



THIẾT KẾ BỘ QUAN SÁT TRƯỢT KẾT HỢP VỚI BỘ ĐIỀU KHIỂN MỜ ĐIỀU KHIỂN TỐC ĐỘ ĐỘNG CƠ PMSM

DESIGN FUZZY CONTROL COMBINED WITH OBSERVATIONS SLIDING TO CONTROL PMSM MOTOR SPEED

Đào Phương Tùng^{1a*}

¹Khoa Công Nghệ, Trường Đại học Công Nghệ Đồng Nai
^adaophuongtung@dntu.edu.vn

TÓM TẮT. Ngày nay, động cơ điện đồng bộ được sử dụng nhiều trong lĩnh vực điều khiển, trong công nghiệp vì nó có những đặc điểm vượt trội như hiệu suất cao, hệ số công suất cao, tốc độ ít phụ thuộc vào điện áp. Tuy nhiên, việc điều khiển động cơ đồng bộ còn tương đối khó khăn, do đặc tính phi tuyến mạnh. Vì thế bộ điều khiển tốc độ động cơ đóng một vai trò rất quan trọng. Hiện nay rất nhiều phương pháp điều khiển đã được nghiên cứu như: Phương pháp điều chỉnh thích nghi, điều khiển trượt, mạng neuron nhân tạo, hệ mờ (fuzzy)...Hiện tại các hệ thống đa phần sử dụng cảm biến, encoder quang để đo tốc độ và hồi tiếp về bộ điều khiển, điều này góp phần làm cho giá thành của hệ thống tăng cao. Bài báo này đề xuất một phương pháp mới không sử dụng cảm biến tốc độ mà sử dụng một bộ ước lượng tốc độ của động cơ dựa trên bộ quan sát chế độ trượt (SMO), Bộ xử lý mờ kết hợp với bộ điều khiển PI phân tích tín hiệu SMO để đưa ra tín hiệu điều khiển thích hợp giúp ổn định tốc độ động cơ. Kết quả điều khiển sẽ được kiểm chứng bằng phương pháp mô phỏng. Đề tài thực hiện thành công sẽ mở ra một hướng điều khiển chính xác tốc độ động cơ nhưng không sử dụng cảm biến, giúp làm giảm giá thành sản phẩm, giảm kích thước, giảm nhiễu xâm nhập vào hệ thống giúp cho hệ thống đạt được tối ưu hơn.

TỪ KHÓA. SMO, FUZZY, PMSM, mô phỏng

ABSTRACT. Recently, synchronous electric motors are widely used in the field of control, in industry because it has outstanding features such as high efficiency, high power factor, and speed is less dependent on voltage. However, synchronous motor control is still relatively difficult, due to its strong nonlinear characteristics. Thus controller motor speed plays a role very important. Currently, many control methods have been studied such as adaptive adjustment method, sliding control, artificial neural network, fuzzy system. These systems mostly use sensors, optical encoders to measure speed and feedback to the controller, which makes the cost of higher system. This study proposes a new method that does not use speed sensors but uses a motor speed estimator based on the sliding mode observation (SMO). Fuzzy processor combined with PI controller signal analysis SMO to provide appropriate control signals to help stabilize the motor speed. The research results will control the motor speed accurately without using sensors, which helps to reduce product costs, reduce size, reduce noise entering the system to help the system achieve more optimal.

KEYWORDS. SMO, FUZZY, PMSM, simulation

1. GIỚI THIỆU

Ngày nay, động cơ điện đồng bộ được sử dụng nhiều trong lĩnh vực điều khiển, trong công nghiệp vì nó có những đặc điểm vượt trội như hiệu suất cao, hệ số công suất cao, tốc độ ít phụ thuộc vào điện áp. Tuy nhiên, việc điều khiển động cơ đồng bộ còn tương đối khó khăn, do đặc tính phi tuyến mạnh. Vì thế bộ điều khiển tốc độ động cơ đóng một vai trò rất quan trọng.

