

ỨNG DỤNG BỘ LỌC KALMAN MỞ RỘNG ĐIỀU KHIỂN KHÔNG CẢM BIẾN ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ TỪ TRỞ TỐC ĐỘ CAO

APPLYING EXTENDED KALMAN FILTER TO HIGH SPEED SENSORLESS CONTROL OF SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTORS

Nguyễn Đức Quận, Hoàng Dũng, Nguyễn Anh Duy

Trường Cao đẳng Công nghệ - Đại học Đà Nẵng

ndquan@dct.udn.vn; hdung@dct.udn.vn; naduy@dct.udn.vn

Tóm tắt - Bài báo trình bày phương pháp điều khiển không cảm biến động cơ đồng bộ từ trở tốc độ cao. Phần đầu của bài báo sẽ trình bày vắn tắt mô hình của động cơ đồng bộ từ trở trong không gian trạng thái và các phương pháp điều khiển không sử dụng cảm biến tốc độ. Sau đó chúng tôi áp dụng bộ lọc Kalman mở rộng để ước lượng vị trí và tốc độ của động cơ đồng bộ từ trở tốc độ cao. Các phương trình của bộ lọc Kalman mở rộng được xây dựng trên hệ tọa độ từ thông rotor đồng bộ, do đó có thể dễ dàng áp dụng đối với động cơ đồng bộ từ trở. Điều khiển động cơ tốc độ cao thường yêu cầu thời gian lấy mẫu là rất ngắn. Vì vậy, với bộ lọc Kalman mở rộng truyền thống thì yêu cầu một khối lượng tính toán lớn. Để giảm khối lượng tính toán, chúng tôi đề xuất một bộ lọc Kalman mở rộng dựa trên mô hình ngược của động cơ, nhằm giảm tối thiểu các biến trạng thái ước lượng.

Từ khóa - động cơ đồng bộ từ trở; tốc độ cao; điều khiển không cảm biến; bộ lọc Kalman mở rộng; mô phỏng.

1. Đặt vấn đề

Động cơ đồng bộ từ trở (ĐCĐBTT) có nhiều ưu điểm do cấu trúc đơn giản và vững chắc. Stator của ĐCĐBTT giống hệt stator của động cơ không đồng bộ hay động cơ đồng bộ truyền thống, rotor dạng cực lõi và đặc, không có cuộn dây hay nam châm vĩnh cửu, phù hợp cho các ứng dụng tốc độ cao và môi trường nhiệt độ cao. Do cấu trúc đơn giản nên dễ dàng chế tạo, giá thành rẻ hơn so với các loại động cơ khác cùng công suất. Nguyên lý hoạt động của nó dựa trên sự bất đối xứng từ [1], [2]. Hiện nay, ĐCĐBTT hoạt động trong một dải công suất rộng: từ 750W đến 120kW và tốc độ từ 3000 vòng/phút đến 54.000 vòng/phút [3].

Để điều khiển vec tơ đối với ĐCĐBTT, chúng ta cần phải biết chính xác vị trí của rotor. Tuy nhiên việc xác định vị trí của rotor bằng cảm biến tốc độ (Encoder) sẽ tồn tại một số nhược điểm như làm tăng kính thước, tăng chi phí cho hệ truyền động [4]. Do đó, nhiều Kỹ thuật điều khiển không cảm biến tốc độ đã được đề xuất trong những năm gần đây [5], [6], [7]. Đối với ĐCĐBTT, phương pháp điều khiển không cảm biến thường được sử dụng là dựa trên sức điện động cảm ứng mở rộng [8]. Tuy nhiên, phương pháp này có nhược điểm là không thể áp dụng ở vùng tốc độ thấp. Một phương pháp khác cũng được sử dụng để ước lượng tốc độ đối với ĐCĐBTT là bơm tín hiệu tần số cao [9], [10]. Tuy nhiên, phương pháp này lại không đáp ứng đối với vùng tốc độ cao.

