

NGHIÊN CỨU SO SÁNH NGOẠI VI CỦA CÁC BỘ ĐIỀU KHIỂN TRONG ỨNG DỤNG ĐỘNG CƠ ĐIỆN MỘT CHIỀU

A COMPARATIVE STUDY OF THE PERIPHERAL MICROCONTROLLERS IN DC MOTOR CONTROL APPLICATIONS

Mai Nhật Thiên^{1,a}, Nguyễn Tân Nở¹

¹Trường Đại học Sư phạm Kỹ Thuật Vĩnh Long

^aTác giả liên hệ: thienmn@vlute.edu.vn

Nhận bài (Received): 03/9/2024; Phản biện (Reviewed): 19/9/2024; Chấp nhận (Accepted): 25/9/2024

TÓM TẮT

Trong lĩnh vực điều khiển động cơ điện một chiều, sự lựa chọn của các thiết bị ngoại vi đóng vai trò quan trọng để đạt được hiệu quả tối ưu. Bài báo trình bày nội dung phân tích so sánh đánh giá hiệu quả ngoại vi của các bộ điều khiển khác nhau được sử dụng trong lý thuyết điều khiển trượt bậc cao trong ứng dụng kiểm soát tốc độ động cơ điện. Nghiên cứu tập trung vào đánh giá ảnh hưởng của các bộ ngoại vi đến khả năng điều khiển, tính thời gian thực của các bộ điều khiển. Kết quả thực nghiệm được thực hiện trên mô hình thật, giải thuật điều khiển được xây dựng qua công cụ Matlab/simulink để đánh giá hiệu suất và sự phù hợp của từng bộ điều khiển trong ứng dụng điều khiển động cơ điện. Kết quả nghiên cứu chứng minh được ưu khuyết điểm của từng bộ điều khiển, là cơ sở tin cậy cho việc lựa chọn các bộ điều khiển thích hợp cho các hoạt động điều khiển trong tương lai.

Từ khóa: Ngoại vi của vi điều khiển, đánh ứng thời gian thực, động cơ điện, Matlab/simulink, điều khiển trượt bậc cao.

ABSTRACT

In the field of DC motor control, the choice of peripheral controllers plays an important role in achieving optimal efficiency. This paper presents a comparative analysis of the peripheral efficiency of different controllers used in Nonsingular Terminal Sliding control theory in DC motor speed control applications. The study focuses on evaluating the influence of peripheral controllers on the controllability and real-time performance of the controllers. Experimental results are performed on real models, control algorithms are built through Matlab/Simulink tools to evaluate the performance and suitability of each controller in DC motor control applications. The research results demonstrate the advantages and disadvantages of each controller, which is a reliable basis for selecting appropriate controllers for future control activities.

Keywords: Peripheral microcontrollers, real-time control, electric motors, Matlab/Simulink, high-order sliding mode control.

1. GIỚI THIỆU

Động cơ điện một chiều (động cơ DC) được sử dụng rộng rãi trong robot và thiết bị điện. Do đó, việc kiểm soát tốc độ của động cơ DC rất quan trọng và đã được nghiên cứu từ những thập kỷ trước. Nhìn chung, sử dụng bộ điều khiển PID kết hợp bộ điều khiển trạng thái mờ (FLC) cho các hệ thống có động cơ DC tốt hơn bởi bộ điều khiển PID không phù hợp với hệ thống không chắc chắn và phi tuyến dẫn đến làm giảm hiệu suất của bộ điều khiển [1]. Có nhiều phương pháp điều khiển tốc độ động cơ điện đã được nghiên cứu với các ngoại vi của các bộ điều khiển như F28379D, Mega 2560, STM32F4xx, Raspberry pi,... thông qua ứng dụng thuật toán điều khiển PID được sử dụng rộng rãi bởi sự đơn giản, độ tin cậy. Tuy nhiên, quá trình xử lý điều chỉnh là khó khăn cho việc không thể điều chỉnh các thông số quy ước thuật toán PID [2]. Để cải thiện hiệu quả các bộ điều khiển PID, một số phương pháp đề xuất như bộ điều khiển trạng thái mờ (FLC) [3], bộ mạng nhân tạo lan truyền ngược (RBF neutral network) [4], điều khiển mô hình dự đoán [5] ...

