

Thiết kế điều khiển phẳng truyền động điện không đồng bộ hệ hai khâu quán tính ghép mềm nuôi bởi nghịch lưu nguồn áp có vòng điều khiển dòng stator lý tưởng

Flatness Based Control Design for Two-Mass System using Induction Motor Drive Fed by Voltage Source Inverter with Ideal Control Performance of Stator Current

Võ Thanh Hà^{1,2*}, Nguyễn Hai Huỳnh¹, Đỗ Phúc Hưng¹, Nguyễn Phùng Quang¹

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

² Trường Đại học Giao Thông Vận Tải, Số 3- Cầu Giấy, Hà Nội

Đến Tòa soạn: 29-12-2017; chấp nhận đăng: 20-3-2019

Tóm tắt

Trong các nghiên cứu lý thuyết về hệ truyền động điện, thường coi hệ này là hệ ghép cứng lý tưởng, do đó hệ số cứng xoắn của khâu ghép nối và hệ số giảm chấn của khớp nối được bỏ qua. Tuy nhiên trong thực tế việc ghép nối giữa động cơ và động cơ tải qua khớp nối mềm, còn gọi là hệ 2 khâu quán tính. Hệ truyền động này, các hệ số này cần được nghiên cứu, để đánh giá sự ảnh hưởng của khớp nối mềm đến sự suy giảm chất lượng của hệ thống truyền động. Trong bài báo sẽ trình bày kết quả nghiên cứu thiết kế điều khiển phẳng truyền động điện không đồng bộ hệ hai khâu quán tính ghép mềm nuôi bởi nghịch lưu nguồn áp có vòng điều khiển dòng stator lý tưởng, tại thời điểm hệ truyền động vận hành trong toàn dải tốc độ (bao gồm cả vùng suy giảm từ thông). Các kết quả mô phỏng cho thấy tính đúng đắn và hiệu quả của phương pháp điều khiển đã đề xuất.

Từ khóa : Truyền động điện xoay chiều 3 pha, hệ hai khâu quán tính, nguyên lý phẳng, mô hình giảm bậc

Abstract

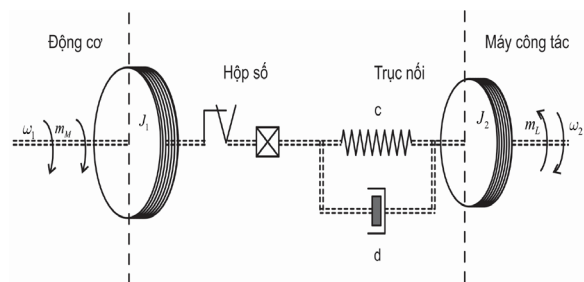
In theoretical researches of the electrical drive system, it is rigidly coupled system, the stiffness coefficient and damping coefficient of the shaft are neglected. However, the electrical drive system with flexible coupling, it is regarded as a two - mass system. This system, the coefficient negatively influences of flexible coupling causing a decrease in the quality of the electrical drive system. The paper presents the results of flatness based control design for two-mass systems using induction motor drive, fed by voltage source inverter with ideal control performance of stator current with the induction motor working in basic speed range and upper field weakening area. The simulation results presented the correctness and effectiveness of control methods is proposed.

Keywords: Three-phase AC drive, two mass system, flatness-based control, reduced model.

1. Đặt vấn đề

Từ trước đến nay với các công trình nghiên cứu lý thuyết về hệ truyền động điện, để đơn giản thiết kế bộ điều khiển, thì thường coi hệ truyền động điện là hệ ghép cứng lý tưởng, có nghĩa quy đổi tất cả các đại lượng tốc độ, mômen, vận tốc, lực và mômen quán tính của mỗi cơ cấu của truyền động về trục động cơ, sao cho đảm bảo năng lượng của hệ trước và sau khi quy đổi không thay đổi. Do đó hệ số cứng xoắn của lò xo (c) và hệ số giảm chấn của khớp nối (d) được bỏ qua [1-3]. Tuy nhiên trong thực tế việc ghép nối giữa động cơ và máy công tác qua khớp nối mềm (hộp số, trục nối bằng thép...), gọi là hệ 2 khâu quán tính với khớp nối mềm (hình1), lúc này sự ảnh hưởng các hệ số c và d , dẫn đến ảnh hưởng chất lượng của hệ

truyền động, làm giảm hệ số ổn định và hiệu suất của hệ truyền động [4-6].



