

Mô hình hóa và mô phỏng điều khiển hướng trường FOC cho động cơ cảm ứng ba pha bằng Simulink

Đào Tăng Tín

Trường Đại học Quốc tế Hồng Bàng

TÓM TẮT

Bài báo nghiên cứu việc mô hình hóa và mô phỏng hệ truyền động động cơ không đồng bộ ba pha sử dụng phương pháp điều khiển định hướng trường (Field-Oriented Control - FOC) được xây dựng hoàn toàn từ các khối chức năng cơ bản trong Simulink, không sử dụng các thư viện chuyên dụng như SimPowerSystems. Mục tiêu của nghiên cứu là phát triển mô hình ở mức thành phần nhằm làm rõ cấu trúc và nguyên lý hoạt động của FOC. Mô hình được áp dụng cho động cơ 50 HP, 460 V, 4 cực, 60 Hz, bao gồm nghịch lưu nguồn áp ba pha, bộ điều chế vector không gian (SVPWM), các phép biến đổi Clarke-Park và nghịch đảo, cùng các bộ điều khiển dòng và tốc độ PI. Kết quả mô phỏng thể hiện đáp ứng động của hệ thống trong quá trình khởi động, trạng thái xác lập và khi thay đổi tốc độ đặt hoặc mô-men tải. Các kết quả thu được xác nhận tính đúng đắn của mô hình và cho thấy ưu điểm của FOC với khả năng điều khiển mô-men nhanh, độc lập và hiệu suất cao trong dải tốc độ rộng.

Từ khóa: FOC, động cơ không đồng bộ, Simulink, điều khiển vector

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Hệ truyền động sử dụng động cơ không đồng bộ ba pha (Induction Motor - IM) chiếm vị trí quan trọng trong công nghiệp nhờ độ tin cậy cao và chi phí bảo trì thấp. Phương pháp điều khiển định hướng trường (FOC) cho phép đạt được chất lượng điều khiển tương đương với động cơ một chiều, với khả năng điều khiển mô-men nhanh và độc lập [1, 2]. Việc sử dụng các thư viện có sẵn (như SimPowerSystems) giúp mô phỏng nhanh chóng nhưng thường che khuất các chi tiết triển khai thuật toán, gây khó khăn cho người học và người nghiên cứu muốn hiểu sâu bản chất.

Các tài liệu hướng dẫn mô phỏng thường tập trung vào việc sử dụng các khối có sẵn. Có ít tài liệu chi tiết trình bày các bước xây dựng hoàn chỉnh một mô hình FOC từ các khối cơ bản nhất trong Simulink, bao gồm cả mô hình động cơ dạng phương trình vi phân.

Nghiên cứu xây dựng mô hình toán học và mô hình Simulink hoàn chỉnh cho hệ truyền động FOC của động cơ không đồng bộ từ các nguyên lý cơ bản, đồng thời kiểm chứng hoạt động của mô hình thông qua mô phỏng các đặc tính động học và tĩnh học, cũng như phân tích đáp ứng của hệ thống dưới các kịch bản thay đổi tốc độ và mô-men tải.

Khác với các nghiên cứu sử dụng thư viện dựng sẵn

như SimPowerSystems, bài báo này đề xuất phương pháp xây dựng hệ thống FOC hoàn chỉnh ở mức khối cơ bản, bao gồm mô hình động cơ, biến đổi tọa độ, bộ điều chế SVPWM và cấu trúc điều khiển vòng kép. Cách tiếp cận này giúp minh bạch cấu trúc thuật toán, nâng cao tính sư phạm và tạo nền tảng thuận lợi cho nghiên cứu phát triển các chiến lược điều khiển nâng cao.

2. ĐỐI TƯỢNG VÀ PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

2.1. Đối tượng nghiên cứu

Đối tượng nghiên cứu là hệ truyền động động cơ không đồng bộ ba pha rotor lồng sóc, được điều khiển bằng phương pháp điều khiển định hướng trường (Field-Oriented Control - FOC) theo hệ tọa độ quay dq. Hệ truyền động bao gồm các thành phần chính: Nguồn điện một chiều, nghịch lưu nguồn áp ba pha (Voltage Source Inverter - VSI), bộ điều chế vector không gian (SVPWM), bộ điều khiển dòng và tốc độ dạng PI, các khối biến đổi tọa độ Clarke-Park và nghịch đảo, cùng với mô hình toán học động cơ không đồng bộ ba pha.

2.2. Phương pháp nghiên cứu

2.2.1. Cơ sở lý thuyết

Nguyên lý hoạt động chính của hệ thống FOC: Đo lường: Đo dòng điện thực tế chạy trong động cơ (ít