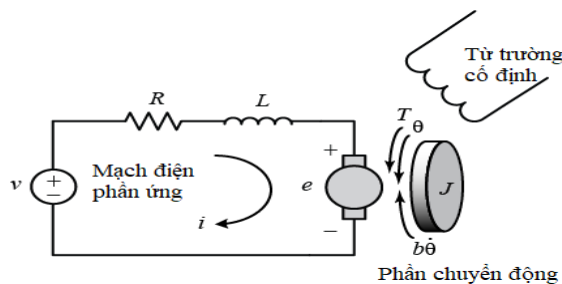
Điều khiển trượt (SMC) là phương pháp đã được sử dụng ngày càng nhiều trong các thuật toán ước điều khiển hệ thống bất định [6]. SMC có những ưu điểm nổi bật so với các phương pháp khác, chẳng hạn như độ nhạy thấp đối với các biến thể tham số hệ thống và khả năng chống nhiễu mạnh. Tuy nhiên, hiện tượng chattering và điểm kỳ dị hạn chế các ứng dụng thực tế của điều khiển chế độ trượt thông thường [7]. Có nhiều nghiên cứu khắc phục nhược điểm của điều khiển trượt được đề xuất như: thay đổi hàm Sign trong mặt trượt thành hàm Saturation, thay thế mặt trượt tuyến tính thành mặt trượt phi tuyến, kết hợp điều khiển trượt với các lý thuyết điều khiển tối ưu [8]. Trong đó, nổi bật nhất là phương pháp điều khiển trượt với mặt trượt Nonsingular Terminal Sliding Mode (NTSM), ý tưởng thiết kế mặt trượt phi tuyến với hàm mũ của biến trạng thái, làm tránh được điểm kỳ dị, giảm đáng kể hiện tượng chattering và rút ngắn thời gian hội tụ của biến trạng thái [9]. Tuy nhiên, do sự phức tạp của mặt trượt, đòi hỏi khối lượng tính toán đáng kể trong một chu kỳ thời gian lấy mẫu điều khiển, do đó việc lựa chọn bộ điều khiển có lý thuyết điều khiển NSTM là một thách thức.

Trong những năm gần đây, cùng với sự phát triển khoa học công nghệ, đặc biệt là công nghệ bán dẫn, làm cho tốc độ xử lý, tính toán của các bộ điều khiển ngày càng được cải thiện, xử lý được những câu lệnh tính toán phức tạp hơn, đồng thời số lượng ngoại vi tích hợp ngày càng phong phú, làm cho khả năng xử lý của các đối tượng ngày càng mang tính thời gian thực [10]. Trong các bộ điều khiển nhúng hiện nay, nổi bật nhất là bộ điều khiển Mega 2560, STM32F4 và TMS320F được lựa chọn nhiều nhất trong các hoạt động nghiên cứu, vì chi phí thấp và khả năng lập trình linh hoạt, tương thích với nhiều ứng dụng điều khiển, dễ dàng thiết kế, tích hợp [11], [12]. Bài báo trình bày nghiên cứu so sánh mức độ đáp ứng của các bộ điều khiển trong lý thuyết điều khiển cấp cao, cần thời gian tính toán lớn trong thời gian ngắn, do đó mặt trượt Nonsingular Terminal Sliding Mode (NSTM) được lựa chọn, mặt trượt NTSM được ứng dụng nhiều trong điều khiển tốc độ động cơ, và các mô hình chuyển động khác, kết quả nghiên cứu là cơ sở để xác minh tính khả dụng của thiết bị điều khiển nhúng trong các lý thuyết điều khiển phức tạp.

2. NỘI DUNG

2.1. Mô hình động cơ điện

Mạch điện của phần ứng và sơ đồ chuyển động quay tự do của động cơ DC được trình bày như hình sau:



Hình 1. Sơ đồ mạch điện phản ứng và phần quay động cơ DC [2].

Áp dụng định luật Kirchhoff cho phần điện và định luật II Newton cho phần cơ, chúng ta xây dựng phương trình toán học của động cơ DC:

$$\begin{cases} Li + Ri + e = v \\ T - b\omega = J\dot{\omega} \end{cases} \quad (1)$$

Trong đó, hệ số back-emf $K_e = K_t = K$; L: độ tự cảm, R: điện trở stator; v: điện áp cung cấp cho stator; $e = K_e.i$: điện áp back-emf; $T = K_t.i$: Momen điện; b: hệ số ma sát nhớt; J: momen quán tính trục rotor; $\omega = \dot{\theta}$: tốc độ rotor.

