

## Ứng dụng bộ quan sát trượt cho hệ điều khiển động cơ đồng bộ kích thích vĩnh cửu từ trường dọc trục không dùng cảm biến tốc độ

### Sensorless speed control of axial gap permanent magnet motor using sliding mode observer

Ngô Mạnh Tùng<sup>1,2</sup>, Phạm Quang Đăng<sup>1</sup>, Nguyễn Huy Phương<sup>1</sup>, Nguyễn Quang Địch<sup>1</sup>, Lê Đức Thịnh<sup>1</sup>,  
Hoàng Đức Chính<sup>1</sup>, Nguyễn Tùng Lâm<sup>1,\*</sup>

<sup>1</sup>Đại học Bách Khoa Hà Nội

<sup>2</sup>Đại học Công Nghiệp Hà Nội

\*Corresponding author E-mail: lam.nguyentung@hust.edu.vn

#### Abstract

The permanent magnet synchronous motor drive system incorporates magnetic bearings to perform high speed control and balance rotor control between the two stators. The paper designed a system to perform adjusting motor speed sensor-less based on measured current, axial position and voltage reference components. The electromotive force (back-EMF) generated in the stator is estimated by a sliding mode observer. The angular position and velocity rotor is calculated through the  $\alpha$ - $\beta$  components of the back-EMF. An output correction stitch to correct the estimated angular position to exactly follow the true value. The motor drive is built in a vector control structure based on the rotor flux. The efficiency of the proposed observation system for the axial gap permanent magnet motor control system is verified by simulation at medium and high speed ranges.

**Keywords:** Back-EMF, sliding mode, axial gap self-bearing motor, PMSM

#### Các từ viết tắt

KTVC      Kích thích vĩnh cửu  
TTDT      Từ trường dọc trục

#### Tóm tắt

Hệ truyền động động cơ đồng bộ kích thích vĩnh cửu sử dụng ổ đỡ từ ứng dụng trong các bài toán điều khiển tốc độ cao và điều khiển rotor cân bằng giữa hai stator. Bài báo thiết kế một hệ thống điều khiển không sử dụng cảm biến đo tốc độ mà dựa trên việc đo các thành phần dòng điện, vị trí dọc trục và điện áp đặt để có được thông tin về vị trí góc quay và tốc độ. Sức phản điện động (back-EMF) trên stator được ước lượng bởi một quan sát viên trượt. Vị trí góc và tốc độ rotor được tính toán thông qua các giá trị sức phản điện động trên hệ tọa độ đứng yên  $\alpha$ - $\beta$ . Một vòng lặp khóa pha cải tiến thực hiện điều chỉnh vị trí góc ước lượng để bám theo chính xác giá trị góc thực. Hệ truyền động động cơ được xây dựng trong cấu trúc điều khiển véc tơ tựa theo từ thông rotor để hạn chế các tương tác xen kẽ của các mạch vòng điều khiển ngoài. Kết quả mô phỏng cho thấy bộ quan sát trượt kết hợp vòng khóa pha được đề xuất có cho đặc tính động học tốt ở dải tốc độ trung bình trở lên.

#### 1. Phần mở đầu

Hệ điều khiển động cơ đồng bộ KTVC TTDT phải đảm bảo điều khiển ổn định tốc độ quay của rotor và điều khiển rotor

ở vị trí cân bằng giữa hai stator [1], [2]. Do đó trong cấu trúc điều khiển tương ứng gồm có mạch vòng điều khiển tốc độ và mạch vòng điều khiển vị trí dọc trục. Ngoài ra, cấu trúc điều khiển cần có khả năng hạn chế tác động xen kẽ giữa hai vòng điều khiển vòng ngoài. Vì thế cấu trúc điều khiển vector cho động cơ đồng bộ KTVC TTDT được sử dụng với khả năng cho đáp ứng đặc tính động học cao. Tuy nhiên, khi đó quá trình tính toán điều khiển cần thực hiện khâu chuyển đổi giữa các hệ tọa độ [3]. Điều này làm cho hệ phụ thuộc cần phải có thông tin chính xác vị trí góc  $\theta_e$  của rotor thông qua cảm biến đo vị trí góc quay. Cảm biến này làm tăng chi phí, tăng kích thước, gây ảnh hưởng đến độ chắc chắn cơ khí và gây phức tạp khi bảo trì, bảo dưỡng thiết bị. Vì thế, thuật toán điều khiển lược bỏ cảm biến đo tốc độ bằng các kỹ thuật tính toán được nghiên cứu và ứng dụng ngày càng nhiều.

Mô hình toán học của động cơ đồng bộ KTVC TTDT có tính phi tuyến và điều khiển phức tạp. Ở các động cơ khe hở ngang trục truyền thống, khe hở không khí giữa rotor và stator là không đổi, còn đối với động cơ ổ từ dọc trục, khi vận hành quay khe hở không khí giữa stator và rotor biến thiên liên tục làm thay đổi tham số của động cơ, gây ra sai lệch trong mô hình toán học của hệ.

Trong các công trình đã công bố về điều khiển không đo tốc độ quay [4]–[11], có thể nhóm thành hai hướng nghiên cứu, đó là ước lượng vị trí góc rotor dựa trên sự biến thiên điện cảm do ảnh hưởng đặc điểm cực lõi stator; và giải pháp sử dụng các bộ quan sát ước lượng sức phản điện thông qua các

thành phần cơ bản như điện áp và dòng điện. Trong đó, hướng tiếp cận thứ hai có ưu điểm khối lượng tính toán giảm, đơn giản, cấu trúc thuật toán tường minh và có thể cài đặt trong hệ truyền động tốc độ cao. Từ giá trị sức điện động cảm ứng quan sát được có thể xác định vị trí góc rotor và tính toán tốc độ quay.