Hình 1. Ghép nối động cơ truyền động với máy công tác

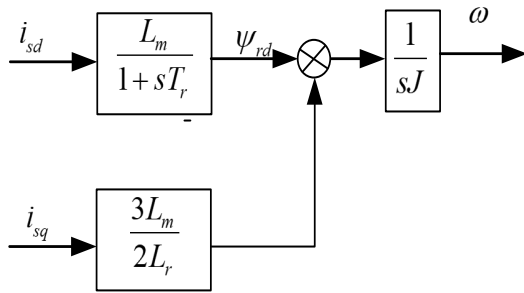
Hệ truyền động điện hai khâu quán tính khớp nối mềm, được nuôi bởi nghịch lưu nguồn áp là hệ truyền động điện phức tạp, có tính phi tuyến, mô hình trạng thái bậc 7 (mô hình ĐCKĐB-RLS bậc 4, mô hình hệ 2 khâu quán tính là bậc 3), dẫn đến việc xây dựng và cài đặt bộ điều khiển, biến tần không đơn

* Địa chỉ liên hệ: Tel: (+84) 912241365
Email: vothanhhha.ktd@utc.edu.vn

giản và nhanh. Để giải quyết vấn đề này, thì trong cấu trúc điều khiển tựa theo từ thông rotor, ĐCKĐB-RLS được coi như nuôi bởi nghịch lưu nguồn dòng thay thế cho nghịch lưu nguồn áp truyền thống, có nghĩa khi bộ điều khiển dòng stator thỏa mãn 3 tiêu chí “nhanh, chính xác và không tương tác”, kết hợp với bộ nghịch lưu nguồn áp thì động cơ KĐB được nuôi bởi nghịch lưu nguồn dòng. Dẫn đến mô hình trạng thái động cơ KĐB-RLS chỉ còn bậc 2. Mô hình hệ thống điện cơ với vòng dòng lý tưởng thể hiện công thức (1) và hình 2 [7-9].

$$\begin{cases} \frac{di_m}{dt} = -\frac{1}{T_r}i_m + \frac{1}{T_r}i_{sd} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}k_{\omega}i_m i_{sq} - \frac{z_p}{J}m_L \end{cases} \quad (1)$$

Với $i_m = \frac{\psi_{rd}}{L_m}$; $k = \frac{3z_p^2 L_m^2}{2L_r J}$



Hình 2. Mô hình với vòng dòng lý tưởng

Tại hình 2 nguyên lý tạo chuyển động quay của trục rotor, chỉ còn quá trình từ hóa và chuyển động quay, bộ điều khiển dòng có khả năng áp đặt không trễ dòng điện stator – thời gian đáp ứng tức thời, giảm được khối lượng tính toán của bộ điều khiển, đồng thời thời gian đáp ứng mômen sau 2 chu kỳ trích mẫu và xây dựng phương pháp điều khiển vòng ngoài độc lập (có thể tuyến tính hoặc phi tuyến) với mạch vòng trong, phù hợp với chế độ làm việc cụ thể. Dựa vào kết quả nghiên cứu [7] và [8], thì bộ điều khiển tuyến tính kiểu deadbeat được thiết kế thành công cho mạch vòng dòng stator của động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc (KĐB-RLS), lúc này dòng điện thực i_s bám với dòng điện i_s^* đặt sau số hữu hạn bước trích mẫu vòng trong (hai chu kỳ trích mẫu). Tận dụng kết quả nghiên cứu này, hệ truyền động hai khâu quán tính với khớp nối mềm được giảm bậc, bậc 3 khi động cơ vận hành ở vùng dải tốc độ định mức (2) và bậc 4 ở vùng suy giảm từ thông (3), [9].

