

# Ước lượng điện trở rotor và stator trên cơ sở mạng nơ ron nhân tạo ứng dụng trong điều khiển động cơ

Rotor and Stator Resistance Estimation Based on Artificial Neural Network Applied in Induction Motor Control

**Phạm Văn Tuấn\***, **Phạm Hùng Phi**, **Nguyễn Thanh Sơn**, **Nguyễn Tùng Lâm**

Trường Đại học Bách khoa Hà Nội - Số 1, Đại Cồ Việt, Hai Bà Trưng, Hà Nội

Đến Tòa soạn: 18-9-2018; chấp nhận đăng: 20-3-2019

## Tóm tắt

Bài báo trình bày một phương pháp chỉnh sửa để ước lượng điện trở rotor và stator sử dụng mạng nơ ron nhân tạo cho truyền động động cơ không đồng bộ không cảm biến tốc độ. Tốc độ động cơ cũng được ước lượng bằng một mạng nơ ron. Việc ước lượng chính xác tốc độ động cơ, điện trở rotor và stator đã cải thiện và nâng cao chất lượng của hệ truyền động. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm đã cho thấy tốc độ được ước lượng bám tốc độ thực, đồng thời sai số giữa các điện trở rotor và stator được ước lượng bằng mạng nơ ron với các điện trở rotor và stator danh định là rất nhỏ.

Từ khóa: Mạng nơ ron nhân tạo (ANN), Điều khiển không cảm biến tốc độ, ước lượng điện trở rotor, ước lượng điện trở stator.

## Abstract

This paper presents a modified method for rotor and stator resistance estimation using artificial neural network for sensorless induction motor drive. Speed of the induction motor also is estimated using the artificial neural network. Therefore, the accurate estimation of the speed of induction motor, the rotor and stator resistance improved the quality of the sensorless induction motor drive. The results of simulation and experiment show that the estimated speed tracks the real speed of induction motor, simultaneously the error between the estimated rotor and stator resistance using neural network and the normal rotor and stator resistance is extremely small.

Keywords: Artificial neural network (ANN), Sensorless control, Rotor resistance estimation, Stator resistance estimation.

## DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU

Ký hiệu	Giải thích ký hiệu
$\psi_{rd}^{vm}$	Từ thông rotor dọc trục tính từ mô hình điện áp, hệ tọa độ gắn với stator.
$\psi_{rq}^{vm}$	Từ thông rotor ngang trục tính từ mô hình điện áp, hệ tọa độ gắn với stator.
$\psi_{sd}$	Từ thông stator dọc trục, hệ tọa độ gắn với stator.
$\psi_{sq}$	Từ thông stator ngang trục, hệ tọa độ gắn với stator.
$\psi_{rd}^{im}$	Từ thông rotor dọc trục tính từ mô hình dòng điện, hệ tọa độ gắn với stator.
$\psi_{rq}^{im}$	Từ thông rotor ngang trục tính từ mô hình dòng điện, hệ tọa độ gắn với stator.
$V_{sd}$	Điện áp stator dọc trục, hệ tọa độ gắn với stator.
$V_{sq}$	Điện áp stator ngang trục, hệ tọa độ gắn với stator.
$i_{sd}$	Dòng điện stator dọc trục, hệ tọa độ gắn với stator.
$i_{sq}$	Dòng điện stator ngang trục, hệ tọa độ gắn với stator.

## 1. Đặt vấn đề

Vấn đề điều khiển tựa từ thông rotor gián tiếp không cảm biến tốc độ động cơ không đồng bộ là một phần quan trọng của nghiên cứu hệ truyền động động cơ không đồng bộ. Trong điều khiển tựa từ thông rotor không cảm biến tốc độ, góc từ thông rotor phụ thuộc vào điện trở rotor [1]. Mặt khác ước lượng từ thông rotor nhạy cảm với sự thay đổi của điện trở rotor và stator đặc biệt là vùng tốc độ thấp; ước lượng tốc độ động cơ lại phụ thuộc vào ước lượng từ thông rotor [2], [3]. Do vậy việc ước lượng chính xác điện trở rotor và stator sẽ nâng cao độ chính xác của ước lượng tốc độ, ước lượng từ thông rotor. Từ đó cải thiện chất lượng cho hệ truyền động không cảm biến tốc độ tựa từ thông rotor [1]. Trong quá trình làm việc điện trở rotor có thể biến thiên tới 100% do sự thay đổi nhiệt độ, tần số rotor, và lấy các thông tin này thông qua việc sử dụng mô hình nhiệt hoặc cảm biến nhiệt độ là rất khó khăn, đặc biệt đối với động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc [2-4]. Một số thuật toán ước lượng điện trở rotor đã được nghiên cứu và thực hiện như thuật toán thích nghi tham chiếu mô hình (MRAS) của từ thông hoặc công suất phản kháng đã được thực hiện ở [5], [6], bộ lọc