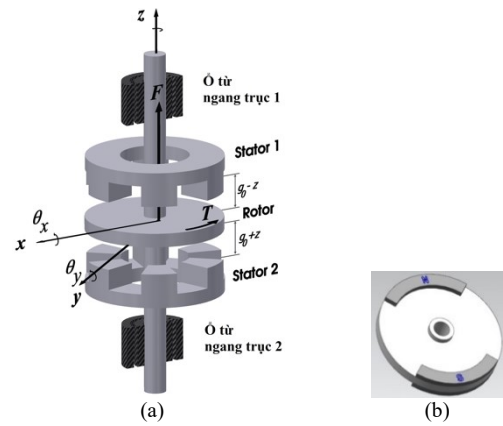
Trong bài báo [12] đăng ở số trước của tạp chí, một bộ quan sát High-gain được thiết kế theo chiến lược này, từ kết quả mô phỏng cho thấy tính khả thi trong việc xác định vị trí góc rotor và tốc độ quay sau khi ước lượng thành phần sức phản điện động. Mặc dù vậy, kết quả thu được có chế về mặt khảo sát ảnh hưởng của thành phần bất định và tham số biến thiên của hệ thống, ví dụ như vị trí dọc trục  $z$  tác động đến tham số động cơ là điện trở pha stator. Ngoài ra việc tính toán sai số động trên mô hình toán của động cơ đồng bộ KTVC TTDT cũng gây ra dao động trong quá trình quá độ và tồn tại sai lệch tĩnh. Vì vậy, trong bài báo này, thực hiện thiết kế bộ quan sát trượt kết hợp khâu hiệu chỉnh đầu ra có tính đến sự biến đổi của vị trí dọc trục. Đóng góp của hệ quan sát đề xuất đó là đã giảm được đáng kể sai lệch trong quá trình quá độ và gần như triệt tiêu sai lệch tĩnh. Tuy nhiên, hệ thống vẫn tồn tại đặc điểm chung của các hệ điều khiển sensorless là chưa ứng dụng được cho toàn bộ dải làm việc, từ tốc độ gần dừng và thấp đến cao. Lí do các thành phần sức điện động quá nhỏ, nhạy cảm với nhiễu và biến thiên tham số khi tốc độ thấp. Dù vậy, động cơ đồng bộ KTVC TTDT được quan tâm với các ứng dụng truyền động tốc độ cao nên việc ứng dụng bộ quan sát trượt có cơ sở trong việc cài đặt thực tiễn.

Bài báo đầu tiên sẽ trình bày mô hình toán học của động cơ ở mục 2, sau đó thiết kế thuật toán quan sát trượt kết hợp khâu hiệu chỉnh đầu ra trong mục 3. Đồng thời ở mục này sẽ chứng minh sự hội tụ và ổn định của hệ thống quan sát. Cuối cùng là kiểm định chất lượng của toàn hệ thống bởi các mô phỏng trên phần mềm Matlab-simulink.

## 2. Mô hình toán học động cơ

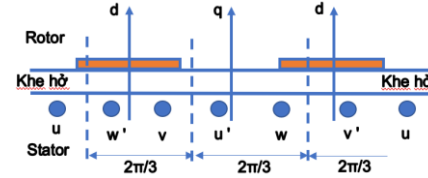
Cấu trúc của động cơ đồng bộ KTVC TTDT được trình bày như Hình 1. Động cơ bao gồm một rotor dạng đĩa được sắp xếp ở giữa hai stator. Giả thiết rằng các chuyển động theo trục  $x$ ,  $y$  và các chuyển động quay tương ứng  $\theta_x$ ,  $\theta_y$  của rotor đã được điều chỉnh bởi hai ô từ ngang trục. Như vậy, nội dung bài báo chỉ quan tâm hệ điều khiển động cơ chuyển động với hai bậc tự do, là chuyển động quay quanh trục  $z$  và chuyển động dịch chuyển dọc trục. Đây là điểm khác biệt so với các động cơ truyền thống, vốn chỉ có một bậc tự do là chuyển động quay.

Hai stator nằm ở hai phía của rotor, trên mỗi stator có cuộn dây ba pha để sinh ra từ trường quay trong khe hở không khí. Các từ trường quay này sinh ra các momen  $T_1$  và  $T_2$  cùng chiều nhau kéo quay rotor, đồng thời nó cũng tạo ra các lực dọc trục  $F_1$  và  $F_2$  giữa rotor với hai stator. Momen tổng  $T$  là tổng của hai mô men  $T_1$  và  $T_2$ . Lực dọc trục tổng  $F$  là hiệu hai lực hút  $F_1$  và  $F_2$ . Mạch nguồn cấp điện xoay chiều ba pha cho hai stator của động cơ có tần số và điện áp biến thiên được xác định dựa trên tốc độ quay của trục, mômen của tải và lực tải dọc trục của động cơ.



Hình 1: Cấu trúc động cơ DB KTVC TTDT (a) và rotor cực ắc (b) [1]

Mô hình toán học của động cơ được trình bày trên hệ trục tọa độ từ thông rotor ( $d, q$ ) hoặc hệ tọa độ stator ( $\alpha, \beta$ ). 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 [13]–[15].



Hình 2: Các hệ trục tọa độ

Tùy thuộc vào việc gắn nam châm vĩnh cửu trong hay trên bề mặt của rotor để tạo nên rotor cực lồi (nam châm vĩnh cửu được làm bằng vật liệu siêu dẫn với  $\mu=1$ ) hoặc rotor cực không lồi. Trong bài báo này đối tượng nghiên cứu là động cơ cực ắc. Dưới điều kiện cân bằng ba pha, biểu thức xác định các thành phần điện cảm của stator trên hệ tọa độ  $dq$  như sau:

$$L_{sd} = L_{sq} = L_s = \frac{3L_{s0}}{2g} + L_{sl} \quad (1)$$

Với:  $L_{sd0}$ ,  $L_{sq0}$  là độ tự cảm hiệu dụng trên một đơn vị khe hở không khí;  $L_{sl}$  là điện cảm rò;  $g = g_0 \pm z$ : độ lớn khe hở không khí giữa stator và rotor;  $g_0$ : khe hở khi rotor ở vị trí cân bằng;  $z$ : độ lệch dọc trục so với vị trí cân bằng.

Quá trình quan sát thực hiện trên hệ tọa độ đứng yên ( $\alpha, \beta$ ) ta có:

$$\mathbf{U}_s^s = R_s \mathbf{i}_s^s + L_s \frac{d\mathbf{i}_s^s}{dt} + \mathbf{e}_s \quad (2)$$

Với:  $\mathbf{u}_s$ ,  $\mathbf{i}_s$ ,  $\mathbf{e}_s$  là điện áp, dòng điện và sức phản điện động trên stator.

Giả thiết động cơ đồng bộ KTVC TTDT có sóng hài cơ bản của sức điện động cảm ứng dạng sin lý tưởng, khi đó sức điện động cảm ứng chiếu trên hệ tọa độ  $\alpha\beta$  được xác định như sau:

$$\begin{cases} e_{s\alpha} = -|\lambda_m| \omega_e \sin \theta_e \\ e_{s\beta} = |\lambda_m| \omega_e \cos \theta_e \end{cases} \quad (3)$$

Với:  $\lambda_m$  là từ thông móc vòng;  $\omega_e$  là vận tốc rotor;  $\theta_e$  là vị trí của vector từ thông rotor.

