

THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT MỜ CHO HỆ THỐNG ĐỘNG CƠ PMSM VỚI CÁC THÀNH PHẦN NHIỄU BẤT ĐỊNH

SLIDING MODE CONTROLLER BASED ON FUZZY LOGIC FOR PMSM SERVO SYSTEM WITH UNCERTAIN DISTURBANCE

Nguyễn Bá Thanh¹, Nguyễn Ngọc Tuấn^{2,*},
Nguyễn Trọng Hà¹, Vũ Văn Chiến¹

DOI: <https://doi.org/10.57001/huih5804.2023.003>

TÓM TẮT

Bài báo giới thiệu về mô hình của hệ thống động cơ PMSM (động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu) với các thành phần nhiễu bất định. Từ đó, thiết kế bộ điều khiển trượt với các ràng buộc từ luật mờ giúp hệ thống tiến về miền trượt nhanh hơn, giảm thiểu hiện tượng chattering. Tính ổn định của bộ điều khiển được chứng minh theo tiêu chuẩn Lyapunov và kiểm chứng bằng mô phỏng bởi phần mềm Matlab/Simulink. Các kết quả đã chứng minh bộ điều khiển đề xuất cho chất lượng tốt hơn cả về dòng điện và tốc độ đối với hệ thống truyền động PMSM.

Từ khóa: Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu, điều khiển trượt, điều khiển logic mờ.

ABSTRACT

This paper introduces the model of PMSM (permanent magnet synchronous motor) motor system with uncertain noise components. Since then, designing a sliding controller with constraints from fuzzy rules helps the system move to the sliding domain faster, minimizing chattering. The stability of the controller is proven according to Lyapunov standard and verified by simulation by Matlab/Simulink software. The results demonstrated that the proposed controller gives better performance in both current and speed for the PMSM drive system.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor, Sliding mode control, fuzzy logic control.

¹Học viên Phòng không - Không quân

²Trường Đại học Kỹ thuật Lê Quý Đôn

*Email: ngoctuanhvn@gmail.com

Ngày nhận bài: 25/11/2022

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 10/02/2023

Ngày chấp nhận đăng: 24/02/2023

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Với sự phát triển nhanh chóng của các thiết bị điện tử công suất, máy vi tính và lý thuyết điều khiển hiện đại, động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (PMSM) ngày càng được ưa chuộng trong nhiều ngành như dệt may, robot công nghiệp, thiết bị y tế, thiết bị gia dụng,... [1, 2] nhờ cấu trúc đơn giản, trọng lượng nhẹ, công suất cao và khả năng truyền động mạnh mẽ. Tuy nhiên, hiệu suất của việc điều khiển vị trí và tốc độ của hệ thống PMSM bị ảnh hưởng lớn bởi tính phi tuyến của hệ thống, các thông số thay đổi theo

thời gian và nhiễu tải bên ngoài. Trong trường hợp này, phương pháp điều khiển tuyến tính truyền thống thường khó đảm bảo hiệu suất của hệ thống động cơ PMSM [4].

Để khắc phục vấn đề này đã có nhiều công trình nghiên cứu như: điều khiển thích nghi mô hình tham chiếu, điều khiển dự báo, điều khiển thích nghi tối ưu,... [3-6]. Tuy nhiên việc thiết kế các bộ điều khiển này phụ thuộc vào độ chính xác của các thông số mô hình hệ thống. Ngày nay, nhờ các bộ điều khiển thông minh, chẳng hạn như Fuzzy, Neuron Network không cần mô hình toán học chính xác của hệ thống. Các yêu cầu thiết kế toán học đơn giản và ít chuyên sâu hơn là ưu điểm chính của bộ điều khiển thông minh, phù hợp với hệ phi tuyến và không rõ về mô hình [7-8]. Nhưng chất lượng điều khiển không cao do các luật đưa ra cố định, các thông số không thay đổi được.