Tác giả liên hệ: Đào Tăng Tín

Email: tindt@hiu.vn

nhất 2 pha) và vị trí góc của rotor (bằng encoder, resolver hoặc ước lượng trong các hệ "Sensorless FOC"). Biến đổi Clark (3 pha \rightarrow 2 pha): Chuyển đổi dòng điện 3 pha (I_a, I_b, I_c) từ hệ tọa độ cố định (ABC) sang hệ tọa độ cố định 2 pha vuông góc (I_α, I_β). Biến đổi Park (2 pha cố định \rightarrow 2 pha quay): Chuyển đổi (I_α, I_β) sang hệ tọa độ quay đồng bộ với từ thông rotor (d, q). Hệ tọa độ này quay cùng tốc độ với vector từ thông rotor. Đầu ra của phép biến đổi này chính là hai thành phần dòng điện I_d (tạo từ thông) và I_q (tạo mô-men) yêu cầu điều khiển. Việc biến đổi này đòi hỏi biết chính xác góc θ của vector từ thông rotor so với stator. Điều khiển PI (Bộ điều chỉnh dòng điện): So sánh i_{d_ref} (thường đặt cố định để giữ từ thông định mức) và i_{q_ref} (từ bộ điều tốc bên ngoài, tỷ lệ với mô-men yêu cầu) với i_d và i_q thực tế. Bộ điều chỉnh PI sẽ tính toán ra điện áp điều khiển cần thiết trong hệ tọa độ quay: V_{d_ref} và V_{q_ref} . Biến đổi Park ngược (2 pha quay \rightarrow 2 pha cố định): Chuyển ngược V_{d_ref} và V_{q_ref} về hệ tọa độ cố định V_{α_ref} và V_{β_ref} . Điều chế PWM (SVPWM - Space Vector PWM): Từ V_{α_ref} và V_{β_ref} , bộ điều chế SVPWM sẽ tính toán và tạo ra 6 xung PWM để đóng cắt các khóa bán dẫn trong bộ nghịch lưu (Inverter) một cách tối ưu, tạo ra điện áp 3 pha hình sin mong muốn đặt lên động cơ.

2.2.2. Mô hình toán

Mô hình động cơ trong hệ tọa độ quay đồng bộ (dq)

Phương trình điện áp:

Trong hệ tọa độ dq quay với tốc độ ω_e :

Stator:

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_e \psi_{sq} \quad (1)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} - \omega_e \psi_{sd} \quad (2)$$

Rotor (lồng sóc):

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{rq} \quad (3)$$

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{rd} \quad (4)$$

Phương trình từ thông móc vòng:

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (5)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (6)$$

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (7)$$

$$\psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (8)$$

Với: $L_s = L_{ls} + L_m$ (điện cảm stator), $L_r = L_{lr} + L_m$ (điện cảm rotor), L_m (điện cảm từ hoá).

Mô hình trạng thái rút gọn (dùng ψ_{rd}, ψ_{rq} làm biến trạng thái):

Từ phương trình từ thông, giải ra dòng rotor:

$$i_{rd} = \frac{1}{L_r} (\psi_{rd} - L_m i_{sd}) \quad (9)$$

$$i_{rq} = \frac{1}{L_r} (\psi_{rq} - L_m i_{sq}) \quad (10)$$

Thế vào phương trình điện áp rotor (với $u_{rd} = u_{rq} = 0$):

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi_{rd} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{rq} \quad (11)$$

$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - \frac{1}{T_r} \psi_{rq} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{rd} \quad (12)$$

Với $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ (hằng số thời gian)

Phương trình dòng stator:

Định nghĩa hệ số tản từ: $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[u_{sd} - R_s i_{sd} + \omega_e \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{rq} \right) \right] \quad (13)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[u_{sq} - R_s i_{sq} - \omega_e \sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{R_r}{L_r} \psi_{rq} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{rd} \right) \right] \quad (14)$$

Phương trình cơ học:

Mô men điện từ:

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (15)$$

Phương trình chuyển động:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L - B \omega_r \quad (16)$$

$$\text{Góc rotor: } \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (17)$$

Với: P: Số đôi cực, J: Mô-men quán tính, B: Hệ số ma sát, T_L : Mô-men tải.

Mô hình động cơ trong hệ tọa độ dq xây dựng dựa trên lý thuyết kinh điển về máy điện và điều khiển vector, phù hợp với các mô hình được trình bày trong [1, 2].

Nguyên lý điều khiển định hướng trường (FOC)

Điều kiện định hướng trường:

Đặt hệ tọa độ dq trùng với vector từ thông rotor, sao cho:

$$\psi_{rq} = 0, \psi_{rd} = \psi_r \quad (18)$$

Khi đó từ thông rotor chỉ có thành phần: $\psi_r = \psi_{rd}$
 Tần số điện từ (điều kiện trượt):

Từ phương trình $\frac{d\psi_{rq}}{dt} = 0$, (chế độ xác lập), ta có:

$$\omega_e = \omega_r + \frac{L_m i_{sq}}{L_r \psi_{rd}} \quad (19)$$

Mô-men điện từ đơn giản hóa:

Với: $\psi_{rq} = 0$

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq}) \quad (20)$$

Từ thông rotor:

Từ phương trình $\frac{d\psi_{rd}}{dt}, \psi_{rq} = 0$

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi_{rd} \quad (21)$$

Chế độ xác lập: $\psi_{rd} = L_m i_{sd}$

Điều kiện định hướng trường với trục d trùng với vector từ thông rotor là giả thiết chuẩn trong điều khiển FOC, cho phép tách rời điều khiển từ thông và mô-men điện từ, như đã được trình bày chi tiết trong [1].

Các phép biến đổi tọa độ: Biến đổi Clarke (3 pha $\rightarrow \alpha\beta$), biến đổi Park ($\alpha\beta \rightarrow dq$), biến đổi Park ngược ($dq \rightarrow \alpha\beta$).

