

Xây dựng mô hình toán học và điều khiển động cơ 6 pha IPMSM sử dụng phương pháp phần tử hữu hạn (FEM) bằng phần mềm JMAG và Matlab/Simulink ứng dụng cho xe điện

FEM-based modeling and control of 6-phase IPMSM for electric vehicles using JMAG and Matlab Simulink

Phạm Thị Giang^{1,2}, Vũ Hoàng Phương¹, Võ Thanh Hà^{3,*}

¹Trường Điện - Điện tử, Đại học Bách khoa Hà Nội

²Trường Đại học Kinh tế - Kỹ thuật Công nghiệp

³Trường Đại học Giao thông Vận tải

*Corresponding author E-mail: vothanhha.ktd@utc.edu.vn

DOI: <https://doi.org/10.64032/mca.v29i3.306>

Abstract

Research on the modelling and control of an asymmetric six-phase interior permanent magnet synchronous machine (IPMSM) is essential for advancing electric vehicles and high-performance drive systems. This paper presents a modelling and simulation approach for a 100 kW 6-phase IPMSM designed for electric vehicle applications, combining dual dq-axis vector control theory with the Finite Element Method (FEM) using JMAG-Designer to evaluate electromagnetic properties and efficiency. The dual dq model is utilised to analyse flux linkages, inductances, and torque, while FEM addresses nonlinearities, magnetic saturation, harmonics, and asymmetry. The FEM results are integrated into MATLAB/Simulink for validation, enhancing accuracy and ensuring suitability for designing six-phase IPMSMs in electric vehicles, robotics, and intelligent drive systems.

Keywords: 6-phase IPMSM, FEM, JMAG, PI, LUT

Bảng các ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Mô tả
A, M_f		Ma trận trạng thái.
ψ_{pm}	Wb	Từ thông của nam châm.
ψ_{dq1}, ψ_{dq2}	Wb	Từ thông trên hệ tọa độ quay.
L_m, L_{ls}, L_{δ}	H	Điện cảm từ hóa, điện cảm rò, điện cảm chênh lệch.
$L_{sd1}, L_{sq1}, L_{sd2}, L_{sq2}$	H	Điện cảm trục d và trục q .
$u_{sd1}, u_{sq1}, u_{sd2}, u_{sq2}$	V	Điện áp trên hệ tọa độ quay.
$i_{sd1}, i_{sq1}, i_{sd2}, i_{sq2}$	A	Dòng điện trên hệ tọa độ quay.
T_e	Nm	Mô men xoắn.

Từ viết tắt

IPMSM	Interior Permanent Magnet Synchronous Motor
FEM	Finite Element Method
PI	Proportional-Integral

Tóm tắt

Nghiên cứu mô hình và điều khiển động cơ 6 pha đồng bộ nam châm vĩnh cửu cực ẩn bất đối xứng (interior permanent-magnet synchronous machine - IPMSM) là cần thiết trong phát triển xe điện và truyền động hiệu suất cao. Bài báo trình bày phương pháp mô hình hóa và mô phỏng IPMSM 6 pha 100 kW cho xe điện, kết hợp lý

thuyết điều khiển vector trên hệ tọa độ dq kép và phần tử hữu hạn (Finite Element Method - FEM) sử dụng phần mềm JMAG-Designer để đánh giá đặc tính điện từ và hiệu suất. Mô hình hệ tọa độ dq kép phân tích từ thông, điện cảm, mô-men, trong khi FEM xử lý phi tuyến, bão hòa từ, sóng hài và bất đối xứng. Kết quả từ FEM được tích hợp vào MATLAB/Simulink để kiểm chứng, tăng độ chính xác, phù hợp thiết kế IPMSM 6 pha cho xe điện, robot và truyền động thông minh.

1. Giới thiệu

Động cơ nhiều pha ngày càng được ứng dụng rộng rãi trong các hệ truyền động hiệu suất cao nhờ nhiều ưu điểm vượt trội so với động cơ ba pha truyền thống [1], [2]. Việc chia dòng điện ra nhiều pha giúp giảm tải trên từng linh kiện bán dẫn công suất, đồng thời đáp ứng yêu cầu công suất cao với điện áp thấp [3], [4]. Động cơ nhiều pha còn có ưu thế như độ đập mạch mô-men xoắn thấp, khả năng chịu lỗi cao, tăng độ tin cậy và hiệu suất vận hành [5], [6].

Trong số đó, động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu cực ẩn nhiều pha (IPMSM) nổi bật với cấu trúc nhỏ gọn, mật độ mô-men và công suất cao, hiệu suất vượt trội nhờ sử dụng nam châm vĩnh cửu thay thế cho cuộn kích từ, loại bỏ các tổn hao dây quấn [7]. Các nghiên cứu đã so sánh IPMSM ba pha, năm pha, sáu pha và chín pha cho ứng dụng xe điện, trong đó động cơ sáu pha có hiệu suất tốt nhất nhờ cấu trúc 72 rãnh tạo mật độ từ thông cao, mang lại mô-men xoắn lớn và tổn thất đồng thấp hơn [8-11]. Điều này làm cho động cơ sáu pha rất phù hợp cho các phương tiện như xe ô tô điện, xe buýt điện, tàu điện [12-15]. Tuy nhiên, IPMSM 6 pha chưa phổ biến trên thị trường và việc thiết kế, phân tích chính xác gặp nhiều thách thức do đặc tính phi tuyến của vật liệu từ, hiện tượng bão hòa

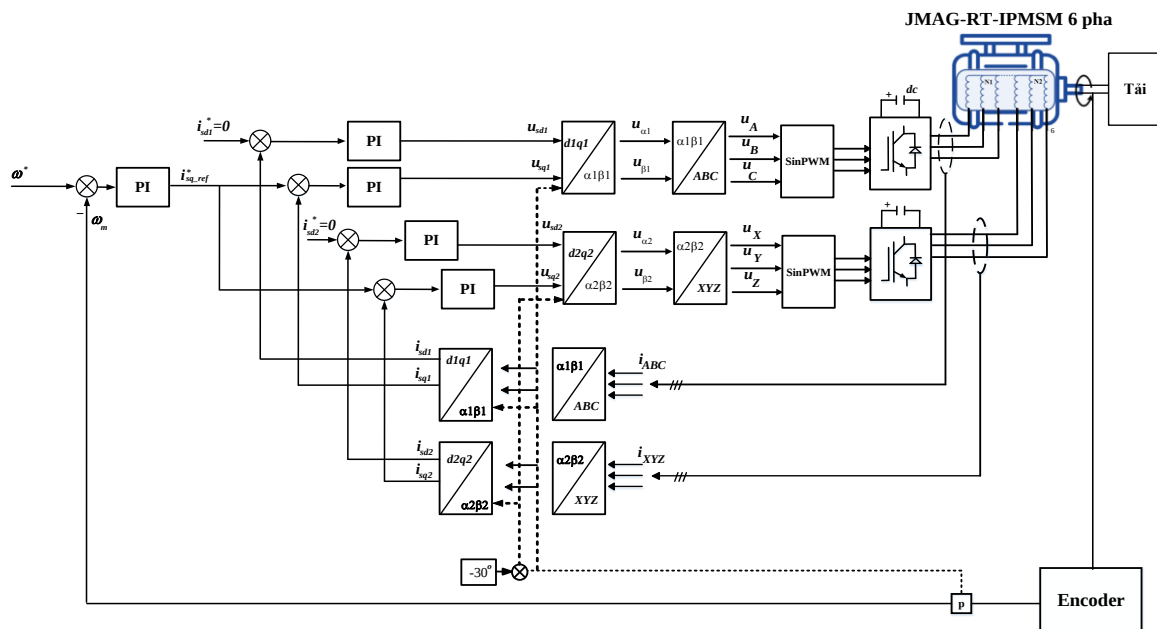
từ, phân bố từ trường phức tạp và sóng hài không gian. Các phương pháp truyền thống như mô hình mạch tương đương hay công thức giải tích thường không đủ chính xác [16-19]. Do đó, phương pháp phần tử hữu hạn (FEM) được ứng dụng rộng rãi để mô phỏng chính xác phân bố từ trường, mô-men điện từ, tổn hao và ảnh hưởng của sóng hài trong IPMSM 6 pha [20-23]. Phần mềm JMAG-Designer là công cụ ưu việt, hỗ trợ mô phỏng 2D, 3D và đồng bộ với các phần mềm điều khiển như PSIM, Simulink, giúp tối ưu thiết kế và xác thực mô hình điều khiển truyền động.

Công trình nghiên cứu này đề xuất sử dụng mô hình FEM IPMSM 6 pha trên JMAG-Designer để nghiên cứu, kết hợp đồng mô phỏng với điều khiển vector trên hệ trục dq kép, để đánh giá hiệu suất hệ thống. Trong tương lai, việc tích hợp các yếu tố nhiệt động học, cơ học và rung, kết hợp với phát triển mô hình đồng mô phỏng thời gian thực, sẽ góp phần nâng cao hiệu suất và độ chính xác của hệ thống điều khiển.

Bài báo gồm năm phần chính, tập trung vào nghiên cứu IPMSM sáu pha bất đối xứng. Phần 1 nhấn mạnh tầm quan trọng của mô hình hoá cho hiệu suất và điều khiển. Phần 2 trình bày lý thuyết điều khiển vector trên dq kép và mô hình toán học IPMSM 6 pha. Phần 3 phân tích FEM trong JMAG-Designer, nghiên cứu từ thông, điện cảm, mô-men. Phần 4 mô phỏng Simulink theo hệ trục dq kép sử dụng mô hình EFM IPMSM 6 pha để kiểm chứng và cải tiến hệ thống. Phần cuối tổng hợp kết quả và định hướng nghiên cứu trong tương lai.