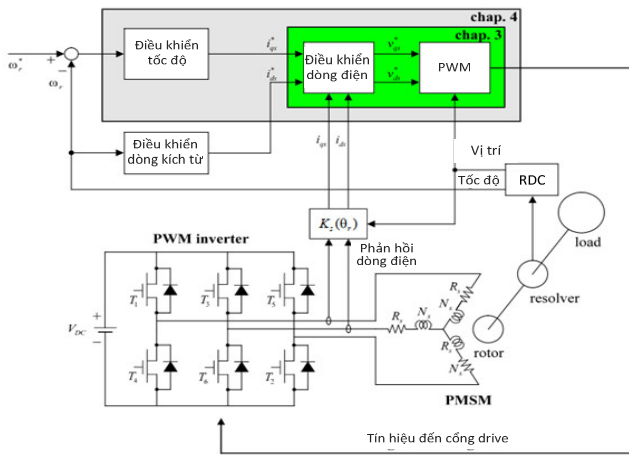
Sau quá trình nghiên cứu xem xét trên nhiều góc độ, nhóm tác giả đề xuất sử dụng bộ điều khiển trượt. Với ưu điểm là cấu trúc đơn giản, đảm bảo độ chính xác khi hệ thống có tham số bất định và nhiễu bên ngoài [9-10]. Nhưng nhược điểm của bộ điều khiển trượt là thời gian tiến đến mặt trượt lâu và hiện tượng chattering. Để cải thiện vấn đề này, nhóm tác giả kết hợp điều khiển trượt với các ràng buộc của luật mờ cho phép độ hội tụ nhanh hơn, giảm rung, cải thiện được chất lượng điều khiển. Ngoài ra, việc đưa ra các ràng buộc theo luật mờ có thể xác định được giới hạn của thành phần bất định và nhiễu tác động từ bên ngoài.

2. MÔ HÌNH TOÁN HỌC HỆ TRUYỀN ĐỘNG

Xét một mô hình hệ thống truyền động dùng động cơ PMSM [11-14] như hình 1.

Mô hình toán học của hệ khi xét đến các thành phần bất định như sai số hệ thống, nhiễu từ bên ngoài.

$$\begin{cases} \dot{\theta}_m = \omega_m \\ \dot{\omega}_m = \frac{3P_n\psi_f}{2J}i_q - \frac{B}{J}\omega_m - \frac{T_L}{J} + d \\ \dot{i}_q = -\frac{R_s}{L}i_q - P_n\omega_m i_d - \frac{P_n\psi_f}{L}i_d + \frac{1}{L}u_q + f_1 \\ \dot{i}_d = -\frac{R_s}{L}i_d + P_n\omega_m i_q + \frac{1}{L}u_d + f_2 \end{cases} \quad (1)$$



Hình 1. Hệ thống truyền động dùng động cơ PMSM

Trong đó, i_d , i_q là dòng điện trục dq; u_d , u_q là điện áp trục dq tương ứng; R_s , L , ψ_f , P_n lần lượt thể hiện điện trở của stato, độ tự cảm, từ thông của nam châm vĩnh cửu và số cặp cực, J , T_L , B lần lượt là mômen quán tính, mômen tải và hệ số ma sát nhớt; θ_m , ω_m biểu diễn góc và tốc độ góc của rôto; d là các biến thể của thông số bên trong, nhiễu tải bên ngoài. f_1 , f_2 đại diện cho các thành phần bất định, bao gồm lỗi mô hình hóa, nhiễu bên trong mô hình. Đặt:

$$x_1 = \theta_m, x_2 = \omega_m, x_3 = i_q, x_4 = i_d$$

$$g_1 = \frac{R_s}{L}, g_2 = P_n, g_3 = \frac{P_n \psi_f}{L}, g_4 = \frac{1}{L}.$$

$$\theta_1 = \frac{3P_n \psi_f}{2J}, \theta_2 = \frac{B}{J}, \theta_3 = \frac{T_L}{J}$$

Từ đó xây dựng phương trình trạng thái của hệ thống truyền động PMSM với các thành phần phần định như sau:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \theta_1 x_3 - \theta_2 x_2 - \theta_3 + d \\ \dot{x}_3 = -g_1 x_3 - g_1 x_2 x_4 - g_1 x_4 + g_4 u_q + f_1 \\ \dot{x}_4 = -g_1 x_4 + g_2 x_2 x_3 + g_4 u_d + f_2 \end{cases} \quad (2)$$

Để tạo điều kiện thuận lợi cho việc thiết kế bộ điều khiển, hệ thống cần đáp ứng các giả định sau:

- Giả thiết 1: Nhiễu tổng hợp d có giới hạn và thay đổi chậm theo thời gian

$$\begin{cases} |d| < \varepsilon \\ \dot{d} \approx 0 \end{cases} \quad (3)$$

Trong đó: ε đại diện cho giá trị biên của d .

