

NHẬN DẠNG ĐẶC TÍNH TỪ THÔNG CỦA ĐỘNG CƠ TỪ TRỞ CÓ XÉT ĐẾN ẢNH HƯỞNG CỦA HỖ CẢM VÀ BẢO HÒA MẠCH TỪ

IDENTIFICATION OF FLUX CHARACTERISTIC OF SWITCHED RELUCTANCE MOTOR WITH THE INFLUENCE OF MUTUAL INDUCTANCE AND MAGNETIC SATURATION

Phí Hoàng Nhã^{1,2,*}, Lê Xuân Hải¹,
Nguyễn Thu Hà¹, Đặng Đình Chung¹

TÓM TẮT

Động cơ từ trở là động cơ có nhiều ưu điểm như cấu tạo đơn giản, mô men khởi động lớn, có khả năng ứng dụng trong các hệ thống đòi hỏi tốc độ cao. Tuy nhiên, nhược điểm của động cơ này là mô men đập mạch lớn và rất khó điều khiển. Để áp dụng được các phương pháp điều khiển, mô hình toán của động cơ cần được xác định chính xác. Khác với các loại động cơ thông thường, mô hình toán của động cơ từ trở đòi hỏi cần biết được đặc tính từ thông, mà đặc tính này chỉ có thể xác định chính xác dựa trên đo đạc thực nghiệm. Quá trình đo đạc thực nghiệm đòi hỏi phải có hệ thống thiết bị thực, quá trình cài đặt phức tạp, không phù hợp trong nghiên cứu, thiết kế, mô phỏng các thuật toán điều khiển. Để giải quyết khó khăn này, bài báo đề xuất một hàm toán học của đặc tính từ thông, sử dụng thuật toán nơ ron để kiểm tra tính chính xác của hàm đề xuất. Hàm đặc tính từ thông cho động cơ từ trở được xây dựng có xét đến ảnh hưởng của hồ cảm giữa các pha và bảo hòa mạch từ, hàm này là chính xác để có thể sử dụng trong việc đánh giá, phát triển các thuật toán điều khiển cho động cơ từ trở.

Từ khóa: Động cơ từ trở; đặc tính từ thông; nhận dạng; phần tử hữu hạn, nơ ron.

ABSTRACT

The switched reluctance motor has many advantages such as simple construction, large starting moment, and capable of being used in systems requiring high speed. However, the disadvantage of this motor is that the ripple torque is large and difficult to control. In order to apply the control methods, the motor's mathematical model needs to be precisely defined. Unlike conventional motors, the mathematical model of the switched reluctance motor requires knowing the flux characteristic, which can only be accurately determined based on experimental measurements. The experimental measurement process requires a real equipment system, complicated installation process, not suitable in research, design, and simulation of control algorithms. To solve this problem, the paper proposes a mathematical function of the magnetization characteristic, using a neural algorithm to check the accuracy of the proposed function. The magnetization characteristic function for the switched reluctance motor is built considering the influence of mutual inductance phases and magnetic saturation, magnetization function is used in the development and evaluation of control algorithms for switched reluctance motor.

Keywords: Switched reluctance motor; magnetization; identification; finite element method; neural.

¹Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội

²Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

*Email: phihoangnha@hau.edu.vn

Ngày nhận bài: 05/5/2021

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 10/6/2021

Ngày chấp nhận đăng: 25/6/2021

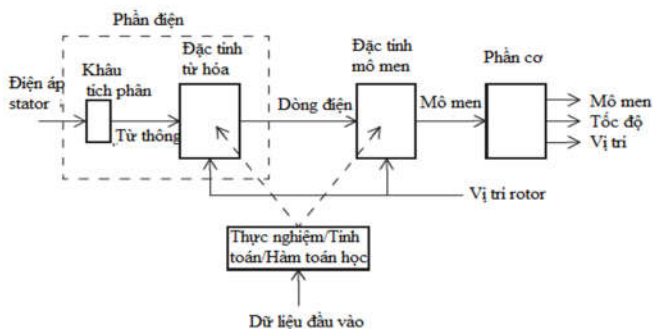
1. GIỚI THIỆU

Động cơ từ trở (SRM) có cấu tạo đơn giản, tốc độ hoạt động lớn, độ bền cao trong môi trường làm việc phức tạp và chi phí chế tạo thấp. Mặc dù những ưu điểm trên là đáng kể, nhưng một vấn đề làm hạn chế các ứng dụng của SRM là mô men đập mạch lớn và khó điều khiển. Để thiết kế các thuật toán điều khiển cho động cơ từ trở, mô hình toán của động cơ cần được xác định chính xác.

Phương trình toán học của động cơ từ trở gồm phương trình điện áp, phương trình mô men và phương trình cơ. Từ việc biến đổi ba phương trình này, mô hình toán của động cơ từ trở có thể dễ dàng được đưa ra. Tuy nhiên, khác với các loại động cơ một chiều hay xoay chiều khác, động cơ từ trở có từ thông là một hàm phi tuyến, phụ thuộc vào dòng điện và vị trí rotor, mà để có được mô hình toán của SRM cần biết được đặc tính từ thông của nó, theo cấu trúc mô hình động cơ trong hình 1. Chính điều này đã gây ra nhiều khó khăn khi mô hình hóa SRM để điều khiển chúng.

Hiện nay, đặc tính từ thông (hay còn gọi là đặc tính từ hóa) của động cơ từ trở có thể xác định bởi ba cách. Cách thứ nhất là đo đạc thực nghiệm, phương pháp này cho kết quả chính xác nhưng đòi hỏi phải có thiết bị thực và quá trình cài đặt phức tạp. Đồng thời, mỗi loại động cơ từ trở có số cực stator và rotor khác nhau thì đặc tính từ thông sẽ khác nhau (6/4 cực, 8/6 cực, 10/8 cực,...), vì vậy cách thứ nhất không mang tính tổng quát. Cách thứ hai là tính toán bằng phương pháp phần tử hữu hạn (FEA), phương pháp này đòi hỏi nhiều thời gian để tính toán, phụ thuộc vào lưới chia và các điều kiện biên. Để tăng

độ chính xác, lưới chia phải càng nhỏ càng tốt, dẫn đến có thể mất hàng giờ tính toán. Cách thứ ba là nhận dạng đặc tính từ thông bằng một hàm tuyến tính hoặc phi tuyến. Phương pháp thứ ba này là phù hợp, thuận tiện cho quá trình đánh giá, thiết kế và phát triển các thuật toán điều khiển. Bài toán đặt ra là cần xây dựng được hàm đặc tính từ thông chính xác. Nhiều công trình nghiên cứu đã đưa ra các hàm đặc tính từ thông bằng nhiều phương pháp nhận dạng khác nhau, như trong công trình [1-14].