2. Mô hình hoá IPMSM 6 pha theo hệ trục dq kép

2.1 Cấu trúc điều khiển



Hình 1: Cấu trúc điều khiển vector theo hệ tọa độ dq kép

2.2 Biến đổi hệ trục sáu pha dq kép

Đối với hệ quy chiếu tĩnh $\alpha - \beta$, trong trường hợp trục α được căn chỉnh trùng với pha a của cuộn dây stator, sử dụng phương pháp biến đổi Clarke cho 2 bộ cuộn dây sẽ được 2 hệ quy chiếu $\alpha_1 - \beta_1$ và $\alpha_2 - \beta_2$ được thể hiện như công thức (1):

Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu sáu pha kiểu rotor cực ẩn là một kiểu mở rộng của động cơ ba pha, gồm hai bộ cuộn dây ba pha tách biệt (a,b,c) và (x,y,z), lệch nhau 30° điện. Cách bố trí này tăng cường điều khiển dòng, cải thiện mô-men, hiệu suất và khả năng chịu lỗi so với động cơ ba pha. Trong nghiên cứu, một số giả thiết đơn giản hóa được đặt ra:

- Lõi sắt và nam châm vĩnh cửu được giả định có độ từ thẩm không đổi.
- Hai hệ cuộn dây ba pha được bố trí đối xứng, độc lập điện từ.
- Thiết kế rotor tối ưu hóa hiệu ứng từ ($L_d \neq L_q$), tăng cường mô-men.
- Dao động trục và rung được xem không đáng kể trong giai đoạn mô hình điện từ.

Dựa trên các giả thiết, mô hình IPMSM sáu pha được tách thành hai hệ IPMSM ba pha độc lập trong điều khiển, liên kết qua mô-men cơ học và tốc độ rotor. Điều này cho phép mở rộng điều khiển vector thành điều khiển dq kép, mang lại sự linh hoạt trong kiểm soát mô-men và từ thông. Đồng thời, tận dụng bậc tự do để tăng khả năng bù lỗi, tối ưu dòng và nâng cao hiệu suất, đặc biệt trong các ứng dụng đòi hỏi độ tin cậy cao như phương tiện giao thông điện.

Hình 1 thể hiện cấu trúc điều khiển tốc độ cho IPMSM sáu pha bất đối xứng. Cấu trúc điều khiển gồm hai bộ điều khiển dòng độc lập theo hệ tọa độ dq kép, một bộ điều khiển tốc độ PI, các khối biến đổi tọa độ $\alpha\beta_1; dq_1$ và $\alpha\beta_2; dq_2$, khối điều chế sinPWM và hai bộ nghịch lưu độc lập cấp nguồn cho hai nhóm ba pha của động cơ. Tín hiệu phản hồi từ encoder được sử dụng để tính toán góc rotor và thực hiện điều khiển chính xác. Mô hình này cho phép phân tích hiệu năng điều khiển và tương tác giữa hai nhánh điều khiển trong các điều kiện vận hành khác nhau.

$$\begin{bmatrix} X_{\alpha 1} & X_{\beta 1} \end{bmatrix}^T = [T_1] \cdot \begin{bmatrix} X_{a1} & X_{b1} & X_{c1} \end{bmatrix}^T \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} X_{\alpha 2} & X_{\beta 2} \end{bmatrix}^T = [T_2] \cdot \begin{bmatrix} X_{a2} & X_{b2} & X_{c2} \end{bmatrix}^T$$

Trong đó, X là ký hiệu chung có thể là điện áp, dòng điện hoặc từ thông.

Vì IPMSM sáu pha đang xét có cấu trúc bất đối xứng, trong đó hai bộ cuộn dây ba pha được bố trí lệch nhau một

góc không gian 30° , nên cần áp dụng hai phép biến đổi Clarke riêng biệt cho từng bộ cuộn dây. Theo đó, ma trận Clarke tương ứng của từng nhóm, ký hiệu lần lượt là T_1 và T_2 , được thiết lập dựa trên vị trí tương đối của các pha so với trục d như công thức (2):

$$[T_1] = k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, [T_2] = k \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Trong đó: k là hệ số bằng $\sqrt{\frac{2}{3}}$ và $\frac{2}{3}$ đối với phép biến đổi bất biến theo lũy thừa và bất biến theo độ lớn tương ứng.

Sử dụng phương pháp biến đổi Park cho 2 hệ tọa độ $\alpha_1 - \beta_1$ và $\alpha_2 - \beta_2$ sẽ được 2 hệ tọa độ tham chiếu quay $d_1 - q_1$ và $d_2 - q_2$ được biểu diễn như công thức (3):

$$[X_{d1} \ X_{q1} \ X_{d2} \ X_{q2}]^T = [P][X_{\alpha1} \ X_{\beta1} \ X_{\alpha2} \ X_{\beta2} \ X_{\alpha3} \ X_{\beta3}]^T \quad (3)$$

Trong đó: X là ký hiệu chung có thể là điện áp, dòng điện hoặc từ thông và ma trận P được biểu thị theo công thức (4):

$$P(\theta) = k \begin{bmatrix} P_{1(\theta)} & 0_{3,3} \\ 0_{3,3} & P_{2(\theta)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$[P_1] = k \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$$[P_2] = P_1\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) = k \begin{bmatrix} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ -\sin\left(\theta - \frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{6}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \end{bmatrix}$$

Trong đó, θ là vị trí góc của trục d của rotor so với trục pha a . Bằng cách áp dụng phép biến đổi Park vào ma trận độ tự cảm và giả sử rằng các bộ cuộn dây giống hệt nhau ($L_{d1} = L_{d2}$; $L_{q1} = L_{q2}$; $M_{d12} = M_{d21}$; $M_{q12} = M_{q21}$), ma trận độ tự cảm hệ tọa độ dq được biểu diễn theo công thức (5):

$$L_{r1} = \begin{bmatrix} L_{dq} & M_{dq} \\ M_{dq} & L_{dq} \end{bmatrix}$$

$$L_{dq} = L_{dq} = \begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$M_{dq} = \begin{pmatrix} M_d & 0 \\ 0 & M_q \end{pmatrix}$$

Trong đó, L_{dq} và M_{dq} lần lượt là ma trận độ tự cảm và hồ cảm.

Dựa vào các công thức trên cùng với ma trận biến đổi, các phương trình điện áp, từ thông, mô men điện từ, điện cảm được biểu diễn bằng thành phần dq của mỗi cuộn dây dưới đây.

2.3 Phương trình dòng điện theo hệ tọa độ dq kép

Theo lý thuyết về biến đổi hệ trục 6 pha dq kép phương trình dòng điện trên hệ tọa độ dq kép được xác định theo công thức (6) và (7).

Hệ phương trình dòng điện theo hệ trục dq kép thể hiện cho thấy tính phi tuyến cao và sự tương tác chặt chẽ giữa hai nhóm pha thông qua các thành phần điện cảm từ (L_m) và điện cảm rò (L_δ). Sự xuất hiện của các ma trận phụ thuộc tốc độ ω , từ thông rotor ψ_{pm} và đặc biệt là đạo hàm dòng điện của nhóm pha còn lại, phản ánh bản chất liên kết động học giữa hai hệ dq . Điều này đòi hỏi cấu trúc điều khiển cần có khả năng bù tương tác chéo và xử lý phi tuyến.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd1}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sq1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd1} \\ u_{sq1} \end{bmatrix} - r_s \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd1}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sq1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \end{bmatrix} - \omega \begin{bmatrix} 0 & -\frac{L_{sq1}}{L_{sd1}} \\ \frac{L_{sd1}}{L_{sq1}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd2} \\ i_{sq2} \end{bmatrix} - \omega \psi_{pm} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_{sq1}} \end{bmatrix} - \omega \begin{bmatrix} \frac{3(L_m + L_\delta)}{4L_{sd1}} & -\frac{3\sqrt{3}(L_m + L_\delta)}{4L_{sd1}} \\ \frac{3\sqrt{3}(L_m - L_\delta)}{4L_{sd1}} & -\frac{3(L_m - L_\delta)}{4L_{sd1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd2} \\ i_{sq2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{3\sqrt{3}(L_m - L_\delta)}{4L_{sd1}} & -\frac{3(L_m - L_\delta)}{4L_{sd1}} \\ \frac{3(L_m + L_\delta)}{4L_{sq1}} & \frac{3\sqrt{3}(L_m + L_\delta)}{4L_{sq1}} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd2} \\ i_{sq2} \end{bmatrix}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd2} \\ i_{sq2} \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} -16L_{sq2} & 12\sqrt{3}L_\delta \\ 12\sqrt{3}L_\delta & -16L_{sd2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd2} \\ u_{sq2} \end{bmatrix} - Cr_s \begin{bmatrix} -16L_{sq2} & 12\sqrt{3}L_\delta \\ 12\sqrt{3}L_\delta & -16L_{sd2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd2} \\ i_{sq2} \end{bmatrix} - C\omega \begin{bmatrix} K_1(L_{sd2} + L_{sq2}) & K_2 \\ -K_3 & -K_4(L_{sd2} + L_{sq2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd2} \\ i_{sq2} \end{bmatrix} - C\omega \psi_{pm} \begin{bmatrix} -8L_{sq2} + 18L_\delta \\ 6\sqrt{3}L_\delta - 8\sqrt{3}L_{sd2} \end{bmatrix} - C\omega \begin{bmatrix} K_5(L_m - L_\delta) & K_6(L_m + L_\delta) \\ K_7(L_m - L_\delta) & -K_8(L_m + L_\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \end{bmatrix} - C \begin{bmatrix} -K_9(L_m - L_\delta) & K_{10}(L_m + L_\delta) \\ K_{11}(L_m - L_\delta) & K_{12}(L_m + L_\delta) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \end{bmatrix} \quad (7)$$