- Giả thiết 2: Các thành phần bất định f_1 , f_2 thỏa mãn các điều kiện sau:

$$\begin{cases} |f_1| \leq h_1 \\ |f_2| \leq h_2 \end{cases} \quad (4)$$

Trong đó: h_1 , h_2 lần lượt thể hiện các giá trị biên của f_1 , f_2 .

3. THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN MỜ TRƯỢT CHO HỆ THỐNG PMSM

Đặt:

$$u = \begin{Bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \theta_m \\ \omega_m \end{Bmatrix};$$

$$y = \begin{Bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} u_q \\ u_d \end{Bmatrix}$$

Ta có:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = u_2 \\ \dot{x}_2 = \theta_1 x_3 - \theta_2 u_2 - \theta_3 + d \\ \dot{x}_3 = -g_1 x_3 - g_1 u_2 x_4 - g_1 x_4 + g_4 u_q + f_1 \\ \dot{x}_4 = -g_1 x_4 + g_2 u_2 x_3 + g_4 u_d + f_2 \\ y = [u_q \quad u_d]^T \end{cases} \quad (5)$$

Xét hệ thống sau:

$$\dot{x} = Ax + Bu + u_d(x, t) \quad (6)$$

Trong đó, $u_d(x, t)$ là các thành phần phi tuyến trong hệ thống.

Định lý 1: Bộ điều khiển trượt được xác định như sau:

$$u = -S.Ax - \beta \operatorname{sgn}(\sigma) \quad (7)$$

Trên cơ sở mặt trượt:

$$\theta = \{x: \sigma = S_x = 0\}$$

$$\sigma = Sx = (B^T X^{-1} B)^{-1} B^T X^{-1} x = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} x = \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

Với X thỏa mãn bất đẳng thức LMI sau đây:

$$\|I^T (AX + XA^T)\| < 0, X > 0, I = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \quad (9)$$

Xác định ma trận chuyển đổi G và một vector tương ứng ζ như sau:

$$G = \begin{bmatrix} (I^T X I)^{-1} I^T \\ (B^T X^{-1} B)^{-1} B^T X^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F \\ S \end{bmatrix}$$

$$\zeta = \begin{bmatrix} \zeta_1 \\ \zeta_2 \end{bmatrix} = Gx \quad (10)$$

Dễ dàng thấy rằng $G^{-1} = [XII, B]$ và $\zeta_2 = \sigma$. Ta có:

$$\begin{aligned} \dot{\zeta} &= G\dot{x} = GA_1 x + GB(u + u_d(x, t)) \\ &= GA_1 G^{-1} \zeta + GB(u + u_d(x, t)) \end{aligned} \quad (11)$$

Sau đó, phương trình trạng thái (6) có thể được chuyển đổi thành dạng thông thường sau đây:

$$\begin{bmatrix} \dot{\zeta} \\ \dot{\sigma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} FA_1 XII & FA_1 B \\ SA_1 XII & SA_1 B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \zeta_1 \\ \sigma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} (u + u_d(x, t)) \quad (12)$$

Theo [15, 16, 17] nếu $\sigma = 0$, ta có:

$$\dot{\zeta}_1 = (I^T XII)^{-1} I^T A_1 XII \zeta_1 \quad (13)$$

Lựa chọn hàm ứng viên Lyapunov: $V(t) = P_0 \zeta_1^2$ với $P_0 = (I^T XII) > 0$ ta có:

$$\begin{aligned}\dot{V}(t) &= 2P_0 \zeta_1 \dot{\zeta}_1 \\ \dot{V}(t) &= 2\zeta_1 P_0 (II^T XII)^{-1} II^T A_1 XII \zeta_1 \\ \dot{V}(t) &= 2\zeta_1 II^T A_1 XII < 0\end{aligned}\quad (14)$$

Điều này chứng minh rằng hệ thống ổn định với mặt trượt (8).

Định lý 2: Với mặt trượt xác định như (8) và tín hiệu điều khiển được xác định như (7) thì hệ thống sẽ ổn định trong thời gian hữu hạn.