Kalman mở rộng [7], [8], điều khiển trượt [9], [10], điều khiển mờ [11], [12]. Phương pháp ước lượng điện trở rotor trong quá trình làm việc của động cơ sử dụng mạng nơ ron đã được nghiên cứu và thực hiện ở [3], [4] nhưng phương pháp ước lượng điện trở này vẫn bị giới hạn là tốc độ học được lựa chọn trước và không thay đổi trong quá trình ước lượng. Do vậy, nếu lựa chọn tốc độ học không phù hợp sẽ dẫn đến quá trình huấn luyện mạng chậm và sai số đầu ra của mạng lớn. Việc lựa chọn tốc độ học phù hợp chủ yếu dựa vào kinh nghiệm của người nghiên cứu. Mặt khác điện trở stator có thể thay đổi tới 50% trong quá trình làm việc [3]. Thuật toán ước lượng điện trở stator đã có những nghiên cứu được đề cập [13], [14] dựa trên bộ quan sát Luenberger, bộ điều khiển mờ [15], [16], MRAS [17], [18] đã được sử dụng để nhận dạng điện trở stator. Phương pháp ước lượng điện trở stator trong quá trình làm việc của động cơ sử dụng mạng nơ ron đã được nghiên cứu và thực hiện ở [3] nhưng tốc độ học vẫn phải lựa chọn trước và không thay đổi trong quá trình ước lượng. Trong nghiên cứu này, các tác giả đã đề xuất phương pháp hiệu chỉnh để ước lượng điện trở rotor và stator sử dụng mạng nơ ron nhân tạo với tốc độ học được cập nhật theo từng chu kỳ lấy mẫu.

Cấu trúc của bài báo gồm 5 phần chính; Phần 1 các tác giả liệt kê một số phương pháp nhận dạng điện trở rotor và stator đã được thực hiện. Phần 2 trình bày ước lượng điện trở rotor với mạng nơ ron truyền thẳng nhiều lớp sử dụng với tốc độ học được cập nhật theo từng chu kỳ lấy mẫu. Ước lượng điện trở stator với mạng nơ ron hồi quy có tốc độ học cập nhật theo từng chu kỳ lấy mẫu được trình bày ở phần 3. Các kết quả mô phỏng và thực nghiệm ở phần 4 đã chứng minh với thuật toán hiệu chỉnh tốc độ học của mạng nơ ron được đề xuất, điện trở rotor và stator được ước lượng chính xác dẫn đến tốc độ ước lượng của động cơ bám sát với tốc độ thực, vì vậy đã nâng cao chất lượng của hệ truyền động không cảm biến tốc độ động cơ không đồng bộ.

**2. Ước lượng điện trở rotor động cơ không đồng bộ sử dụng mạng nơ ron nhân tạo**

Cấu trúc bộ ước lượng điện trở rotor của động cơ dựa trên MRAS ([3], [4]).

Các đầu ra của mô hình tham chiếu (mô hình điện áp) được tính như sau:

$$\begin{cases} \psi_{rd}^{vm} = \frac{L_r}{L_m} \left[ \int (V_{sd} - R_s i_{sd}) dt - L'_s i_{sd} \right] \\ \psi_{rq}^{vm} = \frac{L_r}{L_m} \left[ \int (V_{sq} - R_s i_{sq}) dt - L'_s i_{sq} \right] \end{cases} \quad (1)$$

Từ thông stator được tính như sau:

$$\begin{cases} \psi_{sd} = \int (V_{sd} - R_s i_{sd}) dt \\ \psi_{sq} = \int (V_{sq} - R_s i_{sq}) dt \end{cases} \quad (2)$$

Do điện áp một chiều cấp cho bộ nghịch lưu bị nhấp nhô, khi qua khâu tích phân ở (2) làm cho từ thông stator bị cộng dồn sai số. Do vậy để hiệu chỉnh từ thông stator sử dụng bộ lọc thông thấp nhiều cấp (đã được trình bày ở [19]). Kết hợp (1) và (2) và qua một số phép biến đổi ta có được phương trình sử dụng để ước lượng từ thông rotor theo mô hình điện áp như sau:

$$\begin{cases} \psi_{rd}^{vm}(k) = \frac{L_r}{L_m} \psi_{sd}(k-1) - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} i_{sd}(k-1) \\ \psi_{rq}^{vm}(k) = \frac{L_r}{L_m} \psi_{sq}(k-1) - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} i_{sq}(k-1) \end{cases} \quad (3)$$

