

Ứng dụng bộ quan sát High-Gain điều khiển không đo tốc độ quay động cơ đồng bộ ổ đỡ từ

Sensorless Speed Control of PMSM–Magnetic Bearing Using High-Gain Observer

Ngô Mạnh Tùng^{1,2*}, Phạm Quang Đăng¹, Nguyễn Quang Địch¹, Nguyễn Đức Định¹, Nguyễn Tùng Lâm¹

¹Hanoi University of Science and Technology

²Hanoi University of Industry

*Corresponding author E-mail: ngomanhtung@hau.edu.vn, lam.nguyentung@hust.edu.vn

Abstract

The permanent synchronous motor drive system incorporates magnetic bearings to perform speed control and balance rotor control between the two stators. The paper studies adjusting motor speed sensorless based on measured current components. The electromotive force (back-EMF) generated in the stator is estimated by a High-Gain observer. The angular position and velocity rotor is calculated through the α - β components of the back-EMF. The motor drive is built in a vector control structure based on the rotor flux, using PID controllers to control rotor position and speed. The speed feedback signal is taken from the output of the High-Gain observer. Simulation results in Matlab-Simulink software show that the output speed value of the drive follows the desired trajectory, and the rotor is controlled in the equilibrium position. This also indicates that the High-Gain Observer has a very good speed estimation.

Keywords: PMSM, Magnetic self-bearing motor, Back-EMF, High-gain observer

Symbols

Symbols	Units	Description
g, g_0	mm	Độ lớn khe hở giữa stator và rotor, khe hở tại vị trí cân bằng
L_s, L_{sl}	H	Điện cảm stator, điện cảm rò
L_m, L'_{s0}	Hm	Hỗ cảm, điện cảm trên một đơn vị khe hở
λ_m	Wb	Từ thông móc vòng giữa stator và rotor
$\omega_e, \hat{\omega}_e$	Rad/s	Vận tốc rotor, vận tốc rotor ước lượng

Abbreviations

HG	High-gain
MIMO	multi input – multi output

Tóm tắt

Hệ truyền động động cơ đồng bộ kích thích vĩnh cửu tích hợp ổ đỡ từ thực hiện điều khiển tốc độ và điều khiển rotor cân bằng ở giữa hai stator. Bài báo tập trung điều chỉnh tốc độ động cơ chỉ đo thành phần dòng điện stator mà không đo tốc độ quay. Sức phản điện động (back-EMF) sinh ra ở stator sẽ được ước lượng bởi bộ quan sát High-Gain (HG). Từ đó vị trí góc và vận tốc rotor sẽ được tính toán thông qua các thành phần α - β của back-EMF. Hệ truyền động động cơ được xây dựng theo cấu trúc điều khiển vector tựa theo từ thông rotor, sử dụng các bộ điều khiển PID điều khiển vị trí và tốc độ rotor. Tín hiệu phản hồi tốc độ được lấy từ đầu ra của bộ quan

sát HG. Kết quả mô phỏng trên phần mềm Matlab- Simulink cho thấy giá trị tốc độ đầu ra của hệ truyền động bám theo quỹ đạo đặt và rotor được điều khiển ở vị trí cân bằng. Điều đó cho thấy bộ quan sát HG đã ước lượng tốt tốc độ động cơ.

1. Phần mở đầu

Trong những năm gần đây, động cơ tích hợp ổ đỡ từ được chú ý nghiên cứu và ứng dụng ngày càng nhiều do những ưu điểm của nó so với ổ đỡ bi truyền thống [1]. Động cơ nghiên cứu trong bài báo là động cơ đồng bộ có gắn nam châm vĩnh cửu ở rotor và bố trí hai stator có dây quấn ở hai phía của rotor. Giả thiết trục động cơ đã được thực hiện nâng ổn định bởi các ổ từ ngang trục, thì đối tượng khi đó có hai bậc tự do là chuyển động quay và sự dịch chuyển vị trí dọc trục rotor [2]-[3].

Quá trình điều khiển cần tách kênh giữa momen tạo chuyển động quay và lực tác động vị trí dọc trục. Vì thế cấu trúc điều khiển vector tựa theo từ thông rotor được đề xuất, cho chất lượng điều khiển cao tuy nhiên cần thực hiện khâu chuyển đổi hệ tọa độ [4]. Điều này làm cho hệ phụ thuộc cần phải có thông tin chính xác vị trí góc θ của rotor thông qua cảm biến đo vị trí góc quay. Tín hiệu phản hồi của tốc độ cũng được lấy từ cảm biến này. Cảm biến làm tăng chi phí, tăng kích thước, gây ảnh hưởng đến độ chắc chắn cơ khí và việc bảo trì bảo dưỡng thiết bị [6]. Vì thế, các phương pháp thay thế cảm biến đo tốc độ bằng các kỹ thuật tính toán được nghiên cứu và công bố ngày càng nhiều [5]-[7].