Mặt trượt sẽ tiến đến 0 trong thời gian hữu hạn nếu điều kiện trượt $\sigma^T \dot{\sigma} < 0$ được đảm bảo:

$$\begin{aligned}\sigma^T \dot{\sigma} &= \sigma^T [SAx + SB(u + u_d(t, x))] \\ \sigma^T \dot{\sigma} &= \sigma^T [SAx + (u + u_d(t, x))] \\ \sigma^T \dot{\sigma} &= \sigma^T [SAx - SAx - \beta \operatorname{sgn}(\sigma) + u_d(t, x)] \\ \sigma^T \dot{\sigma} &= -\sigma^T (\beta_i \operatorname{sgn}(\sigma) - u_d(t, x)) \\ &\leq -\|\sigma\|(\beta_i - \|u_d\|) = -\zeta_i \|\sigma\| < 0\end{aligned}\quad (15)$$

Theo (15) chứng minh được hệ thống sẽ tiến đến mặt trượt trong thời gian hữu hạn.

Thiết kế bộ điều khiển mờ FLC (Fuzzy Logic Control) chỉnh định thông số β dựa vào mặt trượt s và $\dot{s}$. Khi giá trị của s hoặc $\dot{s}$ lớn thì thông số β phải lớn để nhanh chóng đưa s về 0. Khi giá trị của s và $\dot{s}$ nhỏ thì thông số β nhỏ để hạn chế hiện tượng chattering. Bộ điều khiển sử dụng mô hình mờ Tagaki - Sugeno - Kang với các tính chất và luật if then như trong bảng 1 và 2.

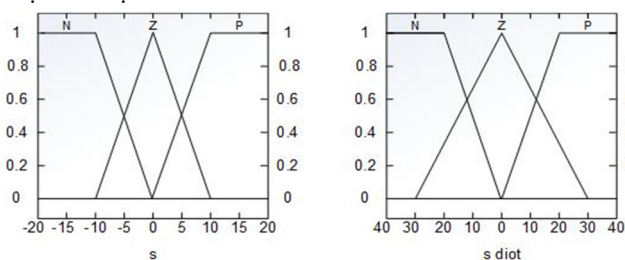
Bảng 1. Tính chất của bộ điều khiển mờ

Phương pháp AND	Phương pháp OR	Hàm	Tổng hợp	Quá trình ánh xạ tập mờ thành tập rõ (Defuzzification)
MIN	MAX	MIN	MAX	Trung bình cộng có trọng số

Bảng 2. Luật if-then của bộ điều khiển

		s		
		N	Z	P
$\dot{s}$	N	B	M	B
	Z	B	S	B
	P	B	M	B

Các hàm liên thuộc của đầu vào và đầu ra mô hình mờ được thể hiện ở hình 2.



Hình 2. Hàm liên thuộc của đầu vào mô hình mờ

Giá trị đầu ra của mô hình mờ là: $S = 1$; $M = 10$; $B = 30$. Trong đó, tập con mờ của các biến đầu vào và đầu ra là $\{N, O, P, S, M, B\}$ tương ứng với các phần tử đại diện cho "Negative", "Zero", "Positive", "Small", "Middle", "Big".

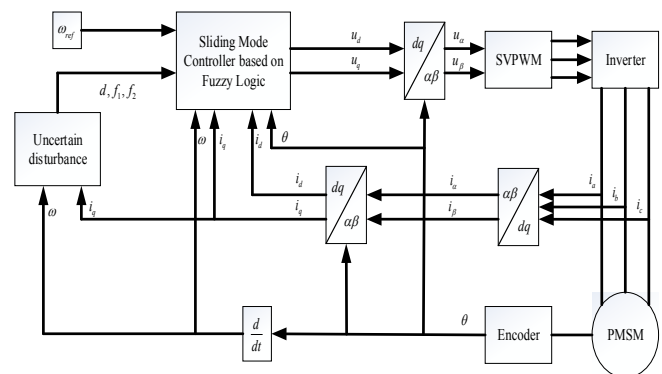
4. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Trong phần trên, bài báo đã xây dựng bộ điều khiển trượt với những ràng buộc của luật mờ cho hệ thống PMSM. Mô hình mô phỏng được thực hiện trên Matlab/Simulink. Kết quả của bộ điều khiển trượt dựa trên các ràng buộc luật mờ của hệ thống động cơ PMSM được so sánh với bộ điều khiển điều khiển trượt thông thường. Nhóm tác giả thực hiện việc mô phỏng với các thông số hệ thống như bảng 3.