Mặt khác, các phương trình của mô hình thích nghi (mô hình dòng điện) có dạng như sau:

$$\begin{cases} \dot{\psi}_{rd}^{im} = (1/T_r) \int (L_m i_{sd} - \psi_{rd}^{im} - \omega_r T_r \psi_{rq}^{im}) dt \\ \dot{\psi}_{rq}^{im} = (1/T_r) \int (L_m i_{sq} - \psi_{rq}^{im} + \omega_r T_r \psi_{rd}^{im}) dt \end{cases} \quad (4)$$

Rời rạc hóa hệ phương trình (3) và qua một số bước biến đổi ta có:

$$\begin{cases} \psi_{rd}^{im}(k) = W_1 \psi_{rd}^{im}(k-1) - W_2 \psi_{rq}^{im}(k-1) + W_3 i_{sd}(k-1) \\ \psi_{rq}^{im}(k) = W_1 \psi_{rq}^{im}(k-1) + W_2 \psi_{rd}^{im}(k-1) + W_3 i_{sq}(k-1) \end{cases} \quad (5)$$

Hàm bình phương sai số của từ thông được tính từ hai mô hình theo (3) và (5) được viết như sau:

$$E = \frac{1}{2} \varepsilon^{-2}(k) = \frac{1}{2} \left\{ \overline{\psi_r^{vm}}(k) - \overline{\psi_r^{im}}(k) \right\}^2 \quad (6)$$

Các trọng số của mạng  $W_1, W_3$  được tìm ra từ việc huấn luyện mạng sao cho cho hàm bình phương sai số E là nhỏ nhất ([3], [4]).  $W_1, W_3$  được xác định như sau:

$$W_1(k) = W_1(k-1) + \eta_1 \Delta W_1(k) \quad (7)$$

$$W_3(k) = W_3(k-1) + \eta_3 \Delta W_3(k) \quad (8)$$

Với:

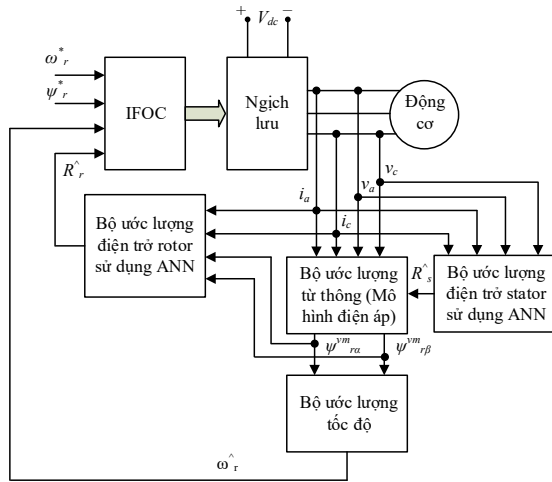
$$\Delta W_1(k) = -\partial E / \partial W_1 = \left[ \overline{\psi_r^{vm}}(k) - \overline{\psi_r^{im}}(k) \right]^T \overline{\psi_r^{im}}(k-1) \quad (9)$$

$$\Delta W_3(k) = -\partial E / \partial W_3 = \left[ \overline{\psi_r^{vm}}(k) - \overline{\psi_r^{im}}(k) \right]^T \overline{i_s}(k-1) \quad (10)$$

Ở đây các tốc độ học  $\eta_1$  và  $\eta_3$  là các hằng số được chọn trước. Vấn đề được đặt ra là sẽ thay thế các tốc độ học là hằng số bằng một hàm sao cho sau mỗi lần cập nhật trọng số hiệu chỉnh sẽ làm giảm giá trị sai lệch E. Đặt:  $\zeta_i(k) = \Delta W_i(k) \Delta W_i(k-1)$  hàm  $\zeta_i(k)$  là tích sai lệch của trọng số hiệu chỉnh  $i$  ở lần tính  $k$  và  $(k-1)$ . Từ đó xây dựng hàm tốc độ học dựa vào sai lệch  $\zeta_i(k)$  sao cho tốc độ học thay đổi theo hướng giảm sai lệch E của mạng, tức là nếu  $\zeta_i(k)$  dương, mạng có tốc độ hội tụ chậm, phải tăng tốc độ học; nếu  $\zeta_i(k)$  âm, mạng bị quá điều chỉnh, phải giảm tốc độ học. Xét hàm số:



đến  $2,99 \Omega$  (quá trình mô phỏng từ 0÷9 giây); tải  $T_L = 2,0 \text{ Nm}$  được đóng tại thời điểm  $t = 1,5$  giây. Các thông số của động cơ không đồng bộ ba pha được cho như Bảng 1.



**Hình 1.** Sơ đồ khối của bộ truyền động điện động cơ không đồng bộ IFOC không cảm biến tốc độ với ước lượng điện trở rotor và stator.

