HỆ TRUYỀN ĐỘNG ĐỘNG CƠ NAM CHÂM VĨNH CỬU TỪ TRƯỜNG DỌC TRỤC SỬ DỤNG THUẬT TOÁN ĐIỀU KHIỂN MẶT ĐỘNG

Ngô Mạnh Tùng[1, 2], Lê Minh Quân[2], Lê Đức Thịnh[2],
Nguyễn Quang Địch[2], Nguyễn Tùng Lâm[2*]

Tóm tắt: *Bài báo thiết kế các bộ điều khiển cho hệ truyền động động cơ nam châm vĩnh cửu từ trường dọc trục. Đây là động cơ tích hợp ổ đỡ từ, trong đó, momen quay và lực dọc trục được sinh ra do tác động của từ trường stator với từ trường rotor. Dựa trên việc phân tích phương trình trạng thái của động cơ và kết hợp thuật toán điều khiển mặt động để tính toán bộ điều khiển tốc độ, bộ điều khiển vị trí dọc trục và bộ điều khiển dòng điện hệ truyền động. Kết quả mô phỏng cho thấy, hệ thống đáp ứng tính ổn định, đảm bảo rotor ở vị trí cân bằng và tốc độ bám theo giá trị đặt yêu cầu.*

Từ khóa: Động cơ ổ từ; Từ trường dọc trục; Điều khiển mặt động; Điều khiển trượt.

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Động cơ nam châm vĩnh cửu từ trường dọc trục là động cơ khi làm việc được tích hợp ổ đỡ từ hướng tâm. Các động cơ tích hợp ổ đỡ từ ngày càng được ứng dụng và nghiên cứu rộng rãi do đã giải quyết được một phần nhược điểm so với các ổ bi cổ điển. Động cơ được trình bày trong bài báo có cấu tạo giống động cơ đồng bộ với việc sử dụng nam châm vĩnh cửu ở rotor.

Xét điều kiện trục động cơ làm việc ổn định bởi các bộ điều khiển ổ từ ngang trục, thì khi đó, động cơ nam châm vĩnh cửu từ trường dọc trục có hai bậc tự do bao gồm chuyển động quay và chuyển động tịnh tiến hướng theo trục rotor [1-3]. Nếu động cơ đồng bộ là cực lồi, thành phần điện cảm trên hai trục d và q là khác nhau, xuất hiện momen từ trở gây khó khăn trong điều khiển tách kênh giữa vòng điều khiển vị trí và tốc độ.

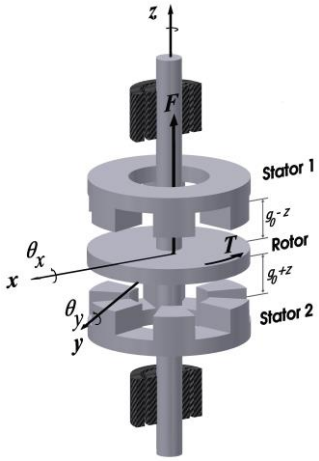
Phương pháp điều khiển cho động cơ TTDT dựa trên nguyên lý điều khiển vector, trong đó, dòng dọc trục i_d dùng để điều khiển lực dọc trục, còn dòng ngang trục i_q dùng điều khiển momen quay [4]. Đã có một số công trình nghiên cứu thiết kế các bộ điều khiển cho động cơ nam châm vĩnh cửu từ trường dọc trục. Như theo [1, 5, 6] đã sử dụng thiết kế bộ điều khiển PID, trong đó cũng đã thành công trong việc phân tách dòng điện ba pha trên các cuộn dây stator thành hai thành phần dòng điện trên hệ dq, từ đó điều chỉnh lực dọc trục và momen quay. Tuy nhiên, đối tượng được thiết kế trên mô hình tuyến tính. Ngoài ra, theo [7] sử dụng phương pháp điều khiển trượt cho bộ điều khiển vòng ngoài mà chưa xét đến mạch vòng đòng điện phía trong. Phương pháp điều khiển mặt động được sử dụng để thiết kế bộ điều khiển cho đối tượng phi tuyến, được sử dụng để điều khiển bám và ổn định cho hệ thống [8-11]. Kỹ thuật của điều khiển mặt động (DSC) mang đặc điểm kĩ thuật Backstepping và điều khiển đa mặt trượt (MSS) [12-14]. Tuy nhiên, DSC đã được bổ sung thêm bộ lọc bậc nhất để cải thiện hiện tượng bùng nổ toán hạng. Kết quả mô phỏng cho thấy, phương án điều khiển được đề suất cho đáp ứng vị trí và đáp ứng tốc độ đều bám theo quỹ đạo đặt trong thời gian nhanh. Hệ cũng bền vững với các tác động xen kênh của hai mạch vòng điều khiển.