Hệ hai khâu quán tính ghép mềm có đặc điểm không cứng vững của trục nối, nên xuất hiện dao động cộng hưởng. Để giải quyết vấn đề này, thì các bộ điều khiển truyền thống PID, I-P, I-PD, ... đã đưa

hệ thống nhanh chóng trở lại trạng thái cân bằng, kể cả khi nhiều tải. Các bộ điều khiển này thì việc xác định thông số của bộ điều khiển quyết định chất lượng của hệ, đồng thời các bộ điều khiển truyền thống dễ dàng áp dụng trong thực tế, vì trong công nghiệp hầu hết là các hệ truyền động chỉ đòi hỏi chủ yếu là làm giảm dao động cơ học cho hệ, nâng cao tuổi thọ cho các khớp nối, còn độ chính xác điều chỉnh và độ tác động nhanh chỉ cần ở mức độ không cao [4-6]. Nhưng với những hệ truyền động Servo đòi hỏi chất lượng cao hay hệ hai khâu quán tính khớp nối mềm có tính phi tuyến, thì trong quá trình điều khiển hệ có nhiều tham số thay đổi vì vậy khó đảm bảo chất lượng mong muốn nếu chỉ dùng các bộ điều khiển truyền thống. Để giải quyết vấn đề này thì thường sử dụng thể mạnh của các phương pháp điều khiển phi tuyến như điều khiển tối ưu, chất lượng điều khiển khi tham số đối tượng thay đổi, đảm bảo đạt được chất lượng thiết kế nếu mô hình trạng thái của đối tượng có yếu tố không chắc chắn... Trong đó với đặc điểm của phương pháp điều khiển phi tuyến theo nguyên lý phẳng là đưa trực tiếp các tín hiệu đầu ra mong muốn về làm giá trị đặt đầu vào, dẫn tới một cấu trúc điều khiển mà giá trị cần điều khiển của hệ lại là đầu vào điều khiển, mà những tín hiệu phản hồi trạng thái có được qua cảm biến hay bộ quan sát, ước lượng... Vì vậy việc thiết lập quỹ đạo đầu vào có xét đến giới hạn của các biến điều khiển là rất cần thiết [10-12]. Qua đó với những đặc điểm của phương pháp điều khiển tựa phẳng, sẽ mang lại kết quả khá quan trọng điều khiển tốc độ hệ truyền động hai khâu quán tính ghép nối mềm.

Với nhận thức trên bài báo này sẽ trình bày kết quả thiết kế điều khiển nguyên lý phẳng cho mạch vòng ngoài kết hợp với mạch vòng điều khiển dòng stator nhanh và chính xác, tại thời điểm hệ truyền động vận hành tại tốc độ định mức, vùng suy giảm từ thông của hệ truyền động điện không đồng bộ hai khâu quán tính ghép mềm. Với thiết kế thành công nguyên lý phẳng cho mạch vòng ngoài, làm cho hệ truyền động có tính chính xác cao và ổn định, đồng thời giảm sự ảnh hưởng của dao động cộng hưởng đến hệ thống truyền động. Kết quả nghiên cứu được kiểm chứng bằng mô phỏng Matlab-Simulink. Đây là hướng tiếp cận khác về thiết kế bộ điều khiển tốc độ, từ thông của hệ hai khâu quán tính với khớp nối mềm trong hệ truyền động không đồng bộ, nhằm mục đích nâng cao chất lượng hệ thống.

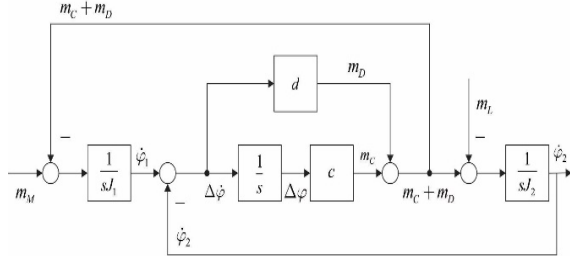
2. Mô hình hóa hệ hai khâu quán tính ghép mềm

Khi hệ truyền động làm việc ở vùng tốc độ định mức, mô hình trạng thái hệ hai khâu quán tính, [9].

$$\begin{cases} \dot{\phi}_1 = -\frac{d}{J_1}\dot{\phi}_1 - \frac{c}{J_1}\Delta\varphi + \frac{d}{J_1}\dot{\phi}_2 + \frac{1}{J_1}m_M \\ \Delta\dot{\phi} = \dot{\phi}_1 - \dot{\phi}_2 \\ \ddot{\phi}_2 = \frac{d}{J_2}\dot{\phi}_1 + \frac{c}{J_2}\Delta\varphi - \frac{d}{J_2}\dot{\phi}_2 - \frac{1}{J_2}m_L \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} i_m \\ \dot{\phi}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_m \\ \dot{\phi}_1 \\ \Delta\varphi \\ \dot{\phi}_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