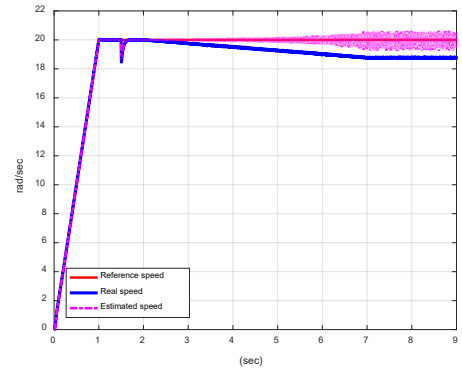
**Bảng 1.** Các thông số của động cơ mô phỏng.

TT	Thông số	Giá trị
1	Công suất định mức	2,2 kW
2	Điện áp định mức	400 V
3	Tần số định mức	50 Hz
4	Điện trở stator	1,99 $\Omega$
5	Điện trở rotor	1,84 $\Omega$
6	Hỗ cảm	0,37 H
9	Số cực	2
10	Tốc độ định mức	2880 vòng/phút
11	Mô men quán tính	0,002159 $\text{kgm}^2$

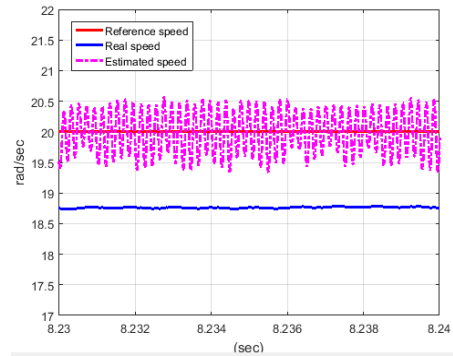
\* Khi chưa có bộ ước lượng điện trở rotor và stator tác động vào bộ điều khiển không cảm biến tốc độ:

Giả thiết trong quá trình làm việc điện trở rotor động cơ tăng từ 1,84 đến 2,76  $\Omega$ : từ 0÷2 giây vẫn giữ 1,84 $\Omega$ , 2÷7 giây tăng từ 1,84÷2,76 $\Omega$ , 7÷9 giây giữ ở 2,76 $\Omega$ ; điện trở stator động cơ biến thiên từ 1,99  $\Omega$  đến 2,99  $\Omega$ : 0÷2 giây vẫn giữ 1,99 $\Omega$ , 2÷7 giây tăng từ 1,99÷2,99 $\Omega$ , 7÷9 giây giữ ở 2,99 $\Omega$ , nhưng các điện trở rotor và stator được đưa vào bộ điều khiển vẫn giữ nguyên giá trị ban đầu. Hình. 2(a) chỉ ra tốc độ đặt, tốc độ thực và tốc độ ước lượng trong toàn bộ thời gian mô phỏng; từ 1-2 giây khi điện trở rotor và stator chưa thay đổi, tốc độ ước lượng bám tốc độ thực và tốc độ đặt của động cơ, kể cả khi đóng tải  $T_L = 2 \text{ Nm}$ , tốc độ động cơ giảm xuống nhưng tốc độ ước lượng luôn bám sát tốc độ thực. Hình 2(b) điện trở stator và rotor biến thiên 50% so với giá trị điện trở nguội ban đầu, tốc độ thực lệch so với tốc độ đặt xấp xỉ 1,25 rad/s; tốc độ ước

lượng trung bình vẫn là 20 rad/s nhưng biên độ đập mạch của ước lượng tốc độ gần 1,2 rad/s.



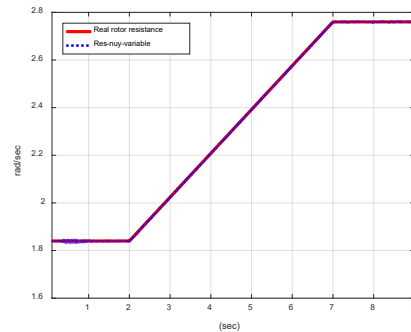
(a)



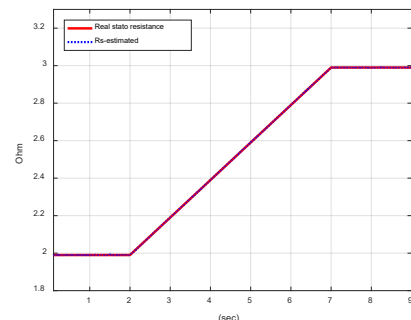
(b)

**Hình 2.** Tốc độ của động cơ bao gồm: tốc độ đặt, tốc độ thật và tốc độ ước lượng.

\* Khi các bộ ước lượng điện trở rotor và stator tác động vào bộ điều khiển không cảm biến:

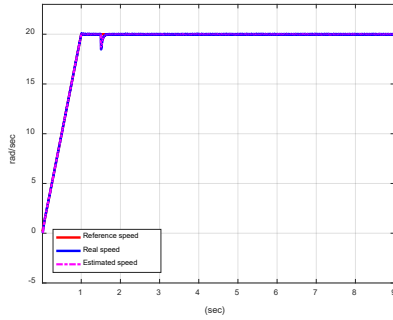


(a)



(b)

**Hình 3.** Điện trở rotor và stator của động cơ bao gồm: điện trở thực, điện trở ước lượng.



**Hình 4.** Tốc độ của động cơ bao gồm: tốc độ đặt, tốc độ thật, tốc độ ước lượng.

Các kết quả mô phỏng trên Hình 3 chỉ ra với thuật toán ước lượng đã được đề xuất ở phần 2 và 3 điện trở rotor và stator được ước lượng chính xác với sai số rất bé so với giá trị điện trở thực, mặt khác việc ước lượng điện trở rotor và stator chính xác dẫn đến tốc độ ước lượng bám sát với tốc độ thực của động cơ (Hình 4), qua đó nâng cao chất lượng của hệ truyền động không cảm biến tốc độ.

**4.2. Kết quả thực nghiệm**

Để kiểm tra lại các thuật toán ước lượng điện trở stator và rotor đã được đề xuất, bộ truyền động điện động cơ không đồng bộ điều khiển tựa từ thông rotor đã được thực hiện trong phòng thí nghiệm, như được chỉ ra ở Hình 5. Thực nghiệm được thực hiện trên dS 1104 được kết nối với máy tính cá nhân, bộ nghịch lưu IGBT với tần số đóng cắt 5kHz đã được sử dụng để thực hiện hệ truyền động, số liệu động cơ như Bảng 1, với tốc độ định mức là 2880 vòng/  $\approx$  301,44 rad/s.



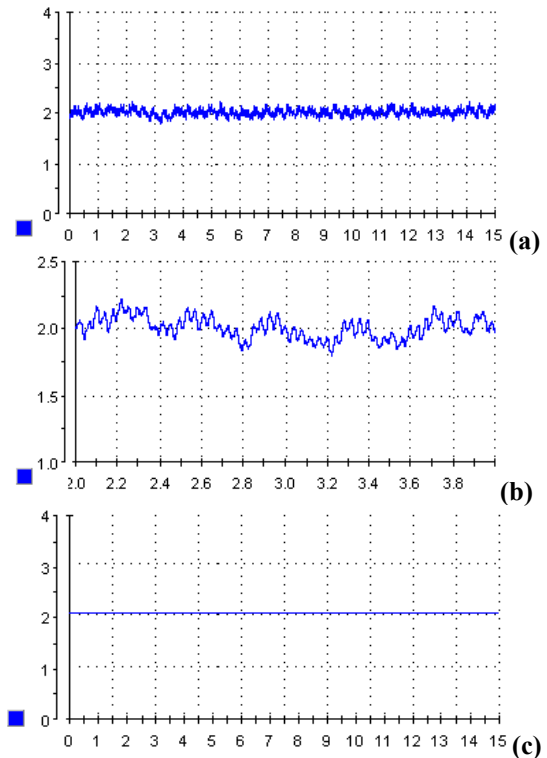
**Hình 5.** Bàn thực nghiệm sử dụng dS 1104.

Các bộ điều khiển dòng điện và từ thông đã được thực hiện với chu kỳ trích mẫu 200 micro giây. Ước lượng tốc độ sử dụng chu kỳ lấy mẫu 2 mili giây, ước lượng điện trở rotor được đề xuất, sử dụng chu kỳ trích mẫu 90 mili giây, ước lượng điện trở stator sử dụng chu kỳ trích mẫu 40 mili giây. Một encoder với 5000 xung/ vòng đã được sử dụng để xác định vị trí và phân hồi tốc độ. Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu được nối cứng trục với động cơ không đồng bộ sử dụng làm tải. Mô men tải là 2 Nm và được duy trì trong thời gian

làm thực nghiệm bởi một bộ điều khiển dòng. Sau một số phép thử tốc độ học hằng số để ước lượng điện trở rotor và stator được chọn như sau:  $\eta_r = 0,0145$ ;  $\eta_s = 0,0216$ .

Ở vùng tốc độ thấp, bộ điều khiển không cảm biến tốc độ bị ảnh hưởng nhiều bởi sự thay đổi điện trở rotor và stator hơn là vùng tốc độ cao [3], do vậy trong thực nghiệm này, một tốc độ thấp 20 rad/ giây được đưa vào làm giá trị tốc độ đặt cho bộ điều khiển.

