

ỨNG DỤNG PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN BACKSTEPPING ĐIỀU KHIỂN TỐC ĐỘ ĐỘNG CƠ Ổ TỪ TỰ NÂNG

DESIGN SPEED OF CONTROL OF AXIAL GAP TYPE SELF BEARING MOTOR USING BACKSTEPPING

Ngô Mạnh Tùng*, Hoàng Quốc Xuyên,
Lê Thị Ngọc Oanh, Hà Thị Hoài Thu

TÓM TẮT

Bài báo tìm hiểu và nghiên cứu phương pháp điều khiển Backstepping để điều khiển tốc độ cho kiểu động cơ tự nâng. Động cơ ổ từ tự nâng được điều khiển là động cơ đồng bộ có cấu tạo khe hở không khí dọc theo trục quay. Vì vậy, điều khiển bao gồm hai thành phần điều khiển vị trí dọc trục và điều khiển tốc độ quay. Dựa trên việc xác định hàm điều khiển Lyapunov, kết hợp với mô hình toán học của đối tượng, thiết kế một bộ điều khiển dựa trên phương pháp Backstepping ổn định tốc độ động cơ. Để kiểm chứng phương pháp điều khiển đã trình bày, một mô phỏng hệ thống được thực hiện trên phần mềm Matlab Simulink.

Từ khóa: Phương pháp điều khiển Backstepping, động cơ ổ từ tự nâng.

ABSTRACT

This paper analyse and study Backstepping mode control speed of the axial gap type self bearing motor. There are the permanent magnetic fluxes in the air gap and the phase winding to radial bearing in the motor. The stability of the system is proved by using Lyapunov theory and an mathematical model motor will be designed from the analyze theoretically of the axial force and motoring torque. Finally, to demonstrate the presented solution, simulation system are implement on Matlab Simulink.

Keywords: Backstepping mode, axial gap type self bearing motor.

Khoa Điện, Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội

*Email: ngomanhtung@hau.edu.vn

Ngày nhận bài: 10/01/2020

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 01/6/2020

Ngày chấp nhận đăng: 21/10/2020

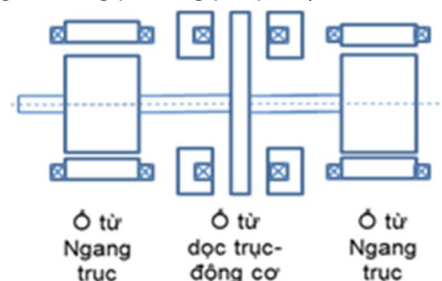
1. GIỚI THIỆU

Ổ đỡ từ là một loại ổ trục có khả năng nâng không tiếp xúc và giữ cho các trục chuyển động lơ lửng nhờ sử dụng lực hút, đẩy điện từ do từ trường các nam châm điện sinh ra để nâng trục rotor quay trong lòng ổ (stator), khi nâng khoảng cách giữa trục rotor và stato rất nhỏ. Do giữa trục quay và phần tĩnh không có sự tiếp xúc, nên ổ đỡ từ được coi là một trong những đối tượng nghiên cứu quan trọng hiện nay, có tiềm năng lớn đem lại các bước đột phá cho các ngành công nghiệp chế tạo và sản xuất. Đối tượng điều khiển trong bài báo chính là động cơ được tích hợp trong cấu trúc ổ từ để sinh ra cơ năng làm quay phụ tải.

Các cấu trúc của động cơ được tích hợp đã được phát triển trong nhiều thập kỉ vừa qua nhằm giảm kích thước và giảm sự phức tạp trong điều khiển [1, 2].

Bài báo nghiên cứu một cấu trúc ổ từ dọc trục tích hợp động cơ như hình 1. 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. Khi đó nó như một động cơ xoay chiều tự nâng có từ khe hở không khí dọc trục, gọi là động cơ khe hở dọc trục (KHDT).

