

NHẬN DẠNG MÔ HÌNH PHI TUYẾN CỦA ĐỘNG CƠ TỪ TRỞ CHUYỂN MẠCH CÓ XÉT ĐẾN ẢNH HƯỞNG CỦA HỖ CẢM VÀ BẢO HÒA MẠCH TỪ

IDENTIFICATION OF A NONLINEAR MODEL OF SWITCHED RELUCTANCE MOTOR WHICH CONSIDERS THE EFFECTS OF MUTUAL INDUCTANCE AND MAGNETIC SATURATION

Phí Hoàng Nhã^{1,2*}, Phạm Xuân Đạt¹, Phạm Hùng Phi¹, Đào Quang Thủy³, Lê Xuân Hải², Phạm Văn Hùng²

¹Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

²Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội

³Bộ Khoa học và Công nghệ

*Tác giả liên hệ: phihoangnha@gmail.com

(Nhận bài: 11/3/2021; Chấp nhận đăng: 09/7/2021)

Tóm tắt - Bài báo trình bày về một mô hình phi tuyến đầy đủ cho động cơ từ trở chuyển mạch (SRM) dựa trên mạng nơ ron nhân tạo. Mô hình mạng nơ ron đề xuất bao gồm hai mô hình khác nhau đó là mô hình thuận và mô hình nghịch đảo. Mục đích của mô hình thuận là biểu diễn quan hệ giữa từ thông và mô men như một hàm phụ thuộc vào dòng điện stator và vị trí rotor. Mô hình nghịch đảo sử dụng để ước lượng dòng stator và từ thông của SRM như một hàm phụ thuộc vào mô men và vị trí rotor. Mô hình SRM thử nghiệm được xây dựng dựa trên phần mềm simmechanic. Mạng nơ ron được sử dụng để xây dựng là mạng nhiều lớp và được huấn luyện bằng giải thuật lan truyền ngược. Mô hình phi tuyến đề xuất trong bài báo này có thể sử dụng để tổng hợp các bộ điều khiển cho SRM trong các ứng dụng sau này.

Từ khóa - Động cơ từ trở chuyển mạch (SRM); mạng nơ ron nhân tạo (ANN); mô hình thuận; mô hình nghịch đảo; giải thuật huấn luyện lan truyền ngược

1. Giới thiệu

Động cơ từ trở chuyển mạch (SRM) có cấu tạo đơn giản, giá rẻ, có độ bền cao khả năng thay đổi tốc độ linh hoạt, do vậy nó được sử dụng rất phổ biến trong các hệ chuyển động. Tuy nhiên, tính phi tuyến vốn dĩ của SRM làm cho việc điều khiển mô men phụ thuộc rất nhiều vào dòng điện stator và vị trí rotor. Để điều khiển được mô men, tốc độ và vị trí với chất lượng cao thì cần phải mô hình hóa được các quan hệ giữa mô men – dòng điện – vị trí ($T-i-\theta$) và các quan hệ giữa từ thông – dòng điện – vị trí ($\psi-i-\theta$). Hầu hết các nghiên cứu từ trước đến nay mới đưa ra được mô hình thuận, hoặc một phần mô hình SRM nên khi ứng dụng vào thiết kế điều khiển gặp không ít khó khăn [1-14].

Mục đích của bài báo này là phát triển một mô hình phi tuyến đầy đủ cho SRM có thể sử dụng được trong những ứng dụng thực tế. Mô hình phi tuyến được xây dựng dựa trên hai mô hình khác nhau là mô hình thuận và mô hình nghịch đảo. Mục tiêu của mô hình thuận là xây dựng hàm phi tuyến mô tả quan hệ giữa từ thông, mô men phụ thuộc vào dòng stator và vị trí rotor. Từ thông và dòng stator phụ thuộc vào mô men và vị trí rotor thu được từ mô hình nghịch đảo. Tính toán và chuyển đổi giữa các biến của SRM đều có trong mô hình được đề xuất trong bài báo này. Theo cách tiếp cận đó, mô hình đưa ra những khả năng thiết kế mới các bộ điều

Abstract - The paper presents a full nonlinear model for switched reluctance motor (SRM) based on artificial neural networks. The proposed neural network model consists of two different models, the forward one and the inverse one. The purpose of the forward model represents relationship between the flux linkage and torque as a functional dependence on the current stator and the position rotor. The inverse model is used to estimate current stator and flux linkage as a functional dependence on torque and rotor position. The tested SRM model is built on the basis of software simmechanic. The used neural networks is a multi-layered network and is trained with a feedforward algorithm. The nonlinear model proposed in this paper can be used to synthesize controllers for SRM in the following applications.

Key words - Switched Reluctance Motor (SRM); Artificial Neural Networks (ANN); forward model; inverse model; feedforward algorithm

kiển cho SRM. Các kết quả nghiên cứu được thực hiện thông qua mô phỏng số. Các kết quả mô phỏng cho thấy, tính hiệu quả và độ chính xác của mô hình.

2. Đặc tính từ hóa của động cơ từ trở chuyển mạch có xét đến ảnh hưởng của hồ cảm và bão hòa mạch từ

2.1. Ảnh hưởng của hồ cảm tới tính chính xác của mô hình

Trong hầu hết các công trình nghiên cứu về mô hình toán của động cơ từ trở từ trước đến nay, từ thông hồ cảm giữa các pha thường được bỏ qua, bởi sự ảnh hưởng của từ thông hồ cảm chỉ chiếm khoảng 3% - 5% từ thông tổng [15]. Việc bỏ qua hồ cảm hầu như không ảnh hưởng nhiều đến mô men tổng của động cơ từ trở, mà chỉ ảnh hưởng đến mô men đập mạch. Đặc biệt trong những ứng dụng đòi hỏi tốc độ và hiệu suất cao, ảnh hưởng của hồ cảm đến mô men đập mạch là cần thiết phải xem xét đến.

