

ỔN ĐỊNH TỐC ĐỘ ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ TỪ TRƯỜNG DỌC TRỰC SỬ DỤNG ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT

SPEED CONTROL OF AXIAL FLUX SYNCHRONOUS MOTOR USING SLIDING MODE CONTROL

Ngô Mạnh Tùng

TÓM TẮT

Bài báo tìm hiểu và nghiên cứu bộ điều khiển trượt cho tốc độ động cơ đồng bộ từ trường dọc trục. Động cơ này có từ trường khe hở không khí chạy theo chiều dọc của trục động cơ và dây quấn động cơ có hướng vuông góc với trục động cơ. Vì vậy, điều khiển bao gồm hai thành phần điều khiển vị trí dọc trục và điều khiển tốc độ quay. Dựa trên việc phân tích mô hình toán học và các lực thành phần, thiết kế một bộ điều khiển trượt để ổn định tốc độ động cơ. Sau cùng, để kiểm chứng phương pháp điều khiển đã trình bày, mô phỏng hệ thống được thực hiện trên phần mềm Matlab Simulink.

Từ khóa: Động cơ từ thông dọc trục, bộ điều khiển trượt, ổn định tốc độ động cơ, động cơ mang từ trường.

ABSTRACT

This paper analyse and study sliding mode control speed of the axial flux motor. There are the magnetic fluxes in the air gap and the phase winding to radial bearing in the motor. An mathematical model motor will be designed from the analyze theoretically of the axial force and motoring torque. A propose control in structure is rotor field orientation control using sliding mode control. Finally, to demonstrate the presented solution, simulation system are implement on Matlab Simulink.

Keywords: Axial flux motor, sliding mode control, rotor field orientation, magnetic bearing motor.

Khoa Điện, Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội

Email: tungnm.hau@gmail.com

Ngày nhận bài: 25/12/2018

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 20/5/2019

Ngày chấp nhận đăng: 10/6/2019

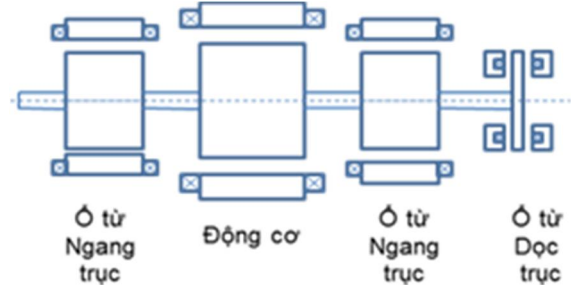
CHỮ VIẾT TẮT

TTDT Từ trường dọc trục

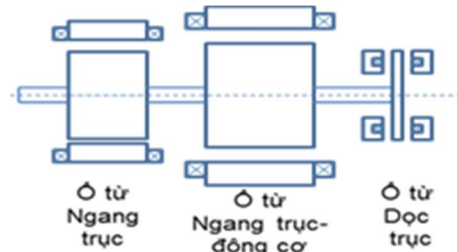
1. MỞ ĐẦU

Trong các ứng dụng cho những môi trường đặc biệt như yêu cầu ma sát nhỏ, nhiệt độ môi trường làm việc quá cao hoặc quá thấp, yêu cầu tốc độ cao hoặc đòi hỏi tính vô trùng thì động cơ tích hợp ổ từ được ứng dụng ngày càng nhiều. Vì vậy, việc đẩy mạnh nghiên cứu cải thiện chất lượng điều khiển cho các động cơ ổ từ ngày càng rộng rãi.

Cấu trúc cơ bản của động cơ ổ từ và cấu trúc tích hợp ổ từ ngang trục - động cơ được trình bày trên hình 1, 2 [2, 3].