Động cơ KHDT 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 KHDT 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. Để thiết kế bộ điều khiển trong bài báo áp dụng phương pháp cuốn chiếu Backstepping dựa trên nguyên lý ổn định theo tiêu chuẩn Lyapunov cho một lớp các hệ phi tuyến có dạng truyền ngược, từ đó có thể xác định được hàm điều khiển Lyapunov (hàm CLF) của các hệ con nằm bên trong nó bằng phương pháp truy hồi [3].



Hình 1. Cấu trúc của ổ từ dọc trục - động cơ

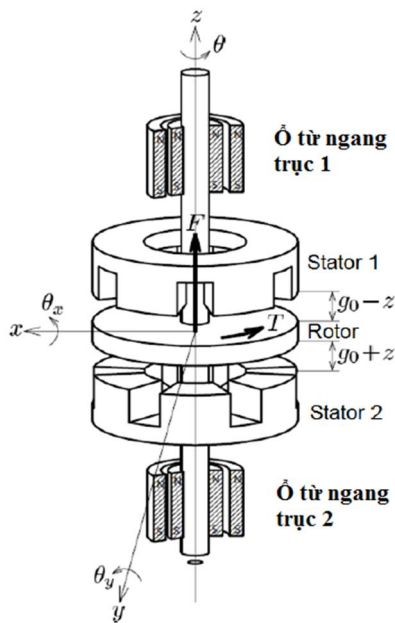
Bài báo nghiên cứu xây dựng cấu trúc điều khiển cho hệ thống theo nguyên lý điều khiển vectơ, trong đó dòng dọc trục i_d dùng để điều khiển lực dọc trục, còn dòng ngang trục i_q dùng để điều khiển momen quay. Kết quả thu được khi tiến hành mô phỏng trên phần mềm Matlab Simulink cho thấy cả lực dọc trục và momen quay được tạo ra đồng thời và giảm thiểu tương tác.

2. MÔ HÌNH TOÁN HỌC

Cấu trúc của động cơ KHDT được thể hiện trên hình 2.

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 2 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_1 và T_2 , 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 [4, 5].



Hình 2. Cấu trúc của động cơ KHDT

Để thành lập mô hình toán học của động cơ KHDT ta sẽ tính toán momen và lực trên mỗi stato. Động cơ đồng bộ KHDT 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:

$$\begin{aligned} L_{sd} &= \frac{3 L'_{sd0}}{2 g} + L_{s1} \\ L_{sq} &= \frac{3 L'_{sq0}}{2 g} + L_{s1} \end{aligned} \tag{1}$$

L'_{sd0}, L'_{sq0} tương ứng là điện cảm từ hóa stato trên đơn vị dài theo trục d và q . L_{s1} 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:

$$\lambda_f = L_f i_f + L_m i_{sd} \tag{2}$$

Với điện cảm roto là:

$$L_f = \frac{3 L'_{sd0}}{2 g} + L_{ff} \tag{3}$$

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

$$L_m = \frac{3 L'_{sd0}}{2 g} \tag{4}$$

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

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

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:

$$\begin{aligned} W &= \frac{1}{2} (\lambda_f i_f + \lambda_{sd} i_{sd} + \lambda_{sq} i_{sq}) \\ W &= \frac{1}{2} \{ L_{sd} (i_f + i_{sd})^2 + L_{sq} i_{sq}^2 \} \end{aligned} \tag{6}$$

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

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

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

$$\begin{aligned} T &= P(-\lambda_{sd} i_{sq} + \lambda_{sq} i_{sd}) \\ T &= \frac{3 P L'_{sd0}}{2 g} i_{sq} i_f + \frac{3 P (L'_{sd0} - L'_{sq0})}{2 g} i_{sd} i_{sq} \end{aligned} \tag{8}$$

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 dọc trục F và momen quay T là:

$$\begin{aligned} F &= F_2 - F_1 \\ T &= T_1 + T_2 \end{aligned} \tag{9}$$

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

$$\begin{aligned} F &= K_{Fd} \left\{ (i_{d2} + i_f)^2 - (i_{d1} + i_f)^2 \right\} \\ &+ K_{Fq} (i_{q2}^2 - i_{q1}^2) + 2K_{Fq} (i_{q2}^2 + i_{q1}^2) \frac{z}{g_0} \\ &+ 2K_{Fd} \left\{ (i_{d2} + i_f)^2 + (i_{d1} + i_f)^2 \right\} \frac{z}{g_0} \end{aligned} \tag{10}$$

$$\begin{aligned} T &= K_T (i_{q1} + i_{q2}) + K_T (i_{q2} - i_{q1}) \frac{z}{g_0} \\ &+ K_R (i_{d1} i_{q1} + i_{d2} i_{q2}) + K_R (i_{d2} i_{q2} - i_{d1} i_{q1}) \frac{z}{g_0} \end{aligned} \tag{11}$$