Bộ điều khiển PI

Bộ điều khiển dòng điện:

$$u_{sd}^* = k_{p,i}(i_{sd}^* - i_{sd}) + k_{i,i} \int (i_{sd}^* - i_{sd}) dt - \omega_e \sigma L_s i_{sq} \quad (22)$$

$$u_{sq}^* = k_{p,i}(i_{sq}^* - i_{sq}) + k_{i,i} \int (i_{sq}^* - i_{sq}) dt + \omega_e (\sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rq}) \quad (23)$$

Bộ điều khiển từ thông, tốc độ:

$$T \text{ từ thông } i_{sd}^* = k_{p,\psi}(\psi_r^* - \psi_{rd}) + k_{i,\psi} \int (\psi_r^* - \psi_{rd}) dt \quad (24)$$

$$T \text{ tốc độ } i_{sq}^* = k_{p,\omega}(\omega_r^* - \omega_r) + k_{i,\omega} \int (\omega_r^* - \omega_r) dt \quad (25)$$

Bộ điều chế vector không gian (SVPWM)

Vector điện áp tham chiếu:

Từ u_{sd}^*, u_{sq}^*

$$u_{\alpha}^* = u_{sd}^* \cos\theta_e - u_{sq}^* \sin\theta_e \quad (26)$$

$$u_{\beta}^* = u_{sd}^* \sin\theta_e + u_{sq}^* \cos\theta_e \quad (27)$$

Xác định Sector:

$$\theta_v = \arctan_2(u_{\beta}^*, u_{\alpha}^*)$$

$$Sector = \left\lceil \frac{\theta_v}{\pi/3} \right\rceil \text{ với } 1 \leq Sector \leq 6 \quad (28)$$

Thời gian đóng cắt cơ bản:

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}} (\frac{\sqrt{3}}{2} u_{\alpha}^* - \frac{1}{2} u_{\beta}^*) \quad (29)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}} u_{\beta}^* \quad (30)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (31)$$

Thời gian đóng cho từng pha:

$$T_a = \frac{T_0}{4}, T_b = T_a + \frac{T_1}{2}, T_c = T_b + \frac{T_2}{2}$$

Thuật toán điều chế vector không gian (SVPWM) được sử dụng nhằm tối ưu biên độ điện áp đầu ra và giảm sóng hài so với PWM hình sin truyền thống, như được phân tích trong [3, 9, 10, 11].

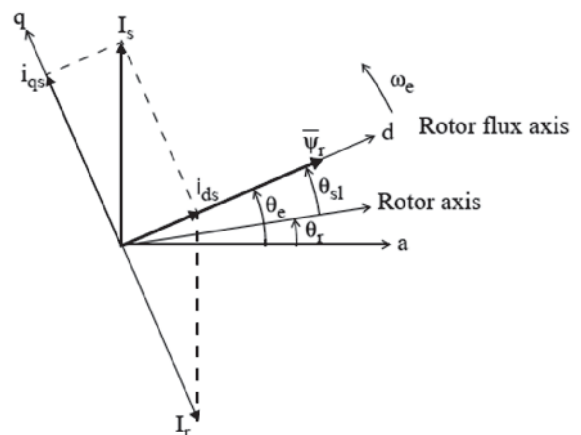
2.3. Bài toán

2.3.1. Phân tích bài toán và thiết lập mô phỏng

Động cơ cảm ứng (induction motor) được cấp nguồn bởi một bộ biến tần PWM điều khiển dòng điện (current-controlled PWM inverter), bộ biến tần này hoạt động như một nguồn dòng điện xoay chiều ba pha hình sin. Tốc độ động cơ ω được so sánh với tốc độ tham chiếu ω^* và sai số được xử lý bởi bộ điều khiển tốc độ (speed controller) để tạo ra lệnh mô-men T_e^* .

Như được hiển thị bên dưới, từ thông rotor (rotor flux) và mô-men (torque) có thể được điều khiển riêng biệt bởi dòng điện trục trục stator i_{sd} và dòng điện trục ngang stator i_{sq} tương ứng.

Dòng điện tham chiếu trục ngang stator i_{sq}^* được tính giá trị tham chiếu mô-men T_e^* như sau:



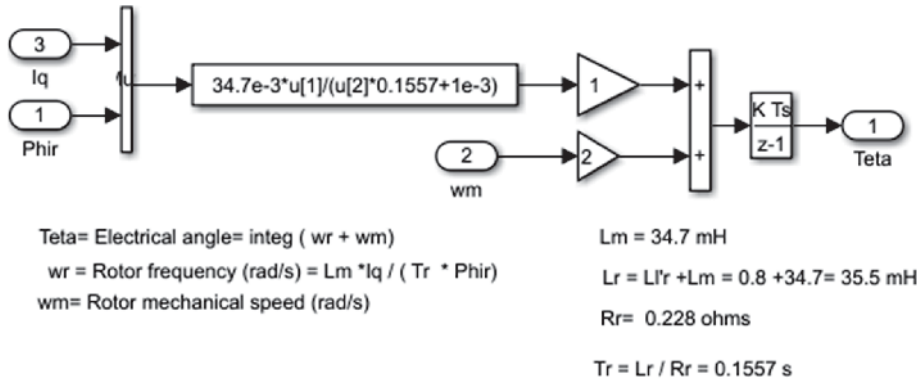
Hình 1. Nguyên lý điều khiển hướng từ trường

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} \frac{L_r}{L_m} \frac{T_e^*}{|\psi_r|_{est}} \quad (32)$$

Trong đó L_r là điện cảm rotor, L_m là điện cảm tương hỗ, và $|\psi_r|_{est}$ là giá trị ước lượng liên kết từ thông rotor được tính bởi:

$$|\psi_r|_{est} = \frac{L_m i_{ds}}{1 + \tau_r s} \quad (33)$$

Trong đó $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ là hằng số thời gian rotor.