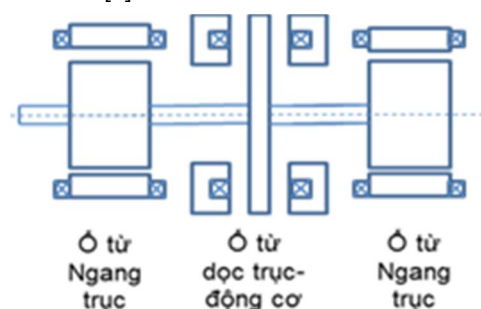


Hình 1. Cấu trúc của động cơ ổ từ cơ bản



Hình 2. Cấu trúc của ổ từ ngang trục - động cơ

Hai ổ từ ngang trục tạo ra lực để nâng roto theo hướng ngang trục, một bộ dọc trục tạo ra lực giữ dọc trục để cố định roto tại vị trí không đổi với stato. Các cấu trúc này thường cần có kích thước ổ từ lớn và nặng, với hệ điều khiển phức tạp, gây hạn chế trong các ứng dụng với không gian nhỏ [4, 5]. Do đó, để thu gọn cấu trúc động cơ ổ từ và đơn giản trong cấu trúc điều khiển, một cấu trúc được phát triển như hình 3 [6].



Hình 3. Cấu trúc của ổ từ dọc trục - động cơ

Cấu trúc này bao gồm một roto dạng đĩa đặc gắn cố định trên trục quay và từ trường được phân bố đều hai phía của roto. Cấu trúc này như một động cơ xoay chiều tự nâng có từ khe hở không khí dọc trục, được gọi là động cơ từ trường dọc trục. Động cơ TTDT là sự kết hợp của động cơ từ trường dọc trục với ổ từ hướng trục, do giảm bớt cấu hình phần cứng nên đơn giản hơn về cấu trúc và điều khiển so với động cơ ổ từ thông thường. Động cơ TTDT có thể là động cơ không đồng bộ hoặc đồng bộ. Tuy nhiên động cơ đồng bộ được chú ý nhiều hơn do có hệ số công suất và hiệu suất cao, dễ chế tạo.

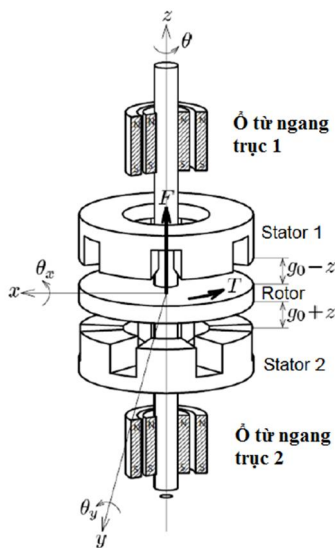
Phương pháp điều khiển cho động cơ TTDT dựa trên điều khiển vector, trong đó dòng dọc trục i_d dùng để điều khiển lực dọc trục, còn dòng ngang trục i_q dùng để điều khiển momen quay. Kết quả cho thấy cả lực dọc trục và momen quay được tạo ra đồng thời ở động cơ này.

Nếu động cơ đồng bộ là cực lõi, 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.

Bài báo này nghiên cứu xây dựng cấu trúc điều khiển cho hệ thống theo nguyên lý điều khiển vector, trong đó thiết kế vòng kín điều khiển tốc độ là bộ điều khiển trượt. Kết quả được thu được khi tiến hành mô phỏng trên phần mềm Matlab Simulink.

2. MÔ HÌNH TOÁN HỌC

Cấu trúc của động cơ TTDT được thể hiện trên hình 4.



Hình 4. Cấu trúc của động cơ TTDT

Các tham số trên các trục x, y, θ_x, θ_y của roto bị chi phối bởi các ổ từ ngang trục. Vì thế, chỉ quan tâm tới chuyển động quay và chuyển động trên trục z . Như vậy có thể coi động cơ gồm hai bậc tự do.

Roto là một đĩa phẳng có gắn nam châm vĩnh cửu ở trong hai mặt đĩa tạo thành roto cực lõi. Trên mỗi stato có các cuộn dây 3 pha để tạo từ trường quay trong khe hở không khí. Các cuộn dây 3 pha này sinh ra momen quay T_r và

T_r , đồng thời sinh ra lực hút F_1 và F_2 giữa roto và stato. Tổng momen quay T là tổng các momen được sinh ra từ các cuộn dây, tổng lực F là hiệu của hai lực hút thành phần [7, 8].

Để thành lập mô hình toán học của động cơ TTDT ta sẽ tính toán momen và lực trên mỗi stato. Động cơ đồng bộ TTDT dựa trên hệ tọa độ từ thông roto (hay hệ trục d, q) để biểu diễn các đại lượng của nó.