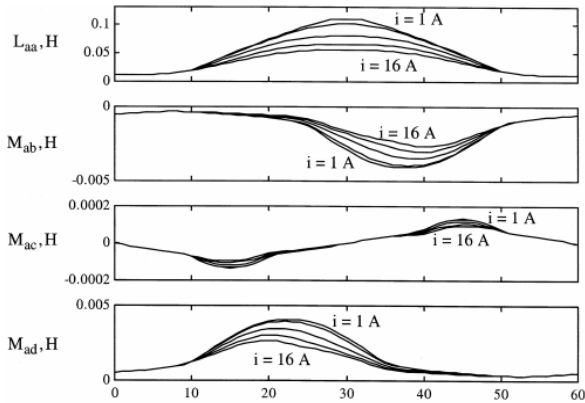
Trong các hệ truyền động có hiệu suất và tốc độ cao, dòng điện giữa các pha liên kế nhau sẽ chồng chéo nhau trong chu kỳ dẫn, khoảng 30% - 40% chu kỳ. Từ thông hồ cảm giữa các cuộn dây sẽ tăng khoảng 10% so với từ thông tự cảm của một pha. Ảnh hưởng của hồ cảm khi đó là khá đáng kể và cần được xem xét để dự đoán chính xác hơn cho hiệu suất của động cơ cũng như đảm bảo tính chính xác của mô hình.

¹ Hanoi University of Science and Technology (Nha.phihoang, Dat Pham Xuan, Pham Hung Phi)

² Ha Noi University of Industry (Nha.phihoang, Le Xuan Hai, Pham Van Hung)

³ Ministry of Science & Technology (Dao Quang Thuy)

Nhìn chung, các pha liền kề nhau sẽ có dòng điện dẫn chông chéo nhau. Do đó, từ thông hồ cảm giữa các pha liền kề sẽ sinh ra hồ cảm giữa các cuộn dây. Trong công trình [15], động cơ từ trở 8/6 với 4 pha có hồ cảm giữa các pha liền kề nhau gồm ab, bc, cd, da được xem xét như Hình 1.



Hình 1. Hồ cảm các pha với vị trí rotor [15]

Dòng điện pha được thay đổi từ 1 A đến 16 A với giá trị thay đổi mỗi bước là 3 A. Hồ cảm giữa các pha không liền kề, cụ thể là pha ac và bd có thể được bỏ qua. Ngay cả khi chúng chông chéo nhau thì thời gian chông chéo đó cũng rất ngắn và dòng điện rất nhỏ, dẫn đến từ thông hồ cảm sinh ra là rất nhỏ so với từ thông hồ cảm của hai pha liền kề. Ở Hình 1, dòng điện dẫn của pha d và pha a là chông chéo nhau, khi đó hồ cảm M_{ab} và M_{ad} là đáng kể, còn hồ cảm M_{ac} rất nhỏ và M_{bd} bằng 0.

Trong công trình nghiên cứu [16] tiến hành phân tích, đánh giá sai số của quá trình ước lượng độ tự cảm do hồ cảm gây ra. Việc ước lượng độ tự cảm bỏ qua ảnh hưởng của từ thông hồ cảm đối với các vùng diện tích chông chéo nhỏ của hai pha liền kề là tương đối chính xác. Tuy nhiên, ở truyền động tốc độ cao, vùng chông chéo giữa các pha lớn hơn, hồ cảm giữa các pha là không thể bỏ qua.

Để dàng nhận thấy sự sai khác rõ rệt giữa độ tự cảm của pha x có xét đến hồ cảm $L_{x,xm}$ và độ tự cảm của pha x bỏ qua hồ cảm $L_{x,x}$, sai số này lớn hơn khi giá trị của hồ cảm do quá trình đóng, ngắt của pha liền kề y là lớn. Sai số Δ_x này được [16] xác định là khoảng từ 1% đến 7%, tức là sai số của độ tự cảm nếu bỏ qua hồ cảm có thể là từ 1% đến 7%. Đây là con số sai số không nhỏ, chính vì vậy, ảnh hưởng của hồ cảm giữa các pha là không thể bỏ qua trong quá trình tính toán, thiết kế mô hình toán và điều khiển động cơ từ trở.

2.2. Hàm toán học của đặc tính từ hóa trong động cơ từ trở chuyển mạch 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.

Phương trình vi phân của SRM được mô tả với số pha là m pha, như sau:

$$u_j = R i_j + \frac{d\psi_j}{dt} \quad (1)$$

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

Từ phương trình (1), từ thông của một pha j bất kỳ được biểu diễn:

$$\psi_j = \int_0^T (v_j - R i_j) dt \quad (2)$$

Từ thông ψ_j phụ thuộc vào cả dòng điện i_j và góc θ , nên nó được biểu diễn rõ ràng hơn như sau: $\psi_j(i_j, \theta)$

Phương trình đặc tính cơ của SRM:

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} = T_e - T_l \quad (3)$$

Trong đó, 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 góc rotor.

$$T_j(\theta, i_j) = \frac{\partial W'_j}{\partial \theta} \quad (4)$$

$$\text{ở đó: } \partial W'_j(\theta, i_j) = \int_0^{i_j} \psi_j(\theta, i_j) di_j \quad (5)$$

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.

$$T_e(\theta, i_1, i_2, \dots, i_m) = \sum_{j=1}^m T_j(\theta, i_j) \quad (6)$$

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 chông chéo dòng điện giữa các pha càng lớn, điều này dẫn đến sự ảnh hưởng của hồ cảm là lớn.