Mô hình toán học của động cơ đồng bộ tích hợp ổ đỡ từ có tính phi tuyến và điều khiển phức tạp. Tham số khe hở không khí ở các động cơ truyền thống thường không đổi, còn

động cơ trong bài báo có rotor chuyển động với hai bậc tự do. Bao gồm chuyển động quay và chuyển động tịnh tiến dọc trục, làm thay đổi vị trí góc rotor và độ lớn khe hở không khí giữa stator và rotor liên tục tác động làm thay đổi các tham số của động cơ.

Trong các công trình đã công bố về điều khiển không đo tốc độ quay cho động cơ đồng bộ, có thể nêu ra hai hướng tiếp cận để ước lượng vị trí góc và tốc độ rotor [3]–[5], [8]–[14]. Hướng thứ nhất là dựa trên sự biến thiên điện cảm do ảnh hưởng cực lồi trên hai trục d-q. Mức chênh lệch điện cảm được sử dụng để ước lượng trực tiếp vị trí rotor. Điện cảm rotor có thể coi là một hàm của vị trí rotor nên thông tin vị trí rotor sẽ có được từ sự cập nhật liên tục điện cảm trên stator [8]–[10],[13]. Phương pháp INFORM đại diện cho nhóm các phương pháp đi theo hướng này và chỉ ứng dụng được cho quá trình động học ở dải tốc độ thấp và gần dừng. Hướng tiếp cận thứ hai dựa trên ước lượng sức phản điện động back-EMF kết hợp bộ đo dòng và áp của stator, trong đó có thể kể đến các bộ quan sát Luenberger, bộ quan sát trượt [5],[6],[11],[12]. Từ giá trị back-EMF có thể ước lượng được vị trí góc rotor và tính toán tốc độ quay. Hạn chế của phương pháp này là các thành phần back-EMF quá nhỏ và nhạy cảm với nhiễu và biến thiên tham số động cơ nên khó khăn khi áp dụng ở dải tốc độ thấp và gần dừng. Tuy nhiên, ưu điểm của phương pháp này là có khối lượng tính toán giảm, đơn giản và dễ thiết kế, cài đặt trong hệ truyền động.

Bài báo này trình bày một bộ quan sát High-Gain theo như hướng tiếp cận thứ hai, nó có ưu điểm là luật quan sát đơn giản, dễ thiết kế và chưa có công trình nào sử dụng bộ quan sát HG cho động cơ từ trường dọc trục ổ đỡ từ. Mặc dù tài liệu [15] có sử dụng một cấu trúc quan sát tương đồng nhưng áp dụng cho là hệ thủy-lực. Bài báo đề xuất một hệ truyền động sử dụng cấu trúc điều khiển vector, trong đó bộ quan sát HG ước lượng giá trị của back-EMF từ việc đo dòng điện trên stator và giá trị điện áp tham chiếu, qua đó tính toán được vị trí góc rotor và tốc độ quay. Tính khả thi của phương pháp được chứng minh thông qua kết quả từ thí nghiệm mô phỏng toàn hệ.

2. Mô hình toán học

Cấu trúc của động cơ đồng bộ kích thích vĩnh cửu tích hợp ổ đỡ từ được trình bày trên Hình 1. Rotor được nâng bởi hai ổ đỡ từ ngang trục. Sự chuyển động theo các hướng x , y , θ_x , θ_y của rotor được giả thiết chỉ phụ thuộc vào bộ điều khiển các ổ từ ngang trục. Do đó, so với bài toán điều khiển chuyển động động cơ truyền thống chỉ điều khiển một bậc tự do, động cơ trong bài báo được điều khiển gồm hai bậc tự do, đó là chuyển động quay và chuyển động tịnh tiến theo trục z . Rotor là đĩa phẳng có gắn các nam châm vĩnh cửu trên bề mặt rotor (nonsalient-pole rotor) hoặc gắn trong rãnh bề mặt rotor (salient-pole rotor). Mỗi phía của rotor là một stator, trên mỗi stator gồm ba cuộn dây ba pha tạo ra từ trường quay trong khe hở không khí. Từ trường này sẽ tạo ra các momen quay T_1 và T_2 trên rotor và các lực hút F_1 và F_2 giữa rotor với từng stator. Momen tổng T được tính là sự cộng hai momen thành phần. Lực dọc trục F được tính là hiệu của hai lực dọc trục thành phần[1].

