### SO SÁNH KỸ THUẬT ƯỚC LƯỢNG SỬ DỤNG PHƯƠNG PHÁP TUYẾN TÍNH HÓA VÀ BỘ LỌC KALMAN MỞ RỘNG CHO ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ NAM CHÂM VĨNH CỬU

COMPARISON OF ESTIMATION TECHNIQUES BETWEEN LINEARIZED ESTIMATORS AND EXTENDED KALMAN FILTERS FOR PMSM

Lê Đình Hiếu<sup>1</sup>, Đoàn Quang Vinh<sup>2</sup>, Lê Tiến Dũng<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Trường Cao đẳng Công nghiệp Huế; ldinhhieu@hueic.edu.vn <sup>2</sup>Đại học Đà Nẵng; dqvinh@ac.edu.vn; <sup>3</sup>Trường Đại học Bách khoa, Đại học Đà Nẵng; ltdung@dut.udn.vn

Tớm tắt - Động cơ đồng bộ ba pha roto nam châm vĩnh cửu (PMSM) là một hệ thống đa biến, phi tuyến và có tính xen kênh mạnh. Do tính chất phi tuyến của PMSM dẫn đến việc điều chỉnh chính xác tốc độ, mô men và vị trí gặp nhiều thách thức. Bài báo này sẽ giới thiệu hai phương pháp ước lượng các biến trạng thái gồm: dòng điện sator  $i_a$ ,  $i_b$ , vận tốc góc roto  $\omega$  và vị trí góc roto  $\theta$  của PMSM sử dụng bộ ước lượng tuyến tính hóa (LE) và bộ ước lượng dùng bộ lọc Kaman mở rộng (EKF). Các tín hiệu ước lượng vận tốc góc roto  $\omega$  và vị trí góc roto  $\theta$  phản hồi về dùng để điều khiến ốn định tốc độ, dòng điện cho PMSM. Đáp ứng động học của hệ thống được so sánh và đánh giá trong hai trường hợp trên để rút ra các kết luận.

Từ khóa - Ước lượng tuyến tính hóa (LE); ước lượng dùng bộ lọc Kalman mở rộng (EKF); động cơ đồng bộ ba pha kích từ nam châm vĩnh cửu (PMSM); bộ điều khiển tốc độ; bộ điều khiển dòng điện.

#### 1. Đặt vấn đề

Trong những năm gần đây, động cơ đồng bộ ba pha kích từ nam châm vĩnh cửu (PMSM) được quan tâm nghiên cứu và áp dụng rộng rãi trong lĩnh vực công nghiệp, năng lượng mới [1]... bởi lẽ loại động cơ này có nhiều ưu điểm nổi trội hơn so với động cơ điện một chiều và động cơ không đồng bộ ba pha roto lồng sóc. Những ưu điểm nổi bật của PMSM như: hiệu suất cao, dễ dàng duy tu bảo dưỡng, tỷ lệ giữa mô men với dòng điện lớn [2], tỷ lệ giữa mô men với trọng lượng lớn [3], đáp ứng nhanh và ít nhiễu [4], trong lượng và thể tích nhỏ gọn hơn so với động cơ khác cùng công suất. Tuy nhiên, bên cạnh các ưu điểm thì PMSM là một hệ thống đa biến, phi tuyến và có tính xen kênh mạnh [5], [6] nên điều chỉnh tốc độ, mô men và vị trí gặp rất nhiều rất khó khăn. Bài báo giới thiệu bộ ước lượng LE và bộ ước lượng dùng bộ lọc EKF dùng để ước lượng bốn biến trạng thái gồm: dòng điện sator  $i_a$ ,  $i_b$ , vận tốc góc roto $\omega$  và vị trí góc roto  $\theta$  từ đó cấp tín hiệu cho bộ điều khiến ốn định tốc độ và ốn định dòng điện PI.