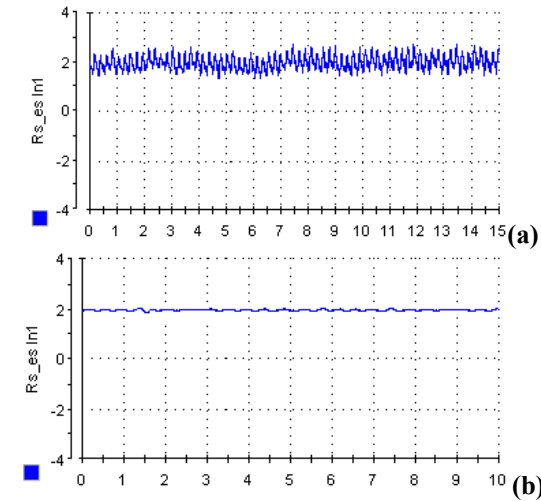
\* *Kết quả ước lượng điện trở rotor và stator:*



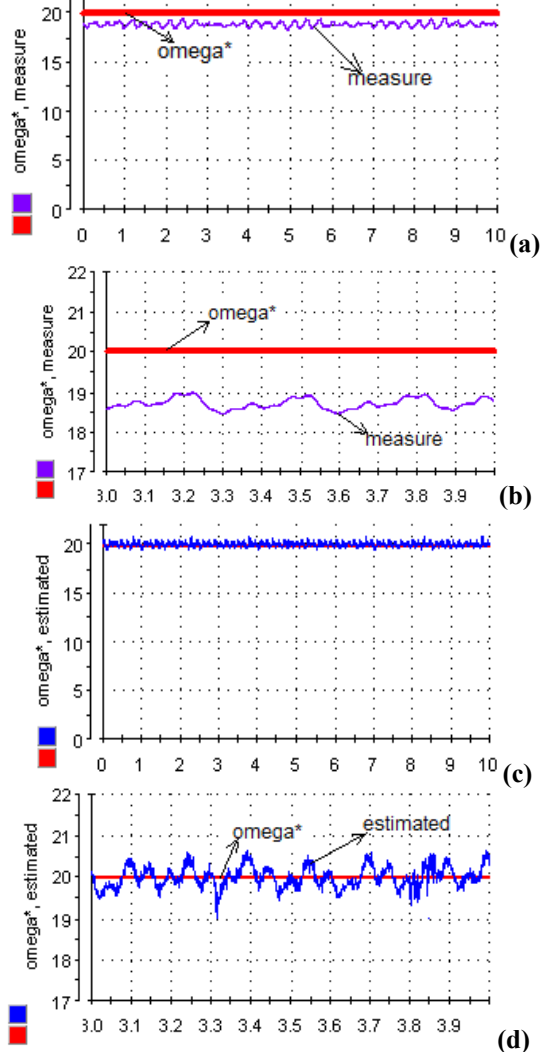
**Hình 6.** (a), (b). Điện trở rotor ước lượng với tốc độ học là hằng số; (c). Điện trở rotor ước lượng với tốc độ học thích nghi theo (12).

Hình 6 (a), (b) đã chỉ ra điện trở rotor ước lượng với tốc độ học hằng số có giá trị trung bình xấp xỉ bằng 2,10 Ohm, Hình. 6(b) là hình phóng to của ước lượng điện trở rotor với tốc độ học là hằng số, đập mạch của điện trở rotor ước lượng xấp xỉ 20%. Điện trở rotor ước lượng sử dụng tốc độ học theo (11) gần như không bị đập mạch được chỉ ra ở Hình. 6(c). Hình. 7(a), (b) đã chỉ ra điện trở stator ước lượng có giá trị trung bình xấp xỉ bằng 2 Ohm. Hình.7(b) điện trở stator ước lượng sử dụng tốc độ học theo (19) có độ chính xác cao hơn sử dụng tốc độ học là hằng số (đập mạch của điện trở stator ước lượng với tốc độ học hằng số xấp xỉ 25%, trong khi với phương pháp đề xuất điện trở stator ước lượng đập mạch  $\approx$  5%).

Sau khi động cơ chạy được 60 phút, tiến hành đo tốc độ động cơ.