Hình 1. Cấu trúc mô hình động cơ từ trở [8]

Tuy nhiên, các nghiên cứu mặc dù khẳng định tính chính xác của hàm đặc tính từ thông, nhưng mới chỉ xét trong các trường hợp lý tưởng như bỏ qua bão hòa vật liệu và ảnh hưởng của hồ cảm giữa các pha. Công trình [15] sử dụng thuật toán nơ ron để nhận dạng các tham số trong hàm đặc tính từ thông có xét đến ảnh hưởng của bão hòa. Điều này là chưa đầy đủ bởi trong động cơ từ trở, hồ cảm giữa các pha có ảnh hưởng khá nhiều.

Để tăng tính chính xác của hàm đặc tính từ thông trong động cơ từ trở, bài báo này đưa ra hàm đặc tính từ thông có xét đến ảnh hưởng của bão hòa mạch từ và hồ cảm giữa các pha. Thuật toán nơ ron được sử dụng để nhận dạng hàm từ hóa để xuất và kiểm chứng tính chính xác của hàm. Kết quả nhận dạng được mô phỏng, đánh giá và so sánh với đặc tính từ thông thực nghiệm.

2. ĐẶC TÍNH TỪ THÔNG CỦA ĐỘNG CƠ TỪ TRỞ CÓ XÉT ĐẾN ẢNH HƯỞNG CỦA HỒ CẢM VÀ BÃO HÒA MẠCH TỪ

Mô hình toán của động cơ từ trở được sử dụng để thiết lập bộ điều khiển từ phương trình vi phân thu được từ các phương trình máy điện cơ bản. Động học của động cơ từ trở bao gồm các phương trình về điện áp, phương trình mô men và phương trình cơ. Ba phương trình đó được biểu diễn như sau:

$$\begin{cases} u_j = R \cdot i_j + \frac{d\psi_j}{dt} \\ T_j(\theta, i_j) = \frac{\partial W_j'}{\partial \theta} \\ J \frac{d^2\theta}{dt^2} = T_e - T_l \end{cases} \quad (1)$$

trong đó: $j = 1, 2, \dots, m$; u_j là điện áp của pha j ; R là điện trở pha j ; i_j là dòng điện pha j ; ψ_j từ thông pha j ; T_e là mô men một pha; T_l là mô men tải; J là mô men quán tính.

Theo nguyên lý chuyển đổi năng lượng xảy ra trong động cơ từ trở, mô men sinh ra chính bằng biến thiên đối năng lượng từ trường trong cuộn dây stator theo vị trí rotor.

$$T_j(\theta, i_j) = \frac{\partial W_j'}{\partial \theta} \quad (2)$$

ở đó:

$$\partial W_j'(\theta, i_j) = \int_0^{i_j} \psi_j(\theta, i_j) di_j \quad (3)$$

Mô men trong SRM là hàm phi tuyến theo dòng điện nếu mạch từ là tuyến tính. Khi đó, mô men tổng sinh ra chính bằng tổng mô men ở các pha.

$$T_e(\theta, i_1, i_2, \dots, i_m) = \sum_{j=1}^m T_j(\theta, i_j) \quad (4)$$

Để điều khiển được động cơ từ trở, chúng ta cần xác định được đặc tính từ thông $\psi_j(\theta, i_j)$ càng chính xác càng tốt. Đặc tính từ thông này là phi tuyến, cần xét tới ảnh hưởng của bão hòa mạch từ và hồ cảm giữa các pha. Mặc dù, do kết cấu hình học của loại động cơ này, hồ cảm giữa các pha khá nhỏ, có thể được bỏ qua. Tuy nhiên, điều này tạo nên sự thiếu chính xác trong việc xây dựng mô hình toán của động cơ từ trở. Đặc biệt, khi hoạt động ở tốc độ càng cao, sự chổng chéo dòng điện giữa các pha càng lớn, điều này dẫn đến sự ảnh hưởng của hồ cảm là lớn [16, 17].

Để thuận tiện trong quá trình nghiên cứu, phát triển các thuật toán điều khiển, đặc tính từ thông có thể được xấp xỉ là một hàm liên tục [1-3], như sau:

$$\psi_j(\theta, i_j) = \psi_s (1 - e^{-i_j f_j(\theta)}) \quad (5)$$

Tuy nhiên, hàm từ thông được xấp xỉ trong tất cả các công trình nghiên cứu trên đều bỏ qua ảnh hưởng của hồ cảm giữa các pha. Hàm từ thông được nhóm tác giả đề xuất có xét đến ảnh hưởng của hồ cảm giữa các pha và bão hòa mạch từ, có dạng như sau:

$$\psi_j(\theta, i_j) = \psi_s (1 - e^{-[i_j f_j(\theta) + a_j(\theta)]}) \quad (6)$$

với $j = 1, 2, \dots, m$; ψ_s là từ thông bão hòa; $a_j(\theta)$ là hệ số hồ cảm phụ thuộc vào vị trí rotor. Phương trình (6) xuất phát từ dạng nghiệm của phương trình vi tích phân (1) bao gồm nghiệm tổng quát và nghiệm riêng. Mô hình được nhóm tác giả đề xuất dựa theo mô hình nhận dạng hàm từ thông trong các công trình nghiên cứu [1, 15] có cải tiến bổ sung.