2. ĐỘNG CƠ NAM CHÂM VĨNH CỬU TỪ TRƯỜNG DỌC TRỤC

Động cơ nam châm vĩnh cửu từ trường dọc trục được mô tả trong cấu trúc như hình 1. Trong đó, động cơ gồm hai stator có bố trí một rotor ở giữa. Rotor có hình dạng là một đĩa phẳng, phía trên hai mặt được khoét rãnh đặt các cặp nam châm vĩnh cửu tạo ra từ thông vĩnh cửu của rotor. Hai stator có cấu tạo giống nhau, gồm có các cực để quấn các dây quấn ba pha, tạo ra từ trường quay tác dụng dọc theo trục của động cơ.

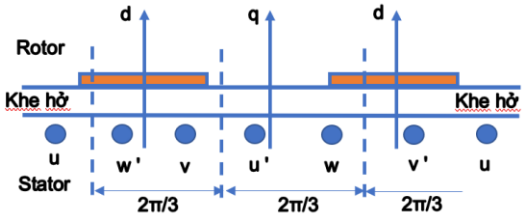
Sự tương tác giữa từ thông của rotor với từ trường các cuộn dây ba pha sinh ra các momen T làm quay trục động cơ, đồng thời tạo ra các lực F tác động đẩy rotor dịch chuyển một cách tương

đối với stator theo hướng dọc trục. Điều khiển tốc độ ổn định là khi các momen T_1 và T_2 là bằng nhau và cùng hướng. Điều khiển rotor ở vị trí cân bằng giữa hai stator là khi g_1 và g_2 là bằng nhau, hay F_1 và F_2 có độ lớn như nhau và ngược chiều nhau.



Hình 1. *Cấu trúc của động cơ nam châm vĩnh cửu từ trường dọc trục.*

Mô hình toán học của động cơ được xây dựng trên hệ tọa độ tựa theo từ thông rotor như hình 2. Trong đó, trục *u*, *v* và *w* trùng với vector từ trường tương ứng gây bởi các cuộn dây ba pha của stator. Trục *d* trùng với vector từ trường rotor, trục *q* có hướng vuông góc với trục *d*. Độ lệch giữa trục *d* và trục *u* có giá trị bằng góc θ.



Hình 2. *Hệ tọa độ dq.*

Mô hình toán học của động cơ được xây dựng trên hệ tọa độ *dq*, bao gồm các phương trình điện áp và từ thông như sau [2, 5]:

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + L_{sd} di_{sd}/dt + \omega L_{sq} i_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sq} di_{sq}/dt + \omega L_{sd} i_{sd} + \omega \lambda_m \\ \lambda_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \lambda_m = L_{sd} i_{sd} + L_m i_f \\ \lambda_{sq} = L_{sq} i_{sq} \end{cases} \quad (1)$$

Với giả thiết từ trường vĩnh cửu của rotoR được thay thế bởi một cuộn dây *f* được cấp dòng một chiều không đổi i_f, L_m là hỗ cảm giữa từ trường cuộn dây *f* và cuộn dây trên stator.

Để tính momen tổng tác động đến tốc độ quay và tính lực tổng dọc trục tác động tới vị trí của rotor, theo [1, 5] tính toán sự tác động của một phía stator tới rotor, sau đó tuyến tính hóa quanh điểm cân bằng ($z = 0$) rồi khai triển theo công thức Mac Laurin lấy kết quả bậc nhất, ta có các phương trình sau:

$$F = K_{Fd}\left\{(i_{d2}+i_f)^2 - (i_{d1}+i_f)^2\right\} + K_{Fq}(i_{q2}^2 - i_{q1}^2) + 2K_{Fq}(i_{q2}^2 + i_{q1}^2)z/g_0$$
$$+2K_{Fd}\left\{(i_{d2}+i_f)^2 + (i_{d1}+i_f)^2\right\} g_0 \quad (2)$$

$$T = K_T(i_{q1}+i_{q2}) + K_T(i_{q2}-i_{q1})g_0 + K_R(i_{d1}i_{q1} + i_{d2}i_{q2}) + K_R(i_{d2}i_{q2} - i_{d1}i_{q1})g_0 \quad (3)$$