Trong bài báo này, chúng tôi sử dụng bộ lọc Kalman mở rộng (Extended Kalman Filter - EKF) để ước lượng tốc độ và vị trí của ĐCĐBTT. Bộ lọc Kalman là một thuật toán ước lượng đệ quy áp dụng rất hiệu quả cho các hệ thống có nhiễu đo [8]. Trong một số tài liệu, điều khiển không cảm biến tốc độ ĐCĐBTT sử dụng bộ lọc Kalman mở rộng đã

Abstract - This paper presents a method for sensorless control of Synchronous Reluctance Motors (SynRM). The first part of the paper will briefly present a model of synchronous reluctance motors in the state space and methods for sensorless control. Then an Extended Kalman Filter (EKF) will be applied to estimation of the position and speed of high speed synchronous reluctance motors. The equations for extended Kalman filter are built in a rotor flux oriented synchronous coordinate, so it can easily be used for synchronous reluctance motors. Control of high-speed motors usually requires very short sampling periods. Therefore a classical Extended Kalman Filter (EKF) would require an excessive computational burden. To reduce this heavy computational load, an EKF based on an inverse model is proposed to reduce the number of estimated state variables.

Key words - synchronous reluctance motor; high-speed; Sensorless control; Extended Kalman Filter; simulation.

được đề xuất [9], [10]. Nhưng hầu hết, chỉ áp dụng đối với ĐCĐBTT có tốc độ trung bình và thấp (thường nhỏ hơn 1000 vòng/phút). Trong bài báo này, chúng tôi thực hiện điều khiển không cảm biến đối với ĐCĐBTT tốc độ cao, tốc độ tối đa của động cơ đạt 8000 vòng/phút.

2. Mô hình động cơ từ trở đồng bộ

2.1. Phương trình điện áp trong hệ tọa độ abc

Với các giả thiết thông thường, mô hình ĐCĐBTT trong hệ tọa độ cố định stator được mô tả như sau [11]:

$$[V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}] \quad (1)$$

$$\text{với: } [V_{abc}] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}; [I_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; [\Psi_{abc}] = \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}$$

$$[\Psi_{abc}] = [L][I_{abc}] \quad (2)$$

Với [L] là ma trận điện cảm, ma trận điện cảm này phụ thuộc vào vị trí góc θ được biểu diễn trên **Hình 1**

$$[L] = \begin{bmatrix} L_a(\theta) & M_{ab}(\theta) & M_{ac}(\theta) \\ M_{ba}(\theta) & L_b(\theta) & M_{bc}(\theta) \\ M_{ca}(\theta) & M_{cb}(\theta) & L_c(\theta) \end{bmatrix} \quad (3)$$

Trong đó các hệ số điện cảm L_x và hỗ cảm M_{xy} biểu diễn như sau [12]:

$$L_a(\theta) = L_f + L_0 + L_2 \cos(2\theta)$$

$$L_b(\theta) = L_f + L_0 + L_2 \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$L_c(\theta) = L_f + L_0 + L_2 \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$M_{ab}(\theta) = M_{ba}(\theta) = M_0 + M_2 \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$M_{ac}(\theta) = M_{ca}(\theta) = M_0 + M_2 \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$M_{bc}(\theta) = M_{cb}(\theta) = M_0 + M_2 \cos(2\theta)$$

4. Điều khiển không cảm biến tốc độ

Trong bài báo này, chúng tôi sử dụng bộ lọc Kalman mở rộng để ước lượng tốc độ và vị trí của ĐCĐBTT. Vì thuật toán của bộ lọc Kalman cơ bản được thiết kế để ước lượng véc tơ trạng thái cho các hệ thống có mô hình tuyến tính. Tuy nhiên, tốc độ và vị trí ước lượng của ĐCĐBTT dựa trên mô hình phi tuyến. Do đó, chúng ta phải thực hiện tuyến tính hóa để có thể áp dụng các công thức truy hồi của bộ lọc Kalman được gọi là bộ lọc Kalman mở rộng.