Nhìn chung, do cấu tạo đặc biệt của SRM nên sự hoạt động của động cơ này không giống như các động cơ điện thông thường. Rotor của động cơ từ trở quay từng góc rời rạc nên hàm $f_j(\theta)$ có thể được biểu diễn bằng chuỗi Fourier:

$$\begin{aligned} f_j(\theta) = a + \sum_{n=1}^{\infty} \{ & b_n \sin[nN_r \theta - (j-1) \frac{2\pi}{m}] \\ & + c_n \cos[nN_r \theta - (j-1) \frac{2\pi}{m}] \} \end{aligned} \quad (7)$$

Từ (6) và (3), ta có:

$$W_j'(\theta, i_j) = \int_0^{i_j} \psi_j(\theta, i_j) di_j = \int_0^{i_j} \psi_s (1 - e^{-[i_j f_j(\theta) + a_j(\theta)]}) di_j \quad (8)$$

Giải phương trình tích phân (8), ta được:

$$\begin{aligned} W_j(\theta, i_j) &= \int_0^{i_j} \psi_j(\theta, i_j) di_j = \int_0^{i_j} \psi_s (1 - e^{-[i_j f_j(\theta) + a_j(\theta)]}) di_j \\ &= \psi_s i_j - \int_0^{i_j} \psi_s e^{-i_j f_j(\theta)} e^{-a_j(\theta)} di_j \\ &= \psi_s i_j + \frac{\psi_s}{f_j(\theta)} e^{-a_j(\theta)} e^{-i_j f_j(\theta)} \Big|_0^{i_j} \\ &= \psi_s i_j + \frac{\psi_s}{f_j(\theta)} e^{-a_j(\theta)} e^{-i_j f_j(\theta)} - \frac{\psi_s}{f_j(\theta)} e^{-a_j(\theta)} \end{aligned}$$

Từ (2) và (8), ta có:

$$T_j(\theta, i_j) = \frac{\partial W_j}{\partial \theta} = \frac{\partial [\psi_s i_j + \frac{\psi_s}{f_j(\theta)} e^{-a_j(\theta)} e^{-i_j f_j(\theta)} - \frac{\psi_s}{f_j(\theta)} e^{-a_j(\theta)}]}{\partial \theta} \quad (9)$$

Giải phương trình đạo hàm (9), ta được:

$$\begin{aligned} T_j(\theta, i_j) &= \frac{\partial W_j}{\partial \theta} = \frac{\partial [\psi_s i_j + \frac{\psi_s}{f_j(\theta)} e^{-a_j(\theta)} e^{-i_j f_j(\theta)} - \frac{\psi_s}{f_j(\theta)} e^{-a_j(\theta)}]}{\partial \theta} \\ &= 0 + \psi_s \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\frac{1}{f_j(\theta)} \right) e^{-a_j(\theta)} e^{-i_j f_j(\theta)} + \psi_s \frac{1}{f_j(\theta)} \frac{\partial}{\partial \theta} (e^{-a_j(\theta)} e^{-i_j f_j(\theta)}) \\ &\quad + \psi_s \frac{1}{f_j(\theta)} e^{-a_j(\theta)} \frac{\partial}{\partial \theta} (e^{-i_j f_j(\theta)}) - \psi_s \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\frac{1}{f_j(\theta)} \right) e^{-a_j(\theta)} - \psi_s \frac{1}{f_j(\theta)} \frac{\partial}{\partial \theta} (e^{-a_j(\theta)}) \end{aligned}$$

Mô men của pha j được xác định xấp xỉ:

$$\begin{aligned} T_j(\theta, i_j) &= \frac{\psi_s}{f_j^2(\theta)} \frac{df_j(\theta)}{d\theta} e^{-a_j(\theta)} [1 - (1 + i_j f_j(\theta)) e^{-i_j f_j(\theta)}] \\ &\quad + \frac{\psi_s}{f_j(\theta)} \frac{da_j(\theta)}{d\theta} e^{-a_j(\theta)} (1 - e^{-i_j f_j(\theta)}) \end{aligned} \quad (10)$$

Công thức (10) là đảm bảo tính hợp lý bởi mô men của một pha thứ j là tổng của mô men riêng (mô men tự cảm) và mô men hổ cảm do thành phần hổ cảm sinh ra.

$$T_e(\theta, i_1, i_2, \dots, i_j) = \sum_{j=1}^J T_j(i_j, \theta) + T_{Mj} \quad (11)$$

Khi đó, mô men hổ cảm T_{Mj} của pha thứ j trong phương trình (10) là:

$$T_{Mj}(\theta, i_j) = \frac{\psi_s}{f_j(\theta)} \frac{da_j(\theta)}{d\theta} e^{-a_j(\theta)} (1 - e^{-i_j f_j(\theta)}) \quad (12)$$

Vi ta coi $a_j(\theta)$ là một tham số phụ thuộc vị trí rotor, nên phương trình (12) có thể viết lại như sau:

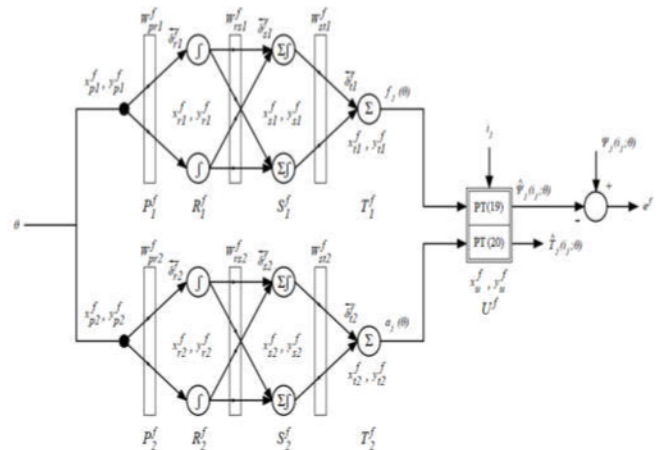
$$T_{Mj}(\theta, i_j) = \frac{\psi_s}{f_j(\theta)} a_j(\theta) e^{-a_j(\theta)} (1 - e^{-i_j f_j(\theta)}) \quad (13)$$

Tất cả các thành phần phi tuyến trong (1), ngoại trừ mô men tải T_l đều có thể sử dụng các mô hình (6), (7), (10) với độ chính xác cao.