Phương pháp ước lượng LE [7] và phương pháp ước lượng dùng bộ lọc EKF [2], [3], [10] giới thiệu nhằm mục đích ước lượng vận tốc, vị trí trong điều khiển không dùng cảm biến đo tốc độ của PMSM. Tuy nhiên, chưa có công trình nào nghiên cứu so sánh hiệu quả của hai phương pháp ước lượng LE và ước lượng dùng bộ lọc EKF trực tiếp trên hệ tọa độ *abc*. Đặc biệt là cho việc ước lượng tốc độ, vị trí của hệ truyền động PMSM. Do đó, cần có một nghiên cứu so sánh đánh giá hiệu quả của hai phương pháp để có các đánh giá và lựa chọn đúng đắn hơn khi sử dụng các phương pháp ước lượng biến trạng thái trong điều khiến PMSM **Abstract** - Three-phase Permanent magnet synchronous motor (PMSM) is a multi-variable, non-linear, strong coupling system. Due to the nonlinearity of PMSM, it is a challenge to exactly control the speed, torque and position. This paper presents two methods for estimating state variables of the PMSM using the Linearized Estimators (LE) and Extended Kalman Filter Estimators (EKF). The estimated variables are stator currents  $i_a$ ,  $i_b$ , velocity  $\omega$  and angular position of rotor  $\theta$ . The estimation signal  $\omega$  and  $\theta$  feedback are used to speed controller and current controller of PMSM. The responses of the control system in two cases are compared and then the conclusions are drawn.

**Key words** - Linearized Estimator (LE); Extended Kalman Filter Estimator (EKF); Three-phase Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM); Speed controller; Current controller.

#### không dùng cảm biến tốc độ (sensorless control) PMSM.

Trong bày báo này, trước hết mô hình toán học mô tả PMSM được giới thiệu ở mục 2. Sau đó, trong các mục 3 và 4, dựa trên mô hình toán học, các phương trình ước lượng trạng thái của động cơ theo phương pháp ước lượng LE và ước lượng dùng bộ lọc EKF được xây dựng. Mục 5 trình bày về mô phỏng so sánh 2 phương pháp ước lượng trên cho điều khiển tốc độ PMSM không dùng cảm biến tốc độ. Các đánh giá và phân tích kết quả đáp ứng của hệ thống cũng được đưa ra chi tiết. Cuối cùng, mục 6 trình bày các kết luận và đánh giá của bài báo.

#### 2. Phương trình động học của PMSM

PMSM được mô tả dưới dạng hệ phi tuyến liên tục theo thời gian trên hệ trục tọa độ cuộn dây sato *abc* cố định [7], [8] như sau:

$$\dot{i}_{a} = \frac{-R}{L} i_{a} + \frac{\omega \lambda}{L} \sin \theta + \frac{u_{a}}{L}$$

$$\dot{i}_{b} = \frac{-R}{L} i_{b} - \frac{\omega \lambda}{L} \cos \theta + \frac{u_{b}}{L}$$

$$\dot{\omega} = \frac{-3 \lambda}{2J} i_{a} \sin \theta + \frac{3 \lambda}{2 J} i_{b} \cos \theta - \frac{F \cdot \omega}{J} - \frac{T_{L}}{J}$$

$$\dot{\theta} = \omega$$
(1)

Trong đó:  $i_a$ ,  $i_b$ là dòng điện cuộn dây pha A và pha B của PMSM trên hệ trục tọa độ ba cuộn dây *abc*;  $u_a$ ,  $u_b$  là điện áp pha của cuộn dây pha A, B trên hệ trục tọa độ ba cuộn dây *abc*; R là điện trở cuộn dây stato( $\Omega$ ); L là điện kháng cuộn dây stato(H);  $\theta$  là vị trí góc của roto (rad);  $\omega$  là vận tốc góc của roto (rad/s);  $\lambda$  là hằng số từ thông động cơ (Wb); J là mô men quán tính trục động cơ (kg.m<sup>2</sup>);  $T_L$  là mô men tải (N.m).

Theo [9] mô men trên trục động cơ  $T_{\Sigma Load}$  được tính toán từ hàm mô men ma sát phi tuyến bậc cao trên trục động cơ như sau:

$$T_{\Sigma Load} = T_{Load} + T_{Fric}$$

$$T_{\Sigma Load} = T_{Load} + \left[T_C + (T_{brk} - T_C))e^{-C_v[\omega_m]}sign(\omega) + F\omega\right] \quad (2)$$

$$T_{\Sigma Load} = F\omega + \left[T_{Load} + T_C + (T_{brk} - T_C))e^{-C_v[\omega_m]}sign(\omega)\right]$$

$$T_{\Sigma Load} = F\omega + T_L$$

với:

 $T_{Fric} = T_C + (T_{brk} - T_C) e^{-C_v |\omega_m|} sign(\omega) + F \omega$  $T_L = T_{Load} + T_C + (T_{brk} - T_C) e^{-C_v |\omega_m|} sign(\omega) + F \omega$ 

Trong đó:  $T_{Load}$  là mô men phụ tải (N.m); T<sub>fric</sub> là mô men ma sát quay;  $T_C$  là mô men ma sát Coulomb;  $T_{brk}$  là mô men ma sát Breakaway;  $C_v$  là hệ số; F là hệ số mô men ma sát Viscous.