Hình 2. Khối ước lượng từ thông rotor theo mô hình dòng stator

Dòng điện tham chiếu trục trục stator i_{ds}^* được lấy từ đầu vào tham chiếu từ thông rotor $|\psi_r|^*$:

$$i_{ds}^* = \frac{|\psi_r|^*}{L_m} \quad (34)$$

Vị trí từ thông rotor θ_e cần thiết cho việc biến đổi tọa độ được tạo ra từ tốc độ rotor ω_m và tần số trượt:

$$\omega_{ls}: \theta_e = \int (\omega_m + \omega_{ls}) dt \quad (35)$$

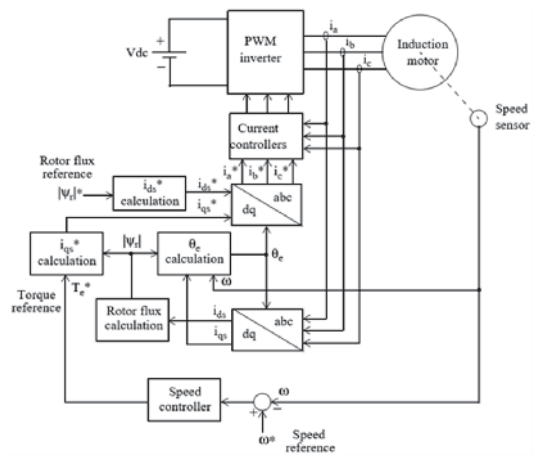
Tần số trượt được tính từ dòng điện tham chiếu stator i_{qs}^* và các thông số của động cơ (motor parameters):

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{|\psi_r|_{est}} \frac{R_r}{L_r} i_{qs}^* \quad (36)$$

Các giá trị tham chiếu dòng điện i_{qs}^* và i_{ds}^* được chuyển đổi thành các giá trị tham chiếu dòng điện ba pha i_a^*, i_b^*, i_c^* để phục vụ cho các bộ điều chỉnh dòng điện (current regulators). Các bộ điều chỉnh này xử lý dòng điện đo được và dòng điện tham chiếu để tạo ra các tín hiệu điều khiển cổng (gating signals) cho bộ biến tần.

Vai trò của bộ điều khiển tốc độ (speed controller) là giữ cho tốc độ động cơ (motor speed) bằng với giá trị tham chiếu tốc độ ở trạng thái ổn định và cung cấp đáp ứng động tốt trong các quá trình quá

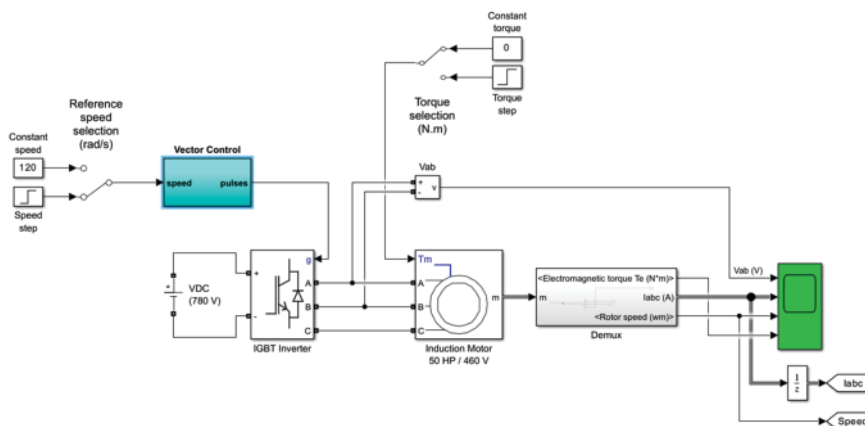
độ. Bộ điều khiển này có thể là loại tích phân tỉ lệ (proportional-integral type) [13].



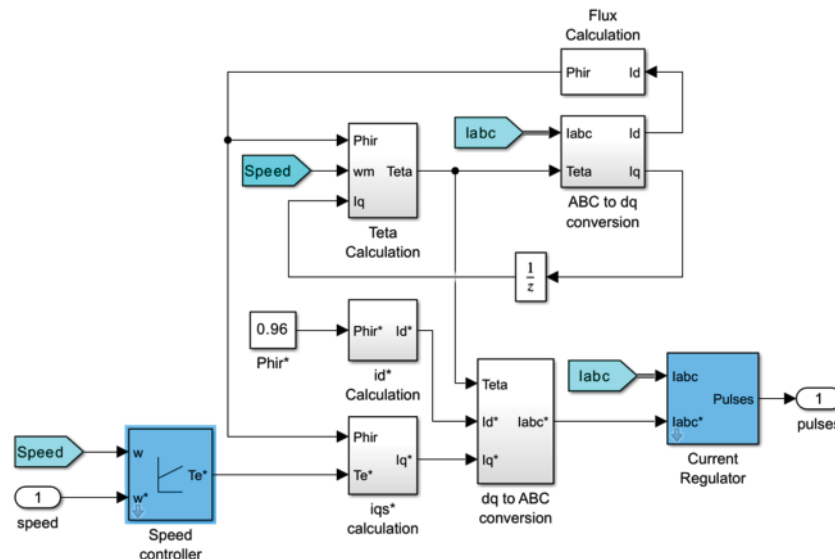
Hình 3. Hệ thống truyền động động cơ cảm ứng biến tần tần số điều khiển hướng từ trường