Mô hình toán học của động cơ được trình bày trên hệ trục tựa theo từ thông rotor (d,q) hoặc hệ tọa độ stator (α,β). Quá trình tính toán lực dọc trục và tính momen quay cho một

phía stator rồi sau đó áp dụng cho phía stator còn lại để tổng hợp thành mô hình toán học tổng quát cho động cơ.

Hình 1: Cấu trúc của động cơ đồng bộ ổ đỡ từ

Rotor nếu là salient-pole rotor thì độ tự cảm trên stator sẽ phụ thuộc vào vị trí góc rotor và phụ thuộc vào khe hở không khí giữa stator và rotor. Nếu rotor là nonsalient-pole rotor thì độ tự cảm không phụ thuộc vào vị trí góc rotor và giá trị khi chiếu lên trục d và trục q có thể coi xấp xỉ bằng nhau. Thường điện cảm này sẽ tỉ lệ nghịch với khe hở không khí, nên ta có công thức xấp xỉ sau:

$$L_s = \frac{3}{2} \frac{L'_{s0}}{g} + L'_{sl} \quad (1)$$

$$\text{Và hõ cảm: } L_m = \frac{3}{2} \frac{L'_{s0}}{g} \quad (2)$$

Với $g = g_0 \pm z$ và z là độ dịch chuyển

Phương trình vector điện áp của một stator trên hệ tọa độ $\alpha\beta$:

$$U_s = i_s R_s + L_s \frac{di_s}{dt} + E_s \quad (3)$$

Với i_s là vector dòng điện stator, U_s là vector điện áp stator. Vector sức điện động cảm ứng:

$$E_s = \frac{d\lambda_m}{dt} = \omega_e \frac{d\lambda_m}{d\theta_e} \quad (4)$$

Với λ_m là độ lớn của từ thông móc vòng giữa rotor và stator. E_s là hàm sin và được biểu diễn thành các thành phần trên hệ tọa độ $\alpha\beta$ như sau:

$$\begin{cases} E_{s\alpha} = -|\lambda_m| \omega_e \sin \theta_e \\ E_{s\beta} = |\lambda_m| \omega_e \cos \theta_e \end{cases} \quad (5)$$

Với ω_e là vận tốc rotor, θ_e là vị trí của vector từ thông rotor. Từ (3) ta có:

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} + \frac{1}{L_s} u_{s\alpha} - \frac{1}{L_s} E_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} + \frac{1}{L_s} u_{s\beta} - \frac{1}{L_s} E_{s\beta} \end{cases} \quad (6)$$

Từ các phương trình trên, ta có thể tính được giá trị Back-EMF nếu biết được thông tin về dòng điện và điện áp, từ đó tính được vị trí và tốc độ của rotor.

Theo [1]–[3] nguyên lý điều khiển hệ:

$$\begin{cases} i_{q1} = i_{q2} = i_q \\ i_{d1} = i_{d0} - i_d \\ i_{d2} = i_{d0} + i_d \end{cases} \quad (7)$$

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.