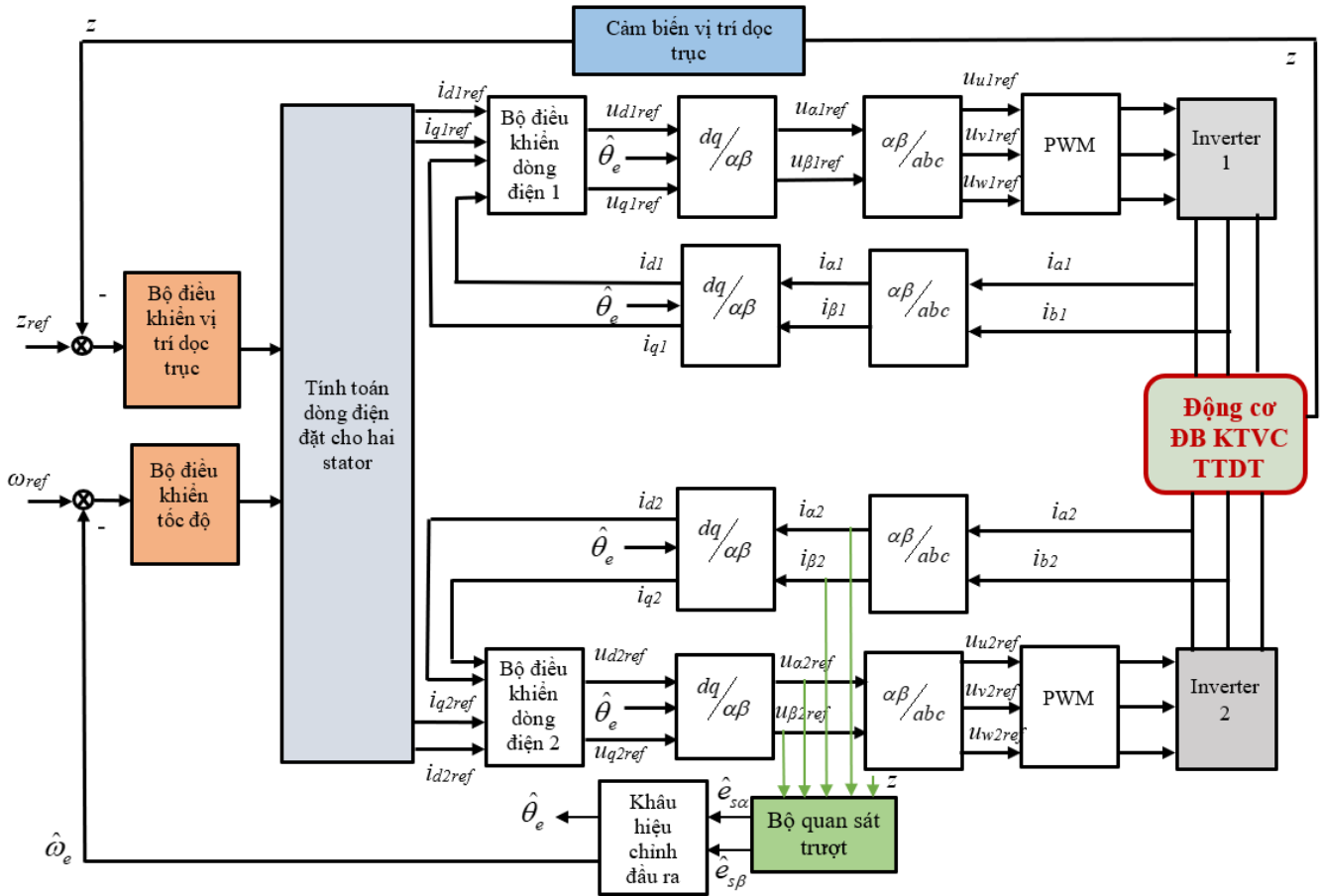
Từ phương trình (2) ta có:

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} + \frac{1}{L_s} u_{s\alpha} - \frac{1}{L_s} e_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} + \frac{1}{L_s} u_{s\beta} - \frac{1}{L_s} e_{s\beta} \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} i_{d1} = i_{d0} - i_d \\ i_{d2} = i_{d0} + i_d \\ i_{q1} = i_{q2} = i_q \end{cases} \quad (5)$$

Nguyên tắc xác định dòng điện tham chiếu cho hai stator như sau:

Với:  $i_{d0}$  là dòng điện phân cực (dòng điện offset), thường được chọn xấp xỉ bằng không.;  $i_{d1}, i_{d2}$  tương ứng là hai thành phần dòng điện trục  $d$  trên hai stator;  $i_{q1}, i_{q2}$  tương ứng là hai thành phần dòng điện trục  $q$  trên hai stator.



Hình 3: Các trúc hệ điều khiển động cơ đồng bộ KTV C TTDT sử dụng bộ quan sát trượt và khâu hiệu chỉnh đầu ra

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

$$\begin{aligned} F &= 4K_{FD} i_f i_d \\ T &= 2K_T i_q \end{aligned} \quad (6)$$

Với:  $K_{FD}$  là hệ số lực hút dọc trục;  $K_T$  là hệ số momen quay.

Cấu trúc điều khiển không dùng cảm biến đo tốc độ đề xuất được trình bày trên Hình 3. Cấu trúc này dựa trên nguyên lý điều khiển vector tựa theo từ thông rotor, với các mạch vòng điều khiển thực hiện trên hệ trục  $dq$ , còn tính toán ước lượng quan sát triển khai trên hệ tọa độ  $\alpha\beta$ .

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. 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 động cơ được cấp từ các bộ điều chế độ rộng xung PWM. Trong đó, bộ điều khiển tốc độ và bộ điều khiển vị trí sử dụng thuật toán điều khiển mặt trượt động, được trình bày ở công trình [16].

### 3. Thiết kế bộ quan sát trượt kết hợp khâu hiệu chỉnh đầu ra

#### 3.1. Thiết kế bộ quan sát trượt

Bộ quan sát trượt đề xuất tính toán trên hệ tọa độ  $\alpha\beta$  có nhiệm vụ ước lượng dòng điện stator để so sánh với dòng điện stator đo được, từ đó ước lượng giá trị sức điện động trên stator để xác định vị trí góc rotor  $\theta_e$  và tốc độ động cơ rotor  $\omega_e$ . Sai lệch giữa dòng điện ước lượng và dòng điện đo thực được đưa vào một hàm khóa sigmoid. Hàm sigmoid sau đó được nhân với hệ số quan sát trượt, tích số này được sử dụng để hiệu chỉnh mô hình toán học động cơ. Quá trình này được lặp lại liên tục

ở mỗi chu kỳ quan sát cho tới khi sai lệch giữa dòng điện ước lượng và dòng điện đo thực bằng không.