Với:

$$\begin{aligned} K_{Fd} &= \frac{3L'_{sd0}}{4g_0^2} \text{ và } K_{Fq} = \frac{3L'_{sq0}}{4g_0^2} \text{ là các hệ số lực hút dọc trục} \\ K_T &= -\frac{3PL'_{sd0}i_f}{2g_0} \text{ và } K_F = -\frac{3(L'_{sd0} - L'_{sq0})}{2g_0} \text{ là các hệ số} \end{aligned}$$

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:

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

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:

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

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

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:

$$F = 4K_{Fd}i_f i_d \tag{15}$$

$$T = 2K_T i_q \tag{16}$$

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

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

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

$$\text{Hay: } m\ddot{z} + K_z z = K_m i_d \tag{19}$$

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:

$$i_d = -K_p z - K_D \dot{z} \tag{20}$$

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:

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

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

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

3.2. Điều khiển tốc độ

* Phương pháp cuốn chiếu Backstepping thích nghi

Xét hệ bất định có một tín hiệu vào u với mô hình:

$$\frac{dx}{dt} = \underline{f}(x) + F(x)\underline{\theta} + \underline{h}(x)u \tag{23}$$

Trong đó, các vector $\underline{f}(x)$, $\underline{h}(x)$ và ma trận $F(x)$ đã biết, còn vector hằng số $\underline{\theta}$ là chưa biết. Với:

- $\underline{\theta}$ là vector hằng số không biết trước.
- Hoặc $\underline{\theta} = \underline{\theta}(t)$ là hàm phụ thuộc vào thời gian t không biết trước.

Áp dụng phương pháp giải định rõ [6]:

Giả sử đã biết $\underline{\theta}$, để hệ (23) ổn định tiệm cận tại gốc, ta có được hàm điều khiển Lyapunov $V_c(x, \underline{\theta})$ và bộ điều khiển phản hồi trạng thái $u = r_c(x, \underline{\theta})$ tương ứng là:

$$\frac{\partial V_c}{\partial x} \left[\underline{f}(x) + F(x)\underline{\theta} + \underline{h}(x)r_c(x, \underline{\theta}) \right] \leq -W(x, \underline{\theta}) \tag{24}$$

Trong đó, $W(\underline{x}, \underline{\theta})$ xác định dương (theo \underline{x}) với mọi $\underline{\theta}$.

Do bộ điều khiển $u = r_c(\underline{x}, \underline{\theta})$ là không vì $\underline{\theta}$ chưa biết. Nên ta thay $\underline{\theta}$ bằng một vector hàm xác định $\tilde{\theta}(t)$ và tìm cách hiệu chỉnh $\tilde{\theta}(t)$ nhờ cơ cấu: $\frac{d\tilde{\theta}}{dt} = \varphi(\underline{x}, \tilde{\theta})$ (25)

Sao cho: $\underline{e} = \underline{\theta} - \tilde{\theta}(t) \rightarrow \underline{0}$ (26)

Như vậy ta chuyển sang bài toán tìm $u = r_c(\underline{x}, \tilde{\theta})$ và $u = r_c(\underline{x}, \underline{\theta})$ để hệ (23), (24) có:

$\lim_{t \rightarrow \infty} \underline{x}(t) = \underline{0}; \lim_{t \rightarrow \infty} \underline{e}(t) = \underline{0}$
 Xét hàm xác định dương:
 $V(\underline{x}, \tilde{\theta}) = V_c(\underline{x}, \tilde{\theta}) + \frac{1}{2} \underline{e}^T \underline{e}$ (27)
 $= V_c(\underline{x}, \tilde{\theta}) + \frac{1}{2} (\underline{\theta} - \tilde{\theta})^T (\underline{\theta} - \tilde{\theta})$