2.3.2. Xây dựng mô hình và cài đặt thông số

Không sử dụng thư viện có sẵn, chỉ dùng các khối chức năng thực hiện mô hình hóa và mô phỏng hệ truyền động cho động cơ AC 3 pha theo phương pháp điều khiển định hướng từ trường (FOC). Hiện thị dạng sóng dòng điện, tốc độ, moment trong quá trình khởi động. Hiện thị dạng sóng điện áp, dòng điện ở trạng thái xác lập. Hiện thị đáp ứng khi thay đổi tốc độ, thay đổi mô-men. Hiện thị dạng sóng dòng điện.



Hình 4. Sơ đồ mô phỏng hệ truyền động động cơ không đồng bộ điều khiển vector (FOC)



Hình 5. Sơ đồ khối bộ điều khiển định hướng từ thông (FOC) động cơ không đồng bộ

2.3.3. Kiến trúc mô hình Simulink

Mô hình được xây dựng bao gồm các module chính sau: Module động cơ: Được triển khai từ mô hình phương trình trạng thái trong hệ tọa độ dq quay đồng bộ, sử dụng 6 khối tích phân cho các biến trạng thái: $i_{sd}, i_{sq}, \psi_{rd}, \psi_{rq}, \omega_r, \theta_r$. Bộ chuyển đổi tọa độ: Gồm các khối Clarke (3 pha $\rightarrow \alpha\beta$), Park ($\alpha\beta \rightarrow dq$) và Park ngược ($dq \rightarrow \alpha\beta$), được lập trình trực tiếp từ các công thức lượng giác. Bộ điều khiển FOC: Bao gồm hai vòng điều khiển PI: Vòng ngoài điều khiển tốc độ và từ thông, vòng trong điều khiển dòng điện trên hai trục d và q, có tích hợp khâu bù chéo (decoupling). Bộ điều chế SVPWM: Tự xây dựng thuật toán điều chế vector không gian để tính toán thời gian đóng cắt cho bộ nghịch lưu áp ba pha (2-level VSI). Khối tạo tải: Cho phép đặt các bước thay đổi mô-men tải tại các thời điểm xác định.

2.3.4. Thông số hệ thống

Mô hình được mô phỏng cho động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc có các thông số định mức và nội tại như sau: Công suất: 50 HP (37.3 kW), Điện áp dây: 460 V, Tần số định mức: 60 Hz, Số đôi cực: 2 (4 cực từ). Thông số mạch (quy đổi về stator): Điện trở stator, $R_s = 0.087 \Omega$, Điện trở rotor, $R_r = 0.228 \Omega$, Điện cảm tản stator, $L_{ls} = 0.8 \text{ mH}$, Điện cảm tản rotor, $L_{lr} = 0.8 \text{ mH}$, Điện cảm từ hóa, $L_m = 34.7 \text{ mH}$. Thông số cơ: Mô-men quán tính $J = 0.4 \text{ kg.m}^2$, hệ số ma sát $B = 0.01 \text{ N.m.s/rad}$. Thông số điều khiển: Các tham số bộ điều khiển PI được hiệu chỉnh theo phương pháp Ziegler-Nichols và tối ưu hóa lặp để đạt đáp ứng nhanh với độ vọt lố thấp.

Thông số bộ điều khiển PI và cấu hình mô phỏng: K_p vòng tốc độ (K_{p_speed}): 2.5, K_i vòng tốc độ

(K_{i_speed}): 120, K_p vòng dòng d-q ($K_{p_current}$): 3.2, K_i vòng dòng d-q ($K_{i_current}$): 450, K_p vòng từ thông (K_{p_flux}): 1.8, K_i vòng từ thông (K_{i_flux}): 80, Tần số đóng cắt nghịch lưu: 10 kHz, Bước thời gian vòng điều khiển: $1 \times 10^{-4} \text{ s}$, Bước thời gian nghịch lưu (PWM): $1 \times 10^{-5} \text{ s}$, Solver Simulink: ode23tb (stiff solver).

Các tham số PI được hiệu chỉnh theo phương pháp Ziegler-Nichols kết hợp tinh chỉnh thực nghiệm thông qua mô phỏng để đạt đáp ứng nhanh, độ vọt lố thấp và đảm bảo ổn định hệ thống.