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], [2], [3], như sau:

$$\psi_j(\theta, i_j) = \psi_s (1 - e^{-i_j f_j(\theta)}) \quad (7)$$

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:

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

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 góc rotor. Phương trình (8) xuất phát từ dạng nghiệm của phương trình vi tích phân (2) bao gồm nghiệm tổng quát và nghiệm riêng. Mô hình được tác giả đề xuất dựa theo mô hình nhận dạng hàm từ thông trong các công trình nghiên cứu [1], [17] 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:

$$f_j(\theta) = a + \sum_{n=1}^{\infty} \{b_n \sin[nN_r\theta - (j-1)\frac{2\pi}{m}] + c_n \cos[nN_r\theta - (j-1)\frac{2\pi}{m}]\} \quad (9)$$

Mô men của pha j được xác định xấp xỉ:

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

Tất cả các thành phần phi tuyến trong (1) và (3), ngoại trừ mô men tải T_l đều có thể sử dụng các mô hình (8), (9), (10) với độ chính xác cao.

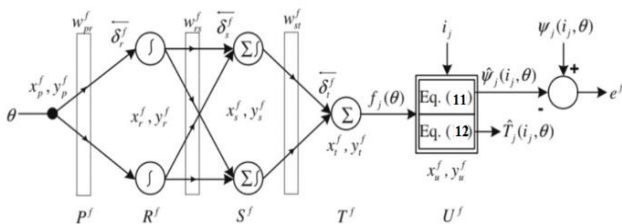
Hàm từ thông (8) và hàm mô men (10) có các thông số khó xác định chính xác, do đó một mô hình phi tuyến của động cơ từ trở được xây dựng trong bài báo này dựa trên mạng nơ ron nhân tạo. Khi đó, các yếu tố ảnh hưởng như hồ cảm giữa các pha, bão hòa mạch từ có thể được coi là các tham số khó xác định và thuật toán huấn luyện mạng nơ ron có thể đưa ra được mô hình chính xác mà không cần biết đến các tham số này. Vì vậy, để quá trình huấn luyện mạng được đơn giản, các bước tính được tối giản, nhóm tác giả bỏ qua hệ số $a_j(\theta)$, sử dụng hàm đặc tính từ thông và mô men như biểu diễn dưới đây:

$$\psi_j(\theta, i_j) = \psi_s (1 - e^{-i_j f_j(\theta)}) \quad (11)$$

$$T_j(\theta, i_j) = \frac{\psi_s}{f_j^2(\theta)} \frac{df_j(\theta)}{d\theta} \{1 - [1 + i_j f_j(\theta)] e^{-i_j f_j(\theta)}\} \quad (12)$$

3. Mô hình thuận

Mô hình thuận giải quyết việc mô hình hóa sự phụ thuộc của từ thông và mô men vào dòng stator và vị trí rotor của SRM sử dụng mạng nơ ron truyền thẳng nhiều lớp. Dựa trên các phương trình mô men và từ thông của SRM được trình bày ở Mục 2, hàm $f_j(\theta)$ được xấp xỉ bằng mạng nơ ron nhân tạo, phương pháp này sẽ đơn giản hơn so với tính toán bằng chuỗi Fourier mở rộng. Vì thế, đặc tính mô men và từ thông được ước lượng sẽ chính xác hơn. Cấu trúc mạng nơ ron của mô hình thuận được biểu diễn trong Hình 2. Đầu vào của mạng là dòng điện stator và vị trí rotor, các đầu ra tương ứng của mạng là $f_j(\theta)$ và $\hat{\psi}_j(\theta)$ để ước lượng mô men và từ thông. Mạng gồm 5 lớp là P^f, R^f, S^f, T^f, U^f các ký hiệu biểu thị số nơ ron tương đối của mỗi lớp. Ký hiệu f (forward) được biểu diễn cho tất cả các biến của mô hình thuận.



Hình 2. Cấu trúc mạng nơ ron của hệ thống

3.1. Giải thuật truyền thẳng của mô hình thuận

Trong tất cả các lớp của giải thuật, x biểu diễn đầu vào và y biểu diễn đầu ra của mỗi nơ ron. Lan truyền tín hiệu và hàm kích hoạt cơ sở của từng lớp sẽ được trình bày dưới đây.

Lớp P^f : nơ ron p ở lớp này có đầu vào, đầu ra được được biểu diễn như sau:

$$x_p^f = \theta \text{ và } y_p^f(x_p^f) = x_p^f \quad (13)$$

với $p = 0$. Hàm kích hoạt bằng 1 ở lớp này.

Lớp R^f : Mỗi nơ ron r ở lớp này có vào/ ra được tính như sau:

$$x_r^f = y_p^f \cdot w_{pr}^f \text{ và } y_r^f = \exp\left(-\left(\frac{x_r^f - c_r^f}{\sigma_r^f}\right)^2\right) \quad (14)$$

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:

$$x_s^f = \sum_{r=0}^{R^f} y_r^f \cdot w_{rs}^f \text{ và } y_s^f = \exp\left(-\left(\frac{x_s^f - c_s^f}{\sigma_s^f}\right)^2\right) \quad (15)$$

với $r = 0 \dots R^f$ và $s = 0 \dots S^f$. 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 : Hàm $f_j(\theta)$ là đầu ra của lớp này. Đối với mỗi nơ ron t ở lớp này được xác định như sau:

$$x_t^f = \sum_{s=0}^{S^f} y_s^f \cdot w_{st}^f \text{ và } y_t^f = x_t^f = f_j(\theta) \quad (16)$$

với $s = 0 \dots S^f$ và $t = 0$.