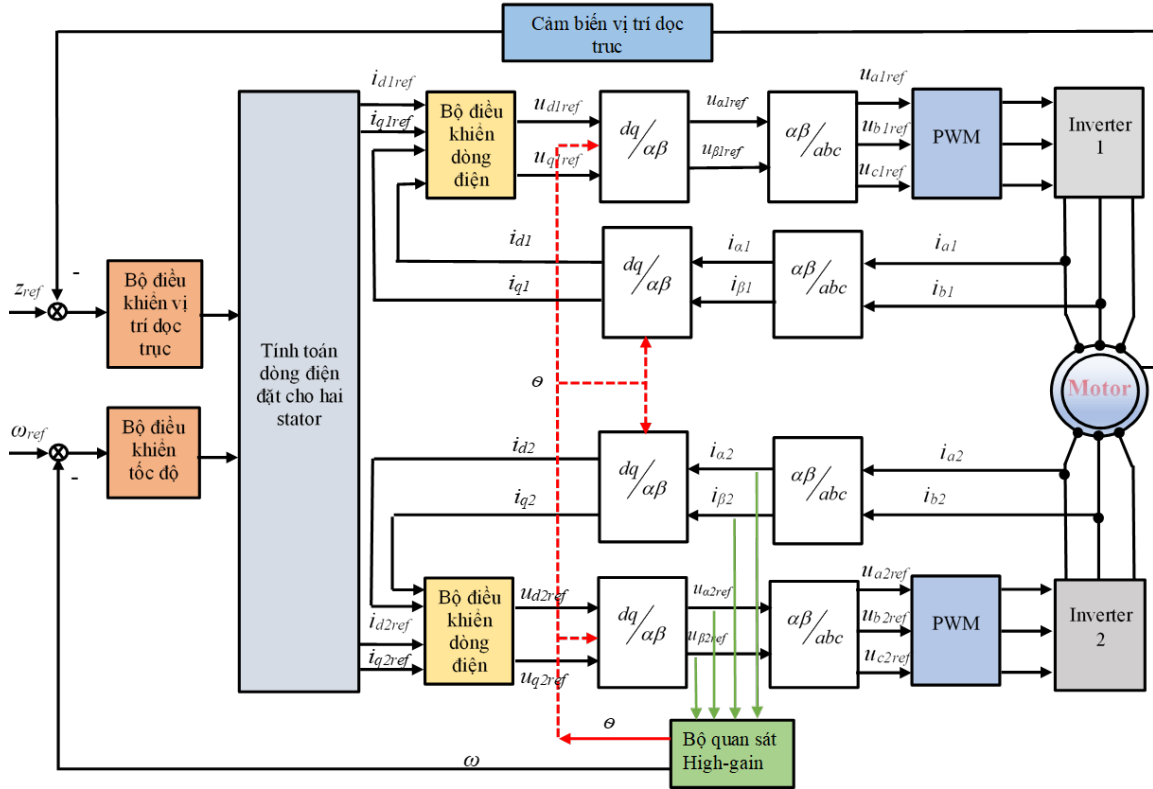
Nếu sự dịch chuyển bằng không hoặc rất nhỏ so với khe hở không khí tại điểm cân bằng g_0 ta có:

$$F = 4K_{Fd}i_f i_d \quad (8)$$

$$T = 2K_T i_q \quad (9)$$

Với $K_{Fd} = -3L'_{s0}/4g_0^2$ là hệ số lực hút dọc trục; $K_T = -3PL'_{s0}i_f/2g_0$ là hệ số momen quay

Cấu trúc điều khiển không dùng cảm biến đo tốc độ quay cho động cơ đồng bộ tích hợp ổ đỡ từ sử dụng bộ quan sát HG như Hình 2. Cấu trúc này dựa trên nguyên lý điều khiển vector tựa theo từ thông rotor trên hệ trục dq, với trục d trùng với vector từ thông rotor [4], [5].



Hình 2: Cấu trúc điều khiển không đo tốc độ quay của động cơ

Tốc độ rotor được tính bởi bộ quan sát được so sánh với giá trị tốc độ tham chiếu, sau đó sai lệch được đưa vào bộ điều chỉnh tốc độ R_ω .

Dòng điện trên hai pha của stator trên hệ tọa độ $\alpha\beta$ có được bằng việc đo dòng điện trên hai pha thực. Sau đó các thành phần dòng điện trên hệ tọa độ dq được tính dựa vào vị trí rotor lấy từ bộ quan sát. 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 điện 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 điện cấp trực tiếp cho các pha stator của AGBM được cấp từ các bộ điều chế độ rộng xung PWM. Trong đó, bộ điều khiển tốc độ sử dụng là bộ điều khiển PI, bộ điều khiển vị trí là PID.

3. Bộ quan sát High-gain

3.1. Thiết kế bộ quan sát

Nhiệm vụ của bộ quan sát HG là ước lượng được các giá trị thành phần $E_{s\alpha}$ và $E_{s\beta}$ của back-EMF nhanh chóng bám theo giá trị thật của back-EMF của động cơ, để từ đó tính được

giá trị vị trí góc rotor θ hội tụ đủ nhanh. Đầu vào của bộ quan sát HG là thành phần dòng điện stator i_s và điện áp tham chiếu u_s trên hệ tọa độ $\alpha-\beta$. Từ (5) và (6) ta có:

$$E_{s\alpha} = -|\lambda_m|\omega_e \sin\theta_e = -L_s \underbrace{\frac{di_{s\alpha}}{dt} - R_s i_{s\alpha} + u_{s\alpha}}_{h_\alpha} \quad (10)$$

$$E_{s\beta} = |\lambda_m|\omega_e \cos\theta_e = -L_s \underbrace{\frac{di_{s\beta}}{dt} - R_s i_{s\beta} + u_{s\beta}}_{h_\beta}$$