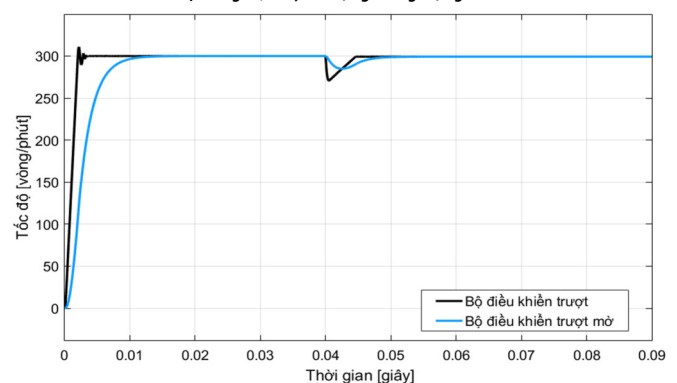
Bảng 3. Thông số hệ thống

Ký hiệu	Tham số PMSM	Giá trị
P_N	Công suất định mức	0,75kW
ω_N	Tốc độ định mức	3000rpm
P_n	Số cặp cực	2
I_N	Điện áp định mức	5,3
T_L	Mômen tải	2,39Nm
Ψ_f	Từ thông của nam châm vĩnh cửu	0,109Wb
L	Độ tự cảm	0,17mH
R_s	Điện trở Stator	1,8Ω
J	Mômen quán tính	2.10^{-3}kg.m^2
B	Hệ số ma sát nhớt	5.10^{-3}Nm.s

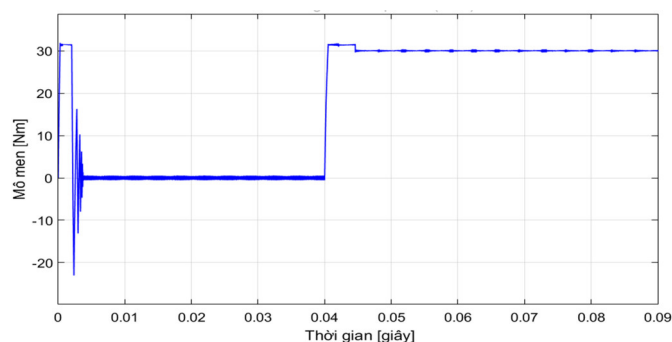
Sơ đồ cấu trúc mô phỏng hệ thống được thể hiện trên hình 3.



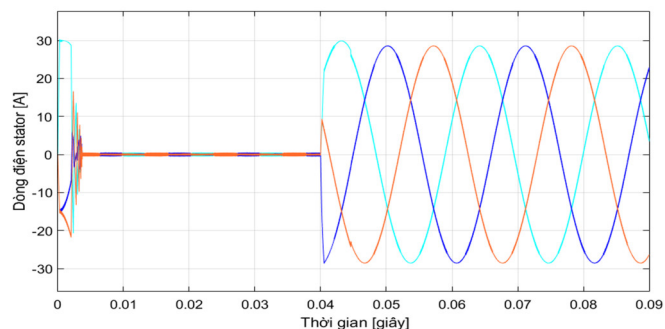
Hình 3. Sơ đồ mô phỏng hệ truyền động dùng động cơ PMSM



Hình 4. Đáp ứng tốc độ của động cơ khi tốc độ đặt là 300 vòng/phút



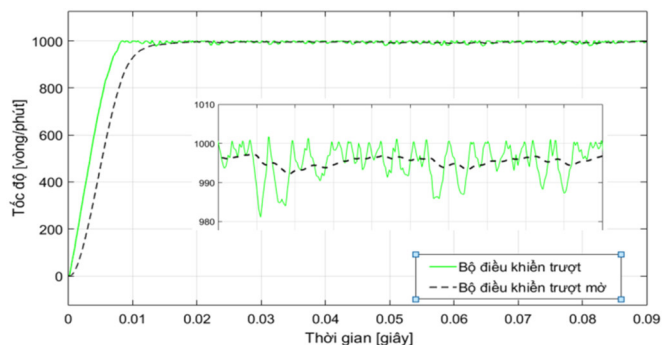
Hình 5. Đáp ứng mômen của động cơ với bộ điều khiển trượt mờ



Hình 6. Dòng i_{abc} động cơ PMSM với bộ điều khiển trượt mờ

Khi tốc độ đặt là 300 vòng/phút, mômen tải 30Nm tác động tại thời điểm 0,04 giây, kết quả mô phỏng như hình 4 - 6.