Lớp U^f : Từ thông và mô men từng pha được xác định ở lớp này. Sau khi tính toán được các hàm $f_j(\theta)$ và $a_j(\theta)$ 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:

$$x_u^f = y_t^f i_j \text{ và } y_u^f = 1 - e^{-x_u^f} = \hat{\psi}_j(\theta) \quad (17)$$

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

Mô men được xấp xỉ theo công thức:

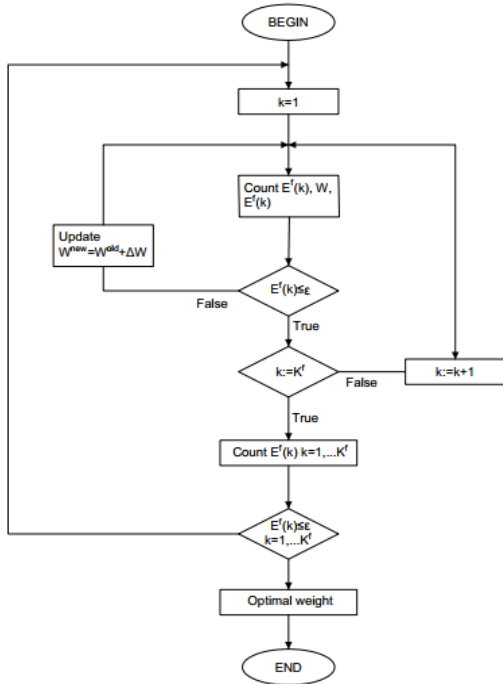
$$\hat{T}_j(\theta, i_j) = \frac{df_j(\theta)}{f_j^2(\theta)d\theta} [1 - (1 + i_j f_j(\theta)) e^{-i_j f_j(\theta)}] \quad (18)$$

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 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 là cập nhật trọng số tối ưu cho mạng. Thuật toán huấn luyện

ANN cho mô hình thuận được sử dụng ở đây là thuật toán lan truyền ngược sai số. Giải thuật huấn luyện được thể hiện qua lưu đồ thuật toán, Hình 3.



Hình 3. Lưu đồ thuật toán huấn luyện mạng nơ ron

Các trọng số của mạng được huấn luyện để đảm bảo hàm mục tiêu sau đạt cực tiểu:

$$E^f = \frac{1}{2} (e^f(k))^2 \text{ với } k = 1, \dots, K^f \quad (19)$$

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:

$$e^f = \psi_j(k) - \hat{\psi}_j(k) \text{ với } k = 1, \dots, K^f \quad (20)$$

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 T^f theo quy tắc chuỗi. Vì vậy, phần sai số $\bar{\delta}_t^f$ được xác định bởi:

$$\bar{\delta}_t^f = -e^f i_j \frac{\partial y_u^f}{\partial x_u^f} \frac{\partial y_t^f}{\partial x_t^f} \quad (21)$$

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

$$\Delta w_{st}^f = \eta_{st}^f \left(-\frac{\partial E^f}{\partial w_{st}^f} \right) = \eta_{st}^f \bar{\delta}_t^f y_s^f \quad (22)$$

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:

$$\bar{\delta}_s^f = \bar{\delta}_s^f w_{st}^f \frac{\partial y_s^f}{\partial x_s^f} \quad (23)$$

Ở lớp này sự thay đổi của trọng số:

$$\Delta w_{rs}^f = \eta_{rs}^f \left(-\frac{\partial E^f}{\partial w_{rs}^f} \right) = \eta_{rs}^f \bar{\delta}_s^f y_r^f \quad (24)$$

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 ra của lớp R^f theo quy tắc chuỗi. Vì vậy, phần sai số $\bar{\delta}_r^f$ được xác định bởi:

$$\bar{\delta}_r^f = \frac{\partial y_r^f}{\partial x_r^f} \sum_{s=0}^{S^f} \bar{\delta}_s^f w_{rs}^f \quad (25)$$

Ở lớp này sự thay đổi của trọng số:

$$\Delta w_{pr}^f = \eta_{pr}^f \left(-\frac{\partial E^f}{\partial w_{pr}^f} \right) = \eta_{pr}^f \bar{\delta}_r^f y_p^f \quad (26)$$

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

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

$$\begin{aligned} w_{st}^f(k+1) &= w_{st}^f(k) + \Delta w_{st}^f \\ w_{rs}^f(k+1) &= w_{rs}^f(k) + \Delta w_{rs}^f \\ w_{pr}^f(k+1) &= w_{pr}^f(k) + \Delta w_{pr}^f \end{aligned} \quad (27)$$

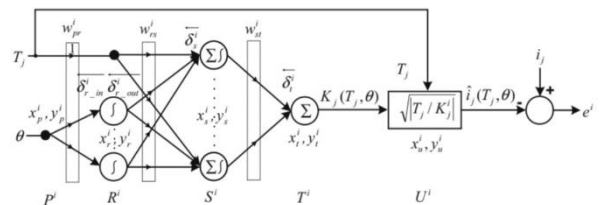
với $k = 1, \dots, K^f$.

4. Mô hình nghịch

Mô hình nghịch của dòng điện stator và từ thông được coi là hàm của mô men từng pha và vị trí rotor có ước lượng được bằng mô hình. Trong nghiên cứu này, những mô hình được thực hiện bằng ANN. Mô hình dòng điện nghịch và mô hình từ thông nghịch được trình bày dưới đây.