Hiện nay rất nhiều phương pháp điều khiển đã được nghiên cứu. Các bộ điều khiển PI [1] thường được dùng để điều khiển tốc độ cho các PMSM. Nhưng các bộ PI không có khả năng thích nghi khi tải động cơ thay đổi. Với các thông số Kp, Ki xác định trước thì khi tải động cơ thay đổi sẽ làm tăng độ vọt lố hay thời gian đáp ứng. Các bộ điều khiển [2] sử dụng tín hiệu phản hồi từ Encoder để điều chỉnh tốc độ động cơ. Tuy nhiên, việc sử dụng Encoder làm phức tạp hệ thống và tăng thêm chi phí. Chou [1] trình bày bộ điều khiển thích nghi dựa trên mạng neuron và xử lý mờ. Mặc dù, phương pháp của các bài báo này cũng đạt được kết quả nhất định, song thuật toán neuron khá phức tạp không thích hợp để thực hiện trên chip.

Trong bài báo này chúng tôi đề xuất một phương pháp mới không sử dụng cảm biến tốc độ mà sử dụng một bộ ước lượng tốc độ của động cơ dựa trên bộ quan sát chế độ trượt (SMO). Bộ xử lý mờ kết hợp với bộ điều khiển PI phân tích tín hiệu

SMO để đưa ra tín hiệu điều khiển thích hợp giúp ổn định tốc độ động cơ. Đặc biệt, sử dụng ngôn ngữ mô tả phân cứng (VHDL) để lập trình nên rất thuận lợi cho việc thực hiện trên các chip xử lý.

Kết quả điều khiển sẽ được kiểm chứng bằng phương pháp mô phỏng trên simulink. Với phương pháp mà chúng tôi đề nghị, các kỹ sư sẽ thiết kế được các bộ điều khiển động cơ PMSM hiệu quả hơn. Bởi vì, với thuật toán đơn giản của phương pháp, nó có thể thực hiện được trên các chip vi xử lý, làm tăng khả năng ứng dụng trên các bộ điều khiển trong thực tế. Phần còn lại của bài báo được trình bày như sau. Phần 2 giới thiệu mô hình toán của động cơ PMSM và hệ thống điều khiển vector. Phần 3 mô tả phương pháp điều khiển mà chúng tôi đề nghị. Tiếp theo, phần 4 trình bày các kết quả được mô phỏng trên simulink. Cuối cùng, một số nhận xét và đánh giá về kết quả đạt được sẽ được trình bày trong phần 5.

2. MÔ TẢ HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN VECTOR

2.1 Mô hình toán của động cơ PMSM

Received: May, 15th 2020

Accepted: June 1st 2020

*Corresponding Author

Email: daophuongtung@dntu.edu.vn

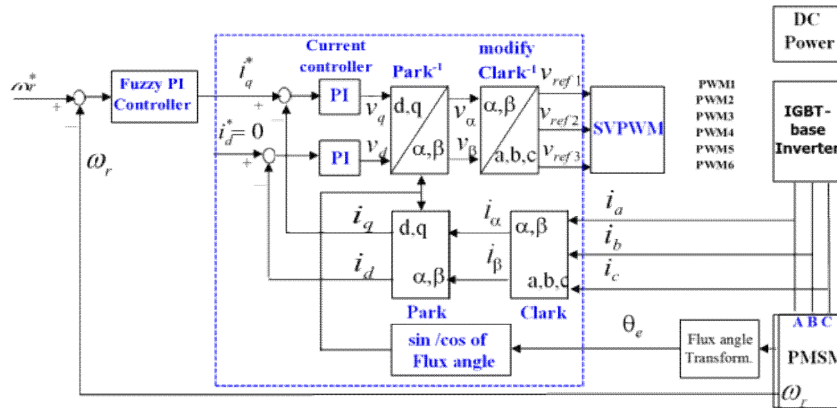
Mô hình toán học của động cơ PMSM được biểu diễn bằng hai phương trình sau: [3]

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} n_d - \frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q \quad (1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} n_q - \frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d - \frac{l p \omega_r}{L_q} \quad (2)$$

2.2 Hệ thống điều khiển vector

Trong đó: L_q, L_d là các điện cảm trên các trục q và d ; R là điện trở của cuộn stator; i_q, i_d là các dòng điện trên các trục q và d ; v_q, v_d là các điện áp trên các trục q và d ; λ là từ thông móc vòng của nam châm vĩnh cửu; p là số cặp cực; ω_r là tốc độ quay của rotor.