2.4 Phương trình từ thông theo hệ tọa độ dq kép

Trong hệ trục dq kép, từ thông liên kết theo các trục dq của từng nhóm cuộn dây ba pha được xác định dựa trên thành phần từ cảm do dòng điện cuộn dây sinh ra và thành phần từ hoá do nam châm vĩnh cửu. Với cấu trúc sáu pha bất đối xứng, bao gồm hai nhóm cuộn dây lệch nhau một góc không gian 30° , các thông số điện cảm theo trục dq thường khác nhau giữa hai nhóm, do ảnh hưởng của hình học stator-rotor và hiện tượng bão hoà từ trường cục bộ. Phương trình từ thông theo hệ trục dq kép được hiện qua công thức (8):

$$\begin{cases} \psi_{dq1} = [\psi_{sd1}, \psi_{sq1}]^T = F(\theta) \psi_{\alpha_1 \beta_1} \\ \psi_{dq2} = [\psi_{sd2}, \psi_{sq2}]^T = F(\theta) \psi_{\alpha_2 \beta_2} \\ i_{dq1} = [i_{sd1}, i_{sq1}]^T = F(\theta) i_{\alpha_1 \beta_1} \\ i_{dq2} = [i_{sd2}, i_{sq2}]^T = F(\theta) i_{\alpha_2 \beta_2} \end{cases} \quad (8)$$

Trong đó, ma trận biến đổi được như công thức (9):

$$F(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (9)$$

Ma trận độ tự cảm được xác định như công thức (10) và (11):

$$L_{dq1} = F(\theta) L_M (2\theta) F^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} L_{sd1} & 0 \\ 0 & L_{sq1} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$L_{dq2} = F(\theta)L_M(2\theta - \frac{\pi}{3})F^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} L_{sd2} & \frac{3\sqrt{3}}{4}L_\delta \\ \frac{3\sqrt{3}}{4}L_\delta & L_{sq2} \end{bmatrix} \quad (11)$$

Trong đó: L_{sd1} , L_{sq1} , L_{sd2} , L_{sq2} là điện cảm ngang trục và dọc trục của cuộn dây abc và xyz được xác định theo công thức (12), (13) và (14), (15):

$$L_{sd1} = L_M - \frac{3}{2}L_\delta; L_{sq1} = L_M + \frac{3}{2}L_\delta \quad (12)$$

$$L_{sd2} = L_M - \frac{3}{4}L_\delta; L_{sq2} = L_M + \frac{3}{4}L_\delta, L_M = \frac{3}{2}L_m + L_{ls} \quad (13)$$

Trong đó

$$L_\delta = \frac{L_{sq1} - L_{sd1}}{3} \quad (14)$$

$$L_\delta = \frac{2}{3}(L_{sq2} - L_{sd2}) \quad (15)$$

Qua các công thức trên, nhận thấy $L_{sd1} \neq L_{sd2}$ và $L_{sq1} \neq L_{sq2}$.

Hệ phương trình từ thông trong hệ tọa độ dq như công thức (16):

$$\begin{cases} \psi_{dq1} = L_{dq1}i_{dq1} + M_{12}i_{dq2} + \psi'_{dq1} \\ \psi_{dq2} = L_{dq2}i_{dq2} + M_{12}^T i_{dq1} + \psi'_{dq2} \end{cases} \quad (16)$$

Phương trình từ thông trên cho thấy sự tồn tại của liên kết chéo giữa hai nhóm pha thông qua ma trận M_{12}, M_{12}^T bên cạnh các điện cảm riêng L_{dq1} và L_{dq2} . Điều này phản ánh đặc tính bất đối xứng và tương tác điện từ trong động cơ sáu pha, đặc biệt ở cấu trúc stator-rotor không đồng đều. Từ thông của mỗi nhóm không chỉ phụ thuộc vào dòng điện nội tại mà còn bị ảnh hưởng bởi dòng điện của nhóm còn lại, làm cho mô hình trở nên phi tuyến và không độc lập hoàn toàn. Đây là yếu tố quan trọng cần được xem xét trong các mô hình điều khiển chính xác hoặc khi thiết kế bộ quan sát từ thông trong môi trường có tương tác mạnh giữa các pha.

2.5 Phương trình mô men điện từ theo hệ tọa độ dq kép

Mômen điện từ T_e được xác định bằng tích chéo giữa từ thông stator và dòng điện stator. Vì vậy phương trình mô men điện từ được biểu diễn theo công thức (17):

$$T_e = \frac{3p}{4}((\psi_{sd1}i_{sq1} - \psi_{sq1}i_{sd1}) + (\psi_{sd2}i_{sq2} - \psi_{sq2}i_{sd2})) = T_\alpha + T_\beta \quad (17)$$

Với:

$$T_\alpha = \frac{3p}{4}(\psi_{pm}i_{sq1} + (L_{sd1} - L_{sq1})i_{sq1}i_{sd1}) + \frac{3p}{4}(\frac{3}{4}(L_m - L_\delta)(\sqrt{3}i_{sd2}i_{sq1} - i_{sq2}i_{sd1})) + \frac{3p}{4}(-\frac{3}{4}(L_m + L_\delta)(i_{sd2}i_{sd1} + \sqrt{3}i_{sq2}i_{sd1}))$$

$$T_\beta = \frac{3p}{4}(\psi_{pm}(\frac{\sqrt{3}}{2}i_{sq2} + \frac{1}{2}i_{sd2}) + (L_{sd2} - L_{sq2})i_{sq2}i_{sd2})$$

$$+ \frac{3p}{4}(\frac{3}{4}(L_m - L_\delta)(\sqrt{3}i_{sd1}i_{sq2} + i_{sd1}i_{sd2}))$$

$$+ \frac{3p}{4}(\frac{3}{4}(L_m + L_\delta)(i_{sq1}i_{sq2} - \sqrt{3}i_{sq1}i_{sd2})) + \frac{3p}{4}(\frac{3\sqrt{3}L_\delta}{4}(i_{sq2}^2 - i_{sd2}^2))$$

Trong đó: p là số cực; T_α đại diện cho thành phần mô men xoắn của cuộn dây abc và T_β đại diện cho thành phần mô men

xoắn của cuộn dây xyz tạo ra. T_α có dạng biểu thức của động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu. Khi $i_{sd2} = 0$, T_β có thành

phần mô men xoắn giảm $\psi_m \frac{\sqrt{3}}{2}i_{sq2}$ cùng với thành phần phản kháng $\frac{3\sqrt{3}}{4}L_\delta i_{sq2}^2$.

Thông qua các phương trình dòng điện, từ thông và mô men điện từ trên hệ tọa độ dq kép, có thể nhận thấy rằng mô hình này cho phép phân tách và điều khiển độc lập hai nhóm ba pha trong động cơ sáu pha, từ đó đơn giản hóa cấu trúc điều khiển và cải thiện hiệu quả tính toán. Tuy nhiên, mô hình này vẫn dựa trên giả định các thông số là tuyến tính và không đổi, nên chưa phản ánh đầy đủ các đặc tính phi tuyến như bão hòa từ, sóng hài và sự phân bố từ trường không đều trong thực tế. Để khắc phục hạn chế này và nâng cao độ chính xác mô phỏng, phần tiếp theo sẽ trình bày mô hình động cơ sáu pha IPMSM được xây dựng dựa trên phương pháp phần tử hữu hạn (FEM) tại phần 4, giúp mô tả chính xác hơn đặc tính điện từ và hình học cấu trúc của động cơ.

2.6 Xác định thông số điện cảm của động cơ

Việc xác định chính xác điện cảm trong IPMSM sáu pha công suất lớn là cần thiết để đảm bảo độ chính xác trong mô hình hóa, điều khiển và tối ưu hiệu suất. Tuy nhiên, các phương pháp hiện có chủ yếu áp dụng cho động cơ ba pha, bỏ qua bất đối xứng và hiện tượng ghép từ giữa các nhóm cuộn dây trong cấu trúc sáu pha, dẫn đến sai lệch đáng kể [24-26]. Để khắc phục, tài liệu [26] đề xuất tính điện cảm dựa trên mô hình phần tử hữu hạn (FEM), tích hợp đặc tính từ trường phi tuyến và ghép từ giữa hai nhóm pha, trong đó điện cảm được xác định qua các thành phần từ thông như công thức (18):

$$\begin{aligned} \psi_{sd1} &= L_{sd1} \left(i_{sd1} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{sd2} - \frac{1}{2}i_{sq2} \right) + \psi_{pm}; \\ \psi_{sq1} &= L_{sq1} \left(i_{sq1} + \frac{1}{2}i_{sd2} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{sq2} \right); \\ \psi_{sd2} &= L_{sd2} \left(i_{sd2} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{sq2} + \frac{3\sqrt{3}}{4}i_{sd1} - \frac{1}{4}i_{sq1} \right) \\ &+ L_{sq2} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}i_{sq2} - \frac{\sqrt{3}}{4}i_{sd1} + \frac{3}{4}i_{sq1} \right) + \frac{\sqrt{3}}{2}\psi_{pm}; \\ \psi_{sq2} &= L_{sq2} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2}i_{sq2} - \frac{3}{4}i_{sd1} - \frac{\sqrt{3}}{4}i_{sq1} \right) \\ &+ L_{sq2} \left(i_{sq2} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{sd2} + \frac{1}{4}i_{sd1} + \frac{3\sqrt{3}}{4}i_{sq1} \right) - \frac{1}{2}\psi_{pm}; \end{aligned} \quad (18)$$

Hệ phương trình từ thông (18) thể hiện rõ ảnh hưởng của ghép từ chéo giữa hai nhóm pha trong IPMSM sáu pha bất đối xứng. Mỗi thành phần từ thông không chỉ phụ thuộc vào dòng cùng nhóm mà còn liên quan đến dòng của nhóm còn lại thông qua các hệ số không đối xứng. Ngoài ra, sự xuất hiện của ψ_{pm} và các hệ số bù chứng tỏ ảnh hưởng có hướng của từ trường nam châm. Mô hình này phù hợp cho các điều khiển tiên tiến yêu cầu mô hình chính xác, nhưng cần dữ liệu điện cảm được trích xuất từ FEM hay thực nghiệm.

