

# ƯỚC LƯỢNG TỐC ĐỘ ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA SỬ DỤNG BỘ QUAN SÁT TỪ THÔNG ROTOR

## SPEED ESTIMATION FOR THREE PHASE INDUCTION MOTOR USING ROTOR FLUX OBSERVER

Phạm Văn Tuấn<sup>1</sup>, Trần Kim Thành<sup>2,\*</sup>

### TÓM TẮT

Trong những năm gần đây truyền động động cơ không đồng bộ không cảm biến tốc độ được quan tâm bởi giá thành kinh tế, kích thước gọn nhẹ, độ tin cậy cao. Các thuật toán ước lượng tốc độ được thay cho các hệ thống đo lường tốc độ trực tiếp sử dụng máy phát tốc hay bộ mã hóa quang điện. Bài báo này mô tả một phương pháp ước lượng tốc độ của động cơ không đồng bộ ba pha không sử dụng bộ quan sát từ thông rotor. Kết quả mô phỏng bằng phần mềm Matlab/Simulink cho thấy tốc độ của động cơ được ước lượng bằng phương pháp này luôn bám theo tốc độ thật của động cơ với sai số rất nhỏ.

**Từ khóa:** Động cơ không đồng bộ, bộ quan sát từ thông rotor, ước lượng tốc độ.

### ABSTRACT

In recent years, sensorless induction motor drivers have been neglected due to the reasonable cost, compact size, high reliability. Speed estimation algorithms are substituted for direct speed measurement systems using tachometers or encoders. This paper describes a method of sensorless speed estimation of three-phase induction motor based on Rotor Flux Observer. The simulation results obtained using Matlab/Simulink show that the estimated motor speed always tracks the actual motor speed with very small error.

**Keywords:** Induction motor, Rotor Flux Observer, Speed estimation.

<sup>1</sup>Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

<sup>2</sup>Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội

\*Email: kimthanh.hut@gmail.com

Ngày nhận bài: 10/01/2019

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 04/3/2019

Ngày chấp nhận đăng: 25/4/2019

### 1. GIỚI THIỆU

Trong những năm gần đây, điều khiển không cảm biến tốc độ động cơ không đồng bộ nhận được nhiều sự quan tâm bởi trong một số trường hợp không thể gắn cảm biến tốc độ được do môi trường nóng, yêu cầu động cơ chạy với tốc độ cao, mặt khác các thiết bị đo tốc độ thường đắt, cồng kềnh và vì thế làm tăng giá thành và kích thước của bộ truyền động động cơ không đồng bộ [1, 2, 3, 4]. Vì những lý do đó, hiện nay các hệ truyền động điện không sử dụng cảm biến tốc độ ngày càng được sử dụng rộng rãi do các hệ này có kích thước gọn nhẹ, giá thành kinh tế, độ tin cậy cao và bền vững

với các thuật toán điều khiển mới. Phương pháp ước lượng tốc độ dựa vào MRAS được thực hiện ở [5, 6, 7], bộ điều khiển mờ [1, 8], điều khiển trượt [9, 10]. Trong bài báo này, tác giả giới thiệu phương pháp ước lượng tốc độ sử dụng bộ quan sát từ thông rotor.

### 2. MÔ HÌNH ĐỘNG LỰC HỌC TỔNG QUÁT CỦA ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ

Mô hình động lực học tổng quát của động cơ không đồng bộ ba pha bao gồm các mô hình nhỏ (sub-models) như sau [11]:

- Mô hình điện dùng để biến đổi ba pha về hai trục tọa độ của điện áp stator.
- Mô hình mô men dùng để tính toán mô men điện từ.
- Mô hình cơ để tính tốc độ của rotor.
- Mô hình tính toán dòng điện stator khi có xét đến điện trở của dây nối.