Trục d cùng phương với từ trường nam châm vĩnh cửu. Các trục u, v, w tương ứng cùng phương với từ thông do 3 cuộn dây trên stato sinh ra. Góc lệch giữa trục u và d gọi là góc điện Θ .

Roto là cực lõi nên độ tự cảm mỗi pha của stato phụ thuộc vào vị trí góc roto, vì thế điện cảm chiếu trên trục d và trục q là khác nhau. Độ tự cảm mỗi pha là hàm của khe hở không khí g giữa roto và stato. Thường độ tự cảm là hàm tỉ lệ nghịch với khe hở không khí, nên ta có công thức xấp xỉ sau:

$$L_{sd} = \frac{3 L'_{sd0}}{2 g} + L_{sl} \quad (1)$$

$$L_{sq} = \frac{3 L'_{sq0}}{2 g} + L_{sl}$$

L'_{sd0}, L'_{sq0} tương ứng là điện cảm từ hóa stato trên đơn vị dài theo trục d và q . L_{sl} là điện cảm rò.

Để đơn giản hóa, giả thiết từ trường vĩnh cửu của roto được thay thế bởi một cuộn dây được cấp dòng một chiều không đổi i_f , từ thông roto được biểu diễn trên trục d như sau:

$$\lambda_f = L_f i_f + L_m i_{sd} \quad (2)$$

Với điện cảm roto là:

$$L_f = \frac{3 L'_{sd0}}{2 g} + L_{fl} \quad (3)$$

Giả thiết sự phân bố từ trường tại khe hở không khí là sin, hỗ cảm giữa từ trường cuộn dây f và cuộn dây stato là:

$$L_m = \frac{3 L'_{sd0}}{2 g} \quad (4)$$

Như vậy, mô hình toán học của động cơ đồng bộ TTDT biểu diễn trên hệ trục d, q như sau:

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + L_{sd} \frac{d i_{sd}}{dt} + \omega L_{sq} i_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{d i_{sq}}{dt} + \omega L_{sd} i_{sd} + \omega \lambda_m \\ \lambda_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \lambda_m \\ \lambda_{sq} = L_{sq} i_{sq} \end{cases} \quad (5)$$

Với λ_m là từ thông móc vòng do từ trường roto sinh ra trên stato.

Từ (1), (2) và (5) năng lượng động cơ được tính như sau:

$$W = \frac{1}{2} (\lambda_f i_f + \lambda_{sd} i_{sd} + \lambda_{sq} i_{sq}) \quad (6)$$

$$W = \frac{1}{2} \{ L_{sd} (i_f + i_{sd})^2 + L_{sq} i_{sq}^2 \}$$

Từ (6) tính được lực hút dọc trục bằng cách đạo hàm năng lượng W theo biến khe hở không khí g như sau:

$$F = -\frac{\partial W}{\partial g} = \frac{3L'_{sd0}}{4g^2} (i_{sd} + i_f)^2 + \frac{3L'_{sq0}}{4g^2} i_{sq}^2 \quad (7)$$

Momen quay gây ra bởi mỗi stato được tính như sau:

$$T = P(-\lambda_{sd} i_{sq} + \lambda_{sq} i_{sd})$$

$$T = \frac{3PL'_{sd0}}{2g} i_{sq} i_f + \frac{3P(L'_{sd0} - L'_{sq0})}{2g} i_{sd} i_{sq} \quad (8)$$

Với P là số đôi cực.

Từ (8) ta thấy momen T của động cơ bao gồm thành phần momen tác dụng sinh ra bởi dòng điện trên trục q và momen từ trở sinh ra do sự chênh lệch giá trị điện cảm trên trục d và q . Điều đó có nghĩa là trong mọi chế độ hoạt động, động cơ phải sinh ra một lượng momen thêm vào để bù momen từ trở.

Khoảng cách khe hở không khí giữa roto và stato ở điểm cân bằng là g_0 . Thực tế, giá trị khe hở này sẽ thay đổi xung quanh điểm cân bằng với khoảng dịch chuyển là z .