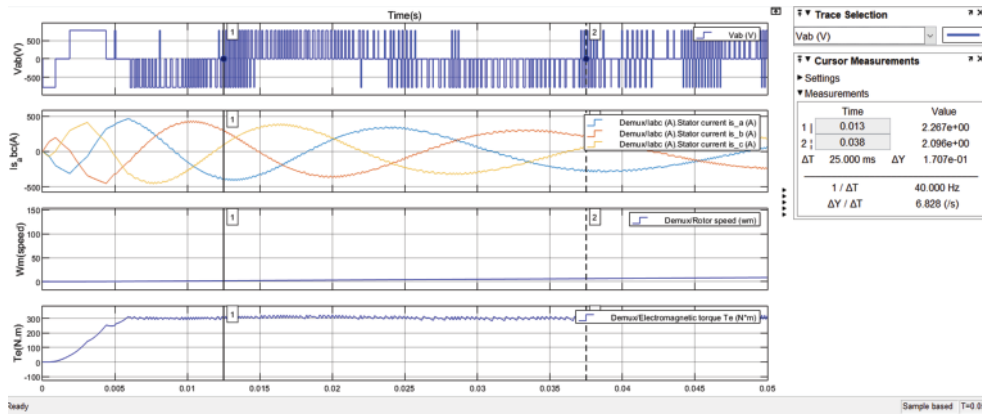
2.3.5. Kịch bản mô phỏng

Mô phỏng được thực hiện với ba kịch bản chính để đánh giá toàn diện chất lượng hệ thống: Khởi động không tải: Động cơ khởi động từ trạng thái dừng đến tốc độ định mức (188.5 rad/s) với tải bằng 0. Ổn định tốc độ: Phân tích dạng sóng điện áp và dòng điện ở trạng thái xác lập. Đánh giá độ bền vững: Kiểm tra đáp ứng khi có sự thay đổi bước về tốc độ đặt (từ định mức xuống 50%) và khi có sự thay đổi đột ngột của mô-men tải (từ 0 lên 100% mô-men định mức).

3. KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU VÀ BÀN LUẬN

3.1. Quá trình khởi động động cơ

Kết quả mô phỏng tại Hình 6 minh họa rằng (thời gian 0.05s): Giai đoạn quá độ đầu tiên khi khởi động: Dòng điện stator (i_a, i_b, i_c) đạt giá trị đỉnh cao (khoảng 2 - 3 lần dòng định mức) để tạo ra mô-men mở máy lớn, đây là đặc tính phù hợp với lý thuyết. Tốc độ rotor (ω_r) bắt đầu tăng với độ dốc lớn, chứng tỏ mô-men điện từ (T_e) sinh ra vượt trội so với mô-men cản (lúc này bằng 0). Dạng sóng mô-men T_e có dao động nhỏ trong vài mili giây đầu do quá trình xây dựng từ thông rotor, sau đó nhanh chóng ổn định ở giá trị cần thiết cho gia tốc.



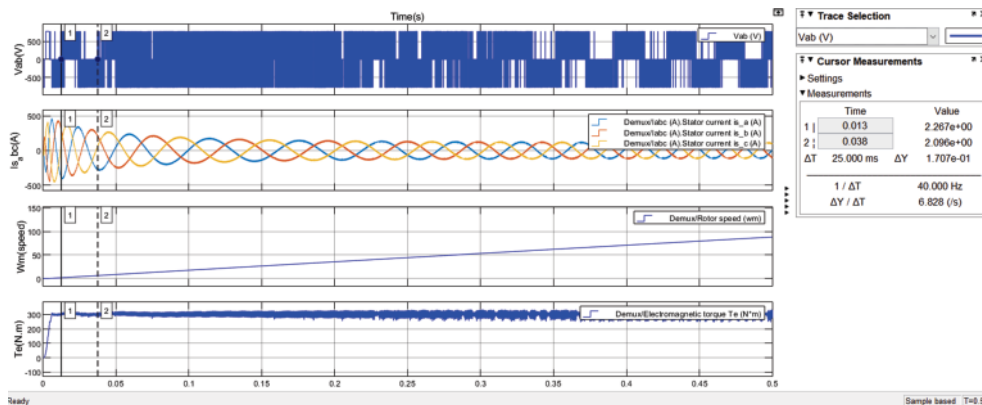
Hình 6. Dạng sóng t = 0.05s

3.2. Đáp ứng ở trạng thái xác lập

Kết quả mô phỏng tại Hình 7 minh họa rằng (thời gian 0.5s): Hệ thống đã vào trạng thái xác lập: Tốc độ (ω_r): Bám chính xác và ổn định tại giá trị đặt (188.5 rad/s), với sai số tĩnh bằng 0 nhờ khâu tích phân trong bộ điều khiển PI tốc độ. Dòng điện: Dòng điện pha (i_s) có dạng hình sin thuần khiết, tần số đúng 60 Hz, biên độ ổn định. Điều này chứng minh hiệu quả của cấu trúc FOC trong việc điều khiển dòng hình sin và tính chính xác của bộ điều chế SVPWM tự xây dựng. Mô-men (T_e): Dao động

quanh giá trị 0 (do đang chạy không tải), với độ đập mạch rất thấp. Độ đập mạch này chủ yếu đến từ sóng hài bậc cao trong điện áp nghịch lưu và đã được bộ điều khiển dòng điện hạn chế đáng kể [12].

Các chỉ số hiệu năng động học của hệ thống FOC: Độ vọt lố tốc độ (Overshoot): 3.1%, Thời gian xác lập ($\pm 2\%$): 0.18 s, Sai số xác lập tốc độ: ≈ 0 rad/s, THD dòng stator (i_s): 2.9%, Thời gian đáp ứng khi đổi tốc độ (t_1): 0.15 s, Thời gian phục hồi khi đặt tải (t_2): 0.21s.