Xét hệ thống rời rạc phi tuyến trong không gian trạng thái có mô hình như sau:

$$\begin{cases} x_{k+1} = f_k(x_k, u_k) + w_k \\ y_k = g_k(x_k, u_k) + \eta_k \end{cases} \quad (10)$$

Trong đó u , x và y tương ứng là đầu vào, biến trạng thái và đầu ra của mô hình, w và η được giả thuyết là các nhiễu trắng có phân bố chuẩn Gaussian với Hiệp phương sai tương ứng là Q và R . w là nhiễu hệ thống bao gồm cả sai số của mô hình, η là nhiễu đo. Mô hình này được rời rạc hóa với thời gian lấy mẫu T_s để áp dụng thuật toán ước lượng Kalman mở rộng.

Thuật toán Kalman mở rộng được thực hiện dựa trên mô hình tuyến tính hóa như sau:

$$\begin{cases} x_{k+1} = A_k x_k + B_k u_k + w_k \\ y_k = C_k x_k + D_k u_k + \eta_k \end{cases} \quad (11)$$

Trong đó:

$$\begin{aligned} A_k &= \frac{\partial f_k(x_k, u_k)}{\partial x_k}, B_k = \frac{\partial f_k(x_k, u_k)}{\partial u_k}, \\ C_k &= \frac{\partial g_k(x_k, u_k)}{\partial x_k}, D_k = \frac{\partial g_k(x_k, u_k)}{\partial u_k} \end{aligned}$$

4.1. Thuật toán bộ lọc Kalman mở rộng

Thuật toán bộ lọc Kalman mở rộng được thực hiện qua hai bước như sau:

- Dự báo (Predict)

Ở bước dự báo, thuật toán sẽ thực hiện dự báo véc tơ trạng thái $\hat{x}_{k,k-1}$ và tính toán ma trận Hiệp phương sai của sai lệch dự báo $P_{k,k-1}$.

$$\hat{x}_{k,k-1} = f(\hat{x}_{k-1,k-1}, u_{k-1}) \quad (12)$$

$$P_{k,k-1} = A_{k-1}P_{k-1,k-1}A_{k-1}^T + Q_{k-1} \quad (13)$$

- Hiệu chỉnh (Correction)

Ở bước hiệu chỉnh, thuật toán sẽ thực hiện tính toán ma trận khuếch đại Kalman K_k , ước lượng véc tơ trạng thái $\hat{x}_{k,k}$ và tính ma trận Hiệp phương sai của sai lệch ước lượng $P_{k,k}$.

$$K_k = P_{k,k-1}C_k^T[C_kP_{k,k-1}C_k^T + R_k]^{-1} \quad (14)$$

$$\hat{x}_{k,k} = \hat{x}_{k,k-1} + K_k(y_k - g(\hat{x}_{k,k-1}, u_k)) \quad (15)$$

$$P_{k,k} = P_{k,k-1} - K_kC_kP_{k,k-1} \quad (16)$$

4.2. Ước lượng tốc độ với bộ lọc Kalman mở rộng dựa trên mô hình đầy đủ (mô hình bậc 4)

Vì không xác định được mô men tải, do đó mô hình ĐCĐBTT trong không gian trạng thái (7) có thể được viết lại như sau với giả thiết tốc độ là hằng số trong thời gian một chu kỳ lấy mẫu.

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \omega \frac{L_q}{L_d}i_q + \frac{1}{L_d}v_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\omega \frac{L_d}{L_q}i_d - \frac{R_s}{L_q}i_q + \frac{1}{L_q}v_q \\ \frac{d\omega}{dt} = 0 \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (17)$$

Hệ phương trình (17) là phi tuyến và có dạng tổng quát như sau:

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (18)$$

Trong đó: $x = [i_d \ i_q \ \omega \ \theta]^T$: là véc tơ trạng thái

$u = [v_d \ v_q]^T$: là véc tơ đầu vào

Rời rạc hóa công thức (18) bằng phương pháp xấp xỉ Euler đơn giản ta có mô hình rời rạc tương ứng như sau:

$$x_{k+1} = x_k + T_s f(x_k, u_k) \quad (19)$$

Trong đó: T_s là chu kỳ lấy mẫu, phải chọn rất nhỏ so với hằng số thời gian điện của mô hình động cơ. Trong các hệ truyền động điện xoay chiều ba pha hiện đại với tần số bơm xung f_x và tần số trích mẫu $1/T_s$ cao, điều kiện này có thể coi là thỏa mãn.