Vị trí dọc trục có sai lệch  $z$  so với vị trí cân bằng, nếu xét điện cảm pha cho một phía stator trên hệ tọa độ  $\alpha\beta$ , ví dụ với stator bên trên, ta có:

$$L_s = \frac{3L'_{s0}}{2(g_0 - z)} + L_{sl} \quad (7)$$

Tuyến tính hóa quanh điểm cân bằng ( $z = 0$ ) và thực hiện khai triển Maclaurin rồi lấy các giá trị đầu, ta được:

$$L_s = \frac{3L'_{s0}}{2g_0} + L_{sl} + \frac{3L'_{s0}}{2g_0^2} z = L_c + L_v \quad (8)$$

Từ phương trình (8) ta thấy rằng trong quá trình làm việc,  $L_s$  phụ thuộc vào giá trị độ lệch dọc trục  $z$ .

Như vậy, khi xét đến thành phần bất định là thông số điện cảm stator động cơ, ta có thể viết lại phương trình (3) và (4) trên hệ tọa độ tính  $\alpha\beta$  như sau:

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} + \frac{1}{L_s} u_{s\alpha} - \frac{1}{L_s} (e_{s\alpha} + \Delta_{\alpha}) \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} + \frac{1}{L_s} u_{s\beta} - \frac{1}{L_s} (e_{s\beta} + \Delta_{\beta}) \\ \frac{de_{s\alpha}}{dt} = -\omega_e e_{s\beta} \\ \frac{de_{s\beta}}{dt} = -\omega_e e_{s\alpha} \end{cases} \quad (9)$$

Trong đó  $\Delta_{\alpha}$ ,  $\Delta_{\beta}$  là sai lệch sinh ra bởi sự biến thiên của thông số bất định của động cơ, và các nhiễu tạp khác.

Từ đây, thuật toán bộ quan sát trượt đề xuất được xác định như sau:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{s\alpha} + \frac{1}{L_s} u_{s\alpha} - \frac{1}{L_s} \hat{\delta}_{\alpha} \\ \frac{d\hat{i}_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{s\beta} + \frac{1}{L_s} u_{s\beta} - \frac{1}{L_s} \hat{\delta}_{\beta} \\ \hat{\delta}_{\alpha} = k_t f(\tilde{i}_{\alpha}) \\ \hat{\delta}_{\beta} = k_t f(\tilde{i}_{\beta}) \end{cases} \quad (10)$$

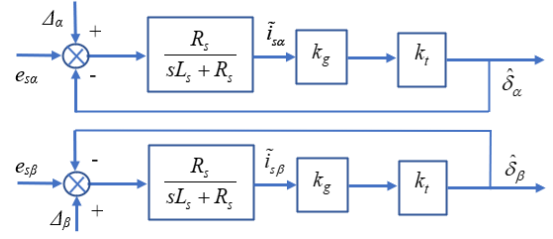
Trong đó: kí hiệu  $\hat{\cdot}$  chỉ các giá trị ước lượng của bộ quan sát,  $k_t$  là hệ số trượt của bộ quan sát trượt.

Do hiện tượng chattering luôn xuất hiện khi quan sát điều khiển trượt, bài báo đề xuất sử dụng hàm logic chuyển mạch là hàm sigmoid, được biết đến có khả năng và hiệu quả trong việc giảm hiện tượng tiêu cực trên. Ta có hệ số tương đương của hàm sigmoid:

$$f(\tilde{i}) = \text{sigmoid}(\tilde{i}) = k_g = \frac{1 - e^{-\tilde{i}}}{\tilde{i}(1 + e^{-\tilde{i}})} \quad (11)$$

Với  $\tilde{i}$  là sai lệch của dòng điện ước lượng và dòng điện thực tế:

$$\begin{cases} \tilde{i}_{s\alpha} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ \tilde{i}_{s\beta} = i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{cases} \quad (12)$$



Hình 4: Mô hình phi tuyến tương đương với cấu trúc bộ quan sát trượt

Từ công thức (8) cấu trúc bộ quan sát trượt được đề xuất ngoài việc sử dụng tín hiệu vào là các giá trị dòng điện đo được từ stator và điện áp tham chiếu, còn sử dụng tín hiệu độ lệch  $z$  từ thiết bị cảm biến vị trí dọc trục. Vì thế ta viết lại hệ phương trình (9) như sau:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_c} \hat{i}_{s\alpha} + \frac{1}{L_c} u_{s\alpha}^* - \frac{1}{L_c} \hat{\delta}_{\alpha} \\ \frac{d\hat{i}_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_c} \hat{i}_{s\beta} + \frac{1}{L_c} u_{s\beta}^* - \frac{1}{L_c} \hat{\delta}_{\beta} \\ \hat{\delta}_{\alpha} = k_t \frac{1 - e^{-\tilde{i}_{s\alpha}}}{\tilde{i}_{s\alpha}(1 + e^{-\tilde{i}_{s\alpha}})} \\ \hat{\delta}_{\beta} = k_t \frac{1 - e^{-\tilde{i}_{s\beta}}}{\tilde{i}_{s\beta}(1 + e^{-\tilde{i}_{s\beta}})} \end{cases} \quad (13)$$

Trong đó điện áp đầu vào chứa thông số vị trí dọc trục  $z$  qua các phương trình sau:

$$\begin{cases} u_{s\alpha}^* = u_{s\alpha} - L_v \dot{i}_{s\alpha} \\ u_{s\beta}^* = u_{s\beta} - L_v \dot{i}_{s\beta} \end{cases} \quad (14)$$

Thực hiện lấy phương trình (10) trừ phương trình (9) ta được đặc tính động học dòng điện ước lượng như sau:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{i}}_{s\alpha} = \frac{-R_s \tilde{i}_{s\alpha} + e_{s\alpha} + \Delta_{\alpha} - \hat{\delta}_{\alpha}}{L_s} \\ \dot{\tilde{i}}_{s\beta} = \frac{-R_s \tilde{i}_{s\beta} + e_{s\beta} + \Delta_{\beta} - \hat{\delta}_{\beta}}{L_s} \end{cases} \quad (15)$$

