0248\text{kgm}^2, I_2 = 0,00386\text{kgm}^2, J_1 = 0,01 \frac{\text{Ns}}{\text{m}},$$

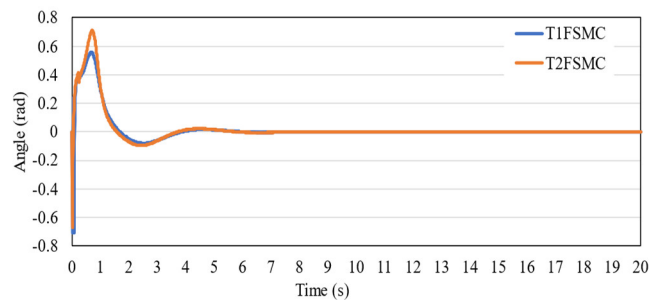
$$J_2 = 0,01 \frac{\text{Ns}}{\text{m}}, b_1 = 0,0136 \frac{\text{Kg}}{\text{m}^2}, b_2 = 0,00256 \frac{\text{Kg}}{\text{m}^2}.$$

Các thông số của bộ điều khiển trượt được tính toán và lựa chọn như sau: $\partial = 41,1, \lambda = 13,338, c_1 = -1,24, c_2 = 3,12.$

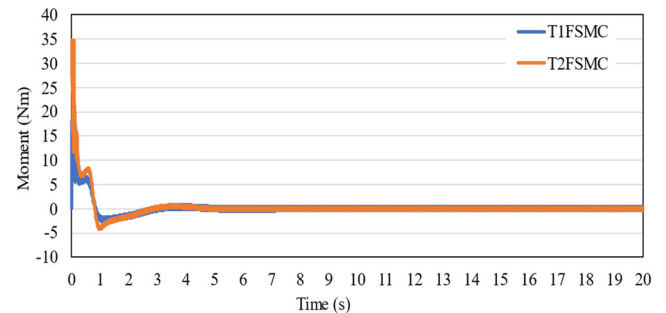
Kết quả mô phỏng có thể thấy trong hình 6 - 8, với lần lượt là đáp ứng của vị trí cánh tay, đáp ứng của vị trí tay quay và tín hiệu điều khiển của bộ điều khiển để xuất khi so sánh với T2FSMC. Với vị trí ban đầu là 0,4rad, thanh lắc ổn định dưới 0,1rad sau 2 giây và ổn định về 0 rad sau 5 giây. Khi so sánh với T1FSMC, chúng ta có thể thấy rằng IT2FMC có phản hồi nhanh hơn với biên độ nhỏ hơn. Ngoài ra, kết quả thể hiện ở hình 9 cho thấy, bộ điều khiển để xuất cũng đã giảm hiện tượng nhiễu của SMC khi cho đáp ứng quỹ đạo tốt và thời gian đáp ứng tốt trong khi vẫn duy trì sai số nhỏ.



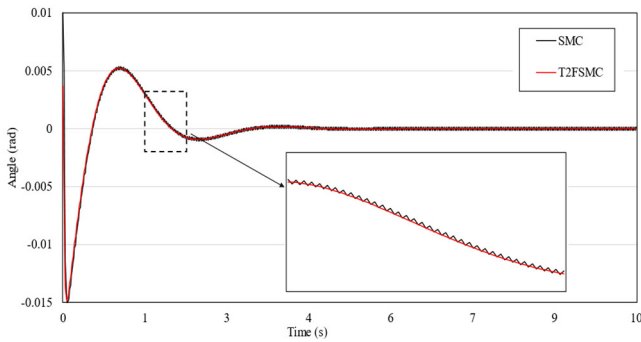
Hình 6. Đáp ứng góc quay của thanh lắc khi sử dụng bộ điều khiển T1FSMC và T2FSMC



Hình 7. Đáp ứng góc quay của cánh tay

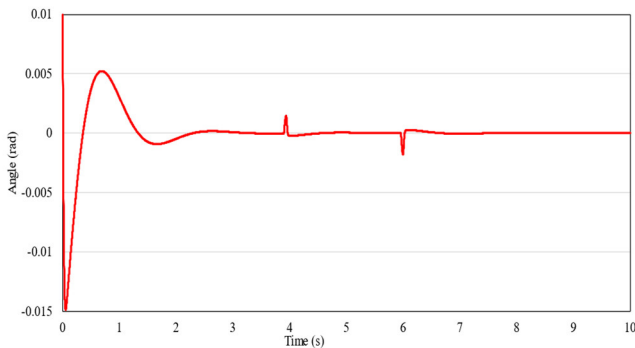


Hình 8. Tín hiệu điều khiển



Hình 9. Đáp ứng hệ thống khi sử dụng bộ điều khiển SMC và T2FSMC

Hình 10 thể hiện đáp ứng của hệ thống khi có tác động nhiễu là hàm step có biên độ lực tác động là 2N tại thời điểm 4 giây và 6 giây. Có thể thấy hệ thống đã nhanh chóng ổn định và trở về trạng thái cân bằng trong khoảng 0,1s.