3. NHẬN DẠNG ĐẶC TÍNH TỪ THÔNG CỦA ĐỘNG CƠ TỪ TRỞ SỬ DỤNG MẠNG NƠ RON

3.1. Thuật toán mạng nơ ron

Cấu trúc của mạng nơ ron nhân tạo (ANN) được sử dụng mô tả trong hình 2. Ở đây, hai mạng nơ ron cấu trúc giống nhau được sử dụng để tính toán hàm $a_j(\theta)$ và $j_j(\theta)$. Đầu vào của hai mạng nơ ron đều là vị trí rotor θ . Đầu ra của mạng nơ ron thứ nhất là $f_j(\theta)$ và đầu ra của mạng nơ ron thứ hai là $a_j(\theta)$. Đầu ra của hai mạng nơ ron này được dùng tính toán để xấp xỉ hàm từ thông $\psi_j(\theta)$ và mô men $\hat{T}_j(\theta, i_j)$. ANN được sử dụng gồm bốn lớp là P^f, R^f, S^f, T^f . Những kí hiệu này biểu thị số nơ ron của mỗi lớp. Chỉ số trên f biểu thị tất cả các biến của mô hình.



Hình 2. Cấu trúc mạng nơ ron của hệ thống

Mạng nơ ron thứ nhất dùng để tính toán hàm $f_j(\theta)$. Mạng nơ ron thứ hai dùng để tính toán hàm $a_j(\theta)$. Cấu trúc của hai mạng nơ ron này là giống hệt nhau từ lớp P^f, R^f, S^f chỉ khác nhau ở lớp ra T^f với đầu ra khác nhau. Do đó, cấu trúc mạng nơ ron thứ nhất và thứ hai được thêm chỉ số 1 và 2 ở dưới các lớp và các trọng số tương ứng. Vì cấu trúc hai mạng là giống nhau, nên thuật toán trình bày trong bài báo mang tính chất tổng quát nên không phân biệt cụ thể cho từng mạng. Sự khác biệt giữa hai mạng nơ ron này sẽ được phân tích đầy đủ.

Lớp P^f : có p nơ ron ở lớp này. Đầu vào và đầu ra của lớp được tính:

$$x_p^f = \theta \text{ và } y_p^f(x_p^f) = x_p^f \quad (14)$$

với $p = 0$. Hàm kích hoạt được giả định là thống nhất ở lớp này.

Lớp R^f : có r nơ ron ở lớp này. Đầu vào và đầu ra của lớp được tính:

$$x_r^f = y_p^f \cdot w_{pr}^f \text{ và } y_r^f = \exp \left(- \left(\frac{x_r^f - c_r^f}{\sigma_r^f} \right)^2 \right) \quad (15)$$

với $p = 0$ và $r = 0 \dots R^f$. Trong đó, c_r^f và σ_r^f lần lượt là tâm và độ rộng của hàm kích hoạt Gauss. w_{pr}^f là trọng số giữa hai lớp P^f và R^f .

Lớp S^f: có s nơ ron ở lớp này. Đầu vào và đầu ra của lớp được tính:

$$x_s^f = \sum_{r=0}^{R^f} y_r^f \cdot w_{rs}^f \text{ và } y_s^f = \exp\left(-\left(\frac{x_s^f - c_s^f}{\sigma_s^f}\right)^2\right) \quad (16)$$

với r = 0...R^f và s = 0...S^f. Trong đó, c_s^f và σ_s^f lần lượt là tâm và độ rộng của hàm kích hoạt Gauss. w_{rs}^f là trọng số giữa hai lớp R^f và S^f.

Lớp T^f: Bao gồm t nơ ron và được tính:

Mạng nơ ron thứ nhất: Hàm f_j(θ) tính được ở lớp này. Có t nơ ron ở lớp này và được tính:

$$x_t^f = \sum_{r=0}^{R^f} y_r^f \cdot w_{rt}^f \text{ và } y_t^f = x_t^f = f_j(\theta) \quad (17)$$

với s = 0...S^f và t = 0.

Mạng nơ ron thứ hai: Hàm a_j(θ) tính được ở lớp này. Có t nơ ron ở lớp này và được tính:

$$x_t^f = \sum_{r=0}^{R^f} y_r^f \cdot w_{rt}^f \text{ và } y_t^f = x_t^f = a_j(\theta) \quad (18)$$

với s = 0...S^f và t = 0.

Sau khi tính toán được các hàm f_j(θ) và a_j(θ) từ đầu ra của lớp T^f, các hàm từ thông xấp xỉ $\hat{\psi}_j(\theta)$ và hàm mô men xấp xỉ $\hat{T}_j(\theta, i_j)$ được tính trong lớp U^f theo công thức sau:

$$x_u^f = f_j(\theta) i_j + a_j(\theta) \text{ và } y_u^f = 1 - e^{-x_u^f} = \hat{\psi}_j(\theta) \quad (19)$$

với u = 0. Trong đó i_j là dòng điện chạy trong cuộn dây stator.

Mô men được xấp xỉ theo công thức:

$$\hat{T}_j(\theta, i_j) = \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\frac{1}{f_j(\theta)} \right) e^{-a_j(\theta)} e^{-i_j f_j(\theta)} + \frac{1}{f_j(\theta)} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(e^{-a_j(\theta)} \right) e^{-i_j f_j(\theta)} + \frac{1}{f_j(\theta)} e^{-a_j(\theta)} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(e^{-i_j f_j(\theta)} \right) - \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\frac{1}{f_j(\theta)} \right) e^{-a_j(\theta)} - \frac{1}{f_j(\theta)} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(e^{-a_j(\theta)} \right) \quad (20)$$

Trong các công thức trên hệ số từ thông bão hòa ψ_s không được sử dụng bởi vì mạng nơ ron nhân tạo có cấu trúc thích nghi thông qua các trọng số và hàm kích hoạt. Thuật toán lan truyền ngược huấn luyện cho mạng nơ ron được trình bày chi tiết trong phần tiếp theo.

3.2. Thuật toán lan truyền ngược huấn luyện mạng

Trong ANN, mục đích chính của việc huấn luyện mạng chính là cập nhật trọng số của mạng. Thuật toán huấn luyện mạng của hai mạng nơ ron được sử dụng là giống nhau sẽ được trình bày chung như dưới đây.

Hàm năng lượng E^f được chọn là:

$$E^f = \frac{1}{2} (e^f(k))^2 \text{ với } k = 1, \dots, K^f \quad (21)$$

trong đó, K^f là tổng số đầu vào và đầu ra và e^f là sai lệch giữa từ thông ψ_j và từ thông xấp xỉ $\hat{\psi}_j$. Sai số đầu ra được biểu diễn:

$$e^f = \psi_j(k) - \hat{\psi}_j(k) \text{ với } k = 1, \dots, K^f \quad (22)$$

các trọng số w_{pr}^f, w_{rs}^f và w_{st}^f sẽ được cập nhật thông qua hàm năng lượng E^f.