Từ (17) và (19) ta có:

$$\begin{cases} i_{d,k+1} = i_{d,k} + T_s \left. \frac{di_d}{dt} \right|_{t_k} = \left(1 - T_s \frac{R_s}{L_d}\right) i_{d,k} + \omega T_s \frac{L_q}{L_d} i_{q,k} + T_s \frac{v_{d,k}}{L_d} \\ i_{q,k+1} = i_{q,k} + T_s \left. \frac{di_q}{dt} \right|_{t_k} = -\omega T_s \frac{L_d}{L_q} i_{d,k} + \left(1 - \frac{R_s}{L_q}\right) i_{q,k} + T_s \frac{v_{q,k}}{L_q} \\ \omega_{k+1} = \omega_k + T_s \left. \frac{d\omega}{dt} \right|_{t_k} = \omega_k \\ \theta_{k+1} = \theta_k + T_s \left. \frac{d\theta}{dt} \right|_{t_k} = \theta_k + T_s \omega_k \end{cases} \quad (20)$$

Áp dụng công thức (11) để tuyến tính hóa mô hình này quanh điểm làm việc x_k , chúng ta thu được mô hình tuyến tính hóa với các ma trận trạng thái như sau:

$$A_k = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_d} & \frac{L_q T_s}{L_d} \omega_k & \frac{L_q T_s}{L_d} i_{q,k} & 0 \\ -\frac{L_d T_s}{L_q} \omega_k & 1 - \frac{R_s T_s}{L_q} & -\frac{L_d T_s}{L_q} i_{d,k} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & T_s & 1 \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$C_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (22)$$

4.3. Ước lượng tốc độ với bộ lọc Kalman mở rộng dựa trên mô hình ngược của động cơ (mô hình bậc 2)

4.3.1. Mô hình ngược động cơ đồng bộ từ trở

Từ (4) phương trình điện áp của ĐCĐBTT có thể được viết lại như sau:

$$\begin{cases} v_d - L_d \frac{di_d}{dt} = R_s i_d - \omega L_q i_q \\ v_q - L_q \frac{di_q}{dt} = R_s i_q + \omega L_d i_d \end{cases} \quad (23)$$

Chúng ta có thể xây dựng lại mô hình trạng thái ngược với các đại lượng như sau:

Đầu vào: $u = [i_d \ i_q]^T$

Biến trạng thái: $x = [\omega \ \theta]^T$

Đầu ra: $y = [y_d \ y_q]^T$

$$\text{Với: } \begin{cases} y_d = v_d - L_d \frac{di_d}{dt} \\ y_q = v_q - L_q \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (24)$$

Từ (23), (24) ta có hệ phương trình đầu ra như sau:

$$\begin{cases} y_d = R_s i_d - \omega L_q i_q \\ y_q = R_s i_q + \omega L_d i_d \end{cases} \quad (25)$$

Từ đây phương trình trạng thái sẽ trở nên đơn giản với giả thiết tốc độ là hằng số trong thời gian một chu kỳ lấy mẫu.

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = 0 \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (26)$$

Tương tự như phân tích ở mục 4.2 chúng ta có mô hình rời rạc tương ứng

$$\begin{cases} \omega_k = \omega_{k-1} \\ \theta_k = \theta_{k-1} + T_s \omega_{k-1} \end{cases} \quad (27)$$

Phương trình đầu ra tại thời điểm $t = t_k$:

$$\begin{cases} y_{d,k} = R_s i_{d,k} - \omega_k L_q i_{q,k} \\ y_{q,k} = R_s i_{q,k} + \omega_k L_d i_{d,k} \end{cases} \quad (28)$$