#### 2.1. Mô hình điện

Quá trình chuyển đổi điện áp nguồn cấp ba pha sang điện áp ở hệ tọa độ và được thực hiện bằng phương trình ma trận dưới đây [12]:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Trong đó,  $V_{sa}$ ,  $V_{sb}$  và  $V_{sc}$  là điện áp stator, trong khi  $V_{s\alpha}$ ,  $V_{s\beta}$  là các thành phần điện áp của véc tơ điện áp  $V_s$  theo hệ tọa độ tĩnh gắn với stator.

Ở hệ quy chiếu hai trục, phương trình dòng điện có dạng như sau:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{rc\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \int_0^{\tau} \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \times \left( \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_{rc\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \frac{P}{2}\omega_r L_m & R_r & \frac{P}{2}\omega_r L_r \\ -\frac{P}{2}\omega_r L_m & 0 & -\frac{P}{2}\omega_r L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{rc\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \right) dt \quad (2)$$

Trong đó,  $R_s, R_r$  lần lượt là điện trở stato và rotor.  $L_s, L_r$  và  $L_m$  lần lượt là điện cảm stato, rotor và hỗ cảm,  $P$  là số cực và  $\omega_r$  là tốc độ của rotor. Trong mô hình điện, điện áp ba pha  $[V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}]$  là đầu vào và véctơ dòng điện  $[i_{sa}, i_{sb}, i_{ra}, i_{rb}]$  là đầu ra. Véctơ điện áp rotor thông thường bằng không do rotor có dạng lồng sóc, có nghĩa là  $V_{ra} = V_{rb} = 0$ .

**2.2. Mô hình mômen**

Trong hệ quy chiếu stato hai trục, mô men điện từ  $T_e$  được tính như sau:

$$T_e = \frac{3PL_m}{4} (i_{ar}i_{\beta s} - i_{\beta r}i_{as}) \tag{3}$$

**2.3. Mô hình cơ**

Từ phương trình cân bằng mômen và bỏ qua ma sát nhớt (viscous friction), tốc độ rotor được tính như sau:

$$\omega_r = \int_0^t \frac{T_e - T_L}{J} dt \tag{4}$$

Ở đây,  $J$  là mômen quán tính của rotor và  $T_L$  là mômen tải.

**2.4. Mô hình dòng điện stato**

Mô hình dòng điện stato được sử dụng để tính biên độ dòng điện stato theo phương trình sau:

$$|i_s| = \frac{2}{3} \sqrt{i_{sa}^2 + i_{sb}^2} \tag{5}$$

\* Mô hình nguồn cấp cho động cơ

Nguồn cấp cho động cơ là nguồn ba pha hình sin như sau:

$$\begin{aligned} V_{sa} &= |V| \cos(\omega_s t + \theta) \\ V_{sb} &= |V| \cos(\omega_s t - 2\pi/3 + \theta) \\ V_{sc} &= |V| \cos(\omega_s t + 2\pi/3 + \theta) \end{aligned} \tag{6}$$

Trong đó,  $|V|$  là biên độ điện áp đầu cực,  $\omega_s$  là tốc độ góc của nguồn cấp và  $\theta$  là góc pha ban đầu.

**3. ƯỚC LƯỢNG TỐC ĐỘ ĐỘNG CƠ SỬ DỤNG BỘ QUAN SÁT TỪ THÔNG ROTOR**

Một động cơ không đồng bộ có thể được mô tả bởi phương trình trạng thái với hệ trục tọa độ cố định gắn với stato [12] như dưới đây:

$$\begin{cases} dx/dt = Ax + Bv_s \\ i_s = Cx \end{cases} \tag{7}$$

Ở đây:

$$x = [i_{sa} \ i_{sb} \ \lambda_{ra} \ \lambda_{rb}]^T \quad v_s = [v_{sa} \ v_{sb}]^T$$

$$i_s = [i_{as} \ i_{\beta s}]^T \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -(R_s + L_m^2 R_r / L_r^2) / (\sigma L_s) I & (R_r / \epsilon L_r) I - (\omega_r / \epsilon) J \\ (L_m R_r / L_r) I & -(R_r / L_r) I + \omega_r J \end{bmatrix}$$

$$B = [(1/\sigma L_s) \ 0_{2 \times 2}]^T \quad C = [I \ 0_{2 \times 2}]$$

$$\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r), \epsilon = \sigma L_s L_r / L_m$$