Theo (7) và (8), nếu ta thay $g = g_0 + z$, $i_{sq} = i_{q1}$, $i_{sd} = i_{d1}$ và $g = g_0 - z$, $i_{sq} = i_{sq2}$, $i_{sd} = i_{d2}$ ta sẽ tính được tương ứng T_1, F_1, T_2, F_2 . Từ đó, công thức tính tổng lực hút dọc trục F và momen quay T là:

$$F = F_2 - F_1$$

$$T = T_1 + T_2 \quad (9)$$

Tuyến tính hóa tại điểm cân bằng $z = 0$ rồi khai triển (9) thành chuỗi Maclaurin, giữ lại số hạng đầu tiên, ta được:

$$F = K_{Fd} \left\{ (i_{d2} + i_f)^2 - (i_{d1} + i_f)^2 \right\}$$

$$+ K_{Fq} (i_{q2}^2 - i_{q1}^2) + 2K_{Fq} (i_{q2}^2 + i_{q1}^2) \frac{z}{g_0} \quad (10)$$

$$+ 2K_{Fd} \left\{ (i_{d2} + i_f)^2 + (i_{d1} + i_f)^2 \right\} \frac{z}{g_0}$$

$$T = K_T (i_{q1} + i_{q2}) + K_T (i_{q2} - i_{q1}) \frac{z}{g_0}$$

$$+ K_R (i_{d1} i_{q1} + i_{d2} i_{q2}) + K_R (i_{d2} i_{q2} - i_{d1} i_{q1}) \frac{z}{g_0} \quad (11)$$

Với $K_{Fd} = \frac{3L'_{sd0}}{4g_0^2}$ và $K_{Fq} = \frac{3L'_{sq0}}{4g_0^2}$ là các hệ số lực hút dọc trục.

$K_T = -\frac{3PL'_{sd0} i_f}{2g_0}$ và $K_F = -\frac{3(L'_{sd0} - L'_{sq0})}{2g_0}$ là các hệ số

momen quay.

3. NGUYÊN LÝ ĐIỀU KHIỂN

Momen được điều khiển bởi dòng trục q , còn lực hút được điều khiển bởi dòng trục d . Giả thiết:

$$\begin{cases} i_{q1} = i_{q2} = i_q \\ i_{d1} = i_{d0} - i_d \\ i_{d2} = i_{d0} + i_d \end{cases} \quad (12)$$

Trong đó:

i_{d1} và i_{d2} tương ứng là thành phần dòng điện dọc trục trên 2 stato sinh ra lực hút F_1 và F_2

i_{d0} là dòng offset, có giá trị rất nhỏ hoặc xấp xỉ không.

Thay vào (10) và (11), ta được:

$$F = 4K_{Fd} i_f i_d + \left\{ 4K_{Fd} (i_d^2 + i_f^2) + 4K_{Fq} i_q^2 \right\} \frac{z}{g_0} \quad (13)$$

$$T = 2K_T i_q + 2K_R i_d i_q \frac{z}{g_0} \quad (14)$$

Nếu sự dịch chuyển bằng không hoặc rất nhỏ so với khe hở không khí tại điểm cân bằng g_0 , thì ta có thể rút gọn (13) và (14) thành:

$$F = 4K_{Fd} i_f i_d \quad (15)$$

$$T = 2K_T i_q \quad (16)$$

Từ (13) và (14) ta thấy rằng, mặc dù lực hút dọc trục vẫn chịu phụ thuộc nhỏ vào thành phần dòng trục q và momen quay vẫn chịu phụ thuộc nhỏ vào thành phần dòng trục d , nhưng có thể điều khiển lực hút bởi dòng i_d và momen bởi dòng i_q .

3.1. Điều khiển vị trí dọc trục

Vị trí ngang trục của roto được ổn định bởi ổ từ ngang trục, do vậy sự sai lệch dọc trục sẽ độc lập với sự dịch chuyển ngang trục, và được tính như sau:

$$F = m\ddot{z} \quad (17)$$

Với m là khối lượng của phần chuyển động, F là lực hút dọc trục. Thay (13) vào (17) ta được:

$$m\ddot{z} = 4K_{Fd} i_f i_d + \left\{ 4K_{Fd} (i_d^2 + i_f^2) + 4K_{Fq} i_q^2 \right\} \frac{z}{g_0} \quad (18)$$