4.1. Mô hình dòng điện nghịch

Cấu trúc mạng cho ANN dựa trên mô hình dòng điện nghịch được thể hiện như Hình 4. Đầu vào mạng là mô men T_j và vị trí rotor θ . Đầu ra của mạng $K_j^i(T_j, \theta)$ và $\hat{i}_j(T_j, \theta)$ là hàm đầu ra của mô hình dòng điện nghịch và ước lượng dòng điện pha stator. Mạng bao gồm 5 lớp là P^i, R^i, S^i, T^i, U^i . Những lớp này có các ký hiệu biểu thị số nơ ron tương đối của mỗi lớp. Ký hiệu i được biểu diễn cho tất cả các biến của mô hình dòng điện nghịch.



Hình 4. Cấu trúc mạng nơ ron của mô hình dòng điện nghịch

Trong tất cả các lớp của giải thuật, x biểu diễn đầu vào và y biểu diễn đầu ra của mỗi nơ ron. Lan truyền tín hiệu và hàm kích hoạt cơ sở của từng lớp sẽ được trình bày ngay sau đây.

Lớp P^f : nơ ron p ở lớp này có đầu vào, đầu ra được được biểu diễn như sau:

$$x_p^i = \{T_j, \theta\} \text{ và } y_p^i(x_p^i) = x_p^i \quad (28)$$

với $p^i = 0, \dots, P^i$. Hàm kích hoạt được giả định thống nhất trong lớp này.

Lớp R^i : Mỗi nơ ron r ở lớp này có đầu vào được tính như sau:

$$x_r^i = \sum_{p=1}^{P^i} y_p^i \cdot w_{pr}^i \quad (29)$$

với $p = 1, \dots, P^i$ và $r = 1, \dots, R^i$. Ở đó $w_{pr}^i = 1$ và $x_r^i = \hat{T}_j$ cho $p=0, r=0$. Đầu ra của lớp này được tính như sau:

$$y_r^i(x_r^i) = -2 \left(\frac{x_r^i - c_r^i}{(\sigma_r^i)^2} \right) \exp \left(- \left(\frac{x_r^i - c_r^i}{\sigma_r^i} \right)^2 \right) \text{ cho } r=0, \dots, R^i$$

Trong đó, c_r^i và σ_r^i lần lượt là tâm và độ rộng của hàm kích hoạt Gauss. w_{pr}^i là trọng số giữa hai lớp P^i và R^i .

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

$$x_s^i = \sum_{r=0}^{R^i} y_r^i \cdot w_{rs}^i \text{ và } y_s^i(x_s^i) = \sin(x_s^i) \quad (30)$$

với $r = 0, \dots, R^i$ và $s = 0, \dots, S^i$. Trong đó, w_{rs}^i là trọng số giữa hai lớp R^i và S^i . Trong lớp này, hàm sin được sử dụng như là hàm kích hoạt.

Lớp T^i : Hàm đầu ra $K_j(T_j, \theta)$ thu được của lớp này.

Đối với mỗi nơ ron t ở lớp này được xác định như sau:

$$x_t^i = \sum_{s=0}^{S^i} y_s^i \cdot w_{st}^i \text{ và } y_t^i = x_t^i = y(x_t^i) = K_j(T_j, \theta) \quad (31)$$

với $s = 0, \dots, S^i$ và $t = 0$. w_{st}^i là trọng số giữa lớp S^i và T^i .

Lớp U^i : Ước lượng dòng điện stator $\hat{i}_j(T_j, \theta)$ thu được từ lớp này, có u nơ ron ở lớp này, đầu vào/ra mạng được biểu diễn như sau:

$$x_u^i = \{K_j, T_j\} \text{ và } y_u^i(x_u^i) | T_j / K_j |^{1/2} = \hat{i}_j(T_j, \theta) \quad (32)$$

với $K_j \neq 0, u=0$.

Do đó, mô hình dòng điện nghịch thu được như phương trình (32). Biểu thức của dòng điện pha tương tự như biểu thức mô men – dòng điện của động cơ một chiều. Thuật toán này có thể sử dụng mô hình nghịch cho các ứng dụng thời gian thực. Thuật toán lan truyền ngược huấn luyện cho mạng nơ ron được trình bày chi tiết trong phần tiếp theo.

4.2. Thuật toán lan truyền ngược huấn luyện mạng cho mô hình dòng điện nghịch

Tương tự như với mô hình thuận, thuật toán huấn luyện ANN cho mô hình nghịch được sử dụng ở đây là thuật toán lan truyền ngược sai số. Các trọng số của mạng được huấn luyện để đảm bảo hàm mục tiêu sau đạt cực tiểu:

$$E^i = \frac{1}{2} (e^i(k))^2 \text{ với } k = 1, \dots, K^f \quad (33)$$

Trong đó, K^i là tổng số đầu vào và đầu ra và e^i là sai lệch

đầu ra giữa dòng điện đo được i_j và dòng điện xấp xỉ \hat{i}_j .

Sai số đầu ra được biểu diễn:

$$e^i = i_j(k) - \hat{i}_j(k) \text{ với } k = 1, \dots, K^f \quad (34)$$

các trọng số $w_{pr}^i, w_{rs}^i, w_{st}^i, c_r^i, \sigma_r^i$ sẽ được cập nhật thông qua hàm năng lượng E^i .