Biến đổi Laplace (1) ta được hàm truyền:

$$\frac{\omega(s)}{v(s)} = \frac{K}{JLs^2 + (JR + bL)s + K^2} \quad (2)$$

2.2. Thiết kế bộ điều khiển

Từ hàm truyền (2), biến đổi sang miền thời gian ta được:

$$\ddot{\omega} = -\frac{(JR+bL)}{JL}\dot{\omega} - \frac{K^2}{JL}\omega + \frac{K}{JL}v \quad (3)$$

Sai số giữa giá trị tham chiếu và giá trị thực tế được xác định

$$e = \omega_{ref} - \omega \Rightarrow \dot{e} = \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega} \quad (4)$$

Phương trình sai số được viết lại:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \dot{e} = x_2 \\ \dot{x}_2 = \ddot{\omega}_{ref} + \frac{(JR+bL)}{JL}\dot{\omega} + \frac{K^2}{JL}\omega - \frac{K}{JL}v \end{cases} \quad (5)$$

Phương trình (5) được viết lại:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \dot{e} = x_2 \\ \dot{x}_2 = \varepsilon + \delta_1 x_2 + \delta_2 x_1 + \delta_3 v \end{cases} \quad (6)$$

Trong đó:

$$\varepsilon = \ddot{\omega}_{ref} + \frac{(JR+bL)}{JL}\dot{\omega}_{ref} + \frac{K^2}{JL}\omega_{ref}; \delta_1 = -\frac{(JR+bL)}{JL}; \delta_2 = -\frac{K^2}{JL}; \delta_3 = -\frac{K}{JL}$$

Mặt trượt NTSM được chọn như [9]:

$$s = x_1 + \gamma x_2^{p/q} \quad (7)$$

Trong đó: γ là hằng số dương thiết kế bộ điều khiển, p và q là những số dương lẻ thỏa điều kiện $p > q$ và $1 < p/q < 2$.

Nếu mặt trượt NTSM được chọn như (7), tín hiệu điều khiển được tính toán như (8) thì sai số tốc độ (4) có thể đạt được $e = 0$ ở thời gian hữu hạn, và duy trì ở mặt trượt $s = 0$, tín hiệu điều khiển được chọn:

$$v = v_n + v_{eq} \text{ với } v_n = -\frac{1}{\delta_3}(k \text{sign}(s) + \mu s); v_{eq} = -\frac{1}{\delta_3}\left(\varepsilon + \delta_1 x_2 + \delta_2 x_1 + \frac{p\gamma}{q} x_2^{\frac{p}{q}-1}\right) \quad (8)$$

Chứng minh:

Xét hàm Lyapunov $V = 0.5S^2$. Ta được:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S\dot{S} = S\left(\dot{x}_1 + \frac{p\gamma}{q} x_2^{\frac{p}{q}-1} \dot{x}_2\right) = S\frac{p\gamma}{q} x_2^{\frac{p}{q}-1} \left(\dot{x}_2 + \frac{q}{p\gamma} x_2^{\frac{2-p}{q}}\right) \\ &= S\frac{p\gamma}{q} x_2^{\frac{p}{q}-1} (-k \text{sign}(s) - \mu s) = \frac{p\gamma}{q} x_2^{\frac{p}{q}-1} (-k\|s\| - \mu s^2) \end{aligned} \quad (9)$$

Khi các thông số hiệu chỉnh được chọn sao cho: $k\|s\| > 0$ và $\mu s^2 > 0$

Khi đó: $-k\|s\| - \mu s^2 \leq 0$

Vì thế ta được: $\dot{V} \leq -k\|s\| - \mu s^2 < 0$ Khi $\|s\| \neq 0$

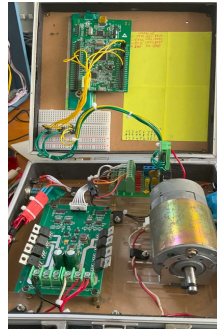
Điều này có nghĩa là sai số tốc độ (4) đạt được mặt trượt $s = 0$ ở thời gian hữu hạn, và cả hai biến trạng thái $x_1, x_2 \rightarrow 0$ hay $e, \dot{e} \rightarrow 0$ ở thời gian hữu hạn.