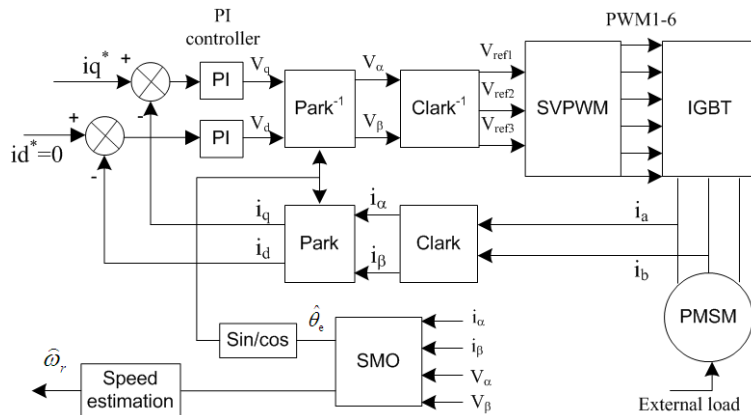
Hình 1. Sơ đồ khối hệ thống điều khiển vector

Bộ điều khiển vector được thiết kế theo cách moment và các thành phần từ hóa của từ thông stator được điều khiển độc lập. Dòng điện ba pha stator được biến đổi thành vector dòng điện cung cấp cho bộ điều khiển (H. 1). Một khi các

thông số bộ điều khiển được chọn lựa tốt dòng điện điều khiển $i_d \approx 0$, giúp cho việc điều khiển động cơ PMSM tương tự với việc điều khiển động cơ một chiều. Moment của động cơ được điều khiển thông qua dòng điện trên trục q (i_q).

3. THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN

3.1 Thiết kế phần điều khiển dòng điện



Hình 2. Sơ đồ của khối điều khiển dòng điện

Phần điều khiển dòng điện gồm các khối biến đổi Phần điều khiển dòng điện gồm các khối biến đổi Clark, Park, Park⁻¹, Clark⁻¹, SVPWM và bộ điều khiển PI. [1,10]

Dòng điện 3 pha (i_a, i_b, i_c) đo được từ động cơ phản hồi về bộ biến đổi Clark.

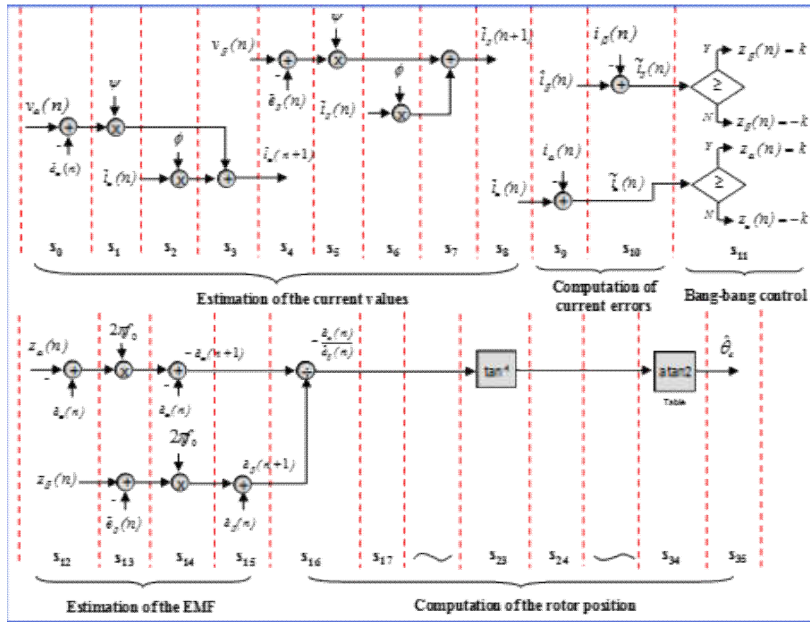
Ngõ ra của phép biến đổi Clark (i_α, i_β) và tín hiệu EMF (góc address nhận được từ khối SMO) được kết nối đến ngõ vào của phép biến đổi Park.