Để có $\frac{dV}{dt} = -W(\underline{x}, \tilde{\theta})$ xác định âm, ta có được bộ điều khiển:

$u = r(\underline{x}, \tilde{\theta}) = r_c(\underline{x}, \tilde{\theta}) - \left(\frac{\partial V_c}{\partial \underline{x}} h(\underline{x}) \right)^{-1} \frac{\partial V_c}{\partial \tilde{\theta}} \varphi$ (28)

*** Thiết kế bộ điều khiển tốc độ**

Xuất phát điểm từ phương trình chuyển động quay biểu diễn mối liên hệ giữa momen điện từ T và momen tải với tốc độ động cơ, ta có:

$T - T_L = J \frac{d\omega}{dt}$ (29)

Kết hợp với phương trình (24) ta được:

$\frac{d\omega}{dt} = \frac{(T - T_L)}{J} = \frac{2(K_T + K_R i_{d0})}{J} i_q + \frac{2K_R}{Jg_0} \Delta - \frac{T_L}{J}$ (30)

Với $\Delta = i_q i_{d0} z$ gọi là thành phần bất định nhỏ thay đổi theo thời gian.

Đặt sai lệch giữa tốc độ thực và tốc độ đặt là:

$d_3 = \omega - \omega^*$

Suy ra:

$\dot{d}_3 = \dot{\omega} - \dot{\omega}^*$
 $= \frac{2(K_T + K_R i_{d0})}{J} i_q + \frac{2K_R}{Jg_0} \Delta - \frac{T_L}{J} - \dot{\omega}^*$ (31)

Hệ được mô tả bởi phương trình (30) là một hệ phi tuyến với d_3 là biến trạng thái, i_q là tín hiệu điều khiển. Theo tiêu chuẩn Lyapunov, cần tồn tại $V(d_3)$ xác định dương và thỏa

mãn: $\begin{cases} V(d_3) \geq 0 & \forall d_3 \neq 0 \\ V(d_3) = 0 & \forall d_3 = 0 \end{cases}$ để hệ ổn định tại gốc tọa độ:

Ta có hàm CLF:

$V = \frac{1}{2} d_3^2 + \frac{1}{2K_1} \tilde{\Delta}^2 + \frac{1}{g_1} \varepsilon^2$ (32)

Với: $\begin{cases} \tilde{\Delta} = \Delta - \hat{\Delta} \\ \varepsilon = T_L - \hat{T}_L \end{cases}$

Và K_1, g_1 dương và được lựa chọn sao cho $V(d_3)$ xác định dương.

Ta có:

$\dot{V} = d_3 \dot{d}_3 - \frac{1}{K_1} \tilde{\Delta} \dot{\tilde{\Delta}} - \frac{1}{g_1} \varepsilon \dot{T}_L$
 $= d_3 \left(\frac{2(K_T + K_R i_{d0})}{J} i_q + \frac{2K_R}{Jg_0} \Delta - \frac{1}{J} T_L - \dot{\omega}^* \right) - \frac{1}{K_1} \tilde{\Delta} \dot{\tilde{\Delta}} - \frac{1}{g_1} \varepsilon \dot{T}_L$ (33)
 $= d_3 \left(\frac{2(K_T + K_R i_{d0})}{J} i_q + \frac{2K_R}{Jg_0} (\tilde{\Delta} + \hat{\Delta}) - \frac{1}{J} (\varepsilon + \hat{T}_L) - \dot{\omega}^* \right) - \frac{1}{K_1} \tilde{\Delta} \dot{\tilde{\Delta}} - \frac{1}{g_1} \varepsilon \dot{T}_L$

Để thỏa mãn tiêu chuẩn Lyapunov ta phải có $\dot{V}(d_3) \leq 0$ xác định âm.