$R_s, R_r$  là điện trở stato và rotor

$L_s, L_r$  là tự cảm stato và rotor

$L_m$  là hỗ cảm

$$\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$$

$T_r$  là hằng số thời gian rotor  $T_r = L_r / R_r$

$\omega_r$  là tốc độ góc của động cơ

Hình 1 biểu diễn không gian trạng thái của bộ quan sát và được chỉ ra bởi hai phương trình sau:

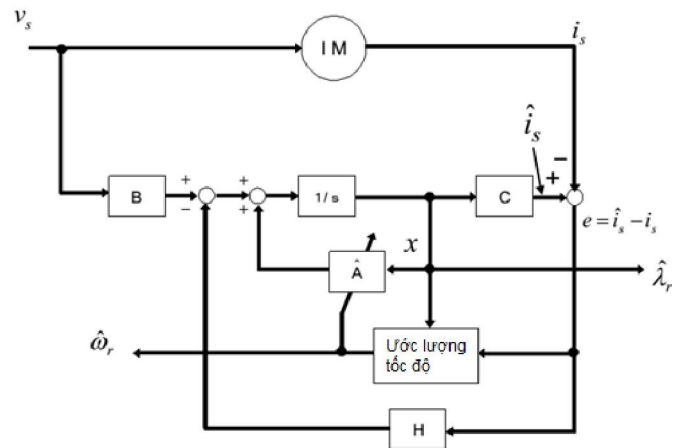
$$\begin{cases} d\hat{x} / dt = A\hat{x} + Bv_s - He \\ \hat{i}_s = C\hat{x} \end{cases} \tag{8}$$

Ở đây,  $H$  là hệ số của bộ quan sát,  $\hat{i}_s$  là giá trị dòng điện ước lượng,  $e$  là sai số của dòng điện:  $e = \hat{i}_s - i_s$ ,

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -(R_s + L_m^2 R_r / L_r^2) / (\sigma L_s) I & (R_r / \epsilon L_r) I - (\hat{\omega}_r / \epsilon) J \\ (L_m R_r / L_r) I & -(R_r / L_r) I + \hat{\omega}_r J \end{bmatrix}$$

Tốc độ động cơ được ước lượng như sau:

$$\hat{\omega}_r = K_p (J\hat{\lambda}_r)^T e + K_i \int (J\hat{\lambda}_r)^T e dt \tag{9}$$



Hình 1. Mô hình ước lượng tốc độ động cơ không đồng bộ sử dụng bộ quan sát từ thông

Ma trận  $H$  được được thiết kế để đảm bảo khả năng đáp ứng của hệ thống điều khiển, sao cho  $\lim_{t \rightarrow \infty} e = 0$

Từ (7) và (8) ta có được phương trình:

$$e = C(sI_4 - A + HC)^{-1} B_\omega (-\Delta\omega_r J \lambda_r) = G(s) (-\Delta\omega_r \hat{\lambda}_r J) \tag{10}$$

$$e = C(sI_4 - A + HC)^{-1} B_\omega (-\Delta\omega_r J \hat{\lambda}_r) = G(s) (-\Delta\omega_r J \hat{\lambda}_r)$$

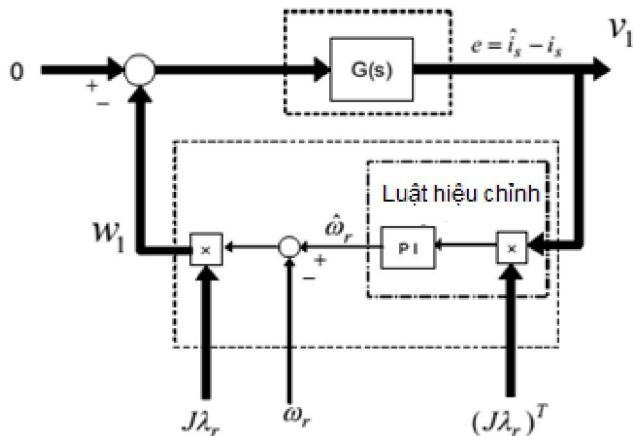
Ở đây:

$$\Delta\omega_r = \hat{\omega}_r - \omega_r$$

$I_4$  là ma trận đơn vị 4x4.