Tín hiệu ngõ ra của phép biến đổi Park được nối đến bộ điều khiển PI để điều khiển, giữ cho dòng $i_d = 0$, lúc này

moment trên trục động cơ chỉ phụ thuộc vào dòng điều khiển i_q . Sau khi thêm tín hiệu điều khiển vào cho dòng i_d và i_q , tín hiệu này được biến đổi ngược về dòng 3 pha để cung cấp cho động cơ. Dòng 3 pha lúc này gọi là dòng 3 pha điều khiển

Các bước thiết kế bộ điều khiển dòng điện bằng ngôn ngữ lập trình VHDL như Hình 3.

Tổng cộng 24 bước để thực hiện hoàn tất phần điều khiển dòng điện, xung clock ngõ vào cung cấp cho phần điều khiển dòng điện là 40ns



Hình 3. Các bước thiết kế bộ điều khiển dòng điện

3.2 Thiết kế bộ quan sát trượt SMO

Để thiết kế được bộ quan sát trượt, ta phải dựa vào phương trình toán học của động cơ PMSM, phương trình toán học của động cơ PMSM mô tả trên trục d-q như sau:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} v_d - \frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p\omega_r i_q; \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} v_q - \frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p\omega_r i_d - \frac{\lambda p\omega_r}{L_q} \quad (3)$$

Trong đó : L_d, L_q lần lượt là thành phần cảm kháng được biến đổi trên trục d và q; R là điện trở dây quấn stator; i_d, i_q lần lượt là dòng điện được biến đổi trên trục d và q; V_d, V_q lần lượt là điện áp được biến đổi trên trục q và d; λ là từ thông liên kết của cực từ; p là số cặp cực từ; ω_r là tốc độ quay của rotor.

Từ phương trình (3) ta biến đổi qua trục cố định α - β và viết lại với biến trạng thái dòng điện như sau:

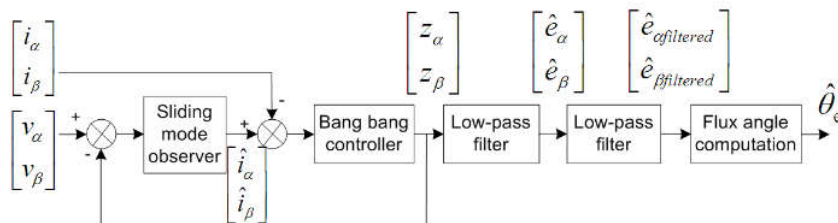
$$\frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L} i_\alpha + \frac{1}{L} v_\alpha - \frac{1}{L} e_\alpha \quad (4)$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L} i_\beta + \frac{1}{L} v_\beta - \frac{1}{L} e_\beta \quad (5)$$

Trong đó: $L = L_d = L_q$; $v_\alpha, v_\beta, i_\alpha, i_\beta$ lần lượt là điện áp và dòng điện trên trục cố định; θ_e là vị trí góc quay của từ thông và $e_\alpha = e_\beta = -p\omega_r \lambda \sin\theta_e$ là lực điện động của động cơ.

Vì thế khối ước lượng dòng điện được thiết kế bởi phương trình sau:

$$\frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L} \hat{i}_\alpha + \frac{1}{L} v_\alpha - \frac{1}{L} \hat{e}_\alpha \quad (6)$$



Hình 4. Sơ đồ khối của bộ quan sát trượt

$$\frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L} \hat{i}_\beta + \frac{1}{L} v_\beta - \frac{1}{L} \hat{e}_\beta \quad (7)$$

Trong đó: $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ là dòng điện ước lượng trên trục cố định; Z_α, Z_β là ngõ ra của khối điều khiển bang – bang:

$$z_\alpha = k_{slide} * \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \quad (8)$$

$$z_\beta = k_{slide} * \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \quad (9)$$

Nếu ta chọn hệ số trượt của khối điều khiển bang – bang đủ lớn thì hệ thống sẽ đi vào chế độ trượt lúc đó giá trị của và trong phương trình số (8) và (9) sẽ tiến sát đến giá trị của lực điện động của động cơ.

$$z_\alpha = e_\alpha = -p\omega_r \lambda \sin\theta_e \quad (10)$$

$$z_\beta = e_\beta = p\omega_r \lambda \cos\theta_e \quad (11)$$

Để loại bỏ tần số chuyển mạch gây ra bởi khối bang – bang, hai bộ lọc thông thấp được thêm vào hệ thống:

$$\hat{e}_\alpha = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} z_\alpha, \quad \hat{e}_\beta = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} z_\beta \quad (12)$$