Hình 10. Đáp ứng bộ điều khiển T2FSMC khi có tác động nhiễu step

4. KẾT LUẬN

Thiết kế bộ điều khiển chế độ trượt mờ loại 2 được phát triển cho hệ thống con lắc ngược quay. Mục tiêu điều khiển là cân bằng con lắc trong 0°. Kết quả khẳng định tính ổn định và hiệu quả của bộ điều khiển đề xuất. Ngoài ra hệ thống còn giảm rung lắc trong quá trình điều khiển. Đồng thời, việc sử dụng thêm bộ điều khiển logic mờ loại 2 cũng khắc phục được nhược điểm của T1FLC và SMC.

LỜI CẢM ƠN

Nhóm tác giả cảm ơn sự hỗ trợ của Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội trong nghiên cứu.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1]. A. Banerjee, M. Nigam, "Designing of proportional sliding mode controller for linear one stage inverted pendulum," *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 9, 84-89., 2011.

[2]. F. Peker, I. Kaya, "Identification and real time control of an inverted pendulum using PI-PD controller," in *2017 21st International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*, 771-776, 2017.

[3]. J.J. Wang, "Simulation studies of inverted pendulum based on PID controllers," *Simulation Modelling Practice and Theory*, 19, 440-449, 2011.

[4]. M. Yue, X. Wei, Z. Li, "Adaptive sliding-mode control for two-wheeled inverted pendulum vehicle based on zero-dynamics theory," *Nonlinear Dynamics*, 76, 459-471, 2014.

[5]. J. Krishen, V. M. Becerra, "Efficient fuzzy control of a rotary inverted pendulum based on LQR mapping," in *2006 IEEE Conference on Computer Aided Control System Design, 2006 IEEE International Conference on Control Applications, 2006 IEEE International Symposium on Intelligent Control*, 2701-2706, 2006.

[6]. H. L. Bui, T. L. Bui, M. N. Pham, "Control of an inverted pendulum - cart system using hedge algebras," *Journal of Science and Technology, Hanoi University of Industry*, 51, 30-34, 2019.

[7]. A. de Carvalho, J. F. Justo, B. A. Angélico, A. M. de Oliveira, J. I. da Silva Filho, "Rotary inverted pendulum identification for control by paraconsistent neural network," *IEEE Access*, 9, 74155-74167, 2021.

[8]. I. Hassanzadeh, S. Mobayen, "PSO-based controller design for rotary inverted pendulum system," *Journal of Applied Sciences*, 8, 2907-2912, 2008.

[9]. M. R. Rani, H. Selamat, H. Zamzuri, F. Ahmad, "PID controller optimization for a rotational inverted pendulum using genetic algorithm," in *2011 Fourth International Conference on Modeling, Simulation and Applied Optimization*, 1-6, 2011.

[10]. S. Laghrouche, F. Plestan, A. Glumineau, "Higher order sliding mode control based on integral sliding mode," *Automatica*, 43, 531-537, 2007.

[11]. V. Utkin, H. Lee, "Chattering problem in sliding mode control systems," in *International Workshop on Variable Structure Systems, VSS'06.*, 346-350, 2006.

[12]. İ. Yiğit, "Model free sliding mode stabilizing control of a real rotary inverted pendulum," *Journal of Vibration and Control*, 23, 1645-1662, 2017.

[13]. S. M. M. Anvar, I. Hassanzadeh, G. Alizadeh, "Design and implementation of sliding mode-state feedback control for stabilization of Rotary Inverted Pendulum," in *ICCAS 2010*, 1952-1957, 2010.

[14]. M. A. Khanesar, M. Teshnehlab, M. A. Shoorehdeli, "Fuzzy sliding mode control of rotary inverted pendulum," in *2007 IEEE International Conference on Computational Cybernetics*, pp. 57-62, 2007.

AUTHORS INFORMATION

Bui Thanh Lam, Nguyen Duc Quang, Nguyen Van Truong, Tran Ngoc Tien, Phan Dinh Hieu

School of Mechanical and Automotive Engineering, Hanoi University of Industry, Vietnam