$$B_\omega = [I/\epsilon \ -I]^T$$

Sau đó, xem xét hệ thống phản hồi bao gồm khối bất biến theo thời gian tuyến tính  $G(s)$  và khối thay đổi theo thời gian phi tuyến (hình 2).



Hình 2. Khối phản hồi sai số của dòng điện

Áp dụng tiêu chuẩn ổn định Popov, các điều kiện sau phải thỏa mãn:

- 1)  $G(s)$  là số thực xác định dương.
- 2) Đầu vào  $v_1$  và đầu ra  $w_1$  của khối thay đổi theo thời gian phi tuyến phải thỏa mãn phương trình Popov (11) với mọi  $t_1 > t_0$ :

$$\int_{t_0}^{t_1} v_1^T w_1 dt \geq -\gamma_0^2 \tag{11}$$

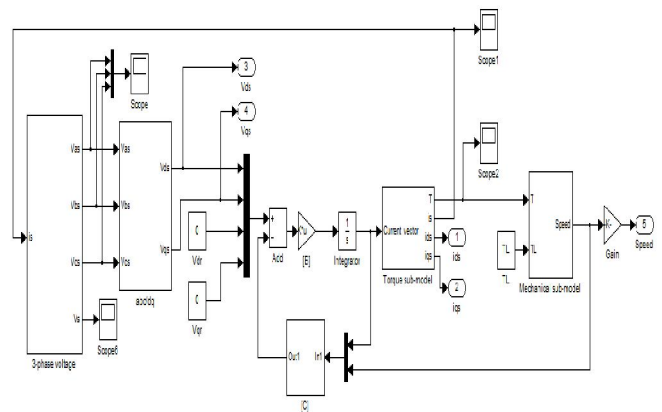
Ở đây,  $\gamma_0$  là hằng số độc lập với thời gian.

#### 4. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Để kiểm tra lại thuật toán ước lượng tốc độ được đề xuất, phần mềm Matlab/Simulink được sử dụng để mô phỏng ước lượng tốc độ động cơ sử dụng bộ quan sát từ thông rotor. Các thông số động cơ được sử dụng cho quá trình mô phỏng trong bảng 1.

Bảng 1. Thông số động cơ

TT	Thông số của động cơ	Giá trị
1	Công suất định mức	1,5 kW
2	Điện áp pha định mức	220V
3	Dòng điện định mức	6,5 A
4	Tần số định mức	50 Hz
5	Điện trở stator	4,85 Ω
6	Điện trở rotor	3,805 Ω
7	Điện cảm stator	0,274 H
8	Điện cảm rotor	0,274 H
9	Hỗ cảm	0,258 H
10	Mô men quán tính	0,031 kgm <sup>2</sup>
11	Số cực	4
12	Hệ số ma sát	0,00334 kg.m/sec.
13	Tốc độ định mức	1420 rpm
14	Mô men tải	10 Nm

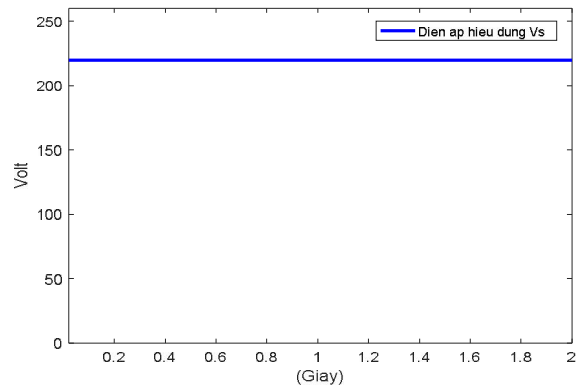


Hình 3. Mô hình tổng thể hệ thống ước lượng tốc độ động cơ sử dụng bộ quan sát từ thông trong Matlab/ simulink