Do đó ta chọn:

$\dot{V} = -c_3 d_3^2 + \tilde{\Delta} \left(\frac{2K_R}{Jg_0} d_3 - \frac{1}{K_1} \dot{\tilde{\Delta}} \right) - \varepsilon \left(\frac{d_3}{J} + \frac{\dot{T}_L}{g_1} \right)$ (34)

Với c_3 dương và được lựa chọn sao cho $\dot{V}(d_3)$ xác định âm.

Từ (33) và (34) ta suy ra được biến điều khiển cần tìm là:

$i_q = \frac{J}{2(K_T + K_R i_{d0})} \left(-c_3 d_3 - \frac{2K_R}{Jg_0} \hat{\Delta} + \frac{1}{J} \hat{T}_L + \dot{\omega}^* \right)$ (35)

Với luật thích nghi được chọn là:

$\begin{cases} \dot{\hat{\Delta}} = \frac{2K_R K_1}{Jg_0} d_3 \\ \dot{\hat{T}_L} = -\frac{g_1}{J} d_3 \end{cases}$ (36)

3.3. Cấu trúc điều khiển

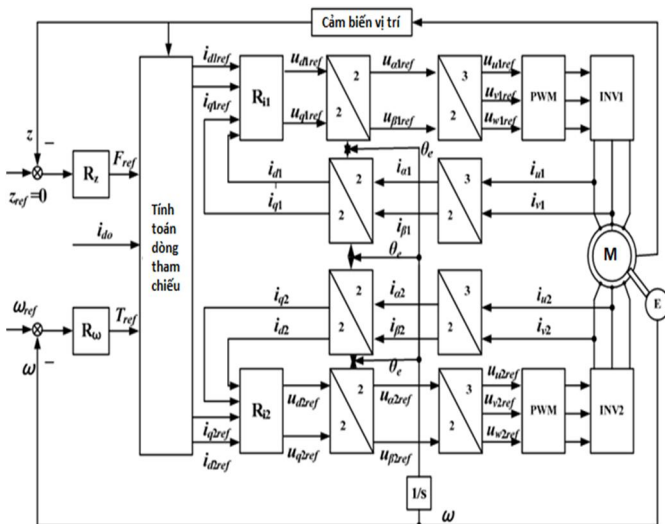
Cấu trúc điều khiển vecto của động cơ KHDT được thực hiện bằng việc phân tích dòng tức thời của stato thành thành phần sinh lực hút dọc trục i_d và một thành phần dòng sinh momen quay i_{qr} được biểu diễn trên hình 3.

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 0) 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 qđ 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 rotor đo từ encoder. Các thành phần trục q được điều khiển bởi các giá trị tham chiếu lấy từ bộ điều chỉnh tốc độ, còn các thành phần trục d được điều khiển bởi các giá trị tham chiếu lấy từ bộ điều chỉnh vị trí dọc trục. Đầu ra của bộ điều chỉnh 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 stator. Dòng cấp trực tiếp cho các pha stator 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 3. Cấu trúc điều khiển động cơ KHDT

4. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Để chứng minh khả năng điều khiển động cơ từ trường dọc trục theo cấu trúc điều khiển đã trình bày, mô hình thí nghiệm được xây dựng theo sơ đồ nguyên lý như hình 3. Mô hình được xây dựng với các số liệu được cho như sau:

Điện trở stato là $2,6\Omega$, $\lambda_m = 0,0126$ Wb. $L_{sq0} = 9,6 \cdot 10^{-6}$ Hm, $L_{sd0} = 8,2 \cdot 10^{-6}$ Hm, $L_{sl} = 6 \cdot 10^{-3}$ H. Khe hở không khí $g = 1,7$ mm. Khối lượng roto là $0,235$ kg, quán tính roto là $0,000086$ kg.m².