3. Mô phỏng phần tử hữu hạn - FEM cho IP-MSM 6 pha không đối xứng

Phương pháp phần tử hữu hạn (FEM) trong mô hình hóa IPMSM 6 pha nhằm xây dựng mô hình điện từ chính xác, phản ánh đặc tính phi tuyến của vật liệu từ, phân bố từ thông không đồng đều và hiện tượng bão hòa lõi sắt. Qua mô phỏng, các thông số quan trọng như từ thông trục d (ψ_{sd1}, ψ_{sd2}), trục q (ψ_{sq1}, ψ_{sq2}), mô-men điện từ, và điện cảm $L_{sd1}, L_{sq1}, L_{sd2}, L_{sq2}$ của từng nhóm pha abc và xyz được xác định chính xác. Phương pháp này cũng đánh giá ảnh hưởng của bố trí cuộn dây không đối xứng, lệch pha 30° giữa hai nhóm pha, và các yếu tố hình học như răng, rãnh, nam châm, khe hở không khí đến hiệu suất động cơ. Ngoài ra, FEM giúp kiểm tra giới hạn vận hành, xác định vùng có nguy cơ khử từ hoặc tổn hao lõi lớn, góp phần tăng độ tin cậy và tuổi thọ cho các ứng dụng công suất cao như xe điện và robot công nghiệp.

3.1 Quy trình mô phỏng FEM trên phần mềm JMAG

Để phân tích chính xác đặc tính điện từ của IPMSM sáu pha, mô phỏng FEM được thực hiện bằng phần mềm JMAG-Designer. Quy trình mô phỏng gồm các bước chính sau:

- Bước 1: Thiết kế hình học mô hình động cơ

Trước tiên, xây dựng mô hình 2D của IPMSM 6 pha không đối xứng trên phần mềm JMAG - Designer. Mô hình được thiết kế dựa trên các thông số hình học chính xác bao gồm kích thước stator, rotor, khe hở không khí, số rãnh, và vị trí nam châm (bảng 1) để phản ánh đúng cấu trúc vật lý của động cơ.

Bảng 1: Thông số hình học của động cơ IPMSM 6 pha [23]

Thông số	Giá trị
Chiều dài lõi sắt	120 mm
Đường kính ngoài stator	278 mm
Đường kính ngoài rotor	171.4 mm
Khe hở không khí	0.8 mm
Số rãnh	48
Momen quán tính	0.1234 kg.m ²
Số đôi cực	8
Dòng điện cực đại	300A
Điện áp một chiều	700VDC
Mô men	320Nm
Công suất	100kW
Từ thông nam châm	0.056 Wb

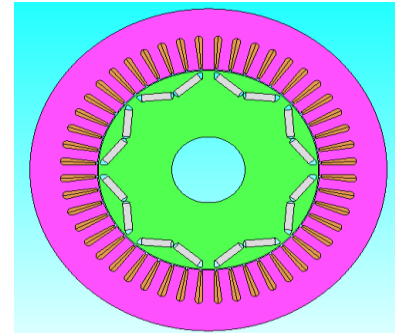
Kết quả thiết kế cấu trúc hình học mô hình động cơ dựa trên FEM được thể hiện qua hình 2. Hình này mô tả cấu trúc hình học hai chiều của động cơ IPMSM sáu pha với stator gồm 48 rãnh và rotor sử dụng nam châm vĩnh cửu dạng V. Cấu trúc rotor V-shape giúp tăng cường mật độ từ thông liên kết và cải thiện mô men điện từ, đặc biệt hiệu quả trong vùng điều khiển suy giảm từ thông. Số rãnh stator cho phép phân bố cuộn dây sáu pha một cách tối ưu, tạo từ trường quay cân bằng và giảm độ đập mạch mô men. Đây là cơ sở quan trọng để xây dựng mô hình phần tử hữu hạn (FEM) phục vụ phân tích điện từ và tính toán điện cảm chính xác.

- Bước 2: Lựa chọn loại vật liệu phù hợp và thiết lập thông số cuộn dây trong mục Material

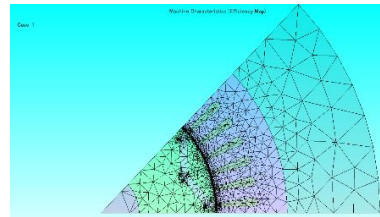
Bước 2 được tập trung các vấn đề sau:

- Nam châm: NdFeB loại 42EH với mật độ từ dư cao và khả năng chịu nhiệt tốt.
- Lõi stator và rotor: sử dụng vật liệu thép điện từ 50A1000.
- Cuộn dây: đồng tiêu chuẩn, gán tiết diện và hệ số điện trở theo nhiệt độ.
- Bước 3: Chia lưới phần tử hữu hạn với mật độ cao tại các vùng quan trọng

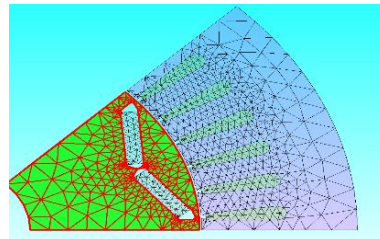
Tiến hành chia lưới cho toàn bộ mô hình với mật độ lưới dày đặc tại khe hở không khí, rìa nam châm và rìa rotor để tăng độ chính xác (hình 3).



Hình 2: Cấu trúc hình học của IPMSM 6 pha



Hình 3: Bản đồ lưới phần tử tập trung tại rìa rotor và khe hở không khí



Hình 4: Giao diện thiết lập điều kiện quay rotor-JMAG - Designer

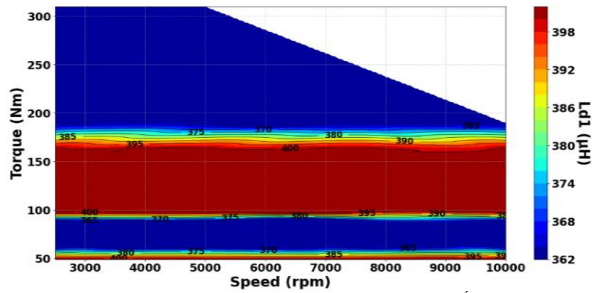
- Bước 4: Thiết lập điều kiện biên và loại phân tích (hình 4)

Tại bước này sẽ tập trung đưa ra những vấn đề sau:

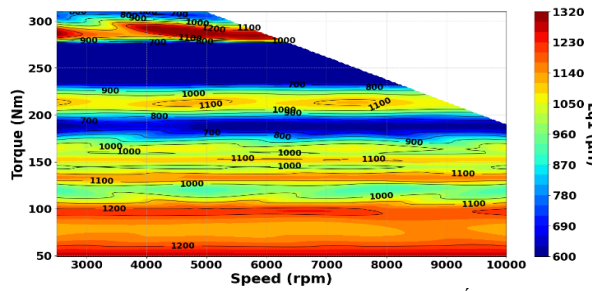
- Dạng phân tích từ trường 2D theo thời gian để mô phỏng chính xác hành vi điện từ trong điều kiện làm việc thực tế.
- Rotor đặt quay với tốc độ định mức 3000 vòng/phút.
- Dòng kích thích được áp dụng có dạng hình sine 6 pha, chia thành hai nhóm ba pha lệch nhau 30° điện, dòng từ 0-300 A, để khảo sát ảnh hưởng của tải và bão hòa từ.
- Mô hình sử dụng điều kiện đối xứng trục để giảm khối lượng tính toán và đặt từ thông bằng 0 tại mặt ngoài stator nhằm mô phỏng điều kiện mạch từ hở.

Các kết quả mô phỏng FEM từ phần mềm JMAG-Designer được xuất dưới dạng tệp .csv để lưu trữ và phân tích. Các dữ liệu này thể hiện rõ mối quan hệ phi tuyến giữa dòng điện, tốc độ và đặc tính từ hóa của IPMSM sáu pha bất đối xứng.

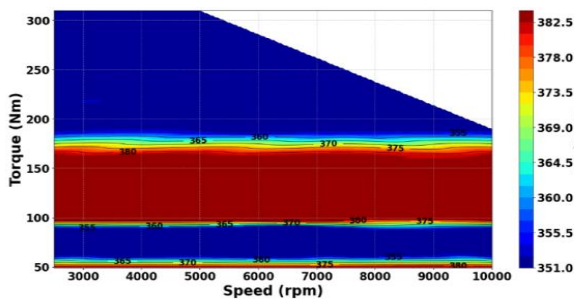
Các thông số đặc trưng của IPMSM 6 pha được thể hiện qua hình 5 đến hình 12, đóng vai trò làm cơ sở lý thuyết quan trọng trong việc xây dựng mô hình điều khiển chính xác và tối ưu. Điều này hỗ trợ phát triển các chiến lược điều khiển vector thông minh cho hệ truyền động sáu pha.