Lớp U^f - T^f: Bởi vì trọng số giữa các lớp này là thống nhất, sai lệch e^f được truyền trực tiếp vào đầu vào T^f theo quy tắc chuỗi. Vì vậy, phần sai số $\bar{\delta}_t^f$ được xác định bởi:

$$\bar{\delta}_t^f = -\frac{\partial E^f}{\partial e^f} \frac{\partial e^f}{\partial y_u^f} \frac{\partial y_u^f}{\partial x_u^f} \frac{\partial x_u^f}{\partial y_t^f} \frac{\partial y_t^f}{\partial x_t^f} = -e^f i_j \frac{\partial y_u^f}{\partial x_u^f} \frac{\partial y_t^f}{\partial x_t^f} \quad (23)$$

Lớp T^f - S^f: Ở lớp này sự thay đổi của trọng số:

$$\Delta w_{st}^f = \eta_{st}^f \left(-\frac{\partial E^f}{\partial w_{st}^f} \right) = \eta_{st}^f \left(-\frac{\partial E^f}{\partial e^f} \frac{\partial e^f}{\partial y_u^f} \frac{\partial y_u^f}{\partial x_u^f} \frac{\partial x_u^f}{\partial y_t^f} \frac{\partial y_t^f}{\partial x_t^f} \frac{\partial x_t^f}{\partial w_{st}^f} \right) = \eta_{st}^f \bar{\delta}_t^f y_s^f \quad (24)$$

trong đó, η_{st}^f là hệ số học của trọng số giữa hai lớp.

Lớp S^f - R^f: Sai lệch e^f được truyền trực tiếp vào đầu vào của lớp S^f theo quy tắc chuỗi. Vì vậy, phần sai số $\bar{\delta}_s^f$ được xác định bởi:

$$\bar{\delta}_s^f = -\frac{\partial E^f}{\partial e^f} \frac{\partial e^f}{\partial y_u^f} \frac{\partial y_u^f}{\partial x_u^f} \frac{\partial x_u^f}{\partial y_t^f} \frac{\partial y_t^f}{\partial x_t^f} \frac{\partial x_t^f}{\partial y_s^f} \frac{\partial y_s^f}{\partial x_s^f} = \bar{\delta}_s^f w_{st}^f \frac{\partial y_s^f}{\partial x_s^f} \quad (25)$$

Ở lớp này sự thay đổi của trọng số:

$$\Delta w_{rs}^f = \eta_{rs}^f \left(-\frac{\partial E^f}{\partial w_{rs}^f} \right) = \eta_{rs}^f \left(-\frac{\partial E^f}{\partial e^f} \frac{\partial e^f}{\partial y_u^f} \frac{\partial y_u^f}{\partial x_u^f} \frac{\partial x_u^f}{\partial y_t^f} \frac{\partial y_t^f}{\partial x_t^f} \frac{\partial x_t^f}{\partial y_s^f} \frac{\partial y_s^f}{\partial x_s^f} \frac{\partial x_s^f}{\partial w_{rs}^f} \right) = \eta_{rs}^f \bar{\delta}_s^f y_r^f \quad (26)$$

trong đó, η_{rs}^f là hệ số học của trọng số giữa hai lớp.

Lớp R^f - P^f: Sai lệch e^f được truyền trực tiếp vào đầu vào của lớp R^f theo quy tắc chuỗi. Vì vậy, phần sai số $\bar{\delta}_r^f$ được xác định bởi:

$$\bar{\delta}_r^f = -\frac{\partial E^f}{\partial e^f} \frac{\partial e^f}{\partial y_u^f} \frac{\partial y_u^f}{\partial x_u^f} \frac{\partial x_u^f}{\partial y_t^f} \frac{\partial y_t^f}{\partial x_t^f} \frac{\partial x_t^f}{\partial y_s^f} \frac{\partial y_s^f}{\partial x_s^f} \frac{\partial x_s^f}{\partial y_r^f} = \frac{\partial y_r^f}{\partial x_r^f} \sum_{s=0}^{S^f} \bar{\delta}_s^f w_{rs}^f \quad (27)$$

Ở lớp này sự thay đổi của trọng số:

$$\Delta w_{pr}^f = \eta_{pr}^f \left(-\frac{\partial E^f}{\partial w_{pr}^f} \right) = \eta_{pr}^f \left(-\frac{\partial E^f}{\partial e^f} \frac{\partial e^f}{\partial y_u^f} \frac{\partial y_u^f}{\partial x_u^f} \frac{\partial x_u^f}{\partial y_t^f} \frac{\partial y_t^f}{\partial x_t^f} \frac{\partial x_t^f}{\partial y_s^f} \frac{\partial y_s^f}{\partial x_s^f} \frac{\partial x_s^f}{\partial y_r^f} \frac{\partial y_r^f}{\partial x_r^f} \frac{\partial x_r^f}{\partial w_{pr}^f} \right) = \eta_{pr}^f \bar{\delta}_r^f y_p^f \quad (28)$$

trong đó, η_{pr}^f là hệ số học của trọng số giữa hai lớp.

Sự thay đổi của trọng số Δw_{st}^f, Δw_{rs}^f, Δw_{pr}^f được sử dụng để cập nhật trọng số cho mạng nơ ron như dưới đây:

$$\begin{aligned} w_{st}^f(k+1) &= w_{st}^f(k) + \Delta w_{st}^f \\ w_{rs}^f(k+1) &= w_{rs}^f(k) + \Delta w_{rs}^f \\ w_{pr}^f(k+1) &= w_{pr}^f(k) + \Delta w_{pr}^f \end{aligned} \quad (29)$$

với k = 1, ..., K^f.