Trong bài báo này giới thiệu hệ phương trình trạng thái của PMSM có xét đến các thành phần nhiễu đo lường  $i_a$ ,  $i_b \mu_a$ ,  $\mu_b$  và nhiễu không biết trước của mô men tải trên trục động cơ  $u_t = -T_t / J$  được viết lại từ phương trình (1) như sau:

$$\dot{i}_{a} = \frac{-R}{L}i_{a} + \frac{\omega.\lambda}{L}\sin\theta + \frac{u_{a} + u_{na}}{L} + i_{na}$$

$$\dot{i}_{b} = \frac{-R}{L}i_{b} - \frac{\omega.\lambda}{L}\cos\theta + \frac{u_{b} + u_{nb}}{L} + i_{nb}$$

$$\dot{\omega} = \frac{-3.\lambda}{2J}i_{a}\sin\theta + \frac{3\lambda}{2.J}i_{b}\cos\theta - \frac{F.\omega}{J} + u_{L}$$

$$\dot{\theta} = \omega$$
(3)

Trong đó: $u_{na}$ , $i_{na}$ là thành phần nhiễu từ đo lường điện áp, dòng điện pha A;  $u_{nb}$ , $i_{nb}$ lần lượt là thành phần nhiễu từ đo lường điện áp, dòng điện pha B;  $u_L$  là thành phần nhiễu tải không biết trước trên trục động cơ.

#### 3. Bộ ước lượng tuyến tính hóa cho PMSM

PMSM trong mô tả (3) có tính phi tuyến [5] nên không thể sử dụng trực tiếp các công công cụ tính toán của hệ thống tuyến tính để điều khiển và ước lượng. Tuy nhiên, chúng ta có thể tuyến tính hóa hệ thống xung quanh điểm làm việc (hay còn gọi là các điểm dừng của hệ thống) từ đó có thể sử dụng các công cụ tính toán cho hệ thống tuyến tính áp dụng điều khiển và ước lượng [7]. Việc ước lượng biến trạng thái $\omega$ ,  $\theta$  từ các giá trị đo lường trực tiếp trên hệ tọa độ *abc* mà không qua phép biến đổi hệ trục tọa độ  $f(abc) \xleftarrow{Park-iPark}{f(\alpha, \beta)} \xleftarrow{Carke-iCarke}{f(d,q)}$  như [1], [3], [6] (với f (.) là phép biến đổi hệ trục tọa độ) của dòng điện sẽ giảm khối lượng tính toán (từ các phép biến đổi hệ trục tọa độ) và đảm bảo độ chính xác cao hơn.

Ta định nghĩa vector trạng thái của hệ thống như sau:

$$x = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_a & i_b & \omega & \theta \end{bmatrix}^T$$
(4)  
Với định nghĩa mới này ta có thể viết:

$$\overset{\cdot}{x} = \begin{bmatrix} \overset{\cdot}{x_1} & \overset{\cdot}{x_2} & \overset{\cdot}{x_3} & \overset{\cdot}{x_4} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \overset{\cdot}{a} & \overset{\cdot}{b} & \overset{\cdot}{\omega} & \overset{\cdot}{\theta} \end{bmatrix}^T$$
(5)

Để đơn giản chúng ta bỏ qua các thành phần nhiễu  $u_{na}$ ,  $u_{nb}, i_{na}, i_{nb}$  và  $u_L$ từ (3) ta có:

$$\dot{x}_{1} = \frac{-R}{L}i_{a} + \frac{\omega.\lambda}{L}\sin x_{4} + \frac{u_{a}}{L}$$

$$\dot{x}_{2} = \frac{-R}{L}i_{b} - \frac{\omega.\lambda}{L}\cos x_{4} + \frac{u_{b}}{L}$$

$$\dot{x}_{3} = \frac{-3.\lambda}{2J}i_{a}\sin x_{4} + \frac{3\lambda}{2.J}i_{b}\cos x_{4} - \frac{F.\omega}{J}$$

$$\dot{x}_{4} = x_{3}$$
(6)

Viết lại (1) dưới dạng hệ tuyến tính dừng như sau:

$$\tilde{x} = A\tilde{x} + G\tilde{u} \tag{7}$$

Trong đó:  $\tilde{x}$  là biến trạng thái ước lượng từ việc xấp xỉ *x*tại điểm làm việc của hệ thống.