Chọn mặt trượt là cũng chính là sai số của dòng điện:

$$S = \begin{bmatrix} S_{s\alpha} \\ S_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s\alpha} \\ \tilde{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (16)$$

Các giá trị ước lượng  $\hat{\delta}_{\alpha}$  và  $\hat{\delta}_{\beta}$  được đưa qua một khâu lọc thông thấp để lọc các thành phần sóng hài tần số cao, cũng như các thành phần thông số bất định của động cơ, từ đó thu được giá trị sức điện động cảm ứng ước lượng  $\hat{e}_{s\alpha}$  và  $\hat{e}_{s\beta}$ :

$$\begin{cases} \hat{e}_{s\alpha} = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \hat{\delta}_{\alpha} \\ \hat{e}_{s\beta} = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \hat{\delta}_{\beta} \end{cases} \quad (17)$$

Với  $\omega_f$  là hệ số của bộ lọc thông thấp. Bộ quan sát trượt nhìn từ cấu trúc Hình 4 giống như một bộ lọc thông thấp, điều đó làm ảnh hưởng tới độ trễ pha của giá trị ước lượng vị trí góc so với giá trị thực. Ngoài ra, nhiễu và thành phần sóng hài tồn tại trong bản thân tín hiệu quan sát cũng gây ra sai lệch cho giá trị được quan sát. Vì thế, để gia tăng sự chính xác và tốc

độ hội tụ cho tiến trình quan sát, một khâu hiệu chỉnh đầu ra được sử dụng.

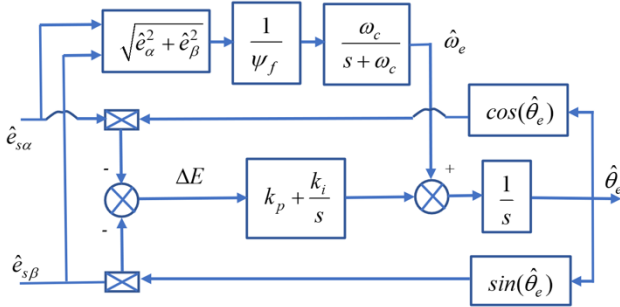
Giá trị tốc độ được xác định như sau:

$$\hat{\omega}_e = \frac{\sqrt{\hat{e}_{s\alpha}^2 + \hat{e}_{s\beta}^2}}{\lambda_m} \quad (18)$$

Hoặc theo công thức:

$$\hat{\omega}_e = \frac{d\hat{\theta}}{dt} \quad (19)$$

Chú ý rằng, công thức (18) có thể xác định chính xác tốc độ ước lượng nhưng giá trị này phụ thuộc và từ thông móc vòng  $\lambda_m$ , vốn là giá trị có thể thay đổi khi hệ thống làm việc (yếu tố bị ảnh hưởng bởi sự biến thiên của nhiệt độ). Còn nếu sử dụng công thức (19) thì quan sát tốt cho dải tốc độ trung bình trở lên. Hạn chế ở đây là khó ứng dụng trong quá trình quá độ và chịu ảnh hưởng của các nhiễu do quá trình điều khiển gây ra. Đây cũng chính là lý do cần thiết sử dụng khâu hiệu chỉnh đầu ra. Do khâu hiệu chỉnh đầu ra thông thường vẫn tồn tại sai lệch trong quá trình quá độ và chế độ xác lập [17], [18] nên trong bài báo này đề xuất sử dụng một khâu hiệu chỉnh đầu ra bằng cách thêm một tín hiệu đường dẫn chuyên tiếp trong cấu trúc [19], như Hình 5.



Hình 5: Cấu trúc của khâu hiệu chỉnh đầu ra cải tiến được ứng dụng

### 3.2. Chứng minh sự ổn định và hội tụ của hệ quan sát

Để phân tích tính ổn định của bộ quan sát trượt đề xuất, ta chọn hàm Lyapunov sau:

$$V = \frac{1}{2} S^T S = \frac{1}{2} (s_{s\alpha}^2 + s_{s\beta}^2) > 0 \quad (20)$$

Đạo hàm theo thời gian hàm  $V$ , ta có:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{R_s}{L_s} (\tilde{i}_{s\alpha}^2 + \tilde{i}_{s\beta}^2) + \frac{1}{L_s} [\tilde{i}_{s\alpha} (e_{s\alpha} + \square_{\alpha}) - k_i \tilde{i}_{s\alpha} f(\tilde{i}_{s\alpha})] \\ & + \frac{1}{L_s} [\tilde{i}_{s\beta} (e_{s\beta} + \square_{\beta}) - k_i \tilde{i}_{s\beta} f(\tilde{i}_{s\beta})] = V_1 + V_2 + V_3 \end{aligned} \quad (21)$$

Ở phương trình trên, ta thấy  $V_1 < 0$ , do đó để bộ quan sát làm việc ổn định thì:

$$V < 0 \text{ có nghĩa là } V_2 < 0 \text{ và } V_3 < 0.$$

Suy ra hệ số quan sát  $k_i$  phải được chọn thỏa mãn:

$$k_i > \max(|e_{s\alpha}| + |\square_{\alpha}|, |e_{s\beta}| + |\square_{\beta}|) \quad (22)$$

Khi đó hệ thống sẽ tiến đến mặt trượt  $S = \dot{S} = 0$ .

Từ sơ đồ cấu trúc Hình 5, ta có thể viết hàm truyền hệ hở của một khâu hiệu chỉnh đầu ra như sau:

$$G_{1h}(s) = \frac{\hat{\theta}_e(s)}{\theta_e(s)} = \frac{(k_p + \omega_c)s^2 + (k_i + k_p \omega_c)s + k_i \omega_c}{s^2(s + \omega_c)} \quad (23)$$

Trong đó  $\omega_c$  là tần số cắt của bộ lọc thông thấp trong tín hiệu đường dẫn chuyên tiếp, dùng để lọc thành phần sóng hài tần

số cao và nhiễu. Từ đây ta có hàm truyền vòng kín của một khâu hiệu chỉnh đầu ra:

$$G_{1k}(s) = \frac{\hat{\theta}_e(s)}{\theta_e(s)} = \frac{(k_p + \omega_c)s^2 + (k_i + k_p \omega_c)s + k_i \omega_c}{s^3 + (k_p + \omega_c)s^2 + (k_i + k_p \omega_c)s + k_i \omega_c} \quad (24)$$

Để phân tích quá trình ở trạng thái ổn định của một khâu hiệu chỉnh đầu ra, ta xác định hàm truyền sai lệch như sau:

$$G_{1ss}(s) = \frac{\Delta E(s)}{\theta_e(s)} = \frac{s^3}{(s + \omega_c)(s^2 + k_p s + k_i)} \quad (25)$$

Khai triển công thức Taylor cho phương trình (25) với điểm cực mong muốn của  $s$  quanh giá trị không, ta thu được:

$$G_{1ss}(s) = C_0 + C_1 s + C_2 s^2 + C_3 s^3 + C_4 s^4 + o(s^4) \quad (26)$$

Trong đó  $C_0 = 0$ ,  $C_1 = 0$ ,  $C_2 = 0$ ,  $C_3 = 1/(k_i \omega_c)$  và  $C_4 = -k_p/(\omega_c k_i^2)$  và  $o(s^4)$  là số thập phân rất nhỏ bậc  $s^4$ .