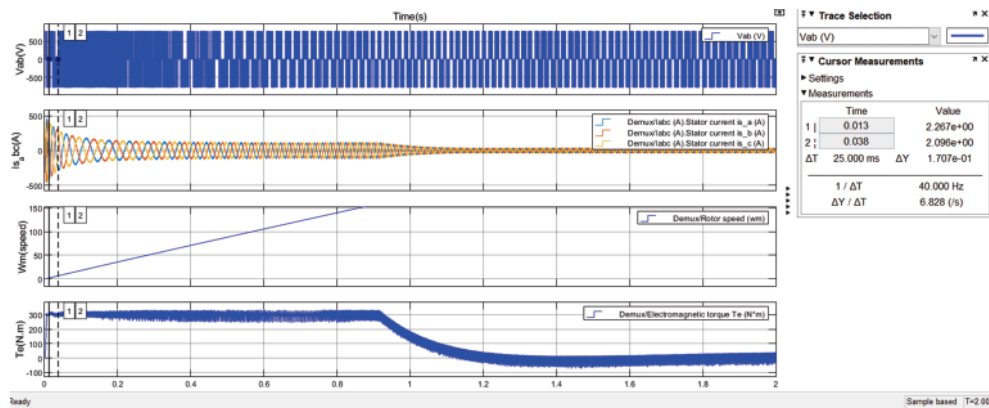


Hình 7. Dạng sóng t = 0.5s

3.3. Đánh giá đáp ứng động khi thay đổi tốc độ và tải

Kết quả mô phỏng tại Hình 8 minh họa rằng (thời gian 2s): Phản ứng của hệ thống trước hai sự kiện: (1) Giảm tốc độ đặt xuống 50% tại thời điểm t_1 , và (2) đặt tải định mức tại thời điểm t_2 khi tốc độ đã ổn định ở giá trị mới. Phản ứng với thay đổi tốc độ: Khi tốc độ đặt giảm đột ngột, bộ điều khiển ngay lập tức đảo chiều thành phần dòng i_{sq} (tỷ lệ với mô-men) để tạo mô-men hãm. Tốc độ giảm nhanh chóng về giá trị đặt mới với thời gian quá độ ngắn và không có vọt lố đáng kể. Dòng điện pha điều chỉnh tần số và biên độ phù hợp với tốc độ mới. Phản ứng với thay đổi tải: Khi mô-men tải được đột ngột áp dụng, tốc độ có xu hướng sụt giảm nhẹ. Bộ điều khiển tốc độ phản ứng bằng cách tăng giá trị

đặt cho dòng i_{sq} , dẫn đến mô-men điện từ T_e tăng lên để cân bằng với tải mới. Tốc độ được phục hồi về giá trị đặt sau một khoảng thời gian quá độ ngắn. Biên độ dòng điện stator tăng lên tỷ lệ với mô-men tải, trong khi dạng sóng sin vẫn được giữ nguyên. Kết quả này khẳng định tính độc lập điều khiển giữa từ thông (qua i_{sd}) và mô-men (qua i_{sq}), nguyên lý cốt lõi của FOC. Đóng góp chính của bài báo là cung cấp một phương pháp luận rõ ràng để mô hình hóa hệ thống FOC từ đầu, bao gồm mô hình động cơ trong hệ tọa độ dq, bộ nghịch lưu SVPWM và cấu trúc điều khiển kép vòng kín. Các kết quả mô phỏng toàn diện đóng vai trò như một tài liệu tham khảo đáng tin cậy cho mục đích giảng dạy và nghiên cứu phát triển [4 - 8, 14].



Hình 8. Dạng sóng t = 2s

4. KẾT LUẬN, KIẾN NGHỊ

4.1. Kết luận

Nghiên cứu này đã thành công trong việc xây dựng và mô phỏng hệ truyền động động cơ không đồng bộ ba pha điều khiển theo phương pháp Định hướng Trường (FOC) hoàn toàn từ các nguyên lý cơ bản, sử dụng các khối chức năng cơ bản của Simulink. Mô hình tự xây dựng bao gồm động cơ dạng phương trình trạng thái trong hệ tọa độ dq, các bộ biến đổi tọa độ Clarke/Park, bộ điều chế vector không gian (SVPWM) và bộ điều khiển PI kép, đã được kiểm chứng với thông số động cơ 50 HP thực tế. Kết quả mô phỏng cho các kịch bản khởi động, làm việc xác lập và đáp ứng với thay đổi tốc độ/tải đã khẳng định các ưu điểm của FOC: Điều khiển mô-men nhanh và độc lập, dòng điện hình sin, và khả năng bám tốc độ bền vững.

Công trình này có hai đóng góp chính: Cung cấp một mô hình minh bạch, có tính sư phạm cao, giúp người học hiểu sâu cấu trúc và luồng tín hiệu của FOC. Tạo ra một nền tảng mềm dẻo cho việc nghiên cứu phát triển các thuật toán điều khiển nâng cao (như điều khiển dự báo, điều khiển thích nghi) trong tương lai. Hạn chế hiện tại là mô hình giả định điều kiện lý tưởng và tham số PI được hiệu chỉnh thủ công. Hướng phát triển tiếp theo bao gồm tích hợp các hiệu ứng phi tuyến thực tế, tự động tối ưu tham số bộ điều khiển, và đặc biệt là triển khai thuật toán lên phần cứng thực nghiệm để kiểm

chứng kết quả mô phỏng.

Nghiên cứu đã chứng minh tính khả thi và hiệu quả của phương pháp mô hình hóa từ gốc, mở ra một công cụ đắc lực cho cả mục đích đào tạo và nghiên cứu chuyên sâu trong lĩnh vực truyền động điện biến tần - biến tần.