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

$$\bar{\delta}_t^i = - \frac{\partial E^i}{\partial e^i} \frac{\partial e^i}{\partial y_u^i} \frac{\partial y_u^i}{\partial x_u^i} \frac{\partial x_u^i}{\partial y_t^i} \frac{\partial y_t^i}{\partial x_t^i} = -e^i \frac{\partial y_u^i}{\partial x_u^i} \frac{\partial y_t^i}{\partial x_t^i} \quad (35)$$

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

$$\Delta w_{st}^i = \eta_{st}^i \left(- \frac{\partial E^i}{\partial w_{st}^i} \right) = \eta_{st}^i \bar{\delta}_t^i y_s^i \quad (36)$$

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

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

$$\bar{\delta}_s^i = \bar{\delta}_s^i w_{st}^i \frac{\partial y_s^i}{\partial x_s^i} \quad (37)$$

Ở lớp này sự thay đổi của trọng số Δw_{rs}^i được tính như sau:

$$\Delta w_{rs}^i = \eta_{rs}^i \left(- \frac{\partial E^i}{\partial w_{rs}^i} \right) = \eta_{rs}^i \bar{\delta}_s^i y_r^i \quad (38)$$

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

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

$$\bar{\delta}_{r-out}^i = \sum_{s=0}^{S^i} \bar{\delta}_s^i w_{rs}^i \quad (39)$$

Trong lớp R^i sự thay đổi của các tham số kích hoạt Δc_r^i và $\Delta \sigma_r^i$ được tính toán như sau:

$$\Delta c_r^i = \eta_c^i \left(- \frac{\partial E^i}{\partial c_r^i} \right) = \eta_c^i \bar{\delta}_{r-out}^i \frac{\partial y_r^i}{\partial c_r^i} \quad (40)$$

$$\Delta \sigma_r^i = \eta_\sigma^i \left(- \frac{\partial E^i}{\partial \sigma_r^i} \right) = \eta_\sigma^i \bar{\delta}_{r-out}^i \frac{\partial y_r^i}{\partial \sigma_r^i} \quad (41)$$

ở đó η_c^i và η_σ^i là hệ số học của các trọng số c_r^i và σ_r^i .

Giá trị sai số e^i được truyền trực tiếp tới đầu vào của lớp R^i theo quy tắc chuỗi. Do đó, thành phần sai lệch $\bar{\delta}_{r-in}^i$ được biểu diễn như sau:

$$\bar{\delta}_{r-in}^i = \bar{\delta}_{r-out}^i \frac{\partial y_r^i}{\partial x_r^i} \quad (42)$$

Ở lớp này sự thay đổi của trọng số được tính:

$$\Delta w_{pr}^i = \eta_{pr}^i \left(-\frac{\partial E^i}{\partial w_{pr}^i} \right) = \eta_{pr}^i \bar{\delta}_{r_in}^i y_p^i \quad (43)$$

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

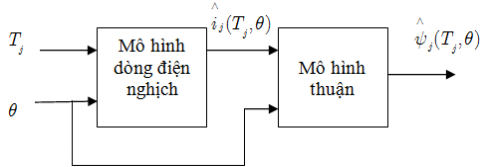
Sự thay đổi của trọng số $\Delta w_{st}^i, \Delta w_{rs}^i, \Delta c_r^i, \Delta \sigma_r^i, \Delta w_{pr}^i$ được sử dụng để cập nhật trọng số cho mạng nơ ron như dưới đây:

$$\begin{aligned} w_{st}^i(k+1) &= w_{st}^i(k) + \Delta w_{st}^i \\ w_{rs}^i(k+1) &= w_{rs}^i(k) + \Delta w_{rs}^i \\ c_r^i(k+1) &= c_r^i(k) + \Delta c_r^i \\ \sigma_r^i(k+1) &= \sigma_r^i(k) + \Delta \sigma_r^i \\ w_{pr}^i(k+1) &= w_{pr}^i(k) + \Delta w_{pr}^i \end{aligned} \quad (44)$$

với $k = 1, \dots, K^i$.

4.3. Mô hình từ thông nghịch đảo

Từ thông là một hàm của mô men và vị trí rotor có thể được ước lượng bằng cách sử dụng mô hình thuận và nghịch như ở Phần 3 và 4.1. Phương pháp tiếp cận này được gọi là mô hình từ thông nghịch đảo và có sơ đồ cấu trúc như Hình 5. Như trên Hình 5, Mô men các pha và vị trí rotor là đầu vào của mô hình, ước lượng từ thông là đầu ra của mô hình. Việc xác nhận tính chính xác của mô hình đã phát triển được chứng minh bằng cách so sánh với đặc tính thực.



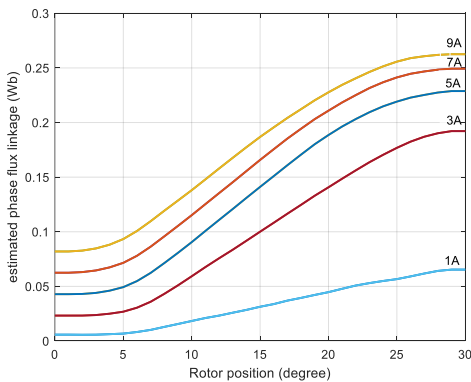
Hình 5. Cấu trúc của mô hình từ thông nghịch đảo

5. Kết quả mô phỏng và thảo luận

5.1. Kiểm chứng mô hình thuận

Với các thông số mạng nơ ron như sau:

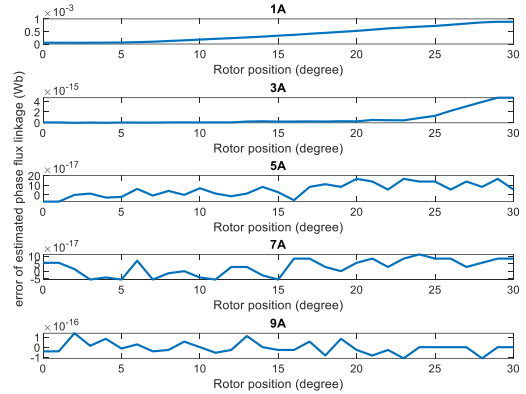
$$\begin{aligned} R^i &= 20; S^i = 20; c_r^f = \text{linspace}(-5, 5, R^i); \sigma_r^f = 0, 5; \sigma_s^f = 0, 5; \\ c_s^f &= \text{linspace}(-5, 5, S^i); \eta_{pr}^f = \eta_{rs}^f = \eta_{st}^f = 0, 01; K^f = 300 \end{aligned}$$



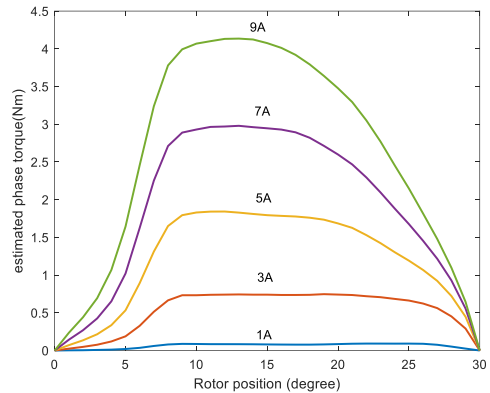
Hình 6. Đường đặc tính từ thông nhận dạng $\hat{\psi}_j(\theta)$ phụ thuộc vào dòng điện và vị trí rotor

Kết quả nhận dạng đặc tính từ hóa (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 uy tín [18].

Hình 6 là đặc tính từ thông nhận dạng dựa vào hàm đặc tính từ hóa theo phương trình (7) công bố trong [1] và so sánh với đặc tính thực nghiệm. Đường đặc tính từ thông thực nghiệm được nhóm tác giả xây dựng lại từ bảng số liệu thực nghiệm trong nghiên cứu của S. K. Sahoo [18]. Kết quả nhận dạng cho thấy, tính chính xác ở hàm từ hóa, đặc tính nhận dạng bám sát, gần như trùng khớp với đặc tính thực nghiệm. Hình 7 là sai số của đặc tính từ thông nhận dạng so với đặc tính từ thông thực nghiệm với các giá trị dòng điện khác nhau (1A, 3A, 5A, 7A và 9A). Hình 8 là đường đặc tính mô men xấp xỉ thu được theo phương trình (18).



Hình 7. Đồ thị sai số đường đặc tính từ thông nhận dạng $\hat{\psi}_j(\theta)$ so với đường thực tế

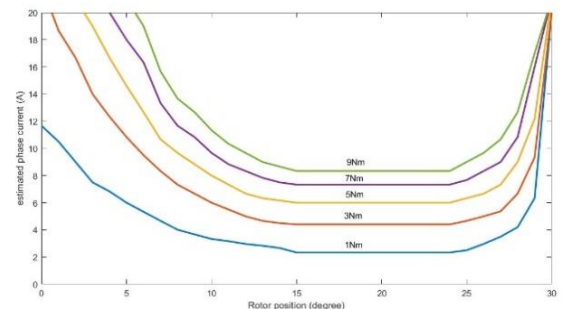


Hình 8. Đồ thị đường đặc tính mô men xấp xỉ $\hat{T}_j(\theta, i_j)$

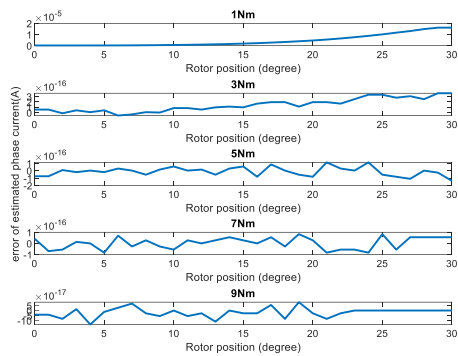
5.2. Kiểm chứng mô hình dòng điện nghịch

Với các thông số mạng nơ ron như sau:

$$\begin{aligned} P^i &= 20; R^i = 20; S^i = 20; \eta_{pr}^f = \eta_{rs}^f = \eta_{st}^f = 0, 01; \\ \eta_c^f &= \eta_\sigma^f = 0, 1; K^f = 300 \end{aligned}$$



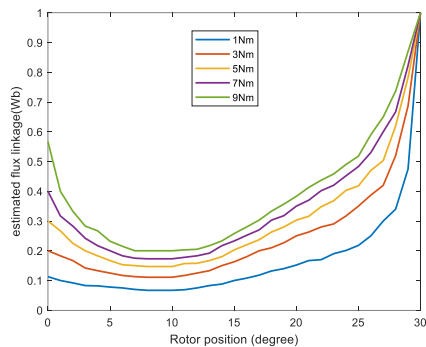
Hình 9. Đồ thị đường đặc tính dòng điện pha xấp xỉ $\hat{i}_j(T_j, \theta)$



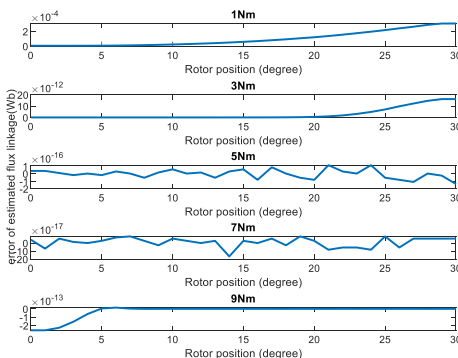
Hình 10. Đồ thị sai số đường đặc tính dòng điện pha xấp xỉ $\hat{i}_j(T_j, \theta)$ với đường thực tế