2.3. Mô hình thí nghiệm

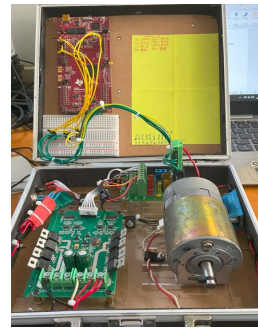
Mô hình thí nghiệm được xây dựng trên 3 bộ điều khiển khác nhau (Mega2560, STM32F407, TMS320F28379), dùng chung một hệ điều khiển động cơ bao gồm: board công suất IRF3205-36V/30A, nguồn một chiều DC có thể hiệu chỉnh được 30V-15A, động cơ có thông số như bảng 2.



a) Mega 2560



b) STM32F40



c) TMS320F28379

Hình 2. Mô hình thực nghiệm tương ứng với các bộ điều khiển

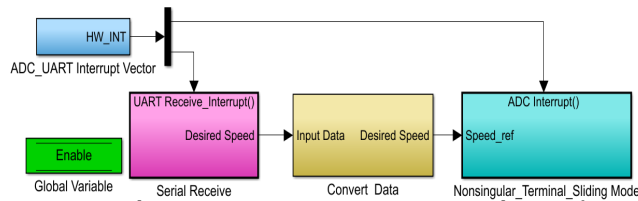
Chương trình điều khiển được chia làm hai phần:

- **Phần 1 (hình 3a):** là phần biên dịch nạp vào vi điều khiển, trong phần này ngoài các khối cơ bản tính toán số sẵn trong Matlab/Simulink để thiết kế lý thuyết điều khiển trượt dựa trên mặt trượt NTSM, phần này còn bao gồm các khối ngoại vi được tích hợp cài đặt thêm trong môi trường Simulink, cụ thể đối với từng board điều khiển được liệt kê trong bảng 1.

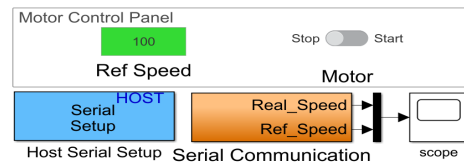
Bảng 1. Các khối trong gói hỗ trợ được cài đặt trong Simulink sử dụng mô hình thí nghiệm

Board	Support Package	Khối sử dụng	Chức năng
Mega2560	Simulink support package for Arduino Hardware	1. PWM	Điều chế độ rộng xung
		2. Serial Transmit	Truyền dữ liệu nối tiếp
		3. Serial Receive	Nhận dữ liệu nối tiếp
		4. External interrupt	Ngắt ngoài
STM32F407	Embedded Coder support package for STMicroelectronics Discovery Board	1. PWM output	Ngõ ra điều chế độ rộng xung
		2. USART Read	Đọc dữ liệu giao tiếp nối tiếp bất đồng bộ
		3. USART Write	Ghi dữ liệu giao tiếp nối tiếp bất đồng bộ
		4. External interrupt	Ngắt ngoài
TMS320F28379	Supported Texas Instrument C2000 Processor	1. ePWM	Ngõ ra điều chế độ rộng xung tăng cường
		2. SCI transmit	Ghi dữ liệu giao tiếp nối tiếp
		3. SCI receive	Đọc dữ liệu giao tiếp nối tiếp
		4. C28x eQEP	Khối xung mã hóa xác định vị trí và tốc độ

- **Phần 2 (hình 3b):** phần dùng để điều khiển phần cứng từ máy tính khi sử dụng phần mềm Matlab/Simulink, khối chương trình này làm nhiệm vụ truyền giá trị tốc độ tham chiếu, tín hiệu khởi động hệ thống điều khiển, đồng thời nhận tín hiệu giá trị tốc độ động cơ đo được từ vi điều khiển thông qua chuẩn truyền UART (baudrate 38400).



a) Phần biên dịch nhúng vào vi điều khiển



b) Phần điều khiển

Hình 3. Sơ đồ khối phần chương trình thực nghiệm

2.4. Kết quả thí nghiệm

Động cơ một chiều có các thông số như bảng 2.