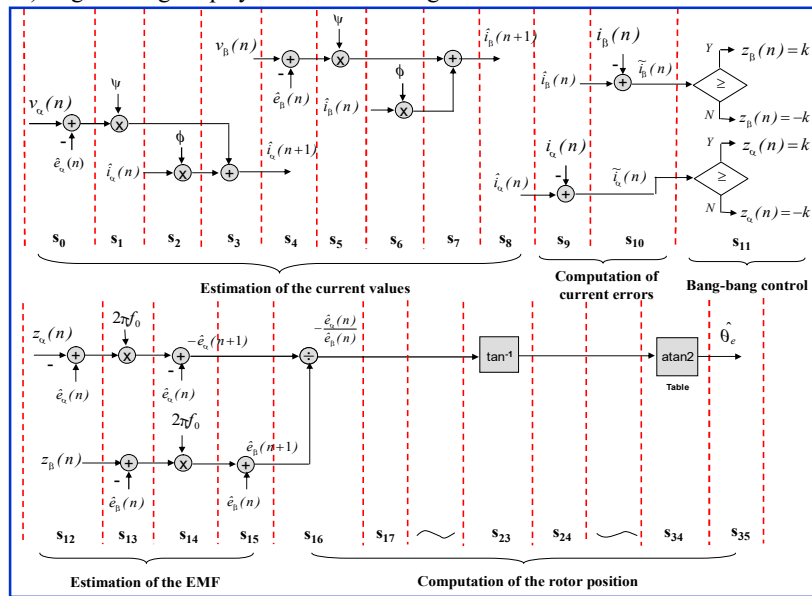
$$\hat{e}_{\alpha_filtered} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \hat{e}_\alpha, \quad \hat{e}_{\beta_filtered} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \hat{e}_\beta \quad (13)$$

Trong đó ω_c là tần số cắt của bộ lọc. Cuối cùng góc rotor có thể được tính toán bằng công thức sau:

$$\hat{\theta}_e = \tan^{-1} \left(-\frac{\hat{e}_{\alpha_filtered}}{\hat{e}_{\beta_filtered}} \right) \quad (14)$$

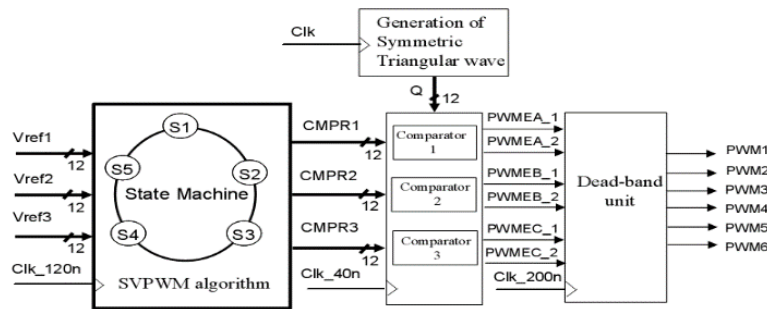
Ngõ vào của bộ quan sát chế độ trượt là xung (clk, clk_40n) và 4 dòng điện, điện áp trên trục cố định (ialfa, ibeta, Valfa, Vbeta). Ngõ ra là góc quay của rotor đề cung

cấp cho hàm tính sine và cosin trong khối điều khiển dòng điện và góc theta dùng để tính tốc độ quay của động cơ.