$$\tilde{u} = \begin{bmatrix} \tilde{u}_a & \tilde{u}_b \end{bmatrix}^T, \ \tilde{u}_a = U_a \sin 2\pi t, \ \tilde{u}_b = U_b \cos 2\pi t \tag{8}$$

Ma trận A, lần lượt được tính từ lấy vi phân từng phần hàm f (x) = x theox và f (x) = x theo u, từ [3] ta có:

$$A = \frac{\partial f}{\partial x} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{\lambda}{L}\sin x_4 & \frac{x_3\lambda}{L}\cos x_4 \\ 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{\lambda}{L}\cos x_4 & \frac{x_3\lambda}{L}\sin x_4 \\ -\frac{3\lambda}{2J}\sin x_4 & \frac{3\lambda}{2J}\cos x_4 & -\frac{F}{J} & -\frac{3\lambda}{2J}(x_1\cos x_4 + x_2\sin x_4) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$
(9)  
$$G = \frac{\partial f}{\partial u} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$
(10)

Từ (7), ta có cơ sở lập luận để xây dựng bộ ước lượng tuyến tính hóa PMSM tại các điểm làm việc của hệ thống.

# 4. Bộ ước lượng dùng bộ lọc EKF cho PMSM4.1. Xây dựng bộ ước lượng dùng bộ lọc EKF

Các phương trình toán học mô tả việc sử dụng bộ lọc EKF để ước lượng biến trạng thái của đối tượng phi tuyến được viết dưới dạng như sau [2], [10], [11], [12]:

$$x_{k} = F_{k} x_{k-1} + G u_{k-1} + c_{k-1}$$

$$z_{k} = H_{k} x_{k} + e_{k}$$
(11)

Trong đó: e, c lần lượt là nhiễu Gaussian và nhiễu đo lường.

Nguyên lý làm việc của bộ lọc EKF để ước lượng tối ưu trạng thái của đối tượng phi tuyến được trình bày theo từng bước như sau:

**Bước 1:** Hệ phương trình trạng thái hệ thống được viết lại dưới dạng [4]:

$$x = f(x, u, q, t)$$
  

$$z = h(x, e, t)$$
  

$$c \sim (0, Q)$$
  

$$e \sim (0, R)$$
  
(12)

Trong đó: Q, R là ma trận đồng biến và khác không, với Q là ma trận nhiễu xử lý và R là ma trận nhiễu đo lường.

$$F_{k-1} = \frac{\partial f}{\partial x_{x_{k-1}|_{k-1}, u_{k-1}}}$$

$$H_{k-1} = \frac{\partial h}{\partial x_{x_{k}|_{k-1}}}$$

$$L = \frac{\partial f}{\partial c_{x}}$$

$$M = \frac{\partial f}{\partial e_{x}}$$
(13)

Bước 3: Tính toán ma trận Q và ma trận R hoặc S<sub>k</sub> như sau:

$$Q = LQL^{T}$$

$$S_{k} = R + MRM^{T}$$
(14)

**Bước 4:** Hệ phương trình bộ lọc EKF được mô tả áp dụng cho hệ phương trình tuyến tính hóa đối tượng phi tuyến trình bày như sau:

$$y_{k} = z_{k} - H_{k} x_{k|k-1}$$

$$S_{k} = H_{k} P_{k|k-1} H_{k}^{T} + R_{k}$$

$$K_{k} = P_{k|k-1} H_{k}^{T} S_{k}^{-1}$$

$$x_{k} = x_{k|k-1} + H_{k} y_{k}$$

$$P_{k|k} = (I - K_{k} H_{k}^{T}) P_{k|k-1}$$
(15)

Trong đó: I là ma trận đơn vị có kích thước 4x4.