Xét vị trí góc đầu vào của khâu hiệu chỉnh đầu ra có dạng:

$$\theta_e(t) = \frac{1}{2} \Delta \omega_e t^2 \quad (27)$$

Khi đó ta có các đạo hàm của nó:

$$\begin{cases} \dot{\theta}_e(t) = \Delta \omega_e t \\ \ddot{\theta}_e(t) = \Delta \omega_e \\ \dddot{\theta}_e(t) = 0 \end{cases} \quad (28)$$

Vì vậy sai lệch vị trí góc của khâu hiệu chỉnh đầu ra cải tiến:

$$e_{ss}(t) = C_0 \theta_e(t) + C_1 \dot{\theta}_e(t) + C_2 \ddot{\theta}_e(t) + C_3 \dddot{\theta}_e(t) + \dots = 0 \quad (29)$$

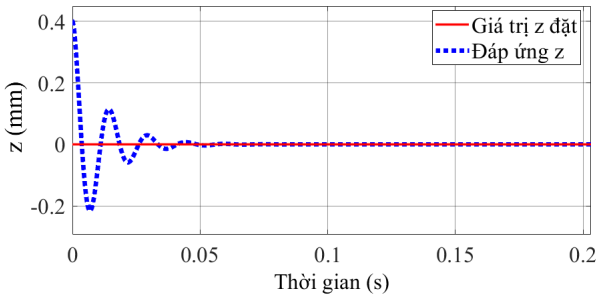
Như vậy phương trình (29) cho thấy rằng có xác định vị trí góc rotor với sai lệch tĩnh bằng không.

## 4. Mô phỏng và kết quả

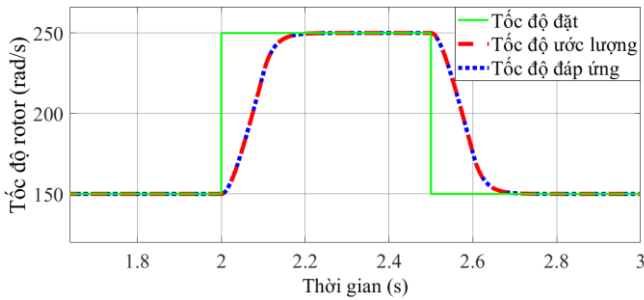
Hệ thống điều khiển với bộ quan sát trượt ước lượng vị trí góc rotor kết hợp một khâu hiệu chỉnh đầu ra cải tiến được trình bày trong Hình 3. Chất lượng bộ quan sát và hệ thống điều khiển được chứng minh thông qua các kết quả mô phỏng trên phần mềm Matlab- Simulink. Trong đó động cơ đồng bộ KTVC TTDT rotor cực không lỗi được xét đến với các thông số cơ bản như sau: điện trở pha stator là  $2,6 \Omega$ ; khe hở không khí giữa stator và rotor là  $1,5 \text{ mm}$ ; khối lượng rotor là  $0,28 \text{ kg}$ ; giá trị điện cảm  $L_{s0}$  là  $11 \times 10^{-6} \text{ mH}$ ; điện cảm rò  $L_{sl}$  là  $5 \times 10^{-3} \text{ H}$ ; momen quán tính là  $0,000106 \text{ kg.m}^2$ , số đôi cực  $P$  bằng 1; biên độ từ thông móc vòng sinh bởi nam châm vĩnh cửu  $\lambda_m$  là  $0,022 \text{ Wb}$ .

Tại điểm làm việc với tốc độ thấp hoặc gần dừng, giá trị sức điện động cảm ứng quá nhỏ trong khi còn tồn tại các thành phần nhiễu và sóng hài hệ thống, bộ quan sát không thể tính toán vị trí góc cho trường hợp này. Đây cũng là hạn chế của bộ quan sát trượt được đề xuất trong vùng tốc độ thấp và gần dừng. Vì thế, quá trình khởi động sẽ thực hiện với một phương pháp khởi động cụ thể. Sau đó khi tốc độ động cơ đạt đến một giá trị đủ lớn mà ở đó bộ quan sát trượt đảm bảo quan sát được thành phần sức điện động cảm ứng, thì tại thời điểm đó, bộ quan sát sẽ thay thế thiết bị đo encoder.

Tại tốc độ bằng không, bộ điều khiển vị trí dọc trục điều khiển rotor ở chính giữa hai stator và duy trì ổn định lân cận điểm cân bằng đó. Ta có đồ thị đáp ứng như trên Hình 6 với sai lệch vị trí ban đầu là  $0,4 \text{ mm}$ .



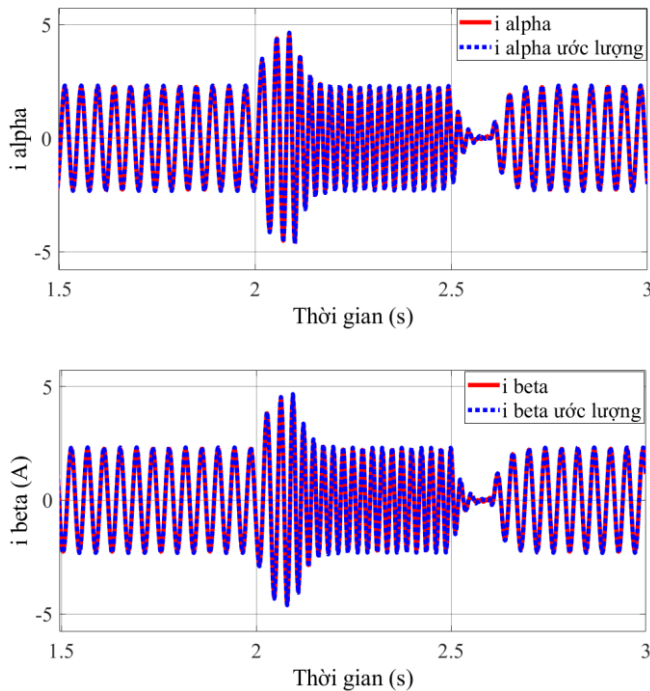
Hình 6: Đáp ứng vị trí khi tốc độ bằng không