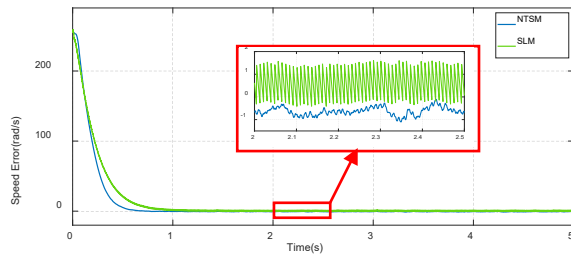
Bảng 2. Thông số của động cơ thực nghiệm

Thông số	Kí hiệu	Giá trị	Đơn vị	Thông số	Kí hiệu	Giá trị	Đơn vị
Điện trở động cơ	R	1.6	Ω	Điện áp định mức	U	24	V
Độ tự cảm động cơ	L	5.2	mH	Hệ số back emf	K	0.011	V/rpm
Momen quán tính	J	4.3e-4	Kg.m ²	Encoder		200	Xung/vòng

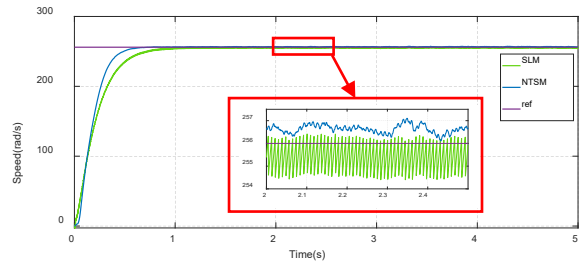
Tốc độ định mức	ω	3200	rpm				
-----------------	----------	------	-----	--	--	--	--

Để chứng minh được phương pháp trượt dựa trên mặt trượt NTSM có khả năng loại bỏ chattering so với phương pháp trượt cổ điển. Mô hình thực nghiệm được thực hiện trên bộ điều khiển TMS320F28379, tốc độ tham chiếu 260 (rad/s), với thông số bộ điều khiển trượt NTSM: $p=5$, $q=3$, $\gamma=0.001$, $k=120$, $\mu=0.6$, thông số bộ trượt cổ điển $k=54$.

Kết quả thể hiện phương pháp điều khiển trượt sử dụng mặt trượt NTSM loại bỏ đáng kể hiện tượng chattering của lý thuyết điều khiển trượt cổ điển, đồng thời rút ngắn thời gian đáp ứng (khoảng 0.7s) so với phương pháp trượt cổ điển là 1s.



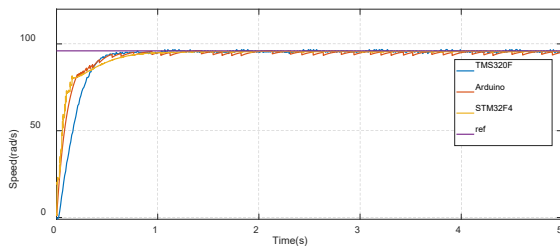
a) Tốc độ động cơ



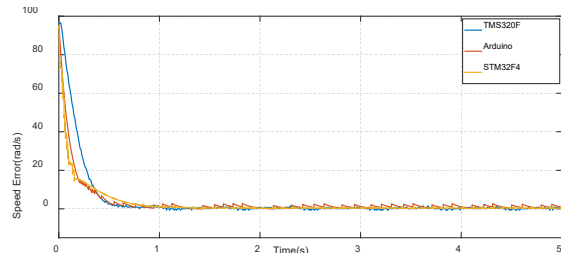
b) Sai số tốc độ động cơ

Hình 4. Đáp ứng tốc độ động cơ khi điều khiển với hai mặt trượt khác nhau

Để chứng minh được khả năng điều khiển các bộ vi điều khiển, phương pháp thực nghiệm được thực hiện bằng cách cho tốc độ động cơ chạy với ba cấp tốc độ khác nhau với cùng một thông số của bộ điều khiển, trên cùng một board công suất, nguồn cấp và động cơ. Với các thông số điều khiển board Mega2560 ($p=7, q=5, \gamma=0.03, k=530, \mu=1.4$), STM32F407 ($p=5, q=3, \gamma=0.005, k=78, \mu=3.2$), TMS320F28379 ($p=5, q=3, \gamma=0.001, k=120, \mu=0.6$).