Với: $K_{Fd} = 3L'_{sd0} / 4g_0^2$ và $K_{Fq} = 3L'_{sq0} / 4g_0^2$ là các hệ số lực hút dọc trục; $K_F = -3(L'_{sd0} - L'_{sq0}) / 2g_0$ là các hệ số momen quay; g_0 là khe hở ở vị trí cân bằng, z là độ lệch so với vị trí cân bằng; i_{d1}, i_{q1}, i_{d2}, i_{q2} tương ứng là dòng điện trên trục d và dòng điện trên trục q của stator 1 và stator 2. Từ (2) và (3) ta có nếu quá trình điều khiển thành phần dòng điện trên hai trục dq của hai stator như sau:

$$i_{q1} = i_{q2} = i_q; i_{d1} = i_{d0} - i_d; i_{d2} = i_{d0} + i_d \tag{4}$$

Với i_{d0} là dòng xác định đặt trước thì khi đó phương trình tính tổng lực dọc trục và tính momen tổng như sau:

$$F = 4K_{Fd} i_f i_d + \left\{4K_{Fd}(i_d^2 + i_f^2) + 4K_{Fq} i_q^2\right\} z / g_0 \tag{5}$$

$$T = 2K_T i_q + 2K_R i_d i_q z / g_0 \tag{6}$$

Khi độ lệch dọc trục z rất nhỏ so với vị trí cân bằng g_0 ta có được kết quả rút gọn:

$$F = 4K_{Fd} i_f i_d = K_m i_d \tag{7}$$

$$T = 2K_T i_q \tag{8}$$

Từ (7) và (8) ta thấy có thể điều khiển lực dọc trục bởi dòng điện i_d và điều khiển momen quay bởi dòng điện i_q.

3. THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN

3.1. Điều khiển tốc độ động cơ

Phương trình động học của chuyển động quay được tính như sau:

$$T - T_L = J.d\omega / dt \tag{9}$$

với T là momen tổng và T_L là momen tải tác động, J là momen quán tính.

Đặt $\begin{cases} \omega = x_{1v} \\ i_q = x_{2v} \\ u_q = u \end{cases}$ theo (8) ta có: $\begin{cases} \dot{x}_1 = (2K_T i_q - T_L) / J = M i_q - N \\ \dot{x}_2 = (-R i_q - \omega L_d i_d - \omega \lambda_m + u_q) / L_q \\ y = \omega \end{cases}$ (10)

Định nghĩa mặt trượt thứ nhất:

$$\begin{aligned} s_{1v} &= x_{1v} - \alpha_{1fv} = \omega - \omega_d \\ \dot{s}_{1v} &= \dot{x}_{1v} - \dot{\alpha}_{1fv} = M i_q - N - \dot{\alpha}_{1fv} \end{aligned} \tag{11}$$

Chọn luật điều khiển ảo cho hệ con thứ nhất:

$$\alpha_{1v} = -c_{1v} s_{1v} + (N + \dot{\alpha}_{1fv}) / M \tag{12}$$

Chọn hệ số $c_{1v} > 0$.Tín hiệu điều khiển ảo đi qua bộ lọc bậc nhất: $\tau_{2v}\dot{\alpha}_{2fv} + \alpha_{2fv} = \alpha_{1v}$,với τ_{2v} là hằng số thời gian của bộ lọc. Đặt sai số

$$y_{2v} = \alpha_{2fv} - \alpha_{1v} \tag{13}$$

Định nghĩa mặt trượt thứ hai:

$$\begin{aligned} s_{2v} &= x_{2v} - \alpha_{2fv} \\ \dot{s}_{2v} &= \dot{x}_{2v} - \dot{\alpha}_{2fv} = -R x_{2v} / L_q - (\omega L_d i_d + \omega \lambda_m) / L_q + u_q / L_q - \dot{\alpha}_{2fv} \end{aligned} \tag{14}$$

Chọn luật điều khiển của hệ như sau:

$$u = -s_{1v} - c_{2v} s_{2v} + R x_{2v} + \omega L_d i_d + \omega \lambda_m + L_q \dot{\alpha}_{2fv} \text{ (hệ số } c_{2v} > 0) \tag{15}$$