Hay: $m\ddot{z} + K_z z = K_m i_d$ (19)

Với $K_z = \frac{-4 \left\{ K_{Fd} (i_f^2 + i_d^2) + K_{Fq} i_q^2 \right\}}{g_0}$ là độ cứng của động cơ

và $K_m = 4K_{Fd} i_f$ là hệ số khuếch đại lực hút. Công thức (19) có hệ số K_z là âm nên hệ không ổn định. Để hệ ổn định, hệ điều khiển cần chứa thành phần vi phân. Xét nếu sử dụng bộ điều khiển tỉ lệ vi phân PD thì tín hiệu điều khiển tương ứng với giá trị dòng tham chiếu trục d như sau:

$$i_d = -K_p z - K_D \dot{z} \quad (20)$$

Với K_p là hệ số tỉ lệ và K_D là hằng số vi phân của bộ điều khiển vị trí dọc trục. Thay (20) vào (19) ta được:

$$m\ddot{z} + K_m K_D \dot{z} + (K_z + K_m K_p) z = 0 \quad (21)$$

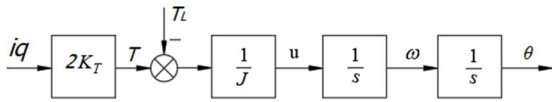
Hệ ổn định khi các hệ số của (21) là cùng dấu. Vì $K_D > 0$ nên K_p phải thỏa mãn:

$$K_p > \frac{K_z}{K_m} = \frac{-4 \left\{ K_{Fd} (i_f^2 + i_d^2) + K_{Fq} i_q^2 \right\}}{K_{Fd} i_f g_0} \quad (22)$$

3.2. Điều khiển tốc độ

Độ lệch giữa momen điện từ T và momen tải T_L tạo nên gia tốc bám theo đặc tính cơ của động cơ. Hàm chuyển động quay của động cơ có thể viết như sau:

$$T - T_L = J \frac{d\omega}{dt} \quad (23)$$

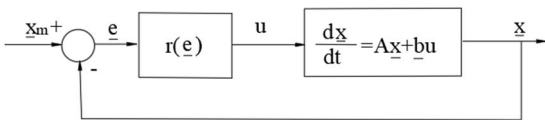


Hình 5. Mô hình đối tượng bộ điều khiển tốc độ

Hàm truyền giữa i_q và tốc độ ω :

$$\frac{\omega}{i_{qref}} = 2K_T \frac{1}{Js} \quad (24)$$

Lúc này muốn điều khiển tốc độ ta sử dụng bộ điều khiển trượt phản hồi trạng thái cho đối tượng điều khiển là khâu tích phân kép $\frac{1}{s^2}$ có dạng như sau:



Hình 6. Cấu trúc điều khiển phản hồi trạng thái

Mô hình trạng thái của đối tượng tích phân kép là:

$$\frac{dx}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u, y = x_1 \text{ và } \underline{x} = (x_1, x_2)^T$$

Để đạt được mục đích đề ra là $\underline{x}(t) \rightarrow \underline{x}_m(t)$ thì bộ điều khiển $u = r(e)$ cần tạo ra được $\underline{e}(t) \rightarrow \underline{0}$. Ngoài ra, do $\frac{dx_1}{dt} = x_2$ nên với tín hiệu đặt $x_m = \begin{bmatrix} x_{m1} \\ x_{m2} \end{bmatrix}$ cũng phải có quan hệ tương ứng là $dx_{m1}/dt = x_{m2}$, dẫn đến việc giữa hai phần tử $e_1(t), e_2(t)$ của vectơ sai lệch cũng có mối quan hệ $de_1/dt = e_2$. Xét hàm trượt tuyến tính tham số hằng:

$$s(e) = b_0 e_1 + e_2 = b_0 e_1 + \frac{de_1}{dt} \quad (25)$$

Tương tự như bộ điều khiển vị trí thì điều kiện ở đây cũng là $b_0 > 0$ và bộ điều khiển chỉ cần làm cho $s(e) \rightarrow 0$ là đủ, hay:

$$s \frac{ds}{dt} < 0 \Leftrightarrow \frac{ds}{dt} \text{sgn}(s(e)) < 0 \quad (26)$$