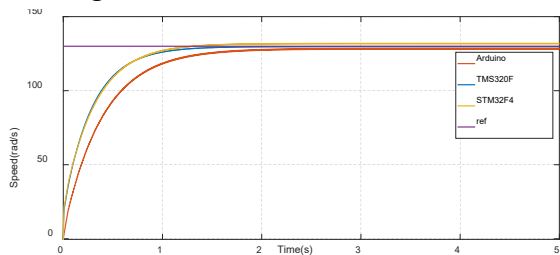
a) Tốc độ động cơ



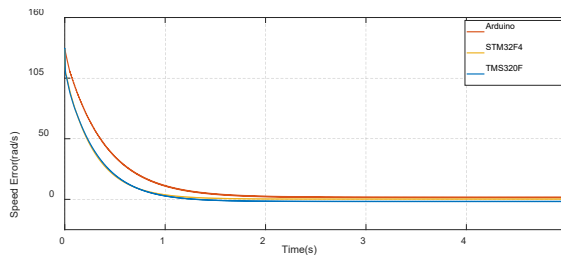
b) Sai số tốc độ động cơ

Hình 5. Đáp ứng tốc độ động cơ ở tốc độ thấp (98 rad/s)

Khi giá trị tốc độ đặt 98(rad/s) ta thấy cả ba bộ điều khiển đều đáp ứng tốt, trong đó bộ điều khiển sử dụng Mega2560 (màu cam) có sai số xác lập lớn nhất (khoảng 5rad/s), nhưng đạt được thời gian xác lập tương đối nhanh, bộ điều khiển STM32F407 (màu vàng) có sai số xác lập nhỏ hơn và thời gian xác lập giống với bộ điều khiển Arduino, bộ điều khiển TMS320F28379 (màu xanh) có sai số xác lập nhỏ nhất và giá trị điều khiển bám sát giá trị tốc độ mong muốn.



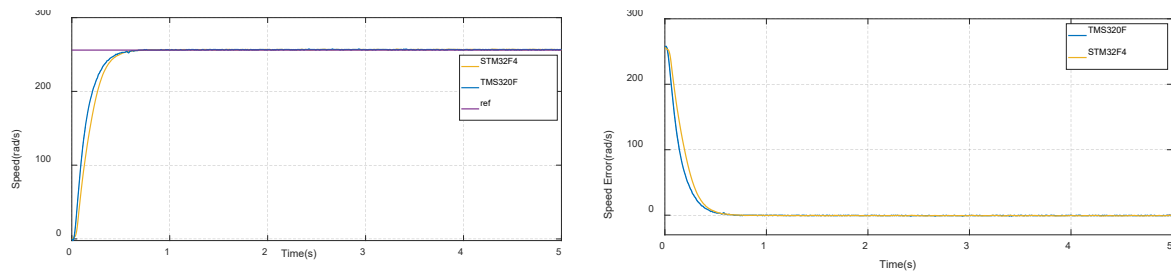
a) Tốc độ động cơ



b) Sai số tốc độ động cơ

Hình 6. Đáp ứng tốc độ động cơ ở tốc độ thấp (130 rad/s)

Khi giá trị tốc độ đặt 130 (rad/s) ta thấy bộ điều khiển STM32F407 (màu vàng) và TMS320F28379 (màu xanh) đều đáp ứng tốt, với thời gian xác lập nhanh và sai số xác lập nhỏ, trong khi bộ điều khiển arduino (màu cam) có thời gian xác lập tương đối lớn và tồn tại một giá trị xác lập lớn (3 rad/s).



a) Tốc độ động cơ

b) Sai số tốc độ động cơ

Hình 7. Đáp ứng tốc độ động cơ ở tốc độ thấp (260 rad/s)

Khi giá trị tốc độ đặt 260 (rad/s) thì chỉ còn bộ điều khiển STM32F407 và TMS320F28379 còn khả năng điều khiển, vì tín hiệu xung trả về với tốc độ cao làm cho con trỏ duy trì trong chương trình external interrupt nên bộ điều khiển Mega 2560 không còn điều khiển được, STM32F407 sử dụng chức năng DMA (Data Memory Access) và TMS320F28379 có module Quadencoder cho phép đọc xung tốc độ cao, do đó còn khả năng điều khiển đáp ứng tốt. Kết quả cho thấy cả hai có khả năng điều khiển tốc độ đạt đáp ứng ở thời gian 0.6 (s), đồng thời sai số xác lập rất nhỏ (khoảng 2rad/s), hiện tượng chattering gần như bị triệt tiêu.