Sơ đồ cấu trúc hệ hai khâu quán tính ghép nối mềm



Hình 3. Cấu trúc sơ đồ khối hệ hai khâu quán tính ghép mềm

Khi hệ truyền động làm việc ở vùng suy giảm từ thông (tốc độ động cơ tải lớn hơn tốc độ đặt định mức), mô hình trạng thái hệ hai khâu quán tính, [9].

$$\begin{cases} \frac{di_m}{dt} = \frac{1}{T_r}i_{sd} - \frac{1}{T_r}i_m \\ \dot{\phi}_1 = -\frac{d}{J_1}\dot{\phi}_1 - \frac{c}{J_1}\Delta\varphi + \frac{d}{J_1}\dot{\phi}_2 + \frac{1}{J_1}m_M \\ \Delta\dot{\phi} = \dot{\phi}_1 - \dot{\phi}_2 \\ \ddot{\phi}_2 = \frac{d}{J_2}\dot{\phi}_1 + \frac{c}{J_2}\Delta\varphi - \frac{d}{J_2}\dot{\phi}_2 - \frac{1}{J_2}m_L \end{cases} \quad (3)$$

Viết dưới dạng mô hình trạng thái

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_m \\ \ddot{\phi}_1 \\ \Delta\dot{\phi} \\ \ddot{\phi}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{d}{J_1} & -\frac{c}{J_1} & \frac{d}{J_1} \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & \frac{d}{J_2} & \frac{c}{J_2} & -\frac{d}{J_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_m \\ \dot{\phi}_1 \\ \Delta\varphi \\ \dot{\phi}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{k_\omega i_m}{J_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J_2} \end{bmatrix} m_L \quad (4)$$

Chọn biến ra $y^T = [i_m, \dot{\phi}_2]$

3. Đặc tính phẳng của hệ thống động cơ ghép mềm với phụ tải

Theo [2] phải chứng minh hệ (4) với các đầu ra (5) thỏa mãn tính chất phẳng. Tóm tắt lại hệ trên phải thỏa mãn hai điều kiện:

Điều kiện 1: Hệ có vector biến ra y được biểu diễn dưới dạng:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_m \end{bmatrix} = F\left(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \frac{d\mathbf{u}}{dt}, \dots, \frac{d^l \mathbf{u}}{dt^l}\right); l \in N \quad (6)$$

Điều kiện 2: Vector biến vào u và vector trạng thái x là hàm của y và các đạo hàm của y:

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= P\left(\mathbf{y}, \frac{d\mathbf{y}}{dt}, \dots, \frac{d^r \mathbf{y}}{dt^r}\right); r \in N \\ \mathbf{u} &= Q\left(\mathbf{y}, \frac{d\mathbf{y}}{dt}, \dots, \frac{d^{(r+1)} \mathbf{y}}{dt^{(r+1)}}\right) \end{aligned} \quad (7)$$

Ta thấy $\mathbf{y} = \mathbf{c}\mathbf{x}$ nên đã thỏa mãn điều kiện 1

Từ phương trình số 4 của hệ (3):

$$\Delta\varphi = \frac{J_2}{c}\ddot{\phi}_2 - \frac{d}{c}\dot{\phi}_1 + \frac{d}{c}\dot{\phi}_2 + \frac{1}{c}m_L \quad (8)$$

Đạo hàm hai vế:

$$\Delta\dot{\varphi} = \frac{J_2}{c}\ddot{\phi}_2 - \frac{d}{c}\ddot{\phi}_1 + \frac{d}{c}\ddot{\phi}_2 \quad (9)$$

Thay (8) vào phương trình số 2 của hệ (3) thì:

$$\ddot{\phi}_1 = -\frac{J_2}{J_1}\ddot{\phi}_2 + \frac{1}{J_1}(m_M - m_L) \quad (10)$$

Thay (10) và phương trình số 3 của (3) vào (9) thì:

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_1 - \dot{\phi}_2 &= \frac{J_2}{c}\ddot{\phi}_2 - \\ &- \frac{d}{c}\left[-\frac{J_2}{J_1}\ddot{\phi}_2 + \frac{1}{J_1}(m_M - m_L)\right] + \frac{d}{c}\ddot{\phi}_2 \end{aligned} \quad (11)$$

Dễ dàng thu được:

$$\dot{\phi}_1 = \frac{\frac{J_2}{c} \ddot{\phi}_2 + \left(\frac{dJ_2}{cJ_1} + \frac{d}{c} \right) \dot{\phi}_2 + \dot{\phi}_2}{1 - \frac{d}{cJ_1} k_{\omega} T_r i_m^2} - \frac{\frac{d}{cJ_1} k_{\omega} T_r \omega_s i_m^2 + \frac{d}{cJ_1} m_L}{1 - \frac{d}{cJ_1} k_{\omega} T_r i_m^2} \quad (12)$$

$$\phi_1 = P_1 \left(\mathbf{y}, \frac{d\mathbf{y}}{dt}, \frac{d^2\mathbf{y}}{dt^2} \right) \quad (13)$$

Thay (12) vào (8) ta được mối quan hệ giữa $\Delta\varphi$ và biến ra \mathbf{y} :

$$\Delta\varphi = P_1 \left(\mathbf{y}, \frac{d\mathbf{y}}{dt}, \frac{d^2\mathbf{y}}{dt^2} \right) \quad (14)$$

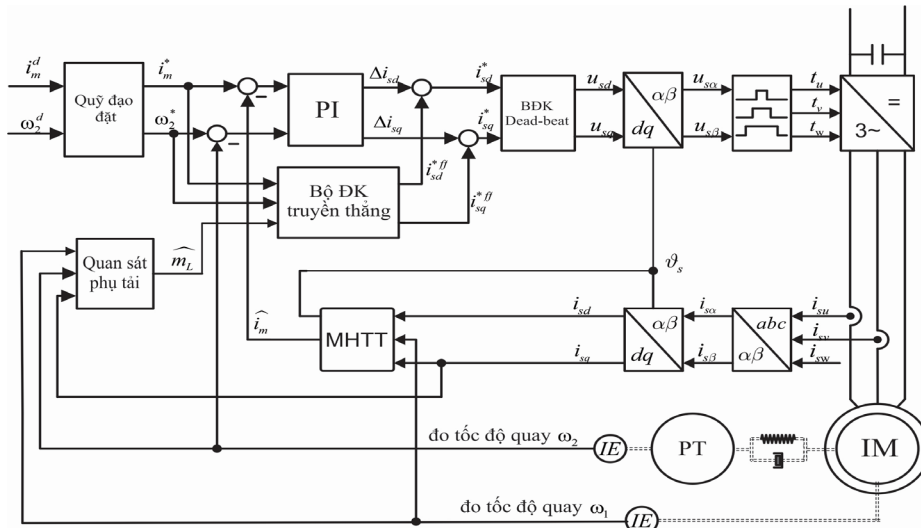
Từ phương trình từ thông và (10) rút ra

$$\begin{cases} i_{sd} = i_m + T_r \frac{di_m}{dt} \\ i_{sq} = \frac{J_1 \dot{\phi}_1 + J_2 \ddot{\phi}_2 + m_L}{k_{\omega} i_m} \end{cases} \quad (15)$$

$$\mathbf{u} = Q \left(\mathbf{y}, \frac{d\mathbf{y}}{dt}, \frac{d^2\mathbf{y}}{dt^2}, \frac{d^3\mathbf{y}}{dt^3} \right) \quad (16)$$

4. Thiết kế các bộ điều khiển vòng ngoài theo nguyên lý phẳng

Bằng lý thuyết điều khiển tuyến tính dead-beat cho bộ điều khiển dòng điện stator [8] và điều khiển phi tuyến nguyên lý phẳng cho động cơ KĐB-RLS [10], [11]. Vì vậy bài báo đề xuất cấu trúc điều khiển hệ truyền động điện không đồng bộ hệ hai khâu quán tính ghép mềm, nuôi bởi nghịch lưu nguồn áp có vòng trong điều khiển dead – beat và vòng ngoài điều khiển theo nguyên lý phẳng như hình 4.