Khi đặt tốc độ 1000 vòng/phút, mômen tải có thành phần nhiễu ngẫu nhiên 10Nm, kết quả mô phỏng như thể hiện ở hình 7.



Hình 7. Đáp ứng tốc độ của động cơ khi tốc độ đặt là 1000 vòng/phút, có mômen tải

Nhận xét:

Từ các kết quả mô phỏng thấy rằng, bộ điều khiển trượt mờ cho chất lượng điều khiển tốt hơn, giảm được hiện tượng chattering. Tuy nhiên thời gian quá độ tăng lên, tính tác động nhanh giảm, chậm hơn so với bộ điều khiển trượt thường 0,003s, vẫn đảm bảo yêu cầu điều khiển.

5. KẾT LUẬN

Bài báo đã trình bày kết quả tổng hợp bộ điều khiển trượt với các ràng buộc của luật mờ. Kết quả thu được cho thấy bộ điều khiển được đề xuất cho kết quả điều khiển tốt hơn, giảm hẳn hiện tượng nhiễu, chattering cho hệ thống PMSM.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. N. Bianchi, T. M. Jahns, 2004. *Design, analysis, and control of interior PM synchronous machines*. in Tutorial Course Notes IEEE IAS Annu. Meeting, Seattle, WA, pp. 1.1-1.10.
- [2]. S. Morimoto, M. Sanada, Y. Takeda, 1994. *Effects and compensation of magnetic saturation in flux-weakening controlled permanent magnet synchronous motor drives*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 30, no. 6, pp. 1632-1637.
- [3]. M. M. I. Chy, M. N. Uddin, 2009. *Development and implementation of a new adaptive intelligent speed controller for IPMSM drive*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 45, no. 3, pp. 1106-1115.
- [4]. M. Tursini, F. Parasiliti, D. Zhang, 2002. *Real-time gain tuning of PI controllers for high-performance PMSM drives*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 38, no. 4, pp. 1018-1026.
- [5]. Karabacak M, Eskikurt H I., 2015. *Speed and current regulation of a permanent magnet synchronous motor via nonlinear and adaptive backstepping control*[J]. Mathematical & Computer Modelling, 53(9-10):2015-2030.
- [6]. H. L. Chan, K. T. Woo, 2015. *Design and Control of Small Quadcopter System with Motor Closed Loop Speed Control*. International Journal of Mechanical Engineering and Robotics Research, Vol.4, No. 4, pp. 287-292. DOI: 10.18178/ijmerr.4.4.287-292.
- [7]. H. H. Choi, N. T. Vu, J. Jung, 2011. *Digital implementation of an adaptive speed regulator for a PMSM*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 1, pp. 3-8.
- [8]. R. Errouissi, A. Al-Durra, S. M. Mueen, S. Leng, 2014. *Continuous-time model predictive control of a permanent magnet synchronous motor drive with disturbance decoupling*. IET Electric Power Applications, vol. 11, no. 5, pp. 697-706.
- [9]. L. Samaranayake, S. Longo, 2018. *Degradation control for electric vehicle machines using nonlinear model predictive control*. IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 26, no. 1, pp. 89-101.
- [10]. C. Dai, J. Yang, Z. Wang, S. Li, 2017. *Universal active disturbance rejection control for non-linear systems with multiple disturbances via a high-order sliding mode observer*. IET Control Theory & Applications, vol. 11, no. 8, pp. 1194-1204, May. 2017
- [11]. Y. Dote, S. Kinoshita, 1990. *Brushless Servomotors - Fundamentals and Applications*. Clarendon Press.
- [12]. T. J. E. Miller, 1989. *Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives*. Clarendon Press.
- [13]. P. Pillay, R. Krishnan, 1988. *Modeling of permanent magnet motor drives*. IEEE Trans. Indus. Electr., vol. 35, no. 4, pp. 537-541.
- [14]. P. Pillay, R. Krishnan, 1989. *Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives, Part II: The brushless DC motor drive*. IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 25, no. 2, pp. 274-279.

AUTHORS INFORMATION

Nguyen Ba Thanh¹, Nguyen Ngoc Tuan², Nguyen Trong Ha¹, Vu Van Chien¹

¹Air Defence - Air Force Academy, Viet Nam

²Le Quy Don Technical University