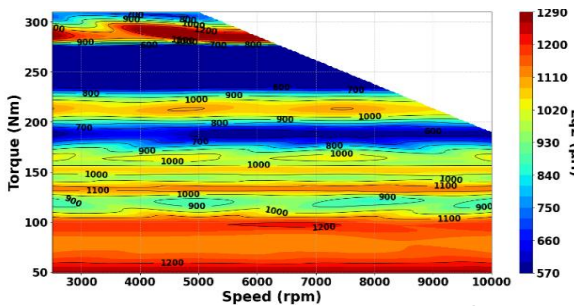
Hình 5: Đáp ứng điện cảm L_{sd1} theo mô men và tốc độ



Hình 6: Đáp ứng điện cảm L_{sq1} theo mô men và tốc độ



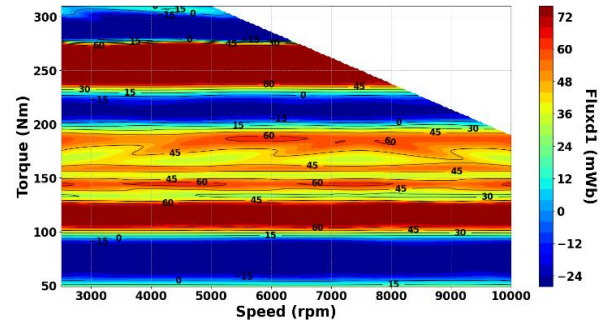
Hình 7: Đáp ứng điện cảm L_{sd2} theo mô men và tốc độ



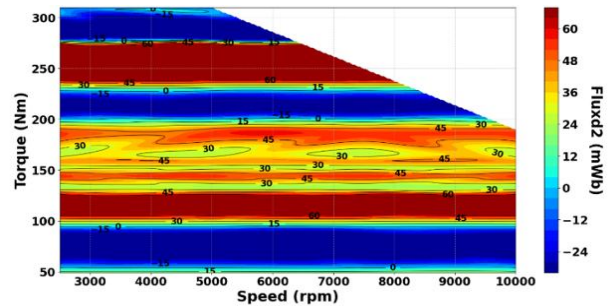
Hình 8: Đáp ứng điện cảm L_{sq2} theo mô men và tốc độ

Hình 5 và Hình 6 lần lượt trình bày bản đồ biến thiên của điện cảm L_{sd1} và L_{sq1} theo tốc độ và mô men điện từ, được trích xuất từ mô phỏng FEM của động cơ IPMSM sáu pha. Kết quả cho thấy cả hai thành phần điện cảm đều có sự thay đổi phi tuyến theo điều kiện vận hành, đặc biệt là tại các vùng mô men lớn và tốc độ cao, do ảnh hưởng của hiện tượng bão hòa từ. Điện cảm L_{sd1} dao động trong khoảng $362 \mu\text{H}$ – $402 \mu\text{H}$, trong khi L_{sq1} biến thiên từ $600 \mu\text{H}$ – $1320 \mu\text{H}$. Những biến thiên này đóng vai trò quan trọng trong việc xây dựng các chiến lược điều khiển chính xác như MTPA và MPC, nơi mô hình điện cảm phụ thuộc dòng và tốc độ là yếu tố then chốt để tối ưu hóa mô men và hiệu suất.

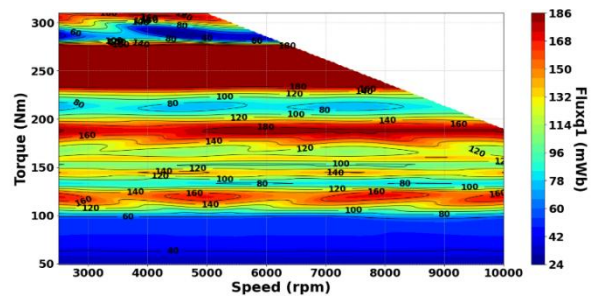
Hình 7 và hình 8 thể hiện sự phân bố điện cảm L_{sd2} và L_{sq2} theo mô men và tốc độ vận hành, được trích xuất từ mô phỏng FEM của IPMSM sáu pha bất đối xứng. Kết quả cho thấy L_{sd2} và L_{sq2} có xu hướng biến thiên rõ rệt theo tải và tốc độ, với L_{sd2} dao động trong khoảng $351 \mu\text{H}$ – $384 \mu\text{H}$ và L_{sq2} trong khoảng $586 \mu\text{H}$ – $1277 \mu\text{H}$. Mức độ biến thiên rộng hơn so với L_{sd1} / L_{sq1} cho thấy ảnh hưởng rõ nét của bất đối xứng cuộn dây và hiện tượng bão hòa từ không đều giữa hai nhóm pha. Những sai khác này có ý nghĩa quan trọng trong việc xây dựng mô hình điều khiển chính xác, cho phép tách biệt đặc tính từng nhóm pha để áp dụng các chiến lược điều khiển thích ứng hoặc bù bất đối xứng, từ đó nâng cao hiệu suất và độ bền hệ thống truyền động sáu pha.



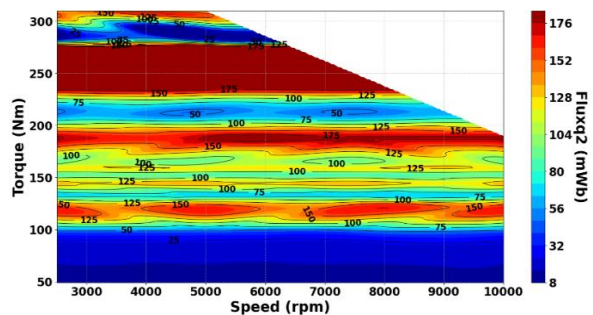
Hình 9: Đáp ứng từ thông Ψ_{sd1}



Hình 10: Đáp ứng từ thông Ψ_{sd2}



Hình 11: Đáp ứng từ thông Ψ_{sq1}



Hình 12: Đáp ứng từ thông Ψ_{sq2}

Hình 9 nhận thấy từ thông ψ_{sd1} biểu diễn phân bố từ thông của IPMSM sáu pha theo trục $d1$ bất đối xứng theo mô-men và tốc độ, với giá trị dao động từ khoảng -26.9 mWb đến 73 mWb. Từ thông đạt cực đại tại vùng mô-men cao và tốc độ thấp, phản ánh rõ hiện tượng bão hòa từ trong lõi stator. Khi tốc độ tăng, từ thông $d1$ có xu hướng giảm dần do ảnh hưởng của suất phản điện và giảm mật độ từ thông. Kết quả này thể hiện đặc tính phi tuyến rõ rệt giữa dòng điện, tốc độ và đặc tính từ hóa, đóng vai trò quan trọng trong việc xây dựng bảng tra LUT và mô hình điều khiển tối ưu trong điều kiện hoạt động thực tế của hệ truyền động sáu pha.

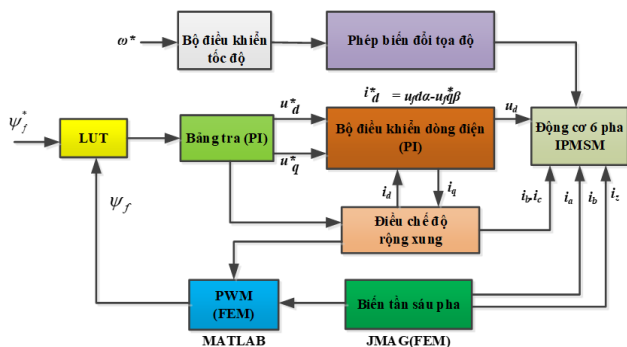
Hình 10 thể hiện sự phân bố của từ thông trục $d2$ theo mô-men và tốc độ quay trong động cơ IPMSM sáu pha bất đối xứng. Từ thông $d2$ dao động trong khoảng từ -29.5 mWb đến 66 mWb, với giá trị lớn nhất xuất hiện ở vùng mô-men cao và tốc độ thấp xuất hiện tượng bão hòa từ tương tự như pha $d1$. Tuy nhiên, phân bố của $d2$ có xu hướng phi đối xứng hơn, phản ánh ảnh hưởng của cấu trúc bất đối xứng giữa hai nhóm pha trong thiết kế stator. Sự thay đổi từ thông theo tốc độ và mô-men là yếu tố quan trọng giúp xây dựng bảng tra đặc trưng LUT phục vụ các thuật toán điều khiển, đặc biệt trong điều kiện vận hành phi tuyến và thay đổi nhanh của động cơ sáu pha.

Dựa vào các kết quả trên, có thể nhận mô hình FEM của IPMSM 6 pha, cho phép mô phỏng chính xác các đặc tính phi tuyến và sự không đồng đều trong phân bố từ trường. Nhờ đó, các biến đổi về điện cảm, từ thông và mô-men điện từ của từng pha được phân tích chi tiết, hỗ trợ tối ưu hóa thiết kế và nâng cao hiệu suất cũng như độ tin cậy của động cơ. Tuy nhiên, do tính phức tạp và yêu cầu cao về tài nguyên tính toán, việc ứng dụng FEM cần được cân nhắc kỹ trong các bài toán mô phỏng và điều khiển thời gian thực.

4. Phân tích và đánh giá mô phỏng hệ điều khiển

4.1 Kịch bản mô phỏng

Để đánh giá lợi thế của việc sử dụng mô hình động cơ theo FEM trong thiết kế các bộ điều khiển, nhằm nâng cao chất lượng hiệu suất cho hệ truyền động IPMSM sáu pha. Bài báo tiến hành mô phỏng so sánh hai cấu trúc điều khiển: (1) điều khiển vector hệ trục dq kép sử dụng mô hình động cơ lý thuyết (hình 1) và (2) điều khiển vectơ trên hệ tọa độ dq kép sử dụng bảng tra thông số từ mô hình FEM xây dựng trong phần mềm JMAG (hình 13). Cả hai cấu trúc điều khiển đều sử dụng thông số IPMSM 6 pha như bảng 2.