Ở đây ta điều khiển tốc độ do đó tín hiệu đặt x_{m2} sẽ là hằng số do đó (26) được viết lại thành:

$$(b_0 \frac{de_1}{dt} - u) \text{sgn}(s(e)) < 0 \quad (27)$$

Từ đó bộ điều khiển có dạng là:

$$u = b_0 \frac{de_1}{dt} + C \cdot \text{sgn}(s(e)), \forall C > 0. \quad (28)$$

Hai giá trị hằng số b_0 và C của bộ điều khiển được chọn càng lớn thì tốc độ $s(e) \rightarrow 0$ càng nhanh và quỹ đạo trạng thái tự do càng tiến nhanh về mặt trượt $s(e) = 0$. Tuy bộ điều khiển có tính bền vững cao nhưng lại có đặc điểm tạo ra hiện tượng rung (chattering) trong hệ thống.

Để vừa làm giảm hiện tượng rung vừa làm giảm sai lệch quỹ đạo thì ta thay hàm Sat bằng một hàm chuyển mạch tích phân - bão hòa (Sat-Pi) như sau:

$$\text{SatPi}(s) = \begin{cases} \text{sgn}(s) & \text{khi } |s| > \varepsilon \\ \frac{s}{\varepsilon} + k_i \int_{t_0}^t s(t) \cdot dt & \text{khi } |s| \leq \varepsilon \end{cases} \text{ với } k_i > 0 \quad (29)$$

Thuật toán này giúp hệ điều khiển làm việc ổn định, ít chịu ảnh hưởng của tải dẫn đến chất lượng điều khiển của hệ được cải thiện đáng kể.

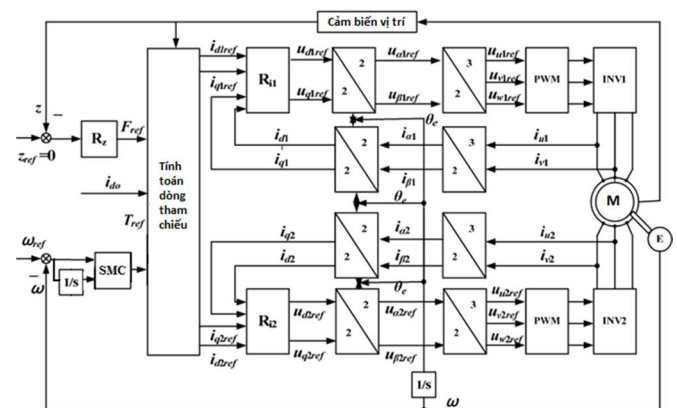
3.3. Cấu trúc điều khiển

Cấu trúc điều khiển vector của động cơ TTDT được thực hiện bằng việc phân tích dòng tức thời của stato thành thành phần sinh lực hút dọc trục i_d và một thành phần dòng sinh momen quay i_q , được biểu diễn trên hình 5.

Kí hiệu z là vị trí dọc trục tính từ điểm cân bằng được xác định bằng cảm biến vị trí. Giá trị này được so sánh với giá trị điều khiển z_{ref} (giá trị này luôn được đặt bằng không để đảm bảo roto ở vị trí chính giữa hai stato). Sai số vị trí dọc trục được đưa vào bộ điều khiển vị trí R_z , đầu ra sẽ là dòng tham chiếu trên trục d . Dòng tham chiếu này sẽ được tách thành dòng i_{d1ref} và i_{d2ref} cho hai stato bằng cách lấy giá trị dòng offset i_{d0} (giá trị này có thể bằng không hoặc rất nhỏ xấp xỉ không) cộng hoặc trừ giá trị i_{dref} .

Tốc độ roto đo được từ encoder được so sánh với giá trị tốc độ tham chiếu, sau đó sai lệch được đưa vào bộ điều chỉnh tốc độ R_ω . Đầu ra là dòng tham chiếu trên trục q , dòng này có hai giá trị tương ứng với hai stato.