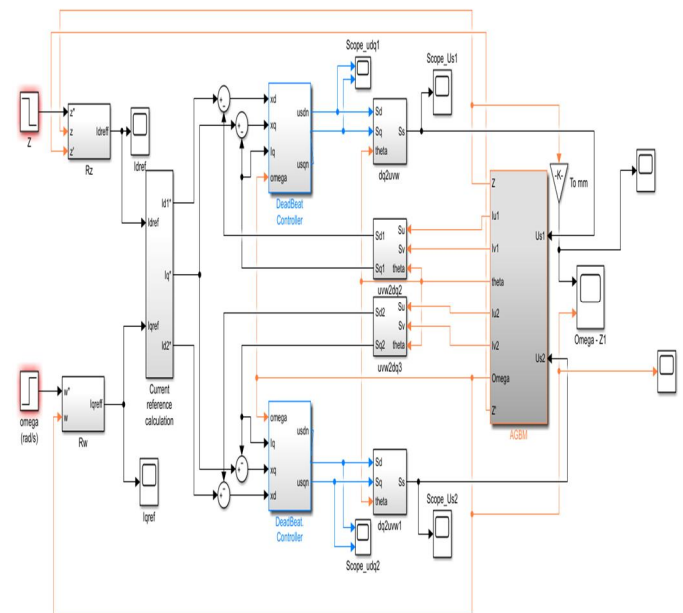
Ta có: $i_f = \lambda_m/L_m$

Từ đó tính được $i_f = 1,7415$.

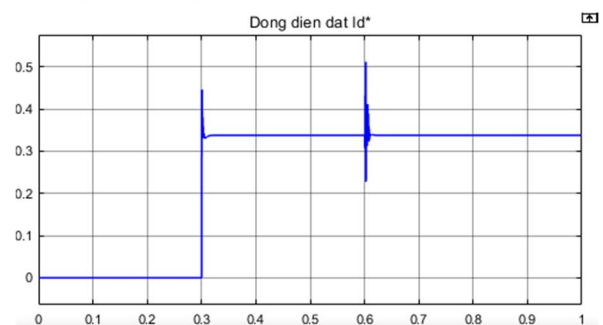
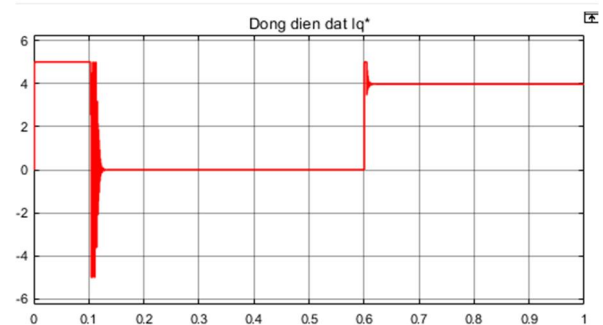
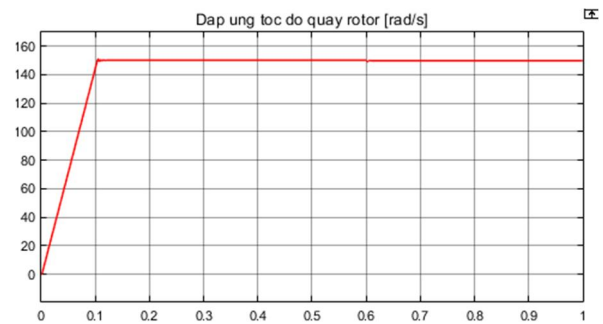
Hệ điều khiển cho động cơ KHDT được mô phỏng trên phần mềm Matlab/Simulink.

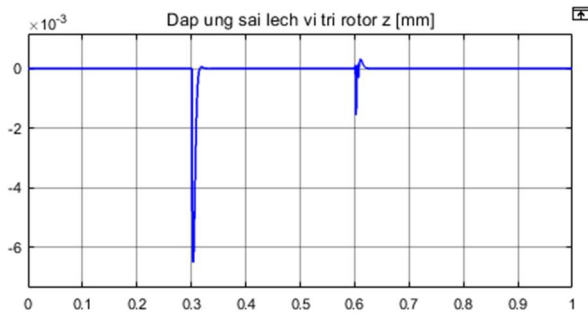
Hình 5 mô phỏng đáp ứng tốc độ khi hệ có tác động lực dọc trục tại 0,3s và momen tải tại 0,6s. Đồ thị kết quả cho thấy sau tốc độ bám giá trị đặt và nhanh chóng ổn định dù

chịu tác động của tải lực dọc trục và momen ngoài tác động. Tuy nhiên vẫn còn tồn tại sai lệch tĩnh và thời gian quá độ khi có nhiễu.