Hình 5. Thực thi bộ quan sát trượt bằng VHDL

3.3 Thiết kế khối điều chế độ rộng xung không gian

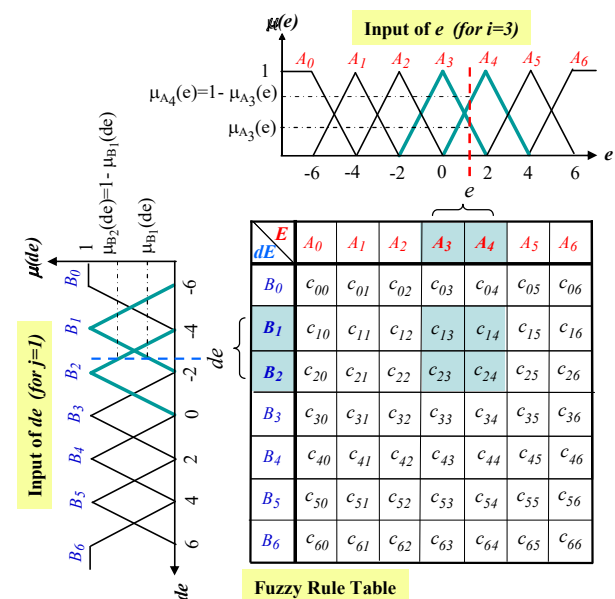


Hình 6. Sơ đồ khối của bộ điều chế độ rộng xung vector không gian

Khối SVPWM algorithm thực hiện 5 bước thuật toán ở trên bằng mã VHDL. Khối generation of symmetric triangular wave tạo ra dạng sóng tam giác đều để cung cấp cho bộ so sánh. Khối so sánh (comparator) có chức năng so sánh tín hiệu từ ngõ ra của SVPWM algorithm và xung tam giác đều để xuất tín hiệu điều khiển PWM, tín hiệu điều khiển PWM này trước khi được đưa ra cung cấp cho sáu khóa điện tử công suất IGBT, tín hiệu này được đưa vào một bộ tạo tín hiệu chênh lệch thời gian đồng ngắt giữa hai khóa điện tử công suất 1 pha (deadband unit) nhằm tránh xảy ra trường hợp ngắn mạch cho hệ thống. Ngõ vào của khối SVPWM ngoài xung clock ra là 3 điện áp chuẩn lấy từ ngõ ra của khối điều khiển dòng điện (Vref1, Vref2, Vref3). Ngõ ra là xung PWM được thực hiện theo thuật toán vector không gian cung cấp cho 6 khóa điện tử công suất cung cấp nguồn cho động cơ.

3.4 Thiết kế bộ điều khiển mờ

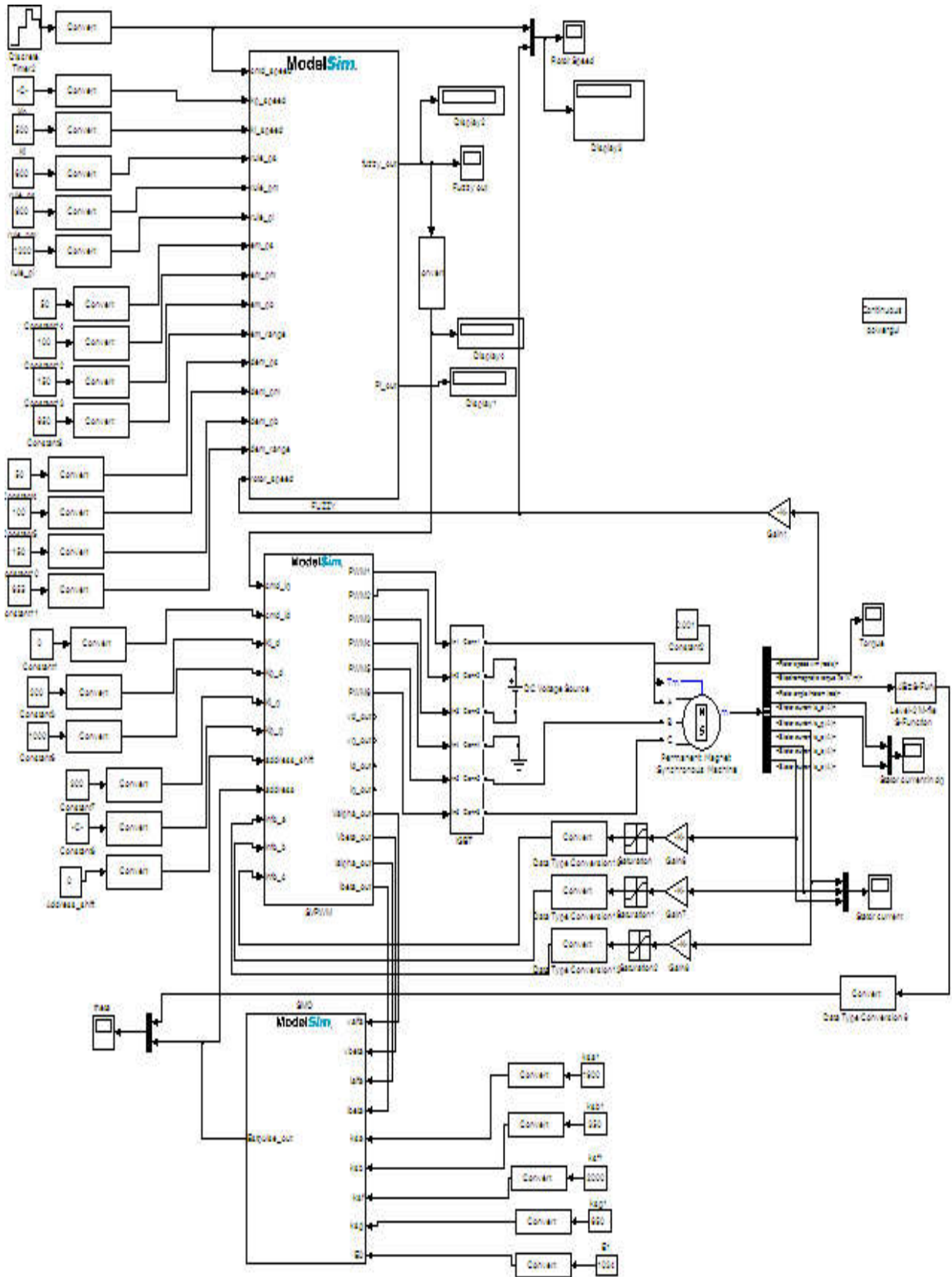
Ngõ vào của bộ điều khiển mờ gồm 2 biến ngôn ngữ, một là tín hiệu sai lệch giữa tốc độ của động cơ và đường đặc tính chuẩn mà ta mong muốn tốc độ động cơ sẽ đạt được, hai là tốc độ biến đổi theo thời gian của tín hiệu sai lệch này.