#### 4.2. Bộ ước lượng dùng bộ lọc EKF cho PMSM

Hệ phương trình trạng thái PMSM [7] mô tả như sau:

$$\begin{bmatrix} x_{1} \\ x_{2} \\ x_{3} \\ x_{4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}x_{1} + \frac{x_{3}\lambda}{L}\sin x_{4} + \frac{u_{a} + u_{na}}{L} + i_{na} \\ -\frac{R}{L}x_{1} + \frac{x_{3}\lambda}{L}\sin x_{4} + \frac{u_{b} + u_{nb}}{L} + i_{nb} \\ -\frac{3\lambda}{2J}\sin x_{4} - \frac{3\lambda}{2J}\cos x_{4} - \frac{Fx_{3}}{J} + u_{L} \end{bmatrix}$$
(16)

Các thông số  $e, u_{na}, u_{nb}, i_{na}, i_{nb}, u_L$  dùng để tính toán ma trận R và Q; trong đó  $u_{na}, u_{nb}, i_{na}, i_{nb}$ thành phần nhiễu đo lường và  $n_L$ là nhiễu tải được viết như sau:

$$R = \begin{bmatrix} e^2 & 0 \\ 0 & e^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0, 1 & 0 \\ 0 & 0, 1 \end{bmatrix}$$
(17)
$$Q = \begin{bmatrix} \sigma^2(\frac{u_{na}}{L}) + \sigma^2(i_{na}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma^2(\frac{u_{na}}{L}) + \sigma^2(i_{na}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma^2(u_L) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$
(18)

Trong đó: $\sigma^2(i)$ là độ lệch tiêu chuẩn (standard deviation) của tín hiệu i.

Các đại lượng nhiễu không biết trước trong quá trình xử lý đầu vào điều khiển  $u_{na}$ ,  $u_{nb}$  và  $i_{na}$ ,  $i_{nb}$  có độ lệch tiêu chuẩn cho phép của các cảm biến dòng điện và cảm biến điện áp khảo sát lần lượt là 0,1 (V) và 0,1 (A). Mô men tải nhiễu loạn  $u_L$  khác không và có độ lệch tiêu chuẩn khảo sát là 0,5(rad/s<sup>2</sup>).

$$Q = \begin{bmatrix} \sigma^2(\frac{0,01}{0,003}) + \sigma^2(0,01) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma^2(\frac{0,01}{0,003}) + \sigma^2(0,01) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma^2(0,5) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$
(19)

Bộ lọc EKF áp dụng ước lượng trạng thái tối ưu cho PMSM được mô tả theo trình tự các bước như sau:

1) Bước dự báo: 
$$x_{k|k-1} = Ax_{k-1|k-1} + Gu_{k-1}$$
 (20)  
 $P_{k|k-1} = AP_{k-1|k-1}A^T + Q_k$ 

2) Bước tính hiệu chỉnh:  

$$x_{k} = x_{k-1|k-1} + K_{k} y_{k}$$

$$P_{k|k-1} = (I - K_{k} H_{k}) P_{k-1|k-1}$$
(21)

Trong đó:

$$K_{k}: P_{k|k-1}\mathbf{H}_{k}^{T}S_{k}^{-1}$$

$$S_{k}: H_{k}P_{k|k-1}\mathbf{H}_{k}^{T}+G_{k}$$
(22)

Ở thời điểm t<sub>k</sub>, trạng thái ước lượng tối ưu  $x_{k|k}$  và ma trận  $P_{k|k}$  sẽ nhảy đến vòng lặp và xử lý ở bước 1: dự báo và tính toán chính xác. Bước dự báo lưu trữ trạng thái ước lượng ở thời điểm k-1 được áp dụng cho bước lấy mẫu trước đó để áp dụng cho bước hiện tại. Sau đó, trong bước tính toán hiệu chỉnh, giá trị đo lường ở bước tính hiện tại của động cơ lại được sử dụng để dự báo ước lượng trạng thái cho bước tiếp theo, vòng lặp cứ như thế lặp lại.

#### 5. Kết quả mô phỏng



Hình 1. Sơ đồ khối nguyên lý điều khiển PMSM

Hệ thống truyền động PMSM được mô phỏng trên phần mềm Matlab/ Simulink 2012b với thông số như sau: Điện áp pha U = 220(V); công suất P = 2(kW); tốc độ định mức  $\omega$ =3.000( $\nu/ph$ ); số đôi cực từ P = 4 (số cực từ: 2p = 8); điện trở cuộn dây stato R = 1,9( $\Omega$ ); điện kháng cuộn dây stato L = 0,003(H), hằng số từ thông của động cơ  $\lambda = 0,1(Wb)$ ; mô men quán tính trên trục động cơ J = 1,8.10<sup>-3</sup>(kgm<sup>2</sup>); mô men ma sát Viscous:F= 0,001(Pa.s); mômen tải định mức T<sub>L</sub>=7,0(N.m).