Dòng điện trên hai pha của stato trên hệ tọa độ $\alpha\beta$ có được bằng việc đo dòng trên hai pha thực. Sau đó các thành phần dòng trên hệ tọa độ dq được tính dựa vào vị trí roto đo từ encoder. Các thành phần trục q được điều khiển bởi các giá trị tham chiếu lấy từ bộ điều khiển tốc độ, còn các thành phần trục d được điều khiển bởi các giá trị tham chiếu lấy từ bộ điều khiển vị trí dọc trục. Đầu ra của bộ điều khiển dòng dùng để tính các giá trị điện áp tham chiếu. Ta cần sử dụng khâu chuyển hệ tọa độ quay sang hệ tham chiếu cố định ba pha stato. Dòng cấp trực tiếp cho các pha stato của động cơ được cấp từ các bộ điều chế độ rộng xung PWM. Hầu hết các bộ điều khiển là PI, chỉ có bộ điều khiển vị trí dọc trục là PID.



Hình 7. Cấu trúc điều khiển động cơ TTDT

4. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

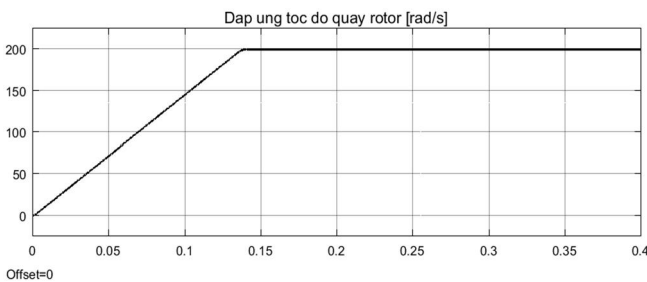
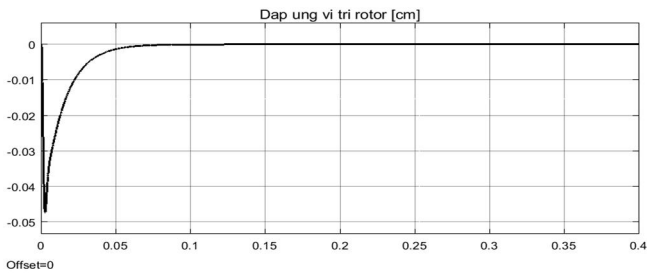
Để chứng minh khả năng điều khiển động cơ TTDT theo cấu trúc điều khiển đã trình bày, mô hình thí nghiệm được xây dựng theo sơ đồ nguyên lý như hình 7. Mô hình được xây dựng với các số liệu được cho như sau:

Điện trở stato là $2,6\Omega$, $\lambda_m = 0,0126Wb$, $L'_{sq0} = 9,6 \cdot 10^{-6}Hm$, $L'_{sd0} = 8,2 \cdot 10^{-6}Hm$, $L'_{sl} = 6 \cdot 10^{-3}H$. Khe hở không khí $g = 1,7mm$. Khối lượng roto là $0,235kg$, quán tính roto là $0,000086 kg.m^2$.

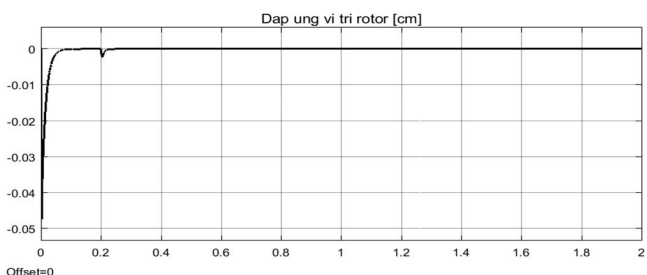
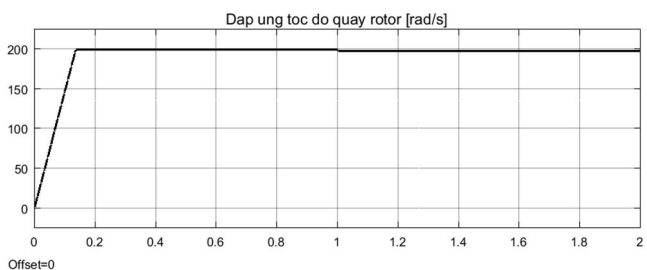
Ta có: $i_f = \lambda_m/L_m$ từ đó tính được $i_f = 1,7415$.