Kết quả nhận dạng mô hình dòng điện nghịch được kiểm chứng trong Hình 9 và Hình 10 cho thấy, mạng nơ ron theo mô hình dòng điện nghịch đã xấp xỉ chính xác dòng điện pha. Sai số giữa dòng điện ước lượng và dòng điện đo lường với các giá trị mô men khác nhau (1 Nm, 3 Nm, 5 Nm, 7 Nm và 9 Nm) là rất nhỏ, đường đặc tính dòng điện thực và ước lượng bằng cách sử dụng mô hình nghịch đảo trùng khớp nhau.

5.3. Kiểm chứng mô hình từ thông nghịch đảo



Hình 11. Đồ thị đường đặc tính từ thông xấp xỉ $\hat{\psi}_j(T_j, \theta)$ theo mô hình từ thông nghịch



Hình 12. Đồ thị sai số của đường đặc tính từ thông xấp xỉ $\hat{\psi}_j(T_j, \theta)$ theo mô hình từ thông nghịch

Kết quả nhận dạng mô hình từ thông nghịch được kiểm chứng trong Hình 11 và Hình 12 cho thấy mạng nơ ron theo mô hình từ thông nghịch đã xấp xỉ chính xác từ thông các pha. Sai số giữa từ thông ước lượng và từ thông đo lường với các giá trị mô men khác nhau (1 Nm, 3 Nm, 5 Nm,

7 Nm và 9 Nm) là rất nhỏ, đường đặc tính từ thông thực và ước lượng bằng cách sử dụng mô hình dòng điện nghịch kết hợp mô hình thuận trùng là khớp nhau.

6. Kết luận

Bài báo cung cấp một mô hình phi tuyến đầy đủ cho SRM bao gồm mô hình thuận và mô hình nghịch đảo trên cơ sở mạng nơ ron nhân tạo huấn luyện bằng thuật toán lan truyền ngược để nhận dạng và ước lượng mô hình. Kết quả mô phỏng cho thấy, tính chính xác và tính khả thi của mô hình phi tuyến đầy đủ của SRM. Các mô hình này có thể được sử dụng để tổng hợp, phát triển các thuật toán điều khiển cho SRM.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] M. Ilic'-Spong, R. Marino, S. M. Peresada, and D. G. Taylor, "Feedback Linearizing Control of Switched Reluctance Motors", *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 32, no. 5, pp. 371–379, 1987.
- [2] C. Mademlis and I. Kioskeridis, "Performance optimization in switched reluctance motor drives with online commutation angle control", *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no. 3, pp. 448–457, 2003.
- [3] S. Mir, I. Husain, and M. E. Elbuluk, "Switched reluctance motor modeling with on-line parameter identification", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 4, pp. 776–783, 1998.
- [4] L. Ben Amor, L. A. Dessaint, and O. Akhrif, "Adaptive nonlinear torque control of a switched reluctance motor via flux observation", *Math. Comput. Simul.*, vol. 38, no. 4–6, pp. 345–358, 1995.
- [5] W. K. Ho, S. K. Panda, K. W. Lim, and F. S. Huang, "Gain-scheduling control of the Switched Reluctance Motor", *Control Eng. Pract.*, vol. 6, no. 2, pp. 181–189, 1998.
- [6] A. Nirgude, M. Murali, N. Chaithanya, S. Kulkarni, V. B. Bhole, and S. R. Patel, "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, 2017.
- [7] X. Sun, K. Diao, Z. Yang, G. Lei, Y. Guo, and J. Zhu, "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, 2019.
- [8] H. Le-Huy and P. Brunelle, "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, 2005.
- [9] L. E. Somesan, E. Padurariu, and I. A. Viorel, "Two simple analytical models, direct and inverse, for switched reluctance motors", *Prog. Electromagn. Res. M*, vol. 29, no. March, pp. 279–291, 2013.
- [10] S. H. Mao and M. C. Tsai, "An analysis of the optimum operating point for a switched reluctance motor", *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 282, no. 1–3, pp. 53–56, 2004.
- [11] T. J. E. Miller and M. Mcgilp, "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, 1990.
- [12] D. A. Torrey and J. H. Lang, "Modelling a Nonlinear Variable-Reluctance Motor Drive", *IEE Proc. B Electr. Power Appl.*, vol. 137, no. 5, pp. 314–326, 1990.
- [13] E. Mese, "A rotor position, estimator for switched reluctance motors using CMAC", *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, vol. 4, pp. 1184–1189, 2002.
- [14] J. A. Makwana, P. Agarwal, and S. P. Srivastava, "Modeling and Simulation of Switched Reluctance Motor", *Lect. Notes Electr. Eng.*, vol. 442, pp. 545–558, 2018.
- [15] B. Fahimi and C. Edrington, *Switched reluctance motor drives*. 2017, DOI:10.1201/9781420028157.
- [16] J. Ye, "Advanced Control Methods For Torque Ripple Reduction And Performance Improvement In Switched Reluctance Motor Drives", p. 254, 2014.
- [17] O. Ustun, "A nonlinear full model of switched reluctance motor with artificial neural network", *Energy Convers. Manag.*, vol. 50, no. 9, pp. 2413–2421, 2009.
- [18] [Sanjib Kumar Sahoo, *High-performance torque control of switched reluctance motor*, National University of Singapore, 2006.