Trong mô hình hiện tại, các hiệu ứng phi tuyến như bão hòa mạch từ và sự thay đổi điện trở rotor theo nhiệt độ chưa được xét đến. Trong thực tế, sai số tham số, đặc biệt là R_r , có thể gây lệch góc định hướng từ thông và làm suy giảm khả năng tách kênh mô-men - từ thông. Tuy nhiên, cấu trúc điều khiển FOC với vòng dòng bên trong vẫn duy trì được tính ổn định. Đây là hướng mở để tích hợp các bộ quan sát thích nghi hoặc MRAS trong các nghiên cứu tiếp theo.

4.2. Kiến nghị

Từ những kết quả và hạn chế của nghiên cứu, các hướng phát triển chính được đề xuất như sau: Nâng cao tính thực tế của mô hình bằng cách tích hợp các hiệu ứng phi tuyến (bão hòa từ, tổn hao sắt) và ảnh hưởng của nhiệt độ lên tham số động cơ. Tự động hóa quá trình tối ưu tham số bộ điều khiển PI thông qua các thuật toán tiên tiến (GA, PSO) nhằm nâng cao hiệu năng và rút ngắn thời gian hiệu chỉnh. Triển khai thực nghiệm thuật toán lên phần cứng DSP/FPGA để kiểm chứng, đối sánh kết quả mô phỏng với thực tế và đánh giá tính khả thi.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] D. W. Novotny and T. A. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. Oxford, UK: Oxford University Press, 1996.
 [2] R. Ramanujam, *Modeling and Analysis of Electrical Machines*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2019.
 [3] S. G. Kumar, M. R. Abarca, and S. K. Pattanaik, *Power Converters, Drives and Controls for Sustainable*

Operations. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2023.

[4] P. Stumpf and T. Tóth-Katona, "Recent achievements in the control of interior permanent-magnet synchronous machine drives: A comprehensive overview of the state of the art," *Energies*, vol. 16, no. 13, p. 5103, 2023, doi: 10.3390/en16135103.

- [5] C. Miguel-Espinar, D. Heredero-Peris, R. Villafafila-Robles, and D. Montesinos-Miracle, "Review of flux-weakening algorithms to extend the speed range in electric vehicle applications with permanent magnet synchronous machines," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 1-18, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3252360.
- [6] I. Boldea, L. N. Tutelea, and A. A. Popa, "Reluctance synchronous and flux-modulation machine designs: Recent progress," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 3, pp. 1-12, 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2021.3133129.
- [7] W. Wang, C. Liu, H. Zhao, and Z. Song, "Improved deadbeat-direct torque and flux control for PMSM with less computation and enhanced robustness," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 8, pp. 1-11, 2022, doi: 10.1109/TIE.2022.3170619.
- [8] A. von Jouanne, E. Agamloh, and A. Yokochi, "A review of matrix converters in motor drive applications," *Energies*, vol. 18, no. 1, p. 164, 2025, doi: 10.3390/en18010164.
- [9] Z. Ben Mahmoud and A. Khedher, "A comprehensive review on space vector based PWM techniques for common mode voltage mitigation in photovoltaic multilevel inverters," *Energies*, vol. 17, no. 4, p. 916, 2024, doi: 10.3390/en17040916.
- [10] V. Jayakumar, B. Chokkalingam, and J. L. Munda, "A comprehensive review on space vector modulation techniques for neutral point clamped multilevel inverters," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 1-20, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3100346.
- [11] V. Jayakumar, B. Chokkalingam, and J. L. Munda, "Performance analysis of multi-carrier PWM and space vector modulation techniques for five-phase three-level neutral point clamped inverter," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 1-15, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3162616.
- [12] D. Mohanraj, J. Gopalakrishnan, B. Chokkalingam, and L. Mihet-Popa, "Critical aspects of electric motor drive controllers and mitigation of torque ripple: A review," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 1-22, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3187515.
- [13] H. Abu-Rub, A. Iqbal, and J. Guzinski, *High Performance Control of AC Drives with MATLAB/Simulink*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2021.
- [14] S. K. Singh and A. Tripathi, "Synchronized sine-triangle PWM based control of high-speed PMSM drive with reduced switching losses and enhanced performance," in *Proc. IEEE Delhi Section Conf. (DELCON)*, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/DELCON54057.2022.9753230.

Modeling and simulation of Field-Oriented Control for three-phase induction motors using Simulink

Dao Tang Tin

ABSTRACT

This paper investigates the modeling and simulation of a three-phase induction motor drive system using Field-Oriented Control (FOC), developed entirely from fundamental functional blocks in Simulink without relying on specialized libraries such as SimPowerSystems. The objective of this study is to construct a component-level model to clearly illustrate the structure and operating principles of the FOC scheme. The proposed model is implemented for a 50 HP, 460 V, four-pole, 60 Hz induction motor and incorporates a three-phase voltage-source inverter, space vector pulse-width modulation (SVPWM), Clarke-Park and inverse transformations, as well as PI-based current and speed controllers. Simulation results demonstrate the dynamic performance of the system during startup, steady-state operation, and under variations in speed reference and load torque. The obtained results validate the accuracy of the developed model and highlight the advantages of FOC in terms of fast and decoupled torque control, as well as high efficiency over a wide speed range.

Keywords: *Field-oriented control, induction motor, Simulink, vector control*

Received: 03/01/2026

Revised: 05/02/2026

Accepted for publication: 08/02/2026