Các giá trị back-EMF được ước lượng từ bộ quan sát kí hiệu là $\hat{E}_{s\alpha}$ và $\hat{E}_{s\beta}$, đặc tính động học của giá trị $\hat{E}_{s\alpha}$ và $\hat{E}_{s\beta}$ theo bộ quan sát HG:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{E}}_{s\alpha} &= \frac{1}{\varepsilon_\alpha} (-L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - R_s i_{s\alpha} + u_{s\alpha} - \hat{E}_{s\alpha}) \\ &= -\frac{1}{\varepsilon_\alpha} \hat{E}_{s\alpha} + \frac{1}{\varepsilon_\alpha} h_\alpha \\ \dot{\hat{E}}_{s\beta} &= \frac{1}{\varepsilon_\beta} (-L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} - R_s i_{s\beta} + u_{s\beta} - \hat{E}_{s\beta}) \\ &= -\frac{1}{\varepsilon_\beta} \hat{E}_{s\beta} + \frac{1}{\varepsilon_\beta} h_\beta \end{aligned} \quad (11)$$

Trong đó $\frac{1}{\varepsilon_\alpha}$ và $\frac{1}{\varepsilon_\beta}$ là các hệ số của bộ quan sát HG. Từ (10)

và (11) ta viết được hệ phương trình trạng thái:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} + \mathbf{H} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Cx} \end{aligned} \quad (12)$$

Trong đó: $\mathbf{x} = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \hat{E}_{s\alpha} \ \hat{E}_{s\beta}]^T$ vector trạng thái của bộ quan sát

$\mathbf{u} = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^T$ vector đầu vào

$\mathbf{y} = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \hat{E}_{s\alpha} \ \hat{E}_{s\beta}]^T$ vector đầu ra của bộ quan sát

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R_s/L_s & 0 & -1/L_s & 0 \\ 0 & -R_s/L_s & 0 & -1/L_s \\ 0 & 0 & -1/\varepsilon_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/\varepsilon_\beta \end{bmatrix} \text{ là ma trận hệ}$$

thống

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/L_s & 0 \\ 0 & 1/L_s \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ là ma trận đầu vào} \quad (13)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ là ma trận đầu ra} \quad (14)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ h_\alpha / \varepsilon_\alpha \\ h_\beta / \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \text{ là ma trận điều kiện} \quad (15)$$

Vì ma trận đầu vào \mathbf{C} có dạng ma trận đơn vị nên dễ dàng tính được hạng của ma trận $[\mathbf{C} \ \mathbf{CA} \ \mathbf{CA}^2 \ \mathbf{CA}^3]^T$ bằng 4. Khi đó hệ phương trình trạng thái (12) thỏa mãn tính quan sát được. Các giá trị trạng thái ước lượng đạt được giá trị cân bằng khi các hệ số ước lượng làm cho các sai số ước lượng hội tụ về 0 trong một khoảng thời gian đủ nhanh.

Định nghĩa sai số giữa giá trị thực và giá trị ước lượng như sau:

$$\begin{aligned} \tilde{E}_{s\alpha} &= E_{s\alpha} - \hat{E}_{s\alpha} \\ \tilde{E}_{s\beta} &= E_{s\beta} - \hat{E}_{s\beta} \end{aligned} \quad (16)$$

Từ (10) - (16) thu được đặc tính động học của các sai số ước lượng:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{E}}_{s\alpha} &= -\frac{1}{\varepsilon_\alpha} \tilde{E}_{s\alpha} + \dot{h}_\alpha \\ \dot{\tilde{E}}_{s\beta} &= -\frac{1}{\varepsilon_\beta} \tilde{E}_{s\beta} + \dot{h}_\beta \end{aligned} \quad (17)$$

Theo [15] và (17) ta có các giá trị sau thỏa mãn bất đẳng thức:

$$\begin{aligned} |\tilde{E}_{s\alpha}| &\leq e^{(-1/\varepsilon_\alpha)t} |\tilde{E}_{s\alpha}(0)| + \varepsilon_\alpha \cdot \rho_\alpha(t) \\ |\tilde{E}_{s\beta}| &\leq e^{(-1/\varepsilon_\beta)t} |\tilde{E}_{s\beta}(0)| + \varepsilon_\beta \cdot \rho_\beta(t) \end{aligned} \quad (18)$$

Từ (10) các giá trị $e_{s\alpha}$ và $e_{s\beta}$ là các hàm điều hòa nên tồn tại các hệ số $\dot{h}_{\alpha_{\max}}$ và $\dot{h}_{\beta_{\max}}$ sao cho:

$$|\dot{h}_\alpha| \leq \dot{h}_{\alpha_{\max}} \text{ và } |\dot{h}_\beta| \leq \dot{h}_{\beta_{\max}} \quad (19)$$