Hình 4. Sơ đồ cấu trúc hệ thống điều khiển FOC cho hệ hai khâu quán tính khớp nối mềm

Trong cấu trúc điều khiển hình 4, nhận thấy rằng điều khiển dòng điện i_{sd}, i_{sq} nhanh, chính xác và không tương tác do bộ điều khiển deadbeat đảm nhận để mô-men tại trục động cơ IM được thiết lập nhanh và đúng yêu cầu, còn điều khiển từ thông rotor ψ'_{rd} và tốc độ động cơ tải theo điều khiển nguyên lý phẳng làm sao tín hiệu tốc độ thực của động cơ tải ω_2 bám với tín hiệu tốc độ đặt ω_2^* với thời gian quá độ và quá điều chỉnh nhỏ. Bên cạnh đó có thể thấy nhiệm vụ rõ ràng của các vòng điều khiển: vòng ngoài điều khiển $\psi'_{rd} \Rightarrow \psi'^d_{rd}$; $n \Rightarrow n^*$ và đưa ra lượng đặt i_{sd}^*, i_{sq}^* cho vòng tiếp theo, vòng trong điều khiển dòng $i_{sd} \Rightarrow i_{sd}^*, i_{sq} \Rightarrow i_{sq}^*$. Hai vòng điều khiển liên quan mật thiết đến nhau, yêu cầu đặt ra phải thiết kế các bộ điều khiển sao cho chất lượng điều khiển đạt được là tốt nhất.

4.1 Thiết kế bộ điều khiển truyền thẳng

Bộ điều khiển truyền thẳng chính là mô hình “đảo” của mô hình đối tượng. Việc chứng minh đầu vào \mathbf{u} là hàm của đầu ra \mathbf{y} và các đạo hàm của \mathbf{y} như công thức (16) chính là hình ảnh của bộ điều khiển truyền thẳng.

$$\begin{cases} i_{sd} = i_m + T_r \frac{di_m}{dt} \\ i_{sq} = \frac{J_1 \dot{\phi}_1 + J_2 \ddot{\phi}_2 + m_L}{k_{\omega} i_m} \end{cases} \quad (17)$$

Tuy nhiên ta thấy trong biểu thức tính i_{sq} có xuất hiện ω_s và m_L . ω_s được lấy từ mô hình từ thông. m_L được lấy từ bộ quan sát phụ tải. Theo (10) thì:

$$J_1 \dot{\omega}_1 + J_2 \dot{\omega}_2 = m_M - m_L \quad (18)$$

Suy ra:

$$\frac{d\omega_2}{dt} = \frac{1}{J_2}(m_M - m_L - J_1\dot{\omega}_1) \quad (19)$$

Với phụ tải không đổi:

$$\frac{dm_L}{dt} = 0 \quad (20)$$

Xây dựng mô hình bộ quan sát như sau:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{m}_L}{dt} = -l_1(\hat{\omega}_2 - \omega_2) \\ \frac{d\hat{\omega}_2}{dt} = \frac{1}{J_2}(m_M - \hat{m}_L - J_1\hat{\omega}_1) + l_2(\hat{\omega}_2 - \omega_2) \end{cases} \quad (21)$$

Với $m_M = k_{\omega} i_m i_{sq}$

Giả sử m_M được tính chính xác thông qua i_m và i_{sq} , lần lượt trừ (21) cho các phương trình (20) và (19) tương ứng ta được:

$$\begin{cases} \frac{d(\hat{m}_L - m_L)}{dt} = -l_1(\hat{\omega}_2 - \omega_2) \\ \frac{d(\hat{\omega}_2 - \omega_2)}{dt} = -\frac{1}{J_2}(\hat{m}_L - m_L + J_1\hat{\omega}_1 - J_1\dot{\omega}_1) + l_2(\hat{\omega}_2 - \omega_2) \end{cases} \quad (22)$$

Đặt các biến sai số: $\varepsilon_m = \hat{m}_L - m_L$; $\varepsilon_\omega = \hat{\omega}_2 - \omega_2$

$$\begin{cases} \frac{d\varepsilon_m}{dt} = -l_1\varepsilon_\omega \\ \frac{d\varepsilon_\omega}{dt} = -\frac{1}{J_2}\varepsilon_m + l_2\varepsilon_\omega + f(\hat{\omega}_1, \dot{\omega}_1) \end{cases} \quad (23)$$