#### 5.1. Điều khiển tốc độ PMSM sử dụng bộ ước lượng LE

Bộ ước lượng tuyến tính hóa dùng để ước lượng biến trạng thái của hệ thống  $x = \begin{bmatrix} i_a & i_b & \omega & \theta \end{bmatrix}^T$ . Kết quả mô phỏng quá trình ước lượng các biến trạng thái được thể hiện trên Hình 2 và Hình 3 như sau:



**Hình 2.** So sánh dòng điện  $i_{a}, i_{b}$  đo lường và dòng điện  $i_{a}^{*}, i_{b}^{*}$  ước lượng LE từ mô hình mô phỏng Matlab/Simulink



**Hình 3.** So sánh tốc độ và vị trí roto:  $\omega$ ,  $\theta$  đo lường và  $\omega^*$ ,  $\theta^*$ ước lượng LE từ mô hình mô phỏng Matlab/Simulink

Bång 1	. Đánh	ı giá ch	ât lượ	ong b	ộ ước	lượng	LE á	p dụ	ing cho
PMSM	ở các	trường	hợp:	khởi	động,	mang	tåi va	ì sa	thải tải

STT	Khởi động 0-3000 (v/ph)	Sa thải tải T <sub>L</sub> từ 7Nm xuống 3,5Nm ở t=1,5(s)	Mang tải T <sub>L</sub> từ 3,5Nm lên 5Nm ở t=2,9(s)
$\Delta i_{a_Max}(\mathbf{A})$	-	0,15	0,19
$\Delta i_{b_Max}(\mathbf{A})$	-	0,05	0,1
$\Delta \omega_{Max}(v/ph)$	-	381	180
$\Delta \theta_{Max}(rad)$	-	0,40	0,31
Thời gian đáp ứng (s)	0,62	0,2	0,16
Độ sai lệch tĩnh (v/ph)	108	108	108
Độ quá điều chỉnh (độ vọt lố) (v/ph)	60,8	381	180

Từ kết quả mô phỏng thể hiện trên Hình 2, Hình 3 và Bảng 1, ta nhận thấy rằng tín hiệu ước lượng tuyến tính hóa bám theo tín hiệu của biến trạng thái của mô hình mô phỏng PMSM. Kết quả mô phỏng cho thấy bộ ước lượng tuyến tính hóa cho kết quả chưa cao, có độ sai lệch của biến trạng thái  $\Delta i_a$ ,  $\Delta i_b$ còn lớn, đặc biệt là sai lệch tốc độ và vị trí  $\Delta \omega$ ,  $\Delta \theta$ còn khá lớn. Khi PMSM khởi động, mang tải và sa thải tải thì độ sai lệch giữa giá trị đo lường và giá trị ước lượng càng tăng lên đạt đỉnh sai lệch.

#### 5.2. Điều khiển tốc độ PMSM sử dụng bộ ước lượng dùng bộ lọc EKF

Từ Hình 4 và Hình 5, kết quả mô phỏng thể hiện rằng bốn tín hiệu đầu ra của bộ ước lượng dùng bộ lọc EKF bám theo giá trị thực của biến trạng thái và cho chất lượng khá tốt.



**Hình 4.** So sánh dòng điện  $\dot{l}_a$ ,  $\dot{l}_b$ đo lường và dòng điện  $\dot{i}_a^*$ ,  $\dot{i}_b^*$ ước lượng bộ lọc EKF từ mô hình mô phỏng Matlab/Simulink



**Hình 5.** So sánh tốc độ và vị trí roto:  $\omega, \theta$  đo lường và  $\omega^*, \theta^*$ ước lượng bộ lọc EKF từ mô hình mô phỏng Matlab/Simulink

**Bảng 2.** Đánh giá chất lượng bộ ước lượng dùng bộ lọc EKF áp dụng cho PMSM ở các trường hợp: khởi động, mang tải và sa thải tải

STT	Khởi động 0-3000 (v/ph)	Sa thải tải T <sub>L</sub> từ 7Nm xuống 3,5Nm ở t=1,5(s)	Mang tải T <sub>L</sub> từ 3,5Nm lên 5Nm ở t=2,9 (s)
$\Delta i_{a_Max}(\mathbf{A})$	-	0,009	0,01
$\Delta i_{b_Max}(A)$	-	0,012	0,005
$\Delta \omega_{Max}(v/ph)$	12,4	16	20
$\Delta \theta_{\rm Max}({\rm rad})$	-	0,008	0,006
Thời gian đáp ứng (s)	0,42	0,11	0,09

Độ sai lệch tĩnh (v/ph)	5	5	5
Độ quá điều chỉnh (độ vọt lố) (v/ph)	12,4	16	20

Kết quả mô phỏng cho thấy khi PMSM khởi động, mang tải và sa thải tải dùng bộ ước lượng dùng bộ lọc EKF với bốn biến trạng thái ước lượng:  $i_a^*$ ,  $i_b^*$ ,  $\omega^*$ ,  $\theta^*$  cho kết quả sai lệch nhỏ so với giá trị đo lường từ mô hình mô phỏng.