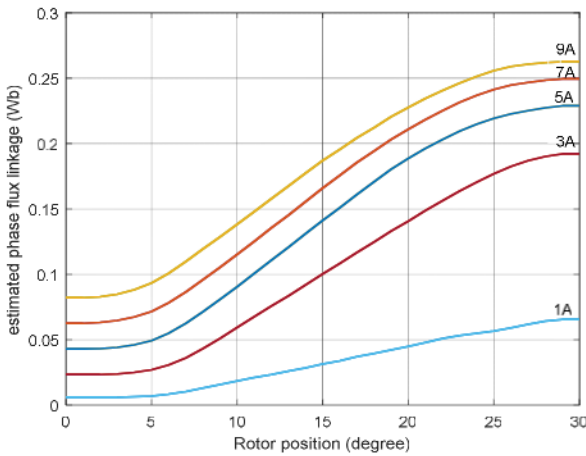
4. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THẢO LUẬN

Với các thông số mạng nơ ron như sau:

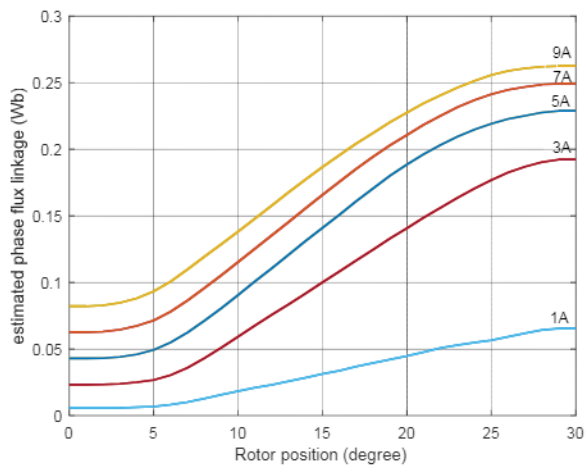
Số lớp mạng: $R = 20; S = 20; K = 500$.

Thông số mạng nơ ron thứ nhất: $c_{r1} = \text{linspace}(-5,5,R); c_{s1} = \text{linspace}(-5,5,S); w_{st1} = 0,01/3; w_{rs1} = 0,01/3; w_{pr1} = 0,01/3; \sigma_{r1} = 0,5; \sigma_{s1} = 0,5$.

Thông số mạng nơ ron thứ hai: $c_{r2} = \text{linspace}(-10,10,R); c_{s2} = \text{linspace}(-10,10,S); w_{st2} = 0,05/3; w_{rs2} = 0,05/3; w_{pr2} = 0,05/3; \sigma_{r2} = 0,3; \sigma_{s2} = 0,3$.



Hình 3. Đường đặc tính từ thông nhận dạng $\hat{\psi}_j(\theta)$ phụ thuộc vào dòng điện và vị trí rotor trường hợp chưa xét đến ảnh hưởng của hồ cảm

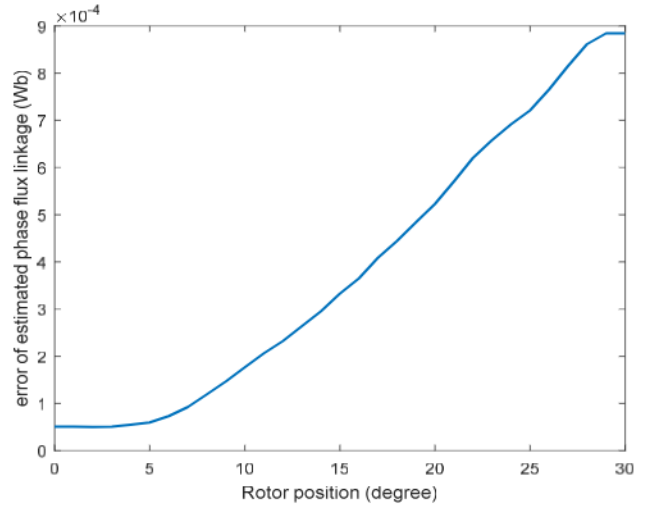


Hình 4. Đường đặc tính từ thông nhận dạng $\hat{\psi}_j(\theta)$ phụ thuộc vào dòng điện và vị trí rotor trường hợp xét đến ảnh hưởng của hồ cảm

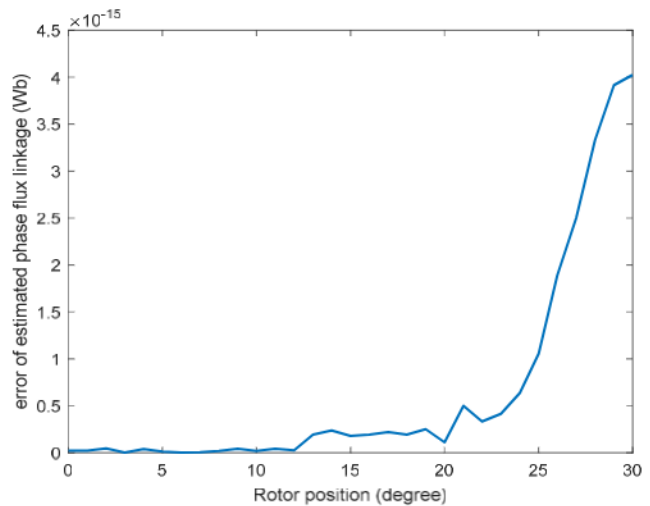
Nhóm tác giả sử dụng phần mềm Matlab/Simulink để mô phỏng. Kết quả nhận dạng đặc tính từ thông được nhóm tác giả đưa ra có sự so sánh, đánh giá với đặc tính từ thông thực nghiệm được công bố trong tài liệu [18], đồng thời sử dụng bảng giá trị từ thông thực nghiệm này làm tập mẫu. Hình 3 là đặc tính từ thông nhận dạng dựa vào hàm đặc tính từ thông theo phương trình (5) công bố trong [1], chưa xét đến ảnh hưởng của hồ cảm giữa các pha. Hình 4 là đặc tính từ thông nhận dạng dựa vào hàm từ hóa theo

phương trình (6), có xét đến ảnh hưởng của hồ cảm giữa các pha và bão hòa mạch từ. Ở cả hai trường hợp, bài báo đều so sánh với đặc tính thực nghiệm. Kết quả nhận dạng cho thấy tính chính xác ở cả hai hàm từ hóa, đặc tính nhận dạng bám sát, gần như trùng khớp với đặc tính thực.

Tuy nhiên, với hàm từ hóa (6) mà nhóm tác giả đề xuất khi xét đến ảnh hưởng của hồ cảm giữa các pha trong động cơ, độ chính xác được khẳng định khi cho sai số nhỏ hơn nhiều với trường hợp hàm từ hóa bỏ qua hồ cảm. Sai số được so sánh với các trường hợp dòng khác nhau là 1A, 5A, 9A tương ứng trong các hình 5, 6, 7.