Xét hàm điều khiển Lyapunov:

$$V = s_{1v}^2 / 2 + s_{2v}^2 / 2 + y_{2v}^2 / 2 \tag{16}$$

Với các luật điều khiển trên để có $dV/dt < 0$ thì các hệ số điều khiển phải thỏa mãn:

$$c_{1v} > 1, c_{2v} > 0, \tau_{2v} < 4 \tag{17}$$

3.2. Điều khiển vị trí dọc trục

Phương trình động học của chuyển động vị trí dọc trục được tính như sau:

$$m\ddot{z} = F - F_L \tag{18}$$

Với F là tổng lực dọc trục, F_L là lực tải dọc trục.

$$\text{Đặt } \begin{cases} z = x_{1z} \\ \dot{x}_{1z} = x_{2z} \\ i_d = x_{3z} \\ u_d = u \end{cases} \text{ theo (7) ta có } \begin{cases} \dot{x}_{2z} = K_m i_d / m - F_L / m = P i_q - Q \\ \dot{x}_{3z} = (-R i_q + \omega L_q i_q + u_q) / L_d \\ y = z \end{cases} \tag{19}$$

Định nghĩa mặt trượt thứ nhất:

$$\begin{aligned} s_{1z} &= x_{1z} - \alpha_{1fz} = z - z_d (z_d = 0) \\ \dot{s}_{1z} &= \dot{x}_{1z} = x_{2z} \end{aligned} \tag{20}$$

Chọn tín hiệu điều khiển ảo cho hệ con thứ nhất:

$$\alpha_{1z} = -c_{1z} s_{1z} \tag{21}$$

Chọn hệ số $c_{1z} > 0$. Tín hiệu điều khiển ảo đi qua bộ lọc bậc nhất: $\tau_{2z}\dot{\alpha}_{2fz} + \alpha_{2fz} = \alpha_{1z}$, với τ_{2z} là hằng số thời gian của bộ lọc. Đặt sai số: $y_{2z} = \alpha_{2fz} - \alpha_{1z}$. Định nghĩa mặt trượt thứ hai:

$$\begin{aligned} s_{2z} &= x_{2z} - \alpha_{2fz} \\ \dot{s}_{2z} &= \dot{x}_{2z} - \dot{\alpha}_{2fz} = P x_{3z} - Q - \dot{\alpha}_{2fz} \end{aligned} \tag{22}$$

Chọn tín hiệu điều khiển cho hệ con thứ hai:

$$\alpha_{2z} = -s_{1z} - c_{2z} s_{2z} + (Q + \dot{\alpha}_{2fz}) / P \tag{23}$$

Chọn hệ số $c_{2z} > 0$. Tín hiệu điều khiển ảo đi qua bộ lọc bậc nhất: $\tau_{3z}\dot{\alpha}_{3fz} + \alpha_{3fz} = \alpha_{2z}$ với τ_{3z} là hằng số thời gian của bộ lọc. Đặt sai số: $y_{3z} = \alpha_{3fz} - \alpha_{2z}$

Định nghĩa mặt trượt thứ ba:

$$\begin{aligned} s_{3z} &= x_{3z} - \alpha_{3fz} \\ \dot{s}_{2z} &= \dot{x}_{3z} - \dot{\alpha}_{3fz} = (\omega L_q i_q - R x_3) / L_d + u_d / L_d - \dot{\alpha}_{3fz} \end{aligned} \tag{24}$$

Chọn tín hiệu điều khiển: $u = -s_{2z} - c_{3z} s_{3z} - (\omega L_q i_q - R x_3) + L_d \dot{\alpha}_{3fz}$ (25)

Với hệ số $c_{3z} > 0$. Xét hàm điều khiển Lyapunov:

$$V = (s_{1z}^2 + s_{2z}^2 + s_{3z}^2 + y_{2z}^2 + y_{3z}^2) / 2 \tag{26}$$

Với các luật điều khiển trên để có $dV/dt < 0$ thì các hệ số điều khiển phải thỏa mãn:

$$c_{1z} > 1, c_{2z} > 0, c_{3z} > 0, \tau_{2z} < 4, \tau_{3z} < 4 \tag{27}$$

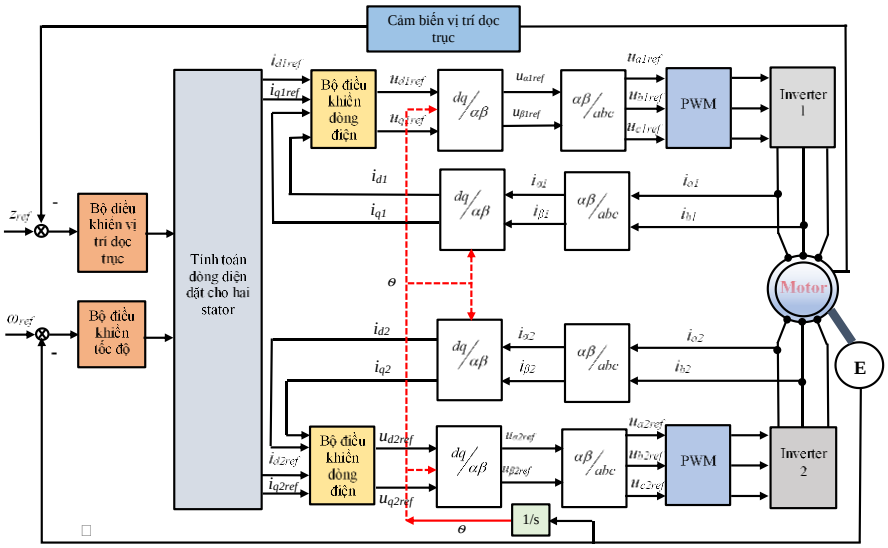
4. MÔ PHỎNG VÀ KẾT QUẢ

Cấu trúc điều khiển hệ truyền động động cơ nam châm vĩnh cửu từ trường dọc trục được trình bày trên hình 3. Vị trí dọc trục z được phản hồi làm đầu vào của bộ điều khiển vị trí và tốc độ □

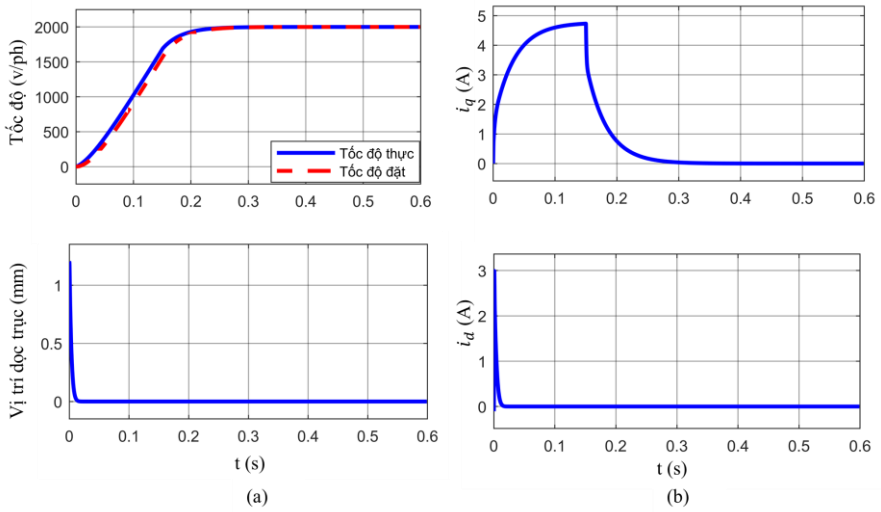
được phản hồi làm đầu vào của bộ điều khiển tốc độ.

Khả năng làm việc của các bộ điều khiển đề xuất được chứng minh thông qua các kết quả thu được từ việc mô phỏng hệ thống. Trong đó, động cơ có các thông số cơ bản như sau: khối lượng rotor 0,235 kg, momen quán tính 0,000086 kg.m2; điện trở stator 2,6 Ω; từ thông móc vòng λ_m = 0,0126 Wb, $L'_{sq0} = 9,6.10^{-6}\,Hm$, $L'_{sd0} = 8,2.10^{-6}\,Hm$, $L'_{sl} = 6.10^{-3}\,H$, khe hở không khí g =1,7 mm.