Như vậy nếu các hệ số ε_α và ε_β của bộ quan sát HG càng nhỏ thì $|\tilde{E}_{s\alpha}|$ và $|\tilde{E}_{s\beta}|$ thì sẽ bị chặn bởi các vùng bao càng nhỏ

$|\tilde{E}_{s\alpha}(\infty)|$ và $|\tilde{E}_{s\beta}(\infty)|$. Khi đó chọn giá trị ε_α và ε_β càng nhỏ tốc độ hội tụ giá trị ước lượng càng nhanh bám theo các giá trị thực $E_{s\alpha}$ và $E_{s\beta}$ của back-EMF.

3.2. Tính toán vị trí và tốc độ

Từ việc ước lượng sức điện động cảm ứng, ta có thể tính được tốc độ và vị trí rotor theo phương trình sau:

$$\hat{\theta}_e = \arctan\left(\frac{-\hat{E}_{s\alpha}}{\hat{E}_{s\beta}}\right) \quad (20)$$

$$\hat{\omega}_e = \frac{\sqrt{\hat{E}_{s\alpha}^2 + \hat{E}_{s\beta}^2}}{\lambda_m} \quad (21)$$

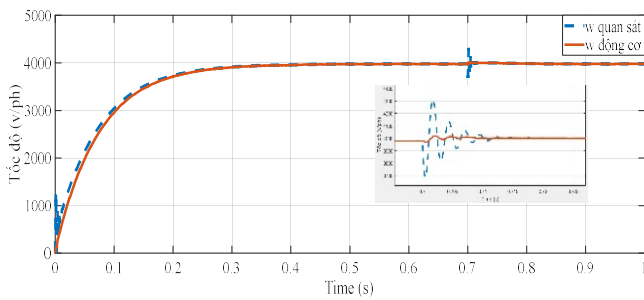
$$\text{Hoặc } \hat{\omega}_e = \frac{d\hat{\theta}}{dt} \quad (22)$$

Việc ước lượng tốc độ được tính ở chế độ thấp hơn so với vị trí rotor. Theo (21) tốc độ được tính hợp lý song giá trị này lại phụ thuộc vào từ thông móc vòng, là đại lượng bị ảnh hưởng bởi nhiệt độ môi trường. Theo (22) tốc độ được tính đảm bảo hơn, nhất là ở dải tốc độ vừa và cao, nhưng bị ảnh hưởng bởi nhiễu quá trình.

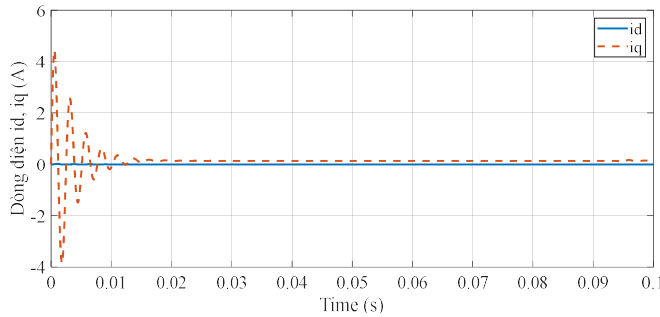
4. Mô phỏng và kết quả

Để chứng minh khả năng làm việc của bộ quan sát HG, một hệ truyền động không đo tốc độ quay được thực hiện trên phần mềm mô phỏng. Với các tham số của động cơ gồm có điện trở pha là 2,6 Ω ; khe hở không khí giữa stator và rotor là 1,7 mm; khối lượng rotor là 0,28 kg; giá trị điện cảm L'_{s0} là 11×10^{-6} Hm; điện cảm rò L_{sl} là 5×10^{-3} H; momen quán tính là 0,000106 kgm^2 , số đôi cực P bằng 2; biên độ từ thông móc vòng sinh bởi nam châm vĩnh cửu λ_m là 0,022 Wb. Các hệ số quan sát được sử dụng cho mô phỏng là $\varepsilon_\alpha = 10^{-3}$ và $\varepsilon_\beta = 1,2 \times 10^{-3}$.