(a)

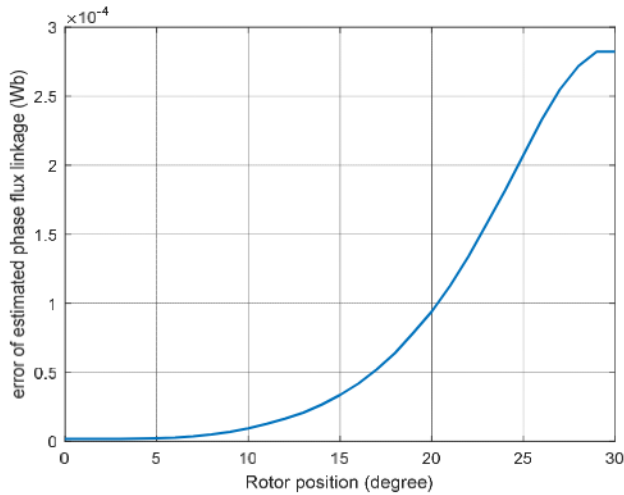


(b)

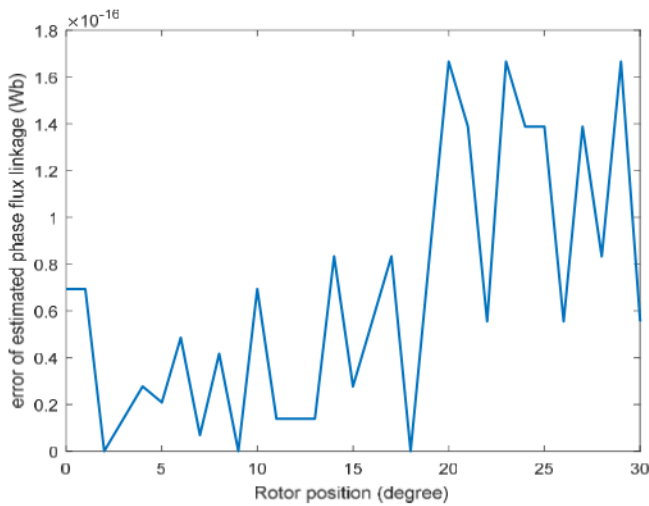
Hình 5. Đồ thị sai lệch giữa đặc tính từ thông thực nghiệm và đặc tính từ thông nhận dạng với dòng 1A trường hợp: (a) chưa xét ảnh hưởng hồ cảm, (b) có hồ cảm

Bảng 1. Giá trị sai số với dòng 1A

Hàm đặc tính từ thông	Sai số max	Sai số min	Sai số trung bình
Bỏ qua hồ cảm	$8,8463 \cdot 10^{-4}$	$4,9956 \cdot 10^{-4}$	$3,855 \cdot 10^{-4}$
Có hồ cảm	$4 \cdot 10^{-15}$	0	$2,7644 \cdot 10^{-15}$



(a)



(b)

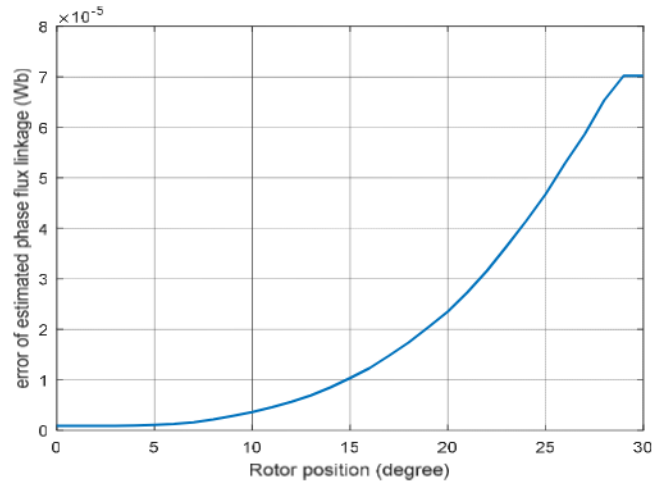
Hình 6. Đồ thị sai lệch giữa đặc tính từ thông thực nghiệm và đặc tính từ thông nhận dạng với dòng 5A trường hợp: (a) chưa xét ảnh hưởng hysteresis, (b) có hysteresis

Bảng 2. Giá trị sai số với dòng 5A

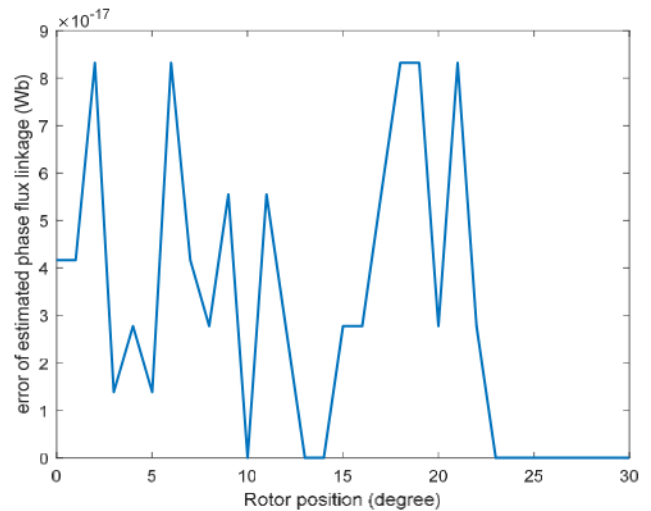
Hàm đặc tính từ thông	Sai số max	Sai số min	Sai số trung bình
Bỏ qua hysteresis	$2,8228.10^{-4}$	$1,7958.10^{-6}$	$8,3778.10^{-5}$
Có hysteresis	$1,7.10^{-16}$	0	$4,1410.10^{-16}$

Ở cùng tập mẫu đầu vào, cùng số vòng lặp giống nhau, đặc tính nhận dạng hàm từ hóa với trường hợp bỏ qua hysteresis và trường hợp có xét đến hysteresis có giá trị sai số khác nhau. Giá trị sai số trung bình, sai số nhỏ nhất và sai số lớn nhất được thể hiện trong bảng 1, 2 và 3. Từ các kết quả mô phỏng này cho thấy, khi xét đến ảnh hưởng của hysteresis, đặc tính nhận dạng gần như trùng khớp với đặc tính thực nghiệm chứng tỏ tính đúng đắn của hàm đặc tính từ thông đề xuất khi có xét đến hysteresis giữa các pha. Đồng thời, sai lệch ở trường hợp này nhỏ hơn nhiều so với trường hợp bỏ qua ảnh hưởng của hysteresis. Với tính đúng đắn của hàm đặc tính từ thông đề xuất này sẽ tăng thêm độ chính xác trong

việc xây dựng mô hình động cơ từ trở, tạo thuận lợi cho quá trình tổng hợp bộ điều khiển sau này.