Hình 13: Cấu trúc điều khiển tích hợp mô phỏng MATLAB–JMAG cho IPMSM sáu pha

Hình 13 trình bày cấu trúc điều khiển tích hợp giữa môi trường MATLAB/Simulink và phần mềm JMAG (FEM) cho IPMSM 6 pha. Trong cấu trúc này, MATLAB đảm nhiệm vai trò xử lý điều khiển với các khối chức năng bao gồm bộ điều chỉnh tốc độ PI, bộ điều khiển dòng PI, chuyển đổi tọa độ abc–dq, và khối thuật toán tối ưu dòng theo tiêu chí MTPA thông qua bảng tra LUT được xây dựng từ dữ liệu mô phỏng FEM. Tín hiệu điện áp điều khiển được đưa vào bộ điều chế PWM để tạo ra xung điều khiển nghịch lưu sáu pha.

Bảng 2: Thông số động cơ IPMSM 6 pha [23]

Thông số	Giá trị
Công suất định mức	100 kW
Tốc độ định mức	3000 vòng/phút
Mô men định mức	320 Nm
Dòng điện định mức	300 A
Số đôi cực	8
Điện trở Stator	0.00825 Ω
Từ thông nam châm	0.056 Wb
Momen quán tính	0.1234 kg.m ²
Điện áp một chiều	700VDC

Kịch bản mô phỏng được thiết lập nhằm đánh giá khả năng điều khiển tốc độ và mô-men của IPMSM sáu pha trong các điều kiện làm việc điển hình như sau:

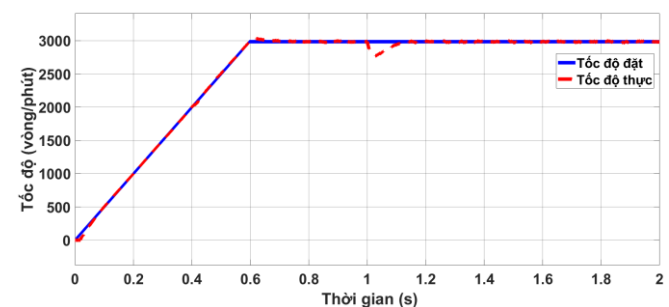
- Tốc độ tham chiếu tăng tuyến tính từ 0 vòng/phút lên 3000 vòng/phút trong khoảng thời gian 0–0.6 giây, sau đó duy trì ổn định tại 3000 vòng/phút đến thời điểm 2 giây.

- Trong giai đoạn từ 0 giây đến 1 giây, động cơ vận hành ở chế độ không tải.

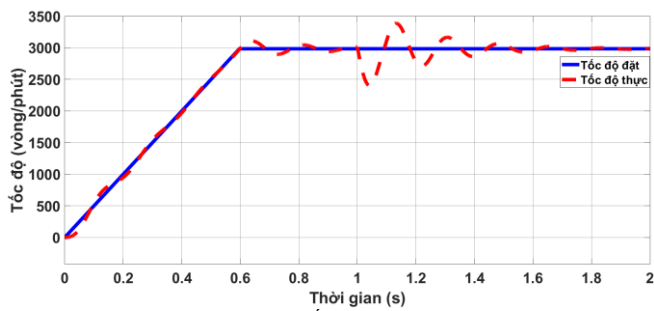
- Từ 1 giây đến 2 giây, một mô-men tải cố định có giá trị 320 Nm được áp dụng để đánh giá khả năng đáp ứng và ổn định của hai cấu trúc điều khiển.

4.2 Kết quả mô phỏng

Các thông số K_p và K_i của bộ điều khiển PI cho vòng dòng điện và tốc độ được lựa chọn thống nhất cho cả hai cấu trúc điều khiển nhằm đảm bảo điều kiện so sánh trong mô phỏng. Cụ thể, bộ điều khiển dòng điện i_{sd} , i_{sq} sử dụng $K_p = 2.0$ và $K_i = 300$ để đạt đáp ứng nhanh và giảm dao động dòng, trong khi vòng điều khiển tốc độ sử dụng $K_p = 1.5$ và $K_i = 20$ nhằm đảm bảo bám tốc tốt và hạn chế quá điều chỉnh. Các thông số này được hiệu chỉnh thông qua mô phỏng đáp ứng trên mô hình tương đương trong Simulink.



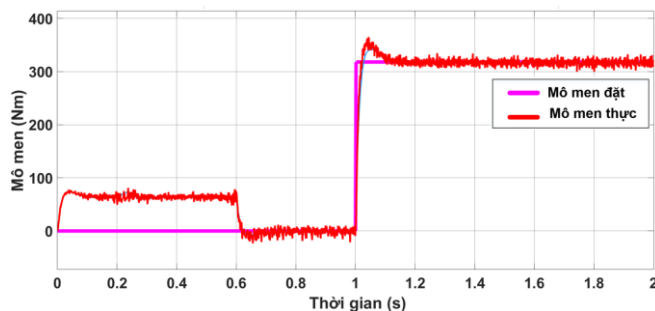
Hình 14: Đáp ứng tốc độ của mô hình lý thuyết



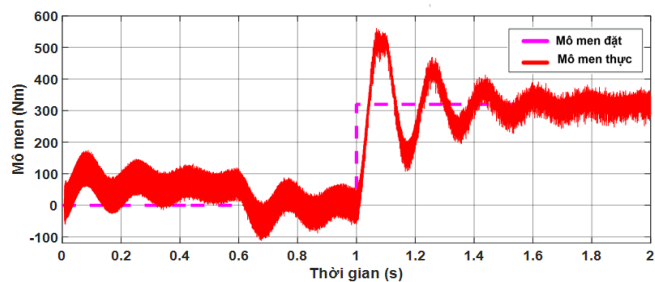
Hình 15: Đáp ứng tốc độ của mô hình FEM

Các kết quả mô phỏng đáp ứng tốc độ, mômen và dòng điện pha được trình bày trong các hình dưới đây. Thông qua đó, có thể đánh giá khả năng điều chỉnh tốc độ, độ chính xác điều khiển mômen và mức độ dao động dòng điện trong suốt quá trình vận hành, từ giai đoạn không tải đến khi chịu tải, giúp làm rõ ưu điểm của mô hình điều khiển sử dụng mô hình FEM so với mô hình dq kép truyền thống.

Kết quả hình 14 cho thấy mô hình dq kép giúp hệ thống đạt tốc độ tham chiếu 3000 vòng/phút một cách mượt mà, với sai số ổn định nhỏ hơn ± 20 vòng/phút sau khi đặt tải tại thời điểm 1 giây. Trong khi đó, mô hình FEM (hình 15) xuất hiện dao động lớn với biên độ lên đến ± 150 vòng/phút ngay sau khi có tải, và cần khoảng 0.4 giây để giảm dao động về mức ổn định. Điều này phản ánh khả năng mô tả chính xác đặc tính phi tuyến của động cơ trong mô hình FEM, giúp cải thiện rõ rệt độ ổn định và chất lượng điều khiển tốc độ, đặc biệt trong các tình huống thay đổi tải đột ngột.



Hình 16: Đáp ứng mô-men của mô hình lý thuyết



Hình 17: Đáp ứng mô-men của mô hình FEM

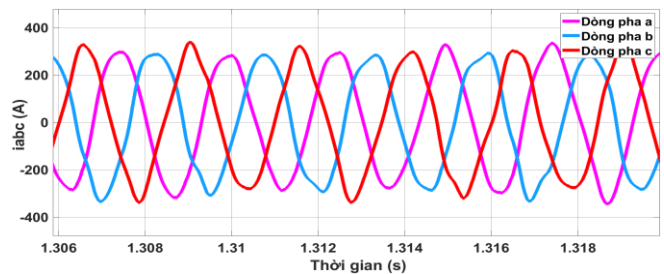
Hai hình đáp ứng mô-men cho thấy sự khác biệt đáng kể về hiệu suất điều khiển giữa hai mô hình IPMSM sáu pha. Mô hình dựa trên vector dq kép (hình 16) thể hiện đáp ứng mômen nhanh, độ quá điều chỉnh nhỏ và gần như không có dao động, mômen đạt được giá trị 320 Nm tại thời điểm 1 giây và duy trì ổn định với biên độ dao động nhỏ hơn 5%. Trong khi đó, mô hình sử dụng thông số từ FEM (hình 17) cho thấy hiện tượng đập mạch lớn sau khi đặt tải, với biên độ vượt ngưỡng 480 Nm, dao động giảm chậm theo thời gian và không đạt ổn định như mô hình FEM. Điều này chứng minh rằng mô hình

FEM với bảng tra thông số phi tuyến phản ánh chính xác đặc tính động cơ, giúp nâng cao chất lượng điều khiển và độ tin cậy trong hệ truyền động sáu pha bất đối xứng.

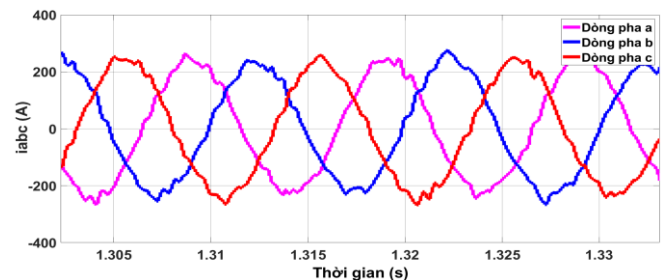
Các kết quả mô phỏng dạng sóng dòng điện ba pha của động cơ sáu pha IPMSM thể hiện rõ sự khác biệt giữa hai cấu trúc điều khiển.