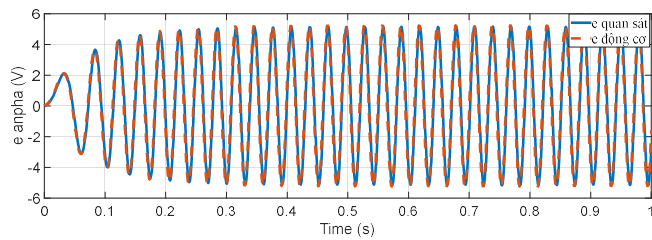
Xét trường hợp khi tốc độ đặt là 4000 v/ph, tại thời điểm 0,7s momen tải $M_{\text{tải}}$ có giá trị 1N tác động đến hệ thống. Hình 3 cho thấy sau 0,4s tốc độ ước lượng bám theo sát với giá trị tốc độ thật, sai số giữa hai giá trị tốc gần như là không tồn tại. Tại thời điểm 0,7s khi momen tải tác động, đáp ứng tốc độ của bộ quan sát HG dao động khoảng 0,02s rồi tiếp tục bám giá trị tốc độ thực động cơ. Hình 4 cho thấy đáp ứng của hai thành phần dòng điện i_d và i_q , trong đó dòng điện i_q ở thời điểm ban đầu có giá trị khá lớn để gia tốc cho động cơ nhanh chóng đạt giá trị đặt, sau đó giá trị giảm xuống rất nhỏ ở cuối chế độ quá độ. Hình 5 cho thấy dù có momen tải tác động, thành phần Back-EMF trên trục α của bộ quan sát luôn bám theo thành phần Back-EMF thực của động cơ với sai số gần như là không đáng kể. Hình 6 chỉ ra rằng thành phần Back-EMF trên trục β của bộ quan sát bám sát theo thành phần Back-EMF thực của động cơ cả về góc pha và biên độ trong suốt quá trình làm việc.



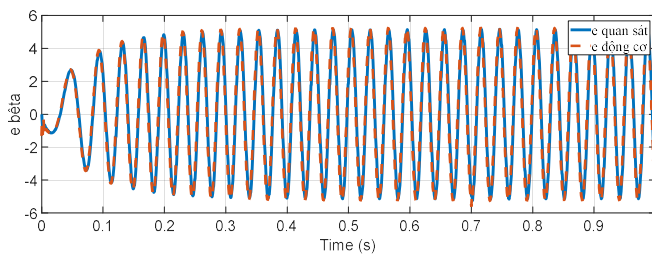
Hình 3: Đáp ứng tốc độ khi giá trị đặt là 4000 v/ph có tác động của momen tải



Hình 4: Đáp ứng dòng điện i_d và i_q



Hình 5: Thành phần $E_{s\alpha}$ của động cơ và $E_{s\alpha}$ bộ quan sát



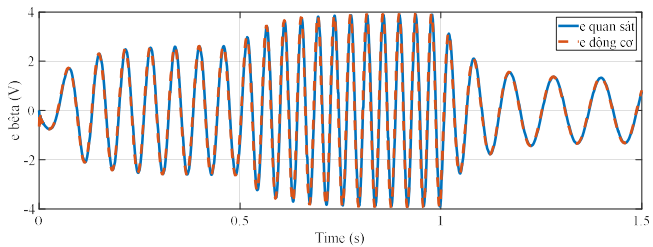
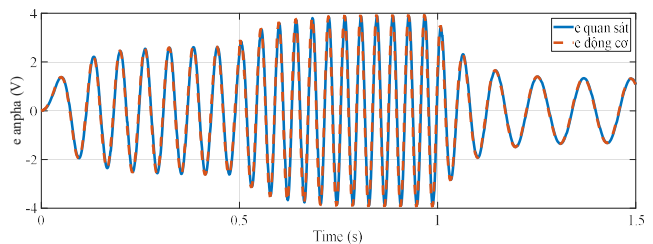
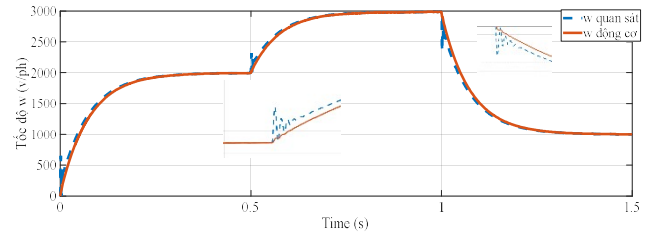
Hình 6: Thành phần $E_{s\beta}$ của động cơ và $E_{s\beta}$ bộ quan sát

Khi thay đổi giá trị đặt tốc độ từ 2000 v/ph – 3000v/ph – 1000 v/ph ta thu được Hình 7. Tốc độ ước lượng từ bộ quan sát vẫn bám theo tốc độ giá trị thật sau khoảng thời gian quá độ 0,4s. Tại mỗi thời điểm thay đổi tốc độ, đáp ứng tốc độ quan sát cần 0,25s để tiếp tục bám theo giá trị tốc độ thực. Khi đó, sai số giữa giá trị thật với giá trị ước lượng gần như là không có. Các thành phần $E_{s\alpha}$ và $E_{s\beta}$ ở đầu ra bộ quan sát HG dạng hàm sin có góc pha và giá trị bám theo các giá trị Back-EMF thực của động cơ. Sự thay đổi giá trị đặt tốc độ không làm thay đổi thời gian ước lượng của bộ quan sát.