Xét trường hợp hệ thống không chịu tác động của tải lực dọc trục và momen tải. Hình 4a mô phỏng đáp ứng vị trí và tốc độ khi tốc độ đặt là 2000 v/ph và độ lệch vị trí dọc trục ban đầu là 1,2 mm. Đồ thị kết quả cho thấy, đáp ứng vị trí dọc trục sau khoảng 0,1 s đã trở về vị trí cân bằng, đồng thời đáp ứng tốc độ bám theo giá trị đặt sau khoảng 0,3 với độ quá điều chỉnh 2%. Hình 4b cho biết đáp ứng hai thành phần dòng điện trên hệ tọa độ dq. Để đảm bảo rotor ở vị trí cân bằng, sau khoảng 0,1 s dòng điện i_d được điều khiển ổn định tại bằng 0. Trong thời gian quá độ dòng điện i_q được điều chỉnh duy trì mức 1A sau 0,6 s.

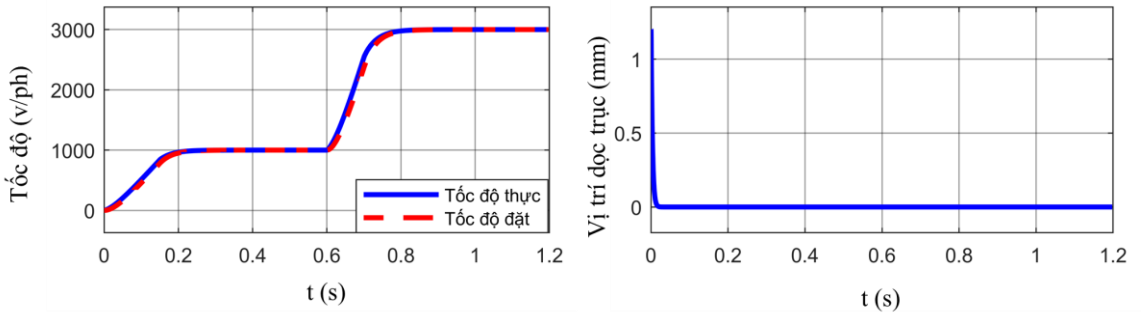


Hình 3. *Cấu trúc hệ thống.*

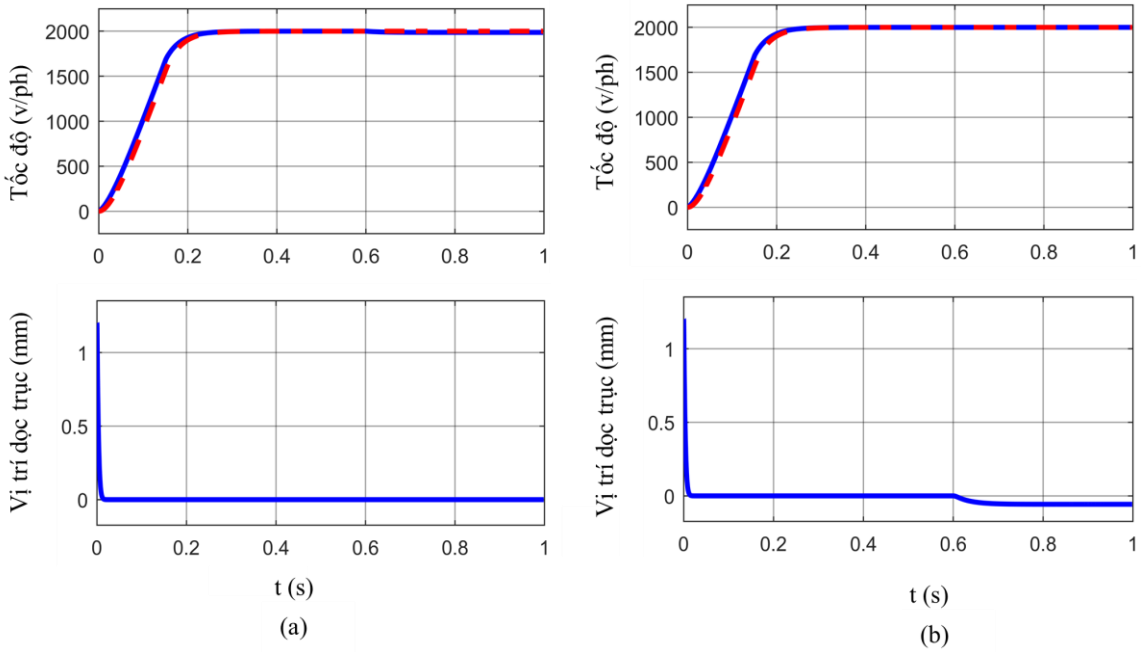


Hình 4. *a, Đáp ứng vị trí dọc trục và tốc độ khi không có tác động của nhiễu tải*
b, Hai thành phần dòng điện dq.