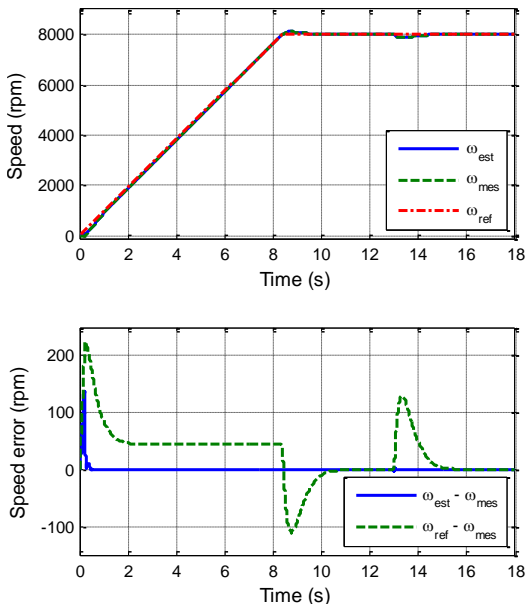
Mô hình tuyến tính hóa với các ma trận trạng thái như sau:

$$A_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ T_s & 1 \end{bmatrix} \quad C_k = \begin{bmatrix} -L_q i_{q,k} & 0 \\ L_d i_{d,k} & 0 \end{bmatrix} \quad (29)$$

So với mô hình đầy đủ bậc 4, mô hình bậc 2 được đề xuất sẽ làm giảm khối lượng tính toán của bộ lọc Kalman với chỉ với hai biến trạng thái cần ước lượng đó là θ và ω .

4.4. Kết quả mô phỏng:

Kết quả mô phỏng điều khiển không cảm biến tốc độ ĐCĐBT dựa trên mô hình tuyến tính hóa của động cơ có các thông số điện cảm mà nhóm tác giả đã thực hiện nhận dạng bằng thực nghiệm được cho ở **Bảng 1** [15] và thuật toán bộ lọc Kalman mở rộng ứng với mô hình đầy đủ bậc 4 và mô hình đề xuất rút gọn bậc 2.

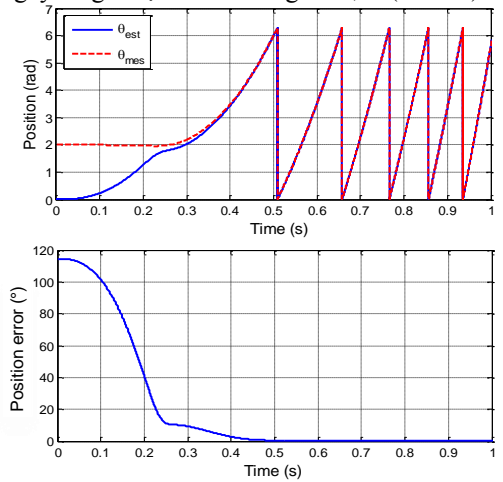


Hình 4. Đáp ứng tốc độ ước lượng với mô hình bậc 4

Bảng 1. Tham số động cơ đồng bộ từ trở [15]

Tham số	Giá trị
Tốc độ định mức	8.000 vòng/phút
Công suất định mức	15 kW
Số cặp cực	1
Điện trở stator	80 mΩ
Điện cảm trục d	4.45 mH
Điện cảm trục q	1.39 mH
Mômen quán tính	0.016 kg.m ²
Hệ số ma sát	0.0011 N.m.s/rad

Hình 4 trình bày kết quả mô phỏng đối với đáp ứng tốc độ đối với mô hình bậc 4 khi động cơ khởi động không tải với tốc độ đặt là 8.000 vòng/phút. Tốc độ ước lượng bám theo tốc độ của động cơ sau thời gian khoảng 0,4s và sai số tốc độ bằng không. Ở chế độ xác lập, tốc độ ước lượng và tốc độ động cơ bám theo sát tốc độ đặt. Vị trí ước lượng hội tụ ngay về giá trị đo sau thời gian 0,4s (Hình 5).



Hình 5. Đáp ứng vị trí ước lượng với mô hình bậc 4

Chúng ta có thể kết luận rằng bộ điều khiển và thuật toán ước lượng Kalman là tương đối chính xác.