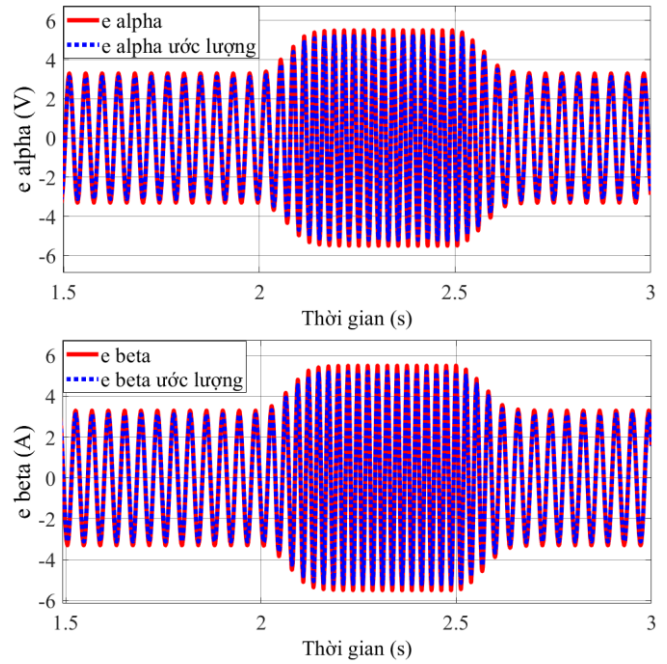
Hình 7: Đáp ứng ước lượng tốc độ khi thay đổi giá trị đặt từ 150 rad/s lên 250 rad/s và ngược lại

Tại các thời điểm 2s và 2,5s ta tiến hành tăng giá trị đặt cho tốc độ lên 250 rad/s và giảm điếm đặt xuống 150 rad/s. Đáp ứng tốc độ ước lượng và tốc độ tính toán được biểu diễn trên đồ thị Hình 7. Giá trị tốc độ ước lượng bám theo giá trị tốc độ thực trong cả trường hợp tăng giá trị đặt cũng như khi giảm giá trị đặt. Ngay cả trong quá trình quá độ, đáp ứng ước lượng cũng bám sát giá trị tốc độ thực. Điều này cho thấy bộ quan sát trượt và vòng khóa pha cải tiến đã khử được sai lệch gây bởi thông số bất định điện cảm pha của động cơ và các nhiễu quá trình. So với bộ quan sát High-gain thì sai lệch tĩnh đã gần như bị triệt tiêu.

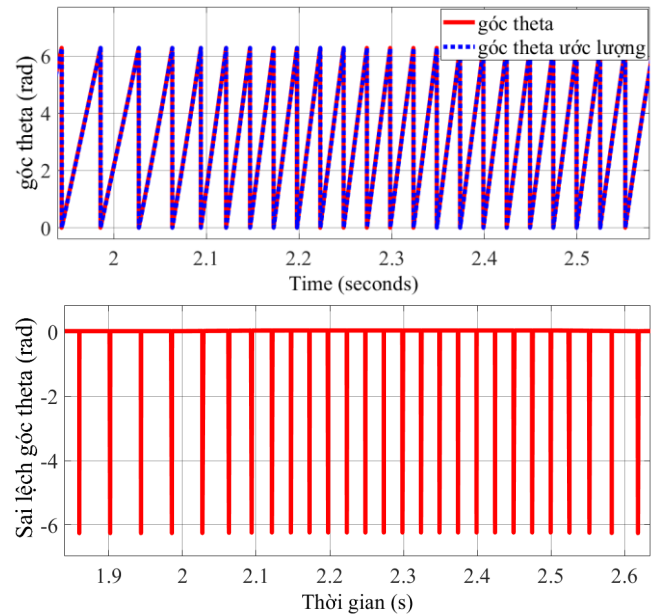
Đồ thị Hình 8 cho thấy các đáp ứng khi ước lượng các thành phần dòng điện  $i_{sa}$  và  $i_{sb}$ . Cả hai giá trị ước lượng  $i_{sa}$  và  $i_{sb}$  đều có dạng hình sin đều và hoàn toàn bám theo sức điện động tính toán.



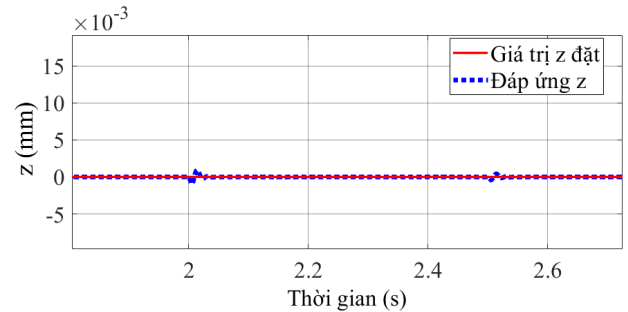
Hình 8: Đáp ứng ước lượng dòng điện trên trục  $\alpha$  và dòng điện trên trục  $\beta$



Hình 9: Đáp ứng ước lượng sức điện động cảm ứng  $e_{sa}$  và  $e_{sb}$



Hình 10: Đáp ứng ước lượng vị trí góc rotor và sai lệch vị trí góc



Hình 11: Đáp vị trí khi thay đổi giá trị đặt tốc độ

Hình 9 cho thấy các đáp ứng ước lượng sức điện động cảm ứng  $\hat{e}_{sa}$  và  $\hat{e}_{sb}$  đều hội tụ giá trị thật ngay cả trong các giai

đoạn quá độ khi tăng giá trị đặt cũng như khi giảm giá trị đặt của tốc độ. Các đáp ứng đều có dạng hình sin, phù hợp với giả thiết của bài toán động cơ đồng bộ.

Đáp ứng trên Hình 10 cho thấy bộ quan sát trượt kết hợp một khâu hiệu chỉnh đầu ra cải tiến không những ước lượng vị trí góc rotor theo quỹ đạo giá trị thực, mà còn giảm được sai lệch tĩnh về xấp xỉ không.