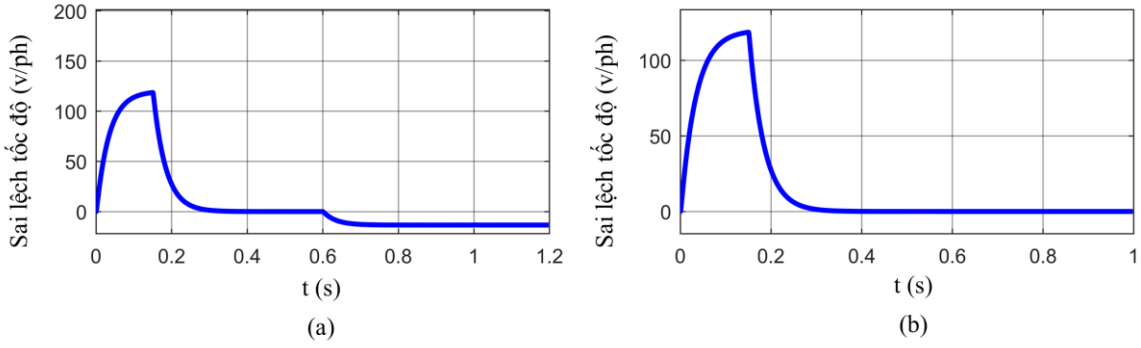
Hình 5 cho kết quả đáp ứng tốc độ khi thay đổi giá trị đặt từ 1000 v/ph lên 3000 v/ph. Đồ thị kết quả cho thấy, tốc độ bám theo các điểm giá trị đặt sau khoảng thời gian 0,3 s với độ quá điều chỉnh nhỏ không đáng kể (gần 2%).



Hình 5. *Đáp ứng vị trí dọc trục và tốc độ khi thay đổi giá đặt tốc độ.*



Hình 6. *a, Đáp ứng vị trí dọc trục và tốc độ khi có momen tải tác động*
b, Đáp ứng vị trí dọc trục và tốc độ khi có lực tác động.



Hình 7. *a, Sai lệch tốc độ thực và tốc độ tham chiếu khi đặt moment tải*
b, Sai lệch tốc độ thực và tốc độ tham chiếu khi đặt lực tải.

Xét trường hợp hệ chịu tác động của momen tải tại thời điểm 0,6 s. Hình 6a cho thấy, đáp ứng vị trí z gần như chịu ảnh hưởng bởi momen tải. Tốc độ dao động tại thời điểm momen tải xuất hiện với độ quá điều chỉnh 3%, sau 0,4s đáp ứng tốc độ ổn định về giá trị đặt ban đầu.

Hình 6b xét trường hợp khi có nhiễu tải dọc trục tại thời điểm 0,6 s. Đồ thị cho thấy, đáp ứng vị trí z nhanh chóng xác lập vị trí cân bằng mới sau khoảng thời gian rất nhỏ cỡ 5x10-3 s, và độ quá điều chỉnh gần như không có. Kết quả này cho thấy, đáp ứng vị trí vẫn chịu ảnh hưởng của cả lực dọc trục, còn đáp ứng tốc độ gần như không có sự dao động khi xuất hiện nhiễu tải dọc trục.

5. KẾT LUẬN

Bài báo đã thiết kế bộ điều khiển vị trí dọc trục và bộ điều khiển tốc độ cho động cơ nam châm vĩnh cửu từ trường dọc trục theo thuật toán điều khiển mặt động. Trong đó các bộ điều khiển mạch vòng dòng điện cũng được tính toán như là các hệ con bên trong. Thành phần dòng điện ba pha thông qua hệ tọa độ chuyển đổi thành hai thành phần dòng điện i_d và i_q, tương ứng sinh ra lực dọc trục và momen quay cho động cơ. Cấu trúc điều khiển được mô phỏng cho thấy, các đáp ứng tốc độ và vị trí dọc trục được điều khiển ổn định với thời gian xác lập nhanh. Sự xen kênh giữa hai mạch vòng điều khiển vòng ngoài đã được giảm thiểu những vẫn còn tồn tại nên cần được tiếp tục nghiên cứu trong thời gian tới.