- Với mô hình dq kép (hình 18 và hình 20): Dòng điện có biên độ xấp xỉ ± 300 A, dạng hình sin gần lý tưởng với tổng méo dạng sóng (THD) ước tính dưới 5%. Sự đối xứng giữa các pha được duy trì tốt, lệch pha khoảng 120° , đảm bảo điều kiện hoạt động tối ưu và giảm tổn hao đồng trong cuộn dây.

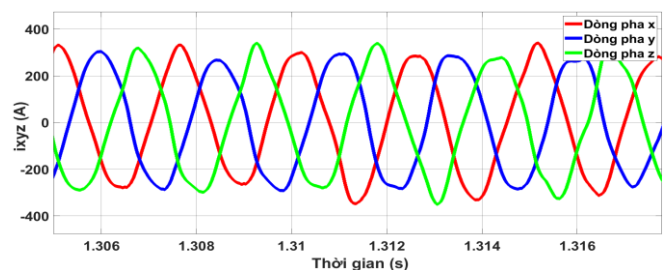
- Với mô hình FEM (hình 19 và hình 21): Dòng điện bị méo đáng kể, xuất hiện nhiễu cao tần, đặc biệt sau thời điểm áp tải ($t = 1$ s). Biên độ dao động có thể vượt quá biên độ xấp xỉ ± 300 A, với THD ước tính lên tới 15%–18%, thể hiện qua các gợn sóng nhỏ liên tục và sai lệch pha rõ rệt. Dòng không còn dạng hình sin lý tưởng, dẫn đến tăng nhiệt và giảm hiệu suất chuyển đổi điện – cơ.



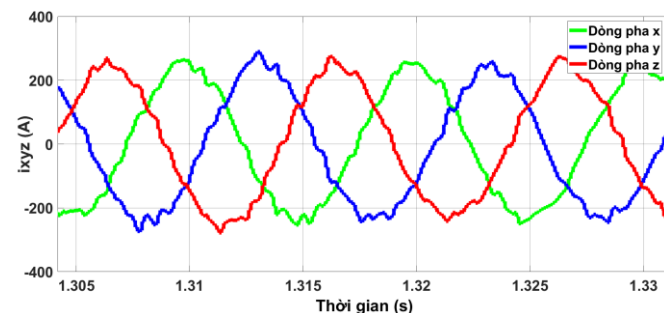
Hình 18: Đáp ứng dòng điện i_{abc} của mô hình lý thuyết



Hình 19: Đáp ứng dòng điện i_{abc} của mô hình FEM



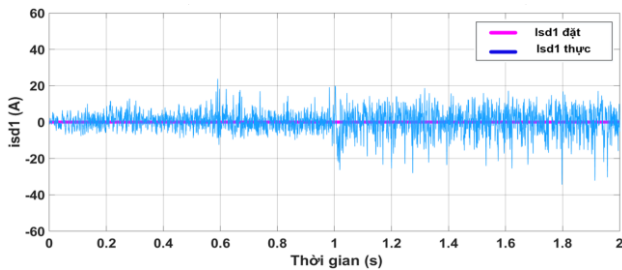
Hình 20: Đáp ứng dòng điện i_{xyz} của mô hình lý thuyết



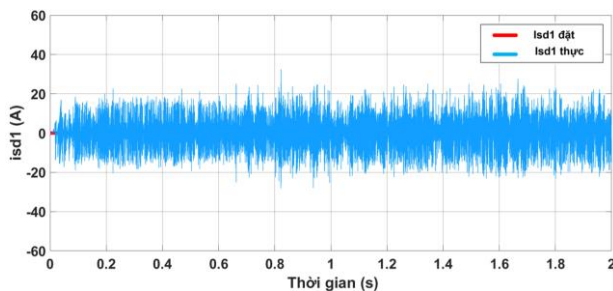
Hình 21: Đáp ứng dòng điện i_{xyz} của mô hình FEM

Vậy mô hình FEM cho kết quả dòng điện chính xác, giúp hệ thống hoạt động ổn định hơn, giảm sóng hài và tổn hao, đặc biệt quan trọng đối với các hệ truyền động yêu cầu hiệu suất và độ tin cậy cao như trong xe điện.

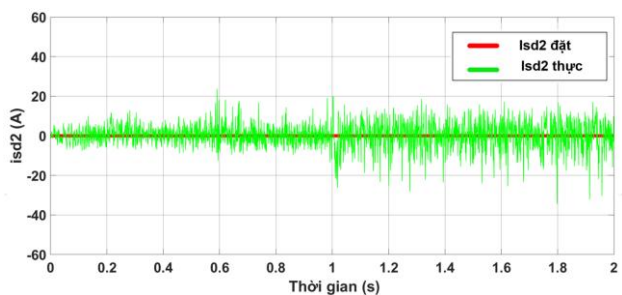
Kết quả mô phỏng dòng điện theo trục dq của hai cấu trúc điều khiển cho thấy sự khác biệt rõ rệt giữa hai phương pháp mô hình hóa động cơ. Với mô hình dq kép (hình 22 và hình 24), dòng điện i_{sd1} , i_{sd2} được duy trì ổn định xung quanh giá trị tham chiếu, với biên độ dao động nhỏ ($< \pm 20$ A) ngay cả trong giai đoạn thay đổi tải tại thời điểm 1 giây. Ngược lại, trong mô hình FEM (hình 23 và hình 25), các dòng i_{sd1} , i_{sd2} đều có độ đập mạch và nhiễu cao hơn rõ rệt, đặc biệt ở các trục q , nơi dao động có biên độ lớn lên tới ± 150 A trong khoảng thời gian 1 giây – 1.4 giây. Điều này phản ánh rõ hạn chế của mô hình dq kép trong việc mô tả đặc tính phi tuyến của động cơ sáu pha, dẫn đến sai lệch điều khiển và ảnh hưởng đến độ ổn định của dòng và mômen. Kết quả này khẳng định ưu thế của mô hình FEM trong việc phản ánh chính xác hành vi của hệ thống và nâng cao chất lượng điều khiển.



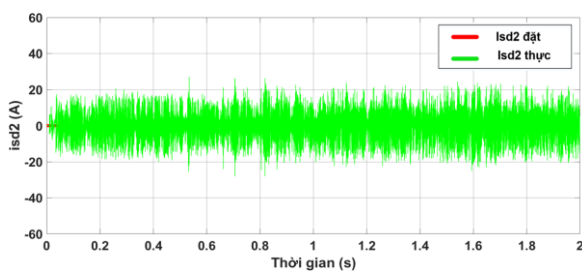
Hình 22: Đáp ứng dòng điện i_{sd1} của mô hình lý thuyết



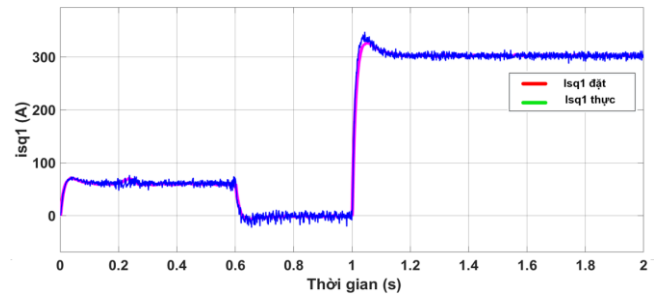
Hình 23: Đáp ứng dòng điện i_{sd1} của mô hình FEM.



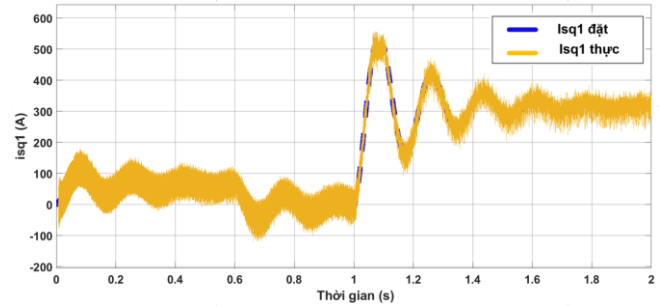
Hình 24: Đáp ứng dòng điện i_{sd2} của mô hình lý thuyết.



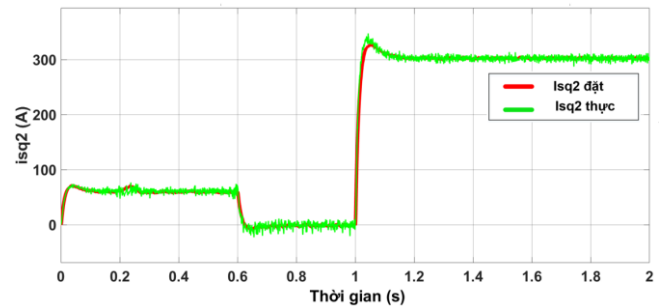
Hình 25: Đáp ứng dòng điện i_{sd2} của mô hình FEM.



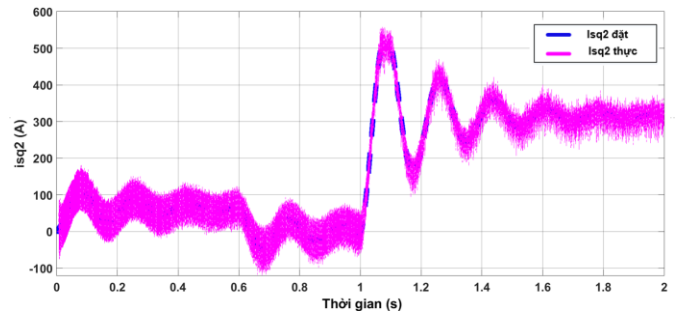
Hình 26: Đáp ứng dòng điện i_{sq1} của mô hình lý thuyết.