Hệ điều khiển cho động cơ TTDT được mô phỏng trên phần mềm Matlab/Simulink.

Hình 8 mô phỏng khi chưa có nhiễu do lực dọc trục và mô men cản tác động. Đồ thị kết quả cho thấy sau khi ổn định vị trí tại điểm cân bằng, tốc độ đạt giá trị đặt $200 rad/s$ trong thời gian $0,15s$.



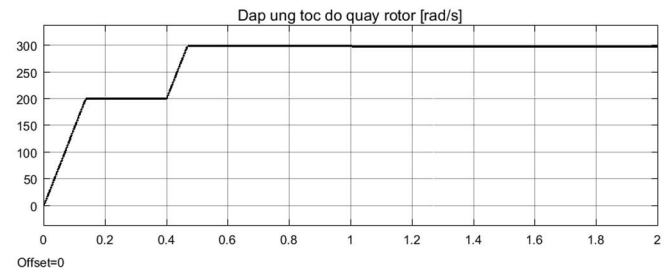
Hình 8. Đáp ứng vị trí, tốc độ khi khởi động



Hình 9. Đáp ứng vị trí và tốc độ khi có nhiễu tác động

Hình 9 mô phỏng khi ảnh hưởng của nhiễu do lực dọc trục tại thời điểm $0,2s$ và mô men cản tác động tại thời điểm $1s$. Đồ thị kết quả cho thấy tại thời điểm $0,2s$ vị trí bị dao động rồi nhanh chóng trở về vị trí cân bằng và tốc độ không bị ảnh hưởng bởi lực cản dọc trục. Tại thời điểm $1s$, tốc độ ổn định và có sai số không đáng kể, còn vị trí vẫn ổn định tại điểm cân bằng

Hình 10 mô phỏng khi có sự thay đổi tốc độ đặt. Bộ điều khiển trượt đã nhanh chóng đưa tốc độ bám vào giá trị đặt mới và ổn định.



Hình 10. Đáp ứng tốc độ khi thay đổi giá trị đặt

5. KẾT LUẬN

Bài báo đã thiết kế và xây dựng hệ truyền động một hệ điều khiển cho động cơ đồng bộ từ trường dọc trục sử dụng bộ điều khiển trượt. Động cơ làm việc với momen quay và lực hút dọc trục được sinh ra từ các dòng thành phần trên trục d và trục q . Kết quả mô phỏng cho thấy bộ điều khiển trượt có thể điều khiển hệ ổn định, bám giá trị đặt nhanh với độ quá điều chỉnh thấp và giảm thiểu sự tác động qua lại giữa vòng điều khiển tốc độ với vòng điều khiển vị trí dọc trục.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1]. M. Dussaux, 1990. *The industrial application of the active magnetic bearing technology*. In Proc. 2nd Int. Symp. Magnetic bearings, Tokyo, Japan, July 12-14

[2]. Okada Y. and Ohishi T., 1995. *Analysis and comparison of PM synchronous motor and induction motor type magnetic bearing*. IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 32, Sept./ Oct., pp 1047-1053

[3]. Ueno S. and Okada Y., 2000. *Characteristics and control of a bidirectional axial gap combined motor-bearing*. IEEE Transactions on Mechatronics, Vol. 5, No. 3, Sept., pp. 310-318

[4]. Thái Hữu Nguyên, Phan Xuân Minh, Nguyễn Công Khoa, 2014. *Điều khiển trượt nơ ron thích nghi bền vững cho robot ba bậc tự do*. Tạp chí khoa học và công nghệ 52 (5), 541-548.

[5]. Nguyễn Hoàng Dũng, 2012. *Điều khiển trượt dựa trên hàm trượt kiểu*. Tạp chí khoa học 2012:21a 30-36

[6]. Vũ Như Luân, Nguyễn Tiến Duy, 2015. *Điều khiển trượt cho đối tượng con lắc ngược có liên kết đàn hồi sử dụng đại số gia từ*. Kỳ yếu Hội nghị Quốc gia lần thứ VIII về Nghiên cứu cơ bản và ứng dụng CNTT, Hà Nội ngày 9-10/7/2015.

AUTHOR INFORMATION

Ngo Manh Tung

Faculty of Electrical Engineering Technology, Hanoi University of Industry