Hiệu quả của bộ ước lượng phụ thuộc vào việc lựa chọn các ma trận Hiệp phương sai (R và Q) được sử dụng trong bộ lọc Kalman mở rộng. Hiện nay, hầu như chưa có một phương pháp nào để có thể chọn các ma trận này một cách tối ưu nhất mà chủ yếu chọn theo phương pháp thử nghiệm. Trong mô phỏng này, ma trận Hiệp phương sai được chọn thử nghiệm và mô phỏng nhiều lần bằng cách thay đổi giá trị của các ma trận và xem xét sự ảnh hưởng của nó đến đáp ứng của các biến trạng thái.

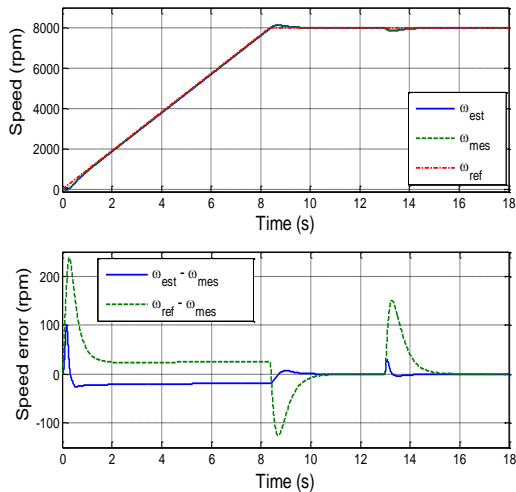
Đối với các kết quả mô phỏng trong bài báo này, giá trị của các ma trận Hiệp phương sai đối với mô hình bậc 4 được chọn như sau:

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 7 \end{bmatrix}; R = \begin{bmatrix} 7 & 0 \\ 0 & 4 \end{bmatrix} \quad (30)$$

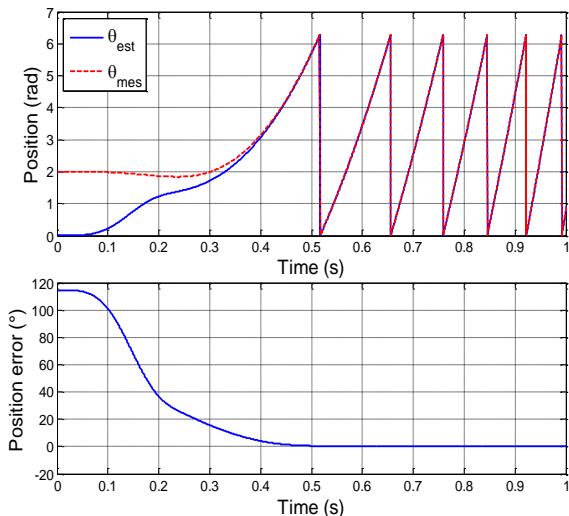
Hình 6 và **Hình 7** trình bày kết quả mô phỏng đối với mô hình rút gọn bậc 2 với ma trận Hiệp phương sai được chọn như sau:

$$Q = \begin{bmatrix} 0.2 & 0 \\ 0 & 10^{-5} \end{bmatrix}; R = \begin{bmatrix} 800 & 0 \\ 0 & 82 \end{bmatrix} \quad (31)$$

Các kết quả mô phỏng khi sử dụng mô hình rút gọn bậc hai cho thấy các sai số ước lượng tốc độ và vị trí gần với sai số ước lượng khi sử dụng mô hình bậc 4, sai số ước lượng có sự khác nhau chỉ xảy ra trong quá trình gia tốc.



Hình 6. Đáp ứng tốc độ ước lượng với mô hình bậc 2



Hình 7. Đáp ứng vị trí ước lượng với mô hình bậc 2

5. Kết luận

Bài báo trình bày phương pháp điều khiển không cảm biến tốc động ĐCĐBTT tốc độ cao sử dụng bộ lọc Kalman mở rộng. Bằng cách sử dụng bộ ước lượng Kalman mở rộng dựa trên mô hình tuyến tính hóa của ĐCĐBTT. Để giảm khối lượng tính toán của thuật toán ước lượng Kalman trong trường hợp triển khai thực nghiệm. Một thuật toán ước lượng Kalman mở rộng bậc 2 dựa trên mô hình ngược của động cơ đã được đề xuất. Kết quả mô phỏng đã cho thấy các giá trị ước lượng hội tụ rất nhanh về giá trị thật của động cơ.