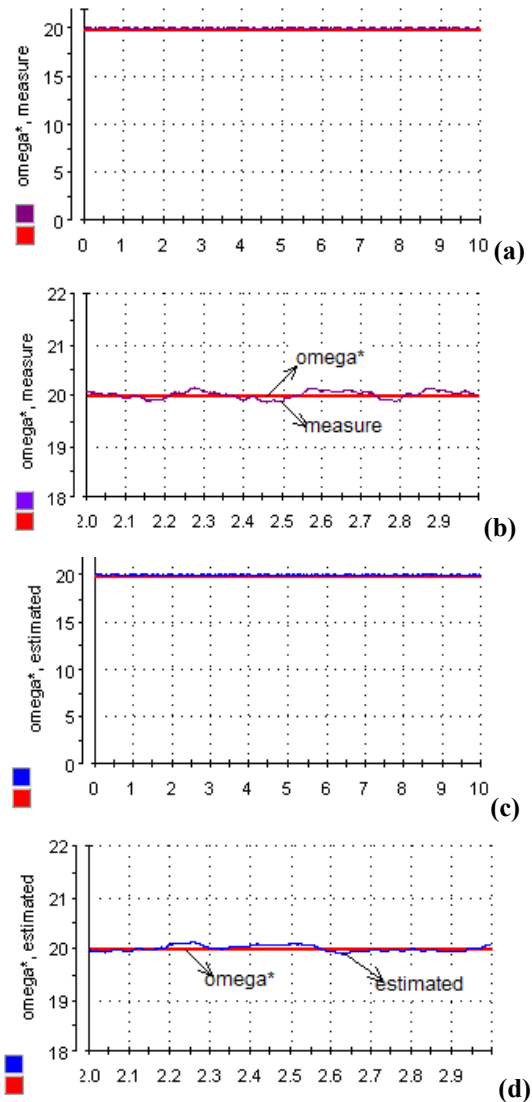
**Hình 7.** (a). Điện trở stator ước lượng với tốc độ học là hằng số; (b). Điện trở stator ước lượng với tốc độ học thích nghi theo (20).



**Hình 8.** (a), (b). Tốc độ động cơ: tốc độ đặt, tốc độ đo lường. (c), (d). Tốc độ đặt, tốc độ ước lượng.

\* Ước lượng tốc độ động cơ với trường hợp không có ước lượng điện trở rotor và stator Hình. 8(a), (b) đã chỉ ra tốc độ thực của động cơ không bám sát tốc độ đặt, và độ chênh lớn nhất  $\approx 2$  rad/s, nhỏ nhất  $\approx 1$  rad/s Hình. 8(c), (d) tốc độ ước lượng trung bình là 20 rad/s nhưng bị đập mạch xấp xỉ 13%.

\* Ước lượng tốc độ động cơ khi có ước lượng điện trở rotor và stator. Hình. 9(a), (b), (c), (d) đã chỉ ra rằng khi có ước lượng điện trở rotor và stator, ước lượng tốc độ và tốc độ thực của động cơ bám tốc độ đặt.



**Hình 9.** (a), (b). Tốc độ động cơ: tốc độ đặt, tốc độ đo lường. (c), (d). Tốc độ đặt, tốc độ ước lượng.

**5. Kết luận**

Bài báo đã đề xuất một phương pháp để ước lượng điện trở rotor và stator của động cơ không đồng bộ sử dụng mạng nơ ron nhân tạo với tốc độ học được cập nhật theo (12) và (20). Kết quả đã chỉ ra ước lượng điện trở rotor và stator với phương pháp được đều xuất

có độ chính xác cao hơn khi ước lượng với tốc độ học là hằng số, đồng thời cũng đã minh chứng được ước lượng điện trở rotor và stator góp phần nâng cao chất lượng điều khiển của hệ truyền động không cảm biến tốc độ ở vùng tốc độ thấp. Ngoài ra, phương pháp ước lượng này còn được sử dụng để xác định điện trở rotor và stator cho một dãy động cơ không đồng bộ mà không phải lựa chọn tốc độ học riêng cho từng động cơ. Hướng phát triển tiếp theo của nhóm tác giả là sử dụng các điện trở được ước lượng ứng dụng cho điều khiển không cảm biến tốc độ với phương pháp điều khiển nhảy cảm với các thông số động cơ như điều khiển dự báo MPC (Model Predictive Control), Điều khiển trượt SMC (Sliding Mode Control) nhằm đánh giá hiệu quả của phương pháp nghiên cứu.

#### Lời cảm ơn

Tập thể tác giả chân thành cảm ơn phòng thí nghiệm Truyền động điện- Bộ môn Tự động hóa công nghiệp- Trường Đại học Bách khoa Hà nội đã tận tình giúp đỡ để chúng tôi hoàn thành các thực nghiệm trong bài báo này.