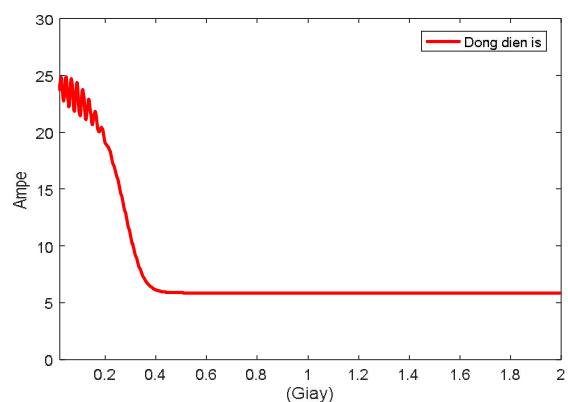
Sau khi kết thúc quá trình mô phỏng ta thu được các kết quả như sau:

- Hình 4 là biên độ của điện áp nguồn.
- Hình 5 là biên độ của dòng điện stato.
- Hình 6 là mô men điện từ của động cơ.
- Hình 7 là tốc độ thật, tốc độ ước lượng và sai số ước lượng.

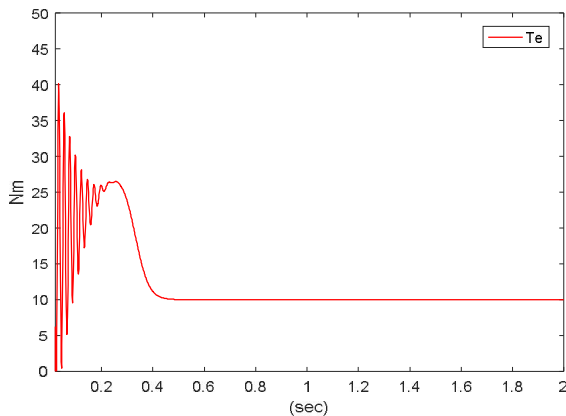
Ta nhận thấy rằng với điện áp hình sin có giá trị hiệu dụng là 220V cấp cho động cơ (hình 4), sau thời gian khởi động, dòng điện định mức của động cơ là 6,5A (hình 5), mô men điện từ bằng mô men tải 10 Nm. Với thuật toán ước lượng tốc độ được đề xuất, tốc độ ước lượng bám sát với tốc độ thật của động cơ cả ở chế độ quá độ và chế độ xác lập.



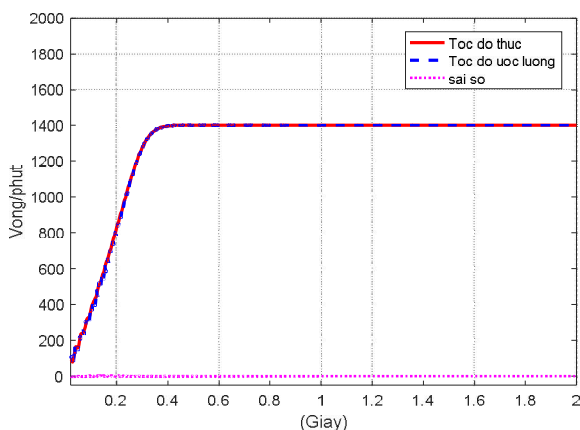
Hình 4. Biên độ của điện áp nguồn



Hình 5. Biên độ của dòng điện stato



Hình 6. Mô men điện từ



Hình 7. Tốc độ của động cơ bao gồm tốc độ thật, tốc độ ước lượng và sai số ước lượng