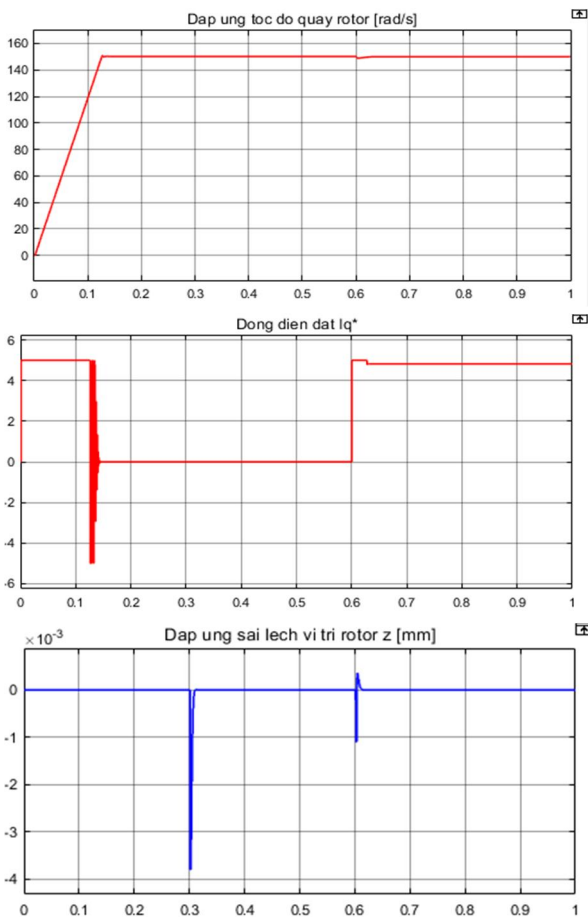
Hình 4. Sơ đồ Simulink mô phỏng cấu trúc hệ thống





Hình 5. Đáp ứng vị trí, tốc độ theo phương pháp Backsteppin thích nghi

Hình 6 mô phỏng khi khi bộ điều khiển thêm thành phần khử nhiễu nhằm nâng cao chất lượng đáp ứng. Đồ thị kết quả cho thấy thời gian quá độ là 0,13s, độ quá điều chỉnh và sai lệch tĩnh tốc độ gần như không có, không bị ảnh hưởng bởi tải lực và momen nhiễu.



Hình 6. Đáp ứng tốc độ Backstepping thêm thành phần khử nhiễu

5. KẾT LUẬN

Bài báo đã trình bày kết quả thiết kế và xây dựng hệ truyền động một hệ điều cho động cơ khe hở dọc trục được tích hợp với ổ từ, áp dụng phương pháp điều khiển Backstepping. 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, tuy nhiên còn hạn chế khi chưa áp dụng thiết kế bộ điều khiển vị trí theo phương pháp Backstepping.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1]. 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

[2]. 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

[3]. S.Sivrioglu, 2007. *Adaptive backstepping for switching control active magnetic bearing system with vibrating base*. Published in IET Control Theory & Applications, Volume 1, Issue 4, pp.1054-1059.

[4]. Dich Quang Nguyen, Ueno. S., 2008. *Sensorless speed control of a permanent magnet type axial gap self-bearing motor using sliding mode observer*. Proceeding of 10th International Conference on Control, Automation, Robotics and Vision, Hanoi, Vietnam, pp. 1600- 1605

[5]. N.M. Tùng, 2019. *Ổn định tốc độ động cơ đồng bộ từ trường dọc trục sử dụng bộ điều khiển trượt*. Tạp chí Khoa học & Công nghệ, Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội số 52.

[6] N. D. Phước, 2005. *Lý thuyết điều khiển nâng cao*. NXB Khoa học và Kỹ thuật.

AUTHORS INFORMATION

Ngô Mạnh Tung, Hoàng Quốc Xuyên, Lê Thị Ngọc Oanh, Hà Thị Hoài Thu

Faculty of Electrical Engineering Technology, Hanoi University of Industry