Lời cảm ơn: *Nghiên cứu này được tài trợ bởi Trường Đại học Bách khoa Hà Nội trong đề tài mã số T2021-PC-001.*

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1]. D. N. Q. U. S, "*Salient Pole Permanent Magnet Axial-Gap Self-Bearing Motor*," Magn. Bear. Theory Appl., pp. 61–83, 2010, doi: 10.5772/intechopen.83966.

[2]. Q. Dich, Nguyen, and S. Ueno, "*Axial position and speed vector control of the inset permanent magnet axial gap type self bearing motor*," IEEE/ASME Int. Conf. Adv. Intell. Mechatronics, AIM, pp. 130–135, 2009, doi: 10.1109/AIM.2009.5230025.

[3]. U. S. and O. Y., *"Characteristics and control of a bidirectional axial gap combined motor-bearing*," IEEE Trans. Mechatronics, vol. Vol. 5, No, 2000.

[4]. A. D. Nguyễn Phùng Quang, *Truyền động điện xoay chiều*. Nhà xuất bản KHKT, 2002.

[5]. Q. D. Nguyen and S. Ueno, "*Analysis and control of nonsalient permanent magnet axial gap self-bearing motor*," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 7, pp. 2644–2652, 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2076309.

[6]. Q. D. Nguyen and S. Ueno, "*Improvement of sensorless speed control for nonsalient type axial gap self-bearing motor using sliding mode observer*," Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol., pp. 373–378, 2010, doi: 10.1109/ICIT.2010.5472709.

[7]. Tung.N.M, Q.D.Pham, Phuong.N.H, "*Điều khiển vị trí dọc trục và tốc độ cho ổ từ dọc trục-động cơ bằng phương pháp điều khiển trượt*" Proc.FEE. Conf, Hanoi, pp38-47.

[8]. S. Luo, J. Wang, Z. Shi, and Q. Qiu, "*Output feedback adaptive dynamic surface control of permanent magnet synchronous motor with uncertain time delays via RBFNN*," Discret. Dyn. Nat. Soc., vol. 2014, 2014, doi: 10.1155/2014/315634.

[9]. R. He and Q. Han, *"Dynamics and Stability of Permanent-Magnet Synchronous Motor,"* Math. Probl. Eng., vol. 2017, 2017, doi: 10.1155/2017/4923987.

[10]. B. S. J. K. Hedrick, Dynamic Surface Control of Uncertain Nonlinear Systems.

[11]. Y. H. Lan and Lei-Zhou, *"Backstepping Control with Disturbance Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor*," J. Control Sci. Eng., vol. 2018, 2018, doi: 10.1155/2018/4938389.

[12]. C. Wang and Y. Lin, *"Robust adaptive dynamic surface control for a class of MIMO nonlinear systems with unknown non-symmetric dead-zone*," Asian J. Control, vol. 16, no. 2, pp. 478–488, 2014, doi: 10.1002/asjc.708.

[13]. Z. J. Yang, T. Nagai, S. Kanae, and K. Wada, *DYnamic surface control approach to adaptive robust control of nonlinear systems in semi-strict feedback form*, vol. 16, no. 1. IFAC, 2005.

[14]. X. Zhang, Y. Lin, and C. Wang, *Adaptive dynamic surface control for pure-feedback nonlinear systems with saturated hysteresis and uncertainties*, vol. 44, no. 1 PART 1. IFAC, 2011.

ABSTRACT

AN AXIAL FLUX PERMANENT-MAGNET MOTOR CONTROL DESIGN USING DYNAMIC SURFACE CONTROL ALGORITHM

The paper design controllers for axial magnetic permanent magnet motor drive systems (AFPM). AFPM is a type of motor with integrated magnetic bearing, in which torque and axial force are generated by the interaction between the stator magnetic field and the rotor magnetic field. Based on the analysis of the motor's dynamical equations the dynamic surface control algorithm is employed to design the speed, axial position, and current controllers. The simulation results show that the system responds quickly and stably, ensuring the rotor is in equilibrium position and the speed adhering to the required set value.

Keywords: Magnetic bearing motor; Dynamic surface control; Sliding mode control.

Nhận bài ngày 15 tháng 4 năm 2021
Hoàn thiện ngày 09 tháng 8 năm 2021
Chấp nhận đăng ngày 05 tháng 9 năm 2021

Địa chỉ: [1] Đại học Công nghiệp Hà Nội;
[2] Đại học Bách khoa Hà Nội.
[*] Email: lam.nguyentung@hust.edu.vn.