Hình 27: Đáp ứng dòng điện i_{sq1} của mô hình FEM.



Hình 28: Đáp ứng dòng điện i_{sq2} của mô hình lý thuyết.



Hình 29: Đáp ứng dòng điện i_{sq2} của mô hình FEM.

Các kết quả mô phỏng cho thấy rằng mô hình sử dụng vector dq kép giúp dòng điện i_{sq1} , i_{sq2} hình 26 và hình 28 đạt được đáp ứng nhanh, ổn định và ít dao động hơn so với mô hình điều khiển sử dụng thông số từ FEM (hình 27 và hình 29). Cụ thể, khi tải được áp tại thời điểm $t = 1$ giây, dòng i_{sq1} i_{sq2} quá điều chỉnh lên giá trị xấp xỉ 320 A và 370 A, sau đó dòng điện nhanh chóng ổn định chỉ với độ dao động biên độ nhỏ dưới 20 A quanh giá trị trung bình. Ngược lại, với mô hình vector dq kép, dòng i_{sq1} và i_{sq2} có dao động lớn và kéo dài sau khi đặt tải, với biên độ dao động vượt quá ± 100 A trong khoảng thời gian từ 1 giây đến 1.5 giây. Biên độ dao động lớn này có thể gây ảnh hưởng đến chất lượng mômen và hiệu suất hoạt

động của động cơ. Kết quả này khẳng định rằng việc sử dụng mô hình FEM không những cải thiện đáng kể độ chính xác của mô tả đặc tính điện từ mà còn nâng cao chất lượng điều khiển dòng điện, đặc biệt trong điều kiện tải thay đổi đột ngột.

5. Kết luận

Bài báo đã xây dựng thành công một phương pháp mô hình hóa và mô phỏng toàn diện cho IPMSM sáu pha công suất 100 kW, kết hợp giữa mô hình toán học và phân tích phần tử hữu hạn bằng JMag-Designer. Phương pháp này cho phép khai thác đồng thời ưu điểm của hai cách tiếp cận: mô hình lý thuyết cung cấp cái nhìn tổng quan về đặc tính điện - cơ, trong khi mô hình FEM phản ánh chính xác các hiện tượng phi tuyến như bão hòa từ, phân bố từ trường không đối xứng và ảnh hưởng của cấu trúc rotor phức tạp. Tuy nhiên, nghiên cứu hiện tại vẫn còn một số hạn chế, bao gồm việc chưa xét đến các yếu tố nhiệt, rung động cơ học và tổn hao trong quá trình vận hành, cũng như chưa thể hiện đồng mô phỏng trong môi trường thời gian thực để kiểm thử hiệu quả điều khiển. Do đó, trong các nghiên cứu tiếp theo, nhóm tác giả đề xuất tích hợp mô hình liên hợp đa vật lý bao gồm điện - nhiệt - cơ, đồng thời phát triển mô hình mô phỏng thời gian thực kết hợp với các chiến lược điều khiển hiện đại như MPC hoặc học tăng cường sâu (DRL), nhằm đánh giá toàn diện hiệu suất và độ tin cậy của hệ truyền động trong điều kiện vận hành thực tế.

Lời cảm ơn

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Đại học Bách khoa Hà Nội (HUST) trong đề tài mã số T2024-TĐ-012.

Tài liệu tham khảo

- [1]. M. J. Duran, E. Levi, and F. Barrero, "Multiphase Electric Drives: Introduction," in Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, Wiley, 2017, pp. 1–26. doi: 10.1002/047134608x.w8364.
- [2]. S. Xue, X. Wen, and Z. Feng, "Multiphase Permanent Magnet Motor Drive System Based on A Novel Multiphase SVPWM," J. Phys.: Conf. Ser., vol. 1634, 2020. doi: 10.1088/1742-6596/1634/1/012093.
- [3]. B. Kundrotas, S. Lisauskas, and R. Rinkeviciene, "Model of Multi-phase Induction Motor," Electron. Electr. Eng., vol. 3, no. 71, pp. 57–62, 2006.
- [4]. I. Zoric, M. Jones, and E. Levi, "Vector Space Decomposition Algorithm for Asymmetrical Multiphase Machines," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 1, pp. 136–147, Jan. 2008. doi: 10.1109/TIE.2007.911944.
- [5]. E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, May 2008. doi: 10.1109/TIE.2008.918488.
- [6]. E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, and S. Williamson, "Multiphase induction motor drives - A technology status review," IET Electr. Power Appl., vol. 1, no. 4, pp. 489–516, 2007. doi: 10.1049/iet-epa:20060342.
- [7]. A. Salem and M. Narimani, "A Review on Multiphase Drives for Automotive Traction Applications," IEEE Trans. Transp. Electr., vol. 5, no. 4, pp. 1329–1348, Dec. 2019. doi: 10.1109/TTE.2019.2956355.
- [8]. W. Taha, P. Azer, A. D. Callegaro, and A. Emadi, "Multiphase Traction Inverters: State-of-the-Art Review and Future Trends," IEEE Access, vol. 10, pp. 3317–3332, 2022. doi: 10.1109/ACCESS.2022.3141542.
- [9]. A. Mohammadpour and L. Parsa, "Global fault-tolerant control technique for multiphase permanent-magnet machines," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 51, no. 1, pp. 178–186, Jan. 2015. doi: 10.1109/TIA.2014.2326084.
- [10]. M. Furmanik, L. Gorel, D. Konvičný, and P. Rafajdus, "Comparative study and overview of field-oriented control techniques for six-phase PMSMs," Appl. Sci., vol. 11, no. 17, Sep. 2021. doi: 10.3390/app11177841.
- [11]. P. F. C. Goncalves, S. M. A. Cruz, and A. M. S. Mendes, "Fault-Tolerant Predictive Current Control of Six-Phase PMSMs with Minimal Reconfiguration Requirements," IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron., vol. 11, no. 2, pp. 2084–2093, Apr. 2023. doi: 10.1109/JESTPE.2022.3223515.
- [12]. P. L. Chavan, D. Gowda, and S. K. Nayak, "Field Oriented Control Technique for PMSM," in Proc. Int. Conf. Recent Trends Mechatronics Autom. Comput. Sci., 2023, pp. 474–484. doi: 10.2991/978-94-6463-136-4_41.
- [13]. J. Su, J. Yang, and G. Yang, "Mathematical model research of six-phase PMSM," Adv. Mater. Res., vol. 614–615, pp. 1266–1271, 2013. doi: 10.4028/www.scientific.net/AMR.614-615.1266.
- [14]. M. Saad, "Optimal Design of PMSM for High-Performance Sensor-less Applications."
- [15]. F. Tokgoz et al., "Comparative Study of Multiphase IPMSMs for EV Applications," in Proc. 26th Int. Conf. Electr. Mach. Syst. (ICEMS), 2023, pp. 383–388. doi: 10.1109/ICEMS59686.2023.10345120.
- [16]. T. D. S. Moraes et al., "Dual-Multiphase Motor Drives for Fault-Tolerant Applications: Power Electronic Structures and Control Strategies," IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, no. 1, pp. 572–580, Jan. 2018. doi: 10.1109/TPEL.2017.2671907.
- [17]. S. Bharti, C. N. Bhende, and O. Ray, "Control of Six-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicle Application," in Proc. 2022 IEEE 2nd Int. Conf. Sustainable Energy and Future Electric Transportation (SeFeT), Hyderabad, India, 2022, pp. 1–6. doi: 10.1109/SeFeT55524.2022.9908704.
- [18]. G. K. Singh and V. Pant, "Analysis of a multiphase induction machine under fault condition in a phase-redundant A.C. drive system," Electr. Mach. Power Syst., vol. 28, no. 6, pp. 577–590, 2000. doi: 10.1080/073135600268199.
- [19]. M. I. C. M. Apostoia, AC Machines and Drives Simulation Platform, IEEE, 2013.
- [20]. B. Basnet, "Co-simulation Based Electric Vehicle Drive for a Variable Flux Machine," IEEE, 2020.
- [21]. T. K. Mersha and C. Du, "Co-simulation and modeling of PMSM based on ANSYS software and Simulink for EVs," World Electr. Veh. J., vol. 13, no. 1, Jan. 2022. doi: 10.3390/wevj13010004.
- [22]. M. L. Woldeamayrat, "Modeling of Six-phase Permanent Magnet Synchronous Motor," 2017.
- [23]. M. L. Woldeamayrat et al., "Modeling and verification of a six-phase interior permanent magnet synchronous motor," IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, no. 10, pp. 8661–8671, Oct. 2018. doi: 10.1109/TPEL.2017.2782804.
- [24]. K. D. Lee, J. Lee, and H. W. Lee, "Inductance Calculation of Flux Concentrating Permanent Magnet Motor through Nonlinear Magnetic Equivalent Circuit," IEEE Trans. Magn., vol. 51, no. 11, Nov. 2015. doi: 10.1109/TMAG.2015.2438000.
- [25]. P. Liang et al., "Analytical calculation of D- and Q-axis inductance for interior permanent magnet motors based on winding function theory," Energies, vol. 9, no. 8, 2016. doi: 10.3390/en9080580.
- [26]. G. H. Lee et al., "Inductance measurement of interior permanent magnet synchronous motor in stationary frame of reference," J. Magnetism, vol. 16, no. 4, pp. 391–397, 2011. doi: 10.4283/JMAG.2011.16.4.