## 5.3. So sánh bộ ước lượng LE và bộ ước lượng dùng bộ lọc EKF

Đối với hệ thống truyền động điện PMSM hai thông số thường quan tâm nhất là tốc độ và vị trí của roto trong quá trình làm việc của hệ thống. Hình 6 và Bảng 3 cho ta thấy rằng bộ ước lượng dùng bộ lọc EKF cho chất lượng động học tốt hơn rất nhiều so với bộ ước lượng tuyến tính hóa khi xét các trường hợp PMSM khởi động, mang tải và sa thải tải. Điều này cũng thể hiện rằng PMSM có tính chất phi tuyến nên phương pháp ước lượng tuyến tính hóa tỏ ra có hiệu quả thấp khi có các biến đổi về nhiễu loạn đo lường, nhiễu tải và sự biến thiên thông số của hệ thống trong quá trình hoạt động.



Hình 6. So sánh sánh tốc độ, vị trí roto: ω,θ đo lường và ω\*, θ\* ước lượng giữa ước lượng LE và bộ lọc EKF từ mô hình mô phỏng Matlab/Simulink

Bảng 3. So sánh chât lượng bộ ước lượng LE và bộ ước lượng
dùng bộ lọc EKF cho PMSM ở các trường hợp: khởi động,
mang tải và sa thải tải

STT	Khởi động 0-3000(v/ph)		Giảm tải T <sub>L</sub> từ 7Nm xuống 3,5Nm ở t=1,5(s)		Mang tải T <sub>L</sub> từ 3,5Nm lên 5Nm ở t=2,9(s)	
	LE	Bộ lọc EKF	LE	Bộ lọc EKF	LE	Bộ lọc EKF
$\Delta i_{a_Max}(A)$	-	-	0,15	0,009	0,19	0,01
$\Delta i_{b_Max}(A)$	-	-	0,05	0,012	0,1	0,005
$\Delta \omega_{Max}(v/ph)$	60,8	12,4	381	16	180	20
$\Delta \theta_{Max}(\mathrm{rad})$	-	-	0,40	0,008	0,31	0,006
Thời gian đáp ứng (s)	0,62	0,42	0,2	0,11	0,16	0,09
Sai lệch tĩnh (v/ph)	108	5	108	5	108	5

Độ quá điều chỉnh (độ vọt 60 lố) (v/nh)	,8 12,4	381	16	180	20
---	---------	-----	----	-----	----

Bộ ước lượng LE trong (6) đã bỏ qua thành phần nhiễu đo lường và nhiễu tải nên thông tin về hệ thống bị thiếu hụt, khối lượng tính toán ít lại và kết quả tính toán thiếu chính xác, dẫn đến chất lượng đáp ứng điều khiển chưa tốt. Phương án này áp dụng khi yêu cầu về chất lượng điều khiển hệ thống không cao.

Với kết quả này, có thể khẳng định rằng khả năng kháng nhiễu, lọc nhiễu của bộ ước lượng dùng bộ lọc EKF tốt hơn rất nhiều so với bộ ước lượng LE.

#### 6. Kết luận

Bài báo đã trình bày việc nghiên cứu so sánh và đánh giá hiệu quả hoạt động của bộ ước lượng LE và bộ ước lượng dùng bộ lọc EKF trong điều khiến PMSM không dùng cảm biến tốc độ. Các biến trạng thái của PMSM được ước lượng gồm: dòng điện sator  $i_a$ ,  $i_b$ , vận tốc góc roto $\omega$  và vị trí góc roto  $\theta$ . Kết quả cho thấy cả hai phương pháp đều cho kết quả đáp ứng tốt cả trong các trường hợp khởi động, mang tải và sa thải tải. Các biến trang thái được ước lượng tốt, giá trị ước lượng bám đúng giá trị thực của mô hình mô phỏng. Tuy nhiên, phương pháp ước lượng dùng bộ lọc EKF cho đáp ứng tốt hơn so với trường hợp dùng bộ LE khi có sự thay đổi: tốc độ, mô men tải và nhiễu đo lường dòng điện  $i_a$ ,  $i_b$  điện áp pha ua, ub của động cơ. Kết quả nghiên cứu của bài báo là một cơ sở quan trọng để có các đánh giá và lựa chọn đúng đắn hơn khi sử dụng các phương pháp ước lượng biên trạng thái trong điêu khiên PMSM không cân dùng cảm biên tốc độ.