3.KẾT LUẬN

Trong bài báo này trình bày kết quả so sánh của ba bộ điều khiển Mega 2560, STM32F407, TMS320F28379 trong ứng dụng điều khiển tốc độ động cơ điện, sử dụng lý thuyết điều khiển trượt dựa trên mặt trượt phi tuyến NTSM, kết quả nghiên cứu chứng minh cả ba bộ điều khiển đều đáp ứng tốt với mặt trượt mới, loại bỏ được hiện tượng chattering khi điều khiển động cơ với tốc độ thấp (<130 rad/s), với tốc độ cao thì board TMS320F28379 tỏ ra vượt trội hơn do tích hợp nhiều ngoại vi chuyên xử lý cho chức năng đặc thù (eQEP), ngoài ra việc sử dụng tính năng DMA cũng là giải pháp để tối ưu thời gian xử lý của vi điều khiển.

Tài liệu tham khảo

[1] Muhammad Akmal Ridzuan & Hisyam Abdul Rahman, "Real Time Comparison between PID and Fuzzy Logic Controller for DC Motor Speed Control", evolution in electrical and electronic engineering, e-ISSN: 2756-8458, Vol. 5, No. 1, pp. 512-520, 2024.

[2] Haoshui Sun and etc., "The Design of the DC Servo Motor Controller Based on Fuzzy Immune PID Algorithm", Proceedings of the 36th Chinese Control Conference, pp.4724-4729, 2017.

[3] Walaa Gubara; Mohamed Elnaïm; Sharief F Babiker, "Comparative study on the speed of DC motor using PID and FLC", Conference of Basic Sciences and Engineering Studies (SGCAC), 20-23 February 2016.

[4] M. Farrag, C. S. Lai and M. Darwish, "A Comparison of PI and RBF Brushless DC Motor Speed Control Methods," 2023 58th International Universities Power Engineering Conference (UPEC), Dublin, Ireland, 2023, pp. 1-5.

[5] H. Wu, L. Zhang, J. Yang and S. Li, "Model predictive control for DC-DC buck power converter-DC motor system with uncertainties using a GPI observer," 2017 36th Chinese Control Conference (CCC), Dalian, China, 2017, pp. 4906-4911.

[6] S. Heidarpour, M. Tabatabaei and H. Khodadadi, "Speed control of a DC motor using a fractional order sliding mode controller," 2017 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), Milan, Italy, 2017, pp. 1-4.

[7] Z. Li, F. Wang, D. Ke, J. Li and W. Zhang, "Robust Continuous Model Predictive Speed and Current Control for PMSM with Adaptive Integral Sliding-Mode Approach,"

in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 12, pp. 14398-14408, Dec. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3086636. keywords: {Mathematical Model Predictive}.

[8] S. J. Abbasi and M. C. Lee, "Chattering reduction by using Proportional derivative sliding surface in Sliding mode control(PDSDMC)," *2018 International Conference on Information and Communication Technology Robotics (ICT-ROBOT)*, Busan, Korea (South), 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICT-ROBOT.2018.8549911.

[9] L. Tienan, W. Yanmin and D. Bao, "Free-chattering non-singular terminal sliding mode control of permanent-magnet synchronous motor with Luenberger observer," *2016 35th Chinese Control Conference (CCC)*, Chengdu, China, 2016, pp. 3457-3462.

[10] K. J. Suresh and K. V. Amrut, "Low cost high performance microcontroller based semiconductor device tester," *2013 Nirma University International Conference on Engineering (NUiCONE)*, Ahmedabad, India, 2013, pp. 1-5.

[11] Adrian Augustin Pop, "Incremental Encoder Speed Acquisition Using an STM32 Microcontroller and NI ELVIS", *MDPI journal of sensors*, Vol. 22, Issue. 14, pp. 1-14, 2022.

[12] M. I. Saputra, S. R. Sulistiyanti, S. Purwiyanti and U. Murdika, "Design of Prototype Measuring Motor Vehicles Velocity Using Hall Effect Sensor Series A-1302 based On Arduino Mega2560," *2020 2nd International Conference on Industrial Electrical and Electronics (ICIEE)*, Lombok, Indonesia, 2020, pp. 66-69.