Hình 7. Cấu trúc bộ điều khiển mờ

4. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Từ việc thiết kế các bộ phận của hệ thống điều khiển ở Chương 3, ta có sơ đồ hệ thống điều khiển hoàn chỉnh như sau:



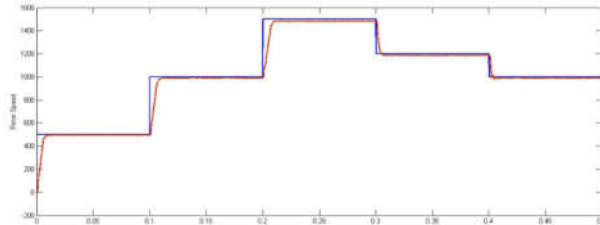
Hình 8. Sơ đồ hoàn chỉnh của hệ thống điều khiển

Trong hệ thống điều khiển gồm có 3 khối chính là FUZZY, SVPWM và SMO đã được thiết kế bằng ngôn ngữ VHDL sau đó nhúng vào Modelsim/Matlab để mô phỏng.

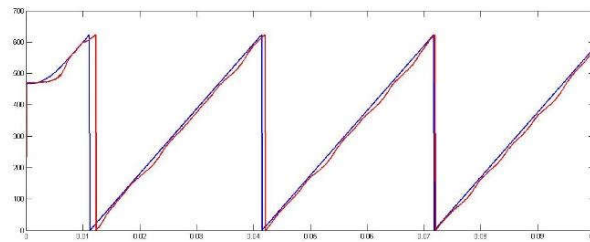
Khối SMO: Dòng điện và điện áp biến đổi trên trục cố định được cung cấp tới ngõ vào của khối SMO, ngõ ra của khối SMO là góc quay của rotor và theta được sử dụng để tính tốc độ.

Khối Fuzzy: Khối điều khiển dòng điện được thực hiện theo giải thuật mờ.

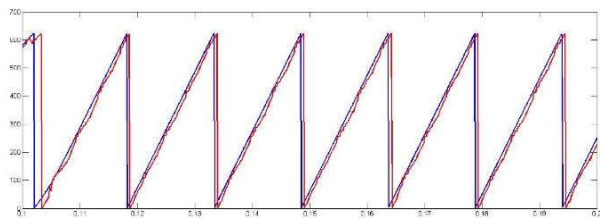
Khối SVPWM: là khối điều chế vector không gian, ngõ ra là xung PWM được thực hiện theo thuật toán vector không gian nhằm cung cấp cho 6 khoá điện tử công suất để cung cấp nguồn cho động cơ.