5. Kết luận

Bài báo trình bày hệ điều khiển không đo tốc độ quay cho động cơ đồng bộ tích hợp ổ đỡ từ và tính toán các bộ điều khiển, bộ quan sát HG trong hệ thống. Bộ quan sát sử dụng

các tín hiệu vào là điện áp tham chiếu và dòng điện stator để thực hiện ước lượng sức phản điện động back-EMF, từ đó tính toán được vị trí và tốc độ rotor. Hệ làm việc ổn định ở dải tốc độ trung bình trở lên, trong đó sự tương tác giữa điều khiển vị trí dọc trục và điều khiển tốc độ cũng đã được hạn chế. Tuy nhiên đáp ứng còn có hạn chế ở hiện tượng đỉnh do bộ quan sát gây nhiễu tác động đến chất lượng tốc độ đầu ra. Xử lý hạn chế này và chứng minh tính ổn định là hướng phát triển tiếp theo cho hệ thống.



Hình 7: Đáp ứng tốc độ, các thành phần Back-EMF trên trục α - β khi thay đổi giá trị đặt tốc độ

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. 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.
- [3] 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.
- [4] A. D. Nguyễn Phùng Quang, *Truyền động điện xoay chiều*. Nhà xuất bản KHKT, 2002.
- [5] Q. D. Nguyen and S. Ueno, *Sensorless speed control of inset type axial gap self-bearing motor using extended EMF*, 2010 Int. Power Electron. Conf. - ECCE Asia -, IPEC 2010, pp. 2260–2264, 2010, doi: 10.1109/IPEC.2010.5542012.
- [6] D. Q. Nguyen and S. Ueno, *Sensorless speed control of a permanent magnet type axial gap self-bearing motor using sliding mode observer*, 2008 10th Int. Conf. Control. Autom. Robot. Vision, ICARCV 2008, no. December, pp. 1600–1605, 2008, doi: 10.1109/ICARCV.2008.4795764.
- [7] Z. Zheng, Y. Li, F. Maurice, and X. Xiao, *A rotor speed and load torque observer for PMSM based on extended Kalman filter*, Proc.

- IEEE Int. Conf. Ind. Technol., pp. 233–238, 2006, doi: 10.1109/ICIT.2006.372295.
- [8] E. Robeischl, M. Schroedl, and M. Krammer, *Position-sensorless biaxial position control with industrial PM motor drives based on IN-FORM- and back EMF model*, IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.), vol. 1, pp. 668–673, 2002, doi:0.1109/IECON.2002.1187587
- [9] B.S.Khaldi, H. Abu-Rub, A. Iqbal, R. Kennel, M. O. Mahmoudi, and D. Boukhetala, *Sensorless direct torque control of five-phase induction motor drives*, IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.), vol. 43, no. 4, pp. 3501–3506, 2011, doi: 10.1109/IECON.2011.6119875.
- [10] T. Takeshita, A. Usui, and N. Matsui, *Sensorless Salient-Pole PM Synchronous Motor Drives in All Speed Ranges*, IEEJ Trans. Ind. Appl., vol. 120, no. 2, pp. 240–247, 2000, doi: 10.1541/ieejias.120.240.
- [11] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada, and Y. Takeda, “*Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame*”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 38, no. 4, pp. 1054–1061, 2002, doi: 10.1109/TIA.2002.800777.
- [12] S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, *Sensorless control of synchronous reluctance motors based on extended EMF models considering magnetic saturation with online parameter identification*, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 42, no. 5, pp. 1264–1274, 2006, doi: 10.1109/TIA.2006.880848.
- [13] M. A. Jabbar, M. A. Hoque, and M. A. Rahman, *Sensorless permanent magnet synchronous motor drives*, vol. 2, no. December. 1997.
- [14] D. Won, W. Kim, D. Shin, and C. C. Chung, *High-Gain Disturbance Observer-Based Backstepping Control With Output Tracking Error Constraint for Electro-Hydraulic Systems*, no. m, pp. 1–9, 2014.