Hệ thống điều khiển đảm bảo điều khiển tách kênh giữa vòng điều khiển vị trí và điều khiển tốc độ, đáp ứng vị trí trên Hình 11, xảy ra dao động nhỏ tại các thời điểm 2s và 2,5s khi giá trị đặt tốc độ thay đổi, nhưng dao động chỉ xảy ra trong khoảng 0,02s rồi vị trí lại cân bằng tại không.

## 5. Kết luận

Bài báo trình thiết kế một bộ quan sát trạng thái trượt thay thế cho thiết bị đo tốc độ, thực hiện ước lượng thông tin vị trí góc rotor và từ đó trích xuất giá trị tốc độ quay của động cơ. Bộ quan sát sử dụng giá trị dòng điện trên stator đo được, giá trị điện áp tham chiếu và vị trí dọc trục  $z$  để thực hiện tính toán quan. Giá trị vị trí góc ước lượng sau đó được đưa vào cấu trúc điều khiển để thực hiện tính toán chuyển đổi các hệ tọa độ trong cấu trúc điều khiển vector, đồng thời giá trị tốc độ quan sát được phản hồi về tham gia vào bộ điều khiển tốc độ. Kết quả mô phỏng cho thấy khả năng quan sát tốt ở dải tốc độ trung bình và cao của bộ quan sát. Bên cạnh đó, quá trình tính toán ước lượng được hỗ trợ bởi một khâu hiệu chỉnh đầu ra cải tiến, nhằm tăng sự chính xác góc pha của góc rotor cũng như giảm sai lệch tĩnh ước lượng.

Quá trình thiết kế cũng tính đến ảnh hưởng của vị trí dọc trục  $z$  tác động đến tham số động cơ là điện cảm pha stator. Đáp ứng của hệ quan sát đề xuất có đặc tính động học ổn định ngay cả trong quá trình quá độ khi tăng/ giảm tốc độ với sai lệch tĩnh gần như đã bị loại bỏ.

## Lời cảm ơn

Nghiên cứu này được tài trợ bởi bộ Giáo dục và Đào tạo (Việt Nam) trong đề tài mã số: CT2020.02.BKA.04.

## Tài liệu tham khảo

- [1] Q. Nguyen and S. Ueno, "Salient pole permanent magnet," no. Im, 2009, doi: 10.5772/intechopen.83966.
- [2] M. A. S. Motor, Q. D. Nguyen, S. Member, and S. Ueno, "Modeling and Control of Salient-Pole Permanent," vol. 16, no. 3, pp. 518–526, 2011.
- [3] N. P. Quang and J.-A. Dittrich, *Power Systems Vector Control of Three-Phase AC Machines*.
- [4] U. H. Rieder, M. Schroedl, and A. Ebner, "Sensorless control of an external rotor PMSM in the whole speed range including standstill using DC-link measurements only," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 2, pp. 1280–1285, 2004, doi: 10.1109/PESC.2004.1355606.
- [5] M. Schroedl, "Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the 'INFORM' method," *Conf. Rec. - IAS Annu. Meet. (IEEE Ind. Appl. Soc.)*, vol. 1, pp. 270–277, 1996, doi: 10.1109/ias.1996.557028.
- [6] Y. Chen, M. Li, Y. wen Gao, and Z. yong Chen, "A sliding mode speed and position observer for a surface-mounted PMSM," *ISA Trans.*, vol. 87, pp. 17–27, 2019, doi: 10.1016/j.isatra.2018.11.011.
- [7] X. Luo and S. Niu, "Maximum power point tracking sensorless control of an axial-flux permanent magnet vernier wind power generator," *Energies*, vol. 9, no. 8, 2016, doi: 10.3390/en9080581.

- [8] T. D. Nguyen and G. Foo, "Sensorless control of a dual-airgap axial flux permanent magnet machine for flywheel energy storage system," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 7, no. 2, pp. 140–149, 2013, doi: 10.1049/iet-epa.2012.0048.
- [9] T. D. Nguyen and G. Foo, "Sensorless control of a dual-airgap axial flux permanent magnet machine for flywheel energy storage system," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 7, no. 2, pp. 140–149, 2013, doi: 10.1049/iet-epa.2012.0048.
- [10] A. Akil, A. Touati, M. Zegrari, and N. Rabbah, "Nonlinear backstepping control design using a high gain observer for automatic gauge control," *Int. J. Innov. Technol. Explor. Eng.*, vol. 8, no. 11, pp. 2553–2561, 2019, doi: 10.35940/ijitee.K1833.0981119.
- [11] Q. D. Nguyen *et al.*, "Robust Sliding Mode Control-Based a Novel Super-Twisting Disturbance Observer and Fixed-Time State Observer for Slotless-Self Bearing Motor System," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 23980–23994, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3155121.
- [12] N. M. Tùng, P. Q. Đăng, N. Q. Địch, N. Đ. Định, and N. T. Lâm, "Ứng dụng bộ quan sát High-Gain điều khiển không đo tốc độ quay động cơ đồng bộ ô đờ từ Sensorless Speed Control of PMSM – Magnetic Bearing Using High-Gain Observer," vol. 1, no. October, 2020.
- [13] Q. Nguyen and S. Ueno, "Salient pole permanent magnet axial-gap self-bearing motor," no. Im, 2009, doi: 10.5772/intechopen.83966.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] N. M. Tung, P. Q. Dang, N. H. Phuong, N. D. Huy, and N. T. Lam, "Axial Position and Speed Control of a Non-Salient Synchronous Axial Self-Bearing Motor using Dynamic Surface Control," *JST Smart Syst. Devices*, vol. 31, no. 2, pp. 100–107, 2021, doi: 10.51316/jst.152.ssad.2021.31.2.13.
- [17] A. A. Alfehaid, E. G. Strangas, and H. K. Khalil, "Sensorless speed control of PMSM using extended high-gain observers," *Proc. Am. Control Conf.*, vol. 2019-July, pp. 2576–2581, 2019, doi: 10.23919/acc.2019.8814590.
- [18] S. Shinnaka, "New 'D-state-observer'-based vector control for sensorless drive of permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 3, pp. 825–833, 2005, doi: 10.1109/TIA.2005.847282.
- [19] G. Liu, H. Zhang, and X. Song, "Position-Estimation Deviation-Suppression Technology of PMSM Combining Phase Self-Compensation SMO and Feed-Forward PLL," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 9, no. 1, pp. 335–344, 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2020.2967508.