#### Tài liệu tham khảo

- [1] Baburaj Karanayil, Parameter Identification for Vector Controlled Induction Motor Drives Using Artificial Neural Networks and Fuzzy Principles. Thesis submitted to The University of New South Wales for degree of Doctor of Philosophy, School of Electrical Engineering and Telecommunications, 2005.
- [2] R. Krishnan and F. C. Doran, Study of parameter sensitivity in high-performance inverter-fed induction motor drive systems, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-23, no. 4, pp. 623–635, 1987.
- [3] B. Karanayil, M. F. Rahman, and C. Grantham, Online stator and rotor resistance estimation scheme using artificial neural networks for vector controlled speed sensorless induction motor drive, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, pp. 167–176, 2007.
- [4] A. Chitra and S. Himavathi, A modified neural learning algorithm for online rotor resistance estimation in vector controlled induction motor drives, *Front. Energy*, vol. 9, no. 1, pp. 22–30, 2015.
- [5] Y. Bensalem, A Sensorless Neural Model Reference Adaptive Control for Induction Motor Drives, 2009 Int. Conf. Signals, Circuits Syst. A, pp. 1–6, 2009.
- [6] F. L. Mapelli, A. Bezzolato, and D. Tarsitano, A rotor resistance MRAS estimator for induction motor traction drive for electrical vehicles, *Proc. - 2012 20th Int. Conf. Electr. Mach. IECM 2012*, pp. 823–829, 2012.
- [7] G. Lin and Q. Wan, Estimation of Rotor Resistance of Induction Motor Based on Extended Kalman Filter, *Adv. CSIE*, vol. 2, pp. 193–198, 2012.
- [8] M. Ouhrouche, Estimation of speed, rotor flux, and rotor resistance in cage induction motor using the EKF algorithm, *Int. J. power energy Syst.*, pp. 1–20, 2002.
- [9] S. Yang, R. Sun, P. Cao, Z. Xie, and X. Zhang, Sliding-mode observer based rotor resistance updating method for indirect vector controlled induction motor, 2017 IEEE Transp. Electr. Conf. Expo, Asia-Pacific, ITEC Asia-Pacific, 2017.
- [10] T. Ritu, K. Sudhir Y, and R. Bharat Singh, Estimation of Rotor and Stator Resistance for Induction Motor Drives using Second order of Sliding Mode Controller, *J. Eng. Sci. Technol. Rev.*, no. 10 (6) (2017) 9-15, pp. 9–15, 2017.
- [11] E. A. Alradadi, A simple and Efficient Method for a Based Fuzzy Logic Speed Controller and Rotor Resistance Estimation of an Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive, pp. 1–10.
- [12] E. A. Alradadi, An Efficient Method for a Based Fuzzy Logic Speed Controller and Rotor Resistance Estimation of an Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive, pp. 1–8.
- [13] C. Djamila, M. Yahia, and T. Ali, Simultaneous Estimation of Rotor Speed and Stator Resistance in Sensorless Indirect Vector Control of Induction Motor Drives Using a Luenberger Observer, *Int. J. Comput. Sci. Issues*, vol. 9, no. 3, No 2, pp. 325–335, 2012.
- [14] M. Jouili, Y. Agrebi, Y. Koubaa, and M. Boussak, A Luenberger state observer for simultaneous estimation of speed and stator resistance in sensorless IRFOC induction motor drives, 16th Int. Conf. Sci. Tech. Autom. Control Comput. Eng. STA 2015, pp. 898–904, 2015.
- [15] C. M. F. S. Reza, D. Islam, and S. Mekhilef, Stator resistance estimation scheme using fuzzy logic system for direct torque controlled induction motor drive, *J. Intell. Fuzzy Syst.*, vol. 27, no. 4, pp. 1631–1638, 2014.
- [16] B. K. Bose and N. R. Patel, Quasi-fuzzy estimation of stator resistance of induction motor, *IEEE Trans. power Electron.*, vol. 13, no. 3, pp. 401–409, 1998.
- [17] V. Vasić, S. N. Vukosavic, and E. Levi, A Stator Resistance Estimation Scheme for Speed Sensorless Rotor Flux Oriented Induction Motor Drives, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no. 4, pp. 476–483, 2003.
- [18] M. Rashed, F. Stronach, and P. Vas, 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, 2003.
- [19] M. Koteich, Flux estimation algorithms for electric drives: a comparative study, 2016 3rd Int. Conf. Renew. Energies Dev. Ctries., 2016.
- [20] H. H. Vo, P. Brandstetter, C. S. T. Dong, and T. C. Tran, Speed estimators using stator resistance adaption for sensorless induction motor drive, *Adv. Electr. Electron. Eng.*, vol. 14, no. 3, pp. 267–273, 2016.
- [21] P. Văn Tuấn, P. H. Phi, N. T. Sơn, and N. T. Công, Ước lượng tốc độ động cơ không đồng bộ ba pha sử dụng mạng nơ ron nhân tạo, *Chuyên san Tự động hóa* ngày nay 4-2014, pp. 62–66, 2014.