## 5. KẾT LUẬN

Bài báo đã trình bày phương pháp ước lượng tốc độ động cơ sử dụng bộ quan sát từ thông với nguồn cấp ba pha điện áp hình sin. Tốc độ ước lượng đã bám sát tốc độ thật của động cơ ở cả chế độ quá độ và chế độ xác lập. Hướng nghiên cứu tiếp theo là sử dụng phương pháp ước lượng tốc độ được đề xuất trong bài báo này ứng dụng cho các phương pháp điều khiển vòng kín động cơ không đồng bộ như phương pháp điều khiển tựa từ thông rô to - FOC (Field Oriented Control), điều khiển trượt - SMC (Sliding Mode Control), phương pháp điều khiển dự báo - MPC (Model Predictive Control), nhằm đánh giá hiệu quả của phương pháp ước lượng tốc độ được đề xuất.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. A. Kumar and T. Ramesh, 2015. "MRAS speed estimator for speed sensorless IFOC of an induction motor drive using Fuzzy Logic controller". International Conference on Energy, Power and Environment: Towards Sustainable Growth (ICEPE).
- [2]. J. Holtz, 2002. "Sensorless control of induction motor drives". Proc. IEEE, vol. 90, no. 8, pp. 1359-1394.
- [3]. K. Akatsu and A. Kawamura, 1999. "Sensorless Very Low and Zero Speed Estimations with On-line Secondary Resistance Estimation of Induction Motor

without adding Any Signal". Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370).

[4]. S. M. Gadoue, D. Giaouris, and J. W. Finch, 2010. "MRAS Sensorless Vector Control of an Induction Motor Using New Sliding Mode and Fuzzy Logic Adaptation Mechanisms". IEEE Trans. Energy Convers., vol. 25, no. 2, pp. 394–402.

[5]. A. Iqbal and M. R. Khan, 2010. "Sensorless control of a vector controlled three-phase induction motor drive using artificial neural network". 2010 Jt. Int. Conf. Power Electron. Drives Energy Syst. 2010 Power India.

[6]. A. R. Haron, N. Rumzi, and N. Idris, 2006. "Simulation of MRAS-based Speed Sensorless Estimation of Induction Motor Drives using Matlab/Simulink". IEEE International Power and Energy Conference.

[7]. M. Rashed, F. Stronach, and P. Vas, 2003. "A New Stable MRAS-Based Speed and Stator Resistance Estimators for Sensorless Vector Control Induction Motor Drive at Low Speeds". Ind. Appl. Conf. 2003. 38th IAS Annu. Meet. Conf. Rec., vol. 2, pp. 1181–1188.

[8]. H. Chalawane, A. Essadki, and T. Nasser, 2016. "MRAS and Luenberger observers using a SIFLC controller in adaptive mechanism based sensorless fuzzy logic control of induction motor". Proc. 2016 Int. Conf. Electr. Inf. Technol. ICEIT 2016, no. 1, pp. 153–158.

[9]. C. Ben Regaya, A. Zafouri, Abdelkader Chaari, 2014. "A New Sliding Mode Speed Observer of Electric Motor Drive Based on Fuzzy-Logic". Acta Polytechnica Hungarica vol. 11, no. 3, pp. 219–232.

[10]. L. Gopal.M and T. George, 2016. "Sliding-Mode And Fuzzy-Logic Adaptation Mechanism For MRAS Sensorless Vector Controlled Induction Motor With Temperature Monitoring". 2016 Conf. Emerg. Devices Smart Syst..

[11]. K. L. Shi, T. F. Chan, Y. K. Wong, and S. L. Ho, 1999. "Modelling and Simulation of the Three-Phase Induction Motor Using Simulink". The International Journal of Electrical Engineering & Education vol. 36, pp. 163–172, 1999.

[12]. M. Hasegawa and K. Matsui, 2002. "Robust Adaptive Full-Order Observer Design with Novel Adaptive Scheme for Speed Sensorless Vector Controlled Induction Motors". IEEE 2002 28<sup>th</sup> Annual Conference of the Industrial Electronics Society.

## AUTHORS INFORMATION

Pham Van Tuan<sup>1</sup>, Tran Kim Thanh<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Hanoi University of Science and Technology

<sup>2</sup>Hanoi University of Industry