Chúng tôi đã thực hiện nhiều mô phỏng với việc lựa chọn các ma trận Hiệp phương sai khác nhau và nhận thấy rằng ma trận Hiệp phương sai của bộ lọc Kalman mở rộng

có ảnh hưởng lớn đến giá trị ước lượng bởi thuật toán của bộ lọc Kalman. Với những kết quả đã trình bày trong bài báo này, chúng ta có thể kết luận bộ ước lượng Kalman mở rộng đã đáp ứng tốt với hệ thống điều khiển, việc đề xuất một bộ lọc Kalman mở rộng giảm bậc dựa trên mô hình ngược của động cơ sẽ làm giảm khối lượng tính toán của thuật toán ước lượng trong trường hợp triển khai thực nghiệm sẽ giảm khối lượng tính toán của vi xử lý.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] M. Corveon, "Conversion électromagnétique", in *Cours Systèmes électromécaniques*, Haute Ecole d'Ingénierie et de Gestion Du canton de Vaud, 2008, pp. 1–26.
- [2] F. Meibody-Tabar, "Etude d'une machine synchrone à réluctance variable pour des applications à grande vitesse", Thèse de Doctorat, Institute National Polytechnique de Lorraine, 1986.
- [3] J.-D. Park, C. Kalev, and H. F. Hofmann, "Control of High-Speed Solid-Rotor Synchronous Reluctance Motor/Generator for Flywheel-Based Uninterruptible Power Supplies", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 8, pp. 3038–3046, Aug. 2008.
- [4] 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.
- [5] A. Ghaderi and T. Hanamoto, "Wide-Speed-Range Sensorless Vector Control of Synchronous Reluctance Motors Based on Extended Programmable Cascaded Low-Pass Filters", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 6, pp. 2322–2333, Jun. 2011.
- [6] A. Consoli, G. Scarcella, G. Scelba, A. Testa, and D. A. Triolo, "Sensorless Rotor Position Estimation in Synchronous Reluctance Motors Exploiting a Flux Deviation Approach", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 5, pp. 1266–1273, 2007.
- [7] M. Y. Wei and T. H. Liu, "A High-Performance Sensorless Position Control System of a Synchronous Reluctance Motor Using Dual Current-Slope Estimating Technique", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 9, pp. 3411–3426, 2012.
- [8] M. Schroedl and P. Weinmeier, "Sensorless Control of Reluctance Machines at Arbitrary Operating Conditions Including Standstill", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 9, no. 2, pp. 225–231, 1994.
- [9] J. Ha, S. Kang, and S. Sul, "Position-Controlled Synchronous Reluctance Motor Without Rotational Transducer", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 6, pp. 1393–1398, 1999.
- [10] S. Kang, T. Kim, and S. Sul, "Position Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motor Using High Frequency Current Injection", *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 4, 1999.
- [11] T. Matsuo and T. A. Lipo, "Rotor position detection scheme for synchronous reluctance motor based on current measurements", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 4, pp. 860–868, 1995.
- [12] J.-D. Park, "Modeling and Control of a High-Speed Solid-Rotor Synchronous Reluctance Flywheel Motor/Generator", The Pennsylvania State University, 2007.
- [13] R. E. Betz, R. Lagerquist, M. Jovanovic, T. J. E. Miller, and R. H. Middleton, "Control of Synchronous Reluctance Machines", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 6, pp. 1110–1122, 1993.
- [14] Nguyễn Đức Quận, "Mô hình hóa, mô phỏng và điều khiển động cơ từ trở đồng bộ tốc độ cao", *Tạp chí Khoa học và Công nghệ, Đại học Đà Nẵng*, vol. 2, no. 11(96), pp. 146–151, 2015.
- [15] Hoàng Dũng and Nguyễn Đức Quận, "Nhận dạng tham số điện cảm stator động cơ đồng bộ từ trở bằng 'Phương pháp điện áp bước nhảy'", *Tạp chí Khoa học và Công nghệ, Đại học Đà Nẵng*, vol. 2, no. 11(108), pp. 42–46, 2016.