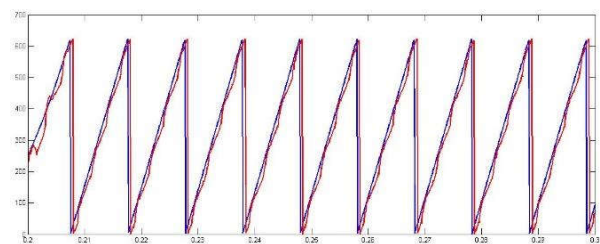
Hình 9. Đáp ứng tốc độ của động cơ



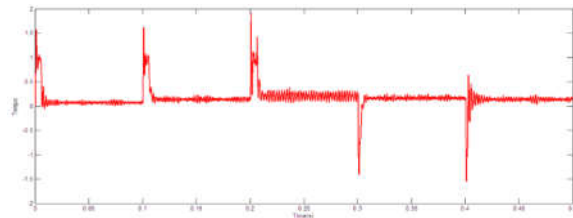
Hình 10. Góc quay của rotor ước lượng và góc quay thực tế của động cơ ở tốc độ 500 rpm



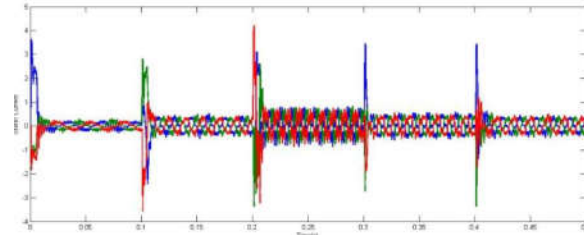
Hình 11. Góc quay của rotor ước lượng và góc quay thực tế của động cơ ở tốc độ 1000 rpm



Hình 12. Góc quay của rotor ước lượng và góc quay thực tế của động cơ ở tốc độ 1500 rpm



Hình 13. Moment trên trục động cơ



Hình 14. Dòng điện 3 pha ứng với các tốc độ khác nhau

5. NHẬN XÉT

Tốc độ thực tế của rotor bám rất tốt so với tốc độ cài đặt, sai số giữa tốc độ đặt và tốc độ thực tế khoảng 1%.

Góc quay rotor thực tế và góc quay ước lượng ở mỗi tốc độ khác nhau gần như trùng khớp.

Mỗi lần thay đổi tốc độ moment thay đổi theo để rotor quay đúng theo tốc độ yêu cầu.

6. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Hsin-Hung Chou, Ying-Shieh Kung, Nguyen Vu Quynh, Stone Cheng. Optimized FPGA design, verification and implementation of a neuro-fuzzy controller for PMSM drives. *Mathematics and Computers in Simulation*. **2013**, Vol. 90, 28-44.
<http://dx.doi.org/10.1016/j.matcom.2012.07.012>
- [2] J.W. Jung, Y.S. Choi, V.Q. Leu, H.H. Choi. Fuzzy PI-type current controllers for permanent magnet synchronous motors. *IET Electric Power Applications*. **2011**, 5 (1), 143-152.
- [3] Y.S. Kung, N. Vu Quynh, C.C. Huang, L.C. Huang. Simulink/ModelSim co-simulation of sensorless PMSM speed controller. *Proceedings of the 2011 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications*. **2011**, 24-29.
- [4] Y.S. Kung, M.H. Tsai. FPGA-based speed control IC for PMSM drive with adaptive fuzzy control. *IEEE Transactions on Power Electronics*. **2007**, 22 (6), 2476-2486.
- [5] I. Guney, Y. Oguz, and F. Serteller, Dynamic behaviour model of permanent magnet synchronous motor fed by PWM inverter and fuzzy logic controller for stator phase current, flux and torque control of PMSM. *Electric Machines and Drives Conference*, **2001**, 479-485.
- [6] Grenier, D., L.-A. Dessaint, O. Akhrif, Y. Bonnassieux, and B. LePioufle. Experimental Nonlinear Torque Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Using Saliency, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **1997**, 44(5), 680-687.