#### TÀI LIỆU THAM KHÁO

- Baoyu Xu, Xudong Wang, Haichao Feng, Xiaozhuo Xu, 2013, "The Research of Sensorless Vector Control for Permanent Magnet Linear Synchronous Motor", *Journal of Computers, Volume 8*, No. 5, May 2013, Pages: 1184-1191, Doi: 10.4304/jcp.8.5.1184-1191.
- [2] Ying-Shieh Kung, Nguyen Trung Hieu, 2012, "Simulink/Modelsim Cosimulation of Sensorless PMSM Drives Using Extended Kalman Filter", *The 20th IASTED International Conference on Applied Simulation and Modeling*, June 25-27, 2012 Napoli, Italy.
- [3] Gopinath G.R.; Das, Shyama P., 2015, "A Cubature Kalman Filter based speed and position estimator for Permanent Magnet Synchronous Motor", Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2015, *IEEE Symposium, Year: 2015*, Pages: 1-5, Doi: 10.1109/SLED.2015.7339265.
- [4] Lachtar Salah, Bahi Tahar, 2015, "SVPWM performance of PMSM variable speed and impact of diagnosis sensors faults", *Elsevier Energy Procedia*, Vol.74, Year: 2015, Pages: 679 – 689, Doi: 10.1016/j.egypro.2015.07.803.
- [5] Y. z. Li; K. g. Zhao, 2010, "Speed sensorless control of the Permanentmagnet synchronous motor based on wavelet neural networks", Control and Automation (ICCA), 2010, 8th IEEE International Conference on, Page(s):2073-2076; DOI: 10.1109/ICCA.2010.5524235
- [6] Alexey A. Bobtsov, Anton A. Pyrkinb, Romeo Ortega, Slobodan N. Vukosavice, Aleksandar M. Stankovic, Elena V. Panteley, 2015, "A robust globally convergent position observer for the permanent magnet synchronous motor", *Elsevier Automatica*, Vol.61, (2015), pages: 47–54, Doi: 10.1016/j.automatica.2015.07.032.
- [7] Dan Simon, 2006, "Optimal State Estimation: Kalman, H Infinity, and Nonlinear Approaches", A John Wiley & Sons Inc., *Publication*, Year 2006, Pages: 22-26, Doi: 10.1002/0470045345.
- [8] Sergey Edward Lyshevski, 1998, "Nonlinear Control of Servo -

Systems Actuated by Permanent-Magnet Synchronous Motors", *Elsevier Automatica*, Vol. 34, No. 10, pp. 1231-1238, 1998, Doi: 10.1016/S0005-1098(98)00071-5.

- [9] H.Olsson, K.Astrom, C.C de Wit, M. Gafvert, and P.Lischinsky, 1998, "Friction Models and friction compensation", *European Journal of control*, vol.4, no 3, Pages: 176-195, 1998.
- [10] Kendouci, K.; Mazari, B.; Benhadria, M.R.; Dadi, R.; 2015, "Speed-sensorless direct torque and flux control of PMSM based on extended Kalman filter using space vector modulation", *Control, Engineering & Information Technology (CEIT)*, 2015 3rd International Conference of the IEEE, 25-27 May 2015, Pages: 1 5, Doi: 10.1109/CEIT.2015.7233045.
- [11] Tang Ming; Gao Lin; Liang Deliang, 2011, "Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor drive using an optimized and normalized Extended Kalman filter", Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on the IEEE, Date: 20-23, Aug. 2011, Pages: 1-4, Doi: 10.1109/ICEMS.2011.6073880.
- [12] Walambe, R.A.; Joshi, V.A.; Apte, A.A.; Kolhe, J.P.; Deshpande, A.; 2012, "Study of sensorless control algorithms for a permanent magnet synchronous motor vector control drive", Industrial Instrumentation and Control (ICIC), 2015 International Conference in the IEEE, Year: 2015, Pages: 423 - 428, Doi: 10.1109/IIC.2015.7150779.

(BBT nhận bài: 07/03/2016, phản biện xong: 23/03/2016)