(a)



(b)

Hình 7. Đồ thị sai lệch giữa đặc tính từ thông thực nghiệm và đặc tính từ thông nhận dạng với dòng 9A trường hợp: (a) chưa xét ảnh hưởng hysteresis, (b) có hysteresis

Bảng 3. Giá trị sai số với dòng 9A

Hàm đặc tính từ thông	Sai số max	Sai số min	Sai số trung bình
Bỏ qua hysteresis	$7,0226.10^{-5}$	$8,5390.10^{-7}$	$2,0710.10^{-5}$
Có hysteresis	$8,5.10^{-17}$	0	$4,0738.10^{-17}$

5. KẾT LUẬN

Bài báo cung cấp hàm nhận dạng đặc tính từ thông của động cơ từ trở có xét đến ảnh hưởng của hysteresis và bão hòa mạch từ. Thuật toán nơ ron được sử dụng để nhận dạng và tìm các tham số trong hàm. Kết quả mô phỏng cho thấy hàm đặc tính từ thông là chính xác, bám sát với đặc tính từ thông thực, sai số rất nhỏ. Hàm đặc tính từ thông mới này góp phần cải thiện độ chính xác của mô hình và được sử dụng để đánh giá, phát triển các thuật toán điều khiển cho động cơ từ trở.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. M. Ilic'-Spong, R. Marino, S. M. Peresada, D. G. Taylor, 1987. *Feedback Linearizing Control of Switched Reluctance Motors*. IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 32, no. 5, pp. 371–379.
- [2]. C. Mademlis, I. Kioskeridis, 2003. *Performance optimization in switched reluctance motor drives with online commutation angle control*. IEEE Trans. Energy Convers., vol. 18, no. 3, pp. 448–457.
- [3]. S. Mir, I. Husain, M. E. Elbuluk, 1998. *Switched reluctance motor modeling with on-line parameter identification*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 34, no. 4, pp. 776–783.
- [4]. L. Ben Amor, L. A. Dessaint, O. Akhrif, 1995. *Adaptive nonlinear torque control of a switched reluctance motor via flux observation*. Math. Comput. Simul., vol. 38, no. 4–6, pp. 345–358.
- [5]. W. K. Ho, S. K. Panda, K. W. Lim, F. S. Huang, 1998. *Gain-scheduling control of the Switched Reluctance Motor*. Control Eng. Pract., vol. 6, no. 2, pp. 181–189.
- [6]. A. Nirgude, M. Murali, N. Chaithanya, S. Kulkarni, V. B. Bhole, S. R. Patel, 2017. *Nonlinear mathematical modeling and simulation of switched reluctance motor*. IEEE Int. Conf. Power Electron. Drives Energy Syst. PEDES 2016, vol. 2016-Janua, pp. 1–6.
- [7]. X. Sun, K. Diao, Z. Yang, G. Lei, Y. Guo, J. Zhu, 2019. *Direct Torque Control Based on a Fast Modeling Method for a Segmented-Rotor Switched Reluctance Motor in HEV Application*. IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron., vol. PP, no. c, pp. 1–1.
- [8]. H. Le-Huy, P. Brunelle, 2005. *A versatile nonlinear switched reluctance motor model in simulink using realistic and analytical magnetization characteristics*. IECON Proc. (Industrial Electron. Conf., vol. 2005, no. c, pp. 1556–1561.
- [9]. L. E. Somesan, E. Padurariu, I. A. Viorel, 2013. *Two simple analytical models, direct and inverse, for switched reluctance motors*. Prog. Electromagn. Res. M, vol. 29, no. March, pp. 279–291.
- [10]. S. H. Mao, M. C. Tsai, 2004. *An analysis of the optimum operating point for a switched reluctance motor*. J. Magn. Magn. Mater., vol. 282, no. 1–3, pp. 53–56.
- [11]. T. J. E. Miller, M. Mcgillp, 1990. *Nonlinear Theory of the Switched Reluctance Motor for Rapid Computer-Aided Design*. IEE Proc. B Electr. Power Appl., vol. 137, no. 6, pp. 337–347.
- [12]. D. A. Torrey, J. H. Lang, 1990. *Modelling a Nonlinear Variable-Reluctance Motor Drive*. IEE Proc. B Electr. Power Appl., vol. 137, no. 5, pp. 314–326.
- [13]. E. Mese, 2002. *A rotor position, estimator for switched reluctance motors using CMAC*. IEEE Int. Symp. Ind. Electron., vol. 4, pp. 1184–1189.
- [14]. J. A. Makwana, P. Agarwal, S. P. Srivastava, 2018. *Modeling and Simulation of Switched Reluctance Motor*. Lect. Notes Electr. Eng., vol. 442, pp. 545–558.
- [15]. O. Ustun, 2009. *A nonlinear full model of switched reluctance motor with artificial neural network*. Energy Convers. Manag., vol. 50, no. 9, pp. 2413–2421.
- [16]. B. Fahimi, C. Edrington, 2017. *Switched reluctance motor drives*. CRC Press.

[17]. J. Ye, 2014. *Advanced Control Methods For Torque Ripple Reduction And Performance Improvement In Switched Reluctance Motor Drives*. Thesis Doctor of Philosophy, McMaster University.

[18]. Sanjib Kumar Sahoo, 2006. *High-performance torque control of switched reluctance motor*. Thesis of National University of Singapore.

AUTHORS INFORMATION

Phi Hoang Nha^{1,2}, Le Xuan Hai¹, Nguyen Thu Ha¹, Dang Dinh Chung¹

¹Hanoi University of Industry

²Hanoi University of Science and Technology