Mô hình sai số sau:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\varepsilon_m}{dt} \\ \frac{d\varepsilon_\omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -l_1 \\ -\frac{1}{J_2} & l_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_m \\ \varepsilon_\omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ f(\hat{\omega}_1, \dot{\omega}_1) \end{bmatrix} \quad (24)$$

Phương trình đặc tính của hệ (24) là:

$$\det[s\mathbf{I} - \mathbf{A}] = s^2 - l_2s - \frac{l_1}{J_2} = 0 \quad (25)$$

Chọn các hệ số l_1, l_2 thỏa mãn:

$$l_1 = -J_2s_1s_2; l_2 = s_1 + s_2 \quad (26)$$

Để hệ ổn định, sai số hội tụ về không ta chọn các điểm cực s_1, s_2 nằm bên trái trục ảo.

4.2 Thiết kế quỹ đạo

Tạo quỹ đạo bậc hai

Theo công thức (3.10) phải khả vi đến bậc nhất, ta có thể chọn khâu quán tính bậc hai:

$$\frac{y^*}{y^d} = \frac{1}{(1+T_g)^2} = \frac{1}{1+2T_g s + T_g^2 s^2} \quad (27)$$

Khai triển (27) trên miền thời gian ta có:

$$y^* + T_g \frac{dy^*}{dt} + T_g^2 \frac{d^2y^*}{dt^2} = y^d \quad (28)$$

Vậy (28) có thể như (29):

$$\frac{d^2y^*}{dt^2} = \frac{1}{T_g^2} \left(y^d - y^* - 2T_g \frac{dy^*}{dt} \right) \quad (29)$$

Tạo quỹ đạo 4-1-4

$$\omega^*(t) = \begin{cases} \omega_0 + a_{11}t + a_{21}t^2 + a_{31}t^3 + a_{41}t^4 & 0 \leq t \leq 2t_0 \\ \omega_0 + At_0 + A(t-2t_0) & 2t_0 < t \leq t_E - 2t_0 \\ a_{02} + a_{12}\tau + a_{22}\tau^2 + a_{32}\tau^3 + a_{42}\tau^4 & t_E - 2t_0 < t \leq t_E \end{cases} \quad (30)$$

Với các giá trị được tính toán như sau:

$2t_0$ là thời gian thiết lập quỹ đạo bậc 4 ta sẽ lựa chọn sao cho phù hợp.

$$A = \frac{\omega_E - \omega_0}{t_E - 2t_0} \quad (31)$$

$$\tau = t - (t_c - 2t_0) \quad (32)$$

Các hệ số của quỹ đạo bậc 4 được tính như sau:

$$a_{11} = a_{21} = 0; a_{31} = \frac{1}{4t_0^2} A; a_{41} = -\frac{1}{16t_0^3} A$$

$$a_{02} = \omega_E - At_0; a_{12} = A; a_{22} = 0;$$

$$a_{32} = -\frac{a_{12} + 32a_{42}t_0^3}{12t_0^2}; a_{42} = -\frac{3\omega_E - 3a_{02} - 4a_{12}t_0}{16t_0^4}$$

4.3 Thiết kế thành phần phản hồi

Trong thực tế, mô hình của đối tượng không thể xác định một cách chính xác tuyệt đối. Do đó bộ điều khiển truyền thẳng sẽ không thể hoạt động một cách hoàn hảo, sai lệch mô hình sẽ gây ra sai lệch tĩnh cho hệ thống. Vì thế cần phải thiết kế thành phần phản hồi để triệt tiêu sai lệch này. Ở đây dùng bộ điều khiển PI, với thành phần I để triệt tiêu sai lệch tĩnh, thành phần P giúp cải thiện động học của hệ thống.

Bộ điều khiển từ thông PI

Theo tiêu chuẩn tối ưu module số ta có hàm truyền bộ điều khiển PI là:

$$R_\psi = V_\psi \frac{1 + d_\psi z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (33)$$

Với các tham số :

$$\begin{cases} V_{\psi} \approx \frac{1}{3 \left(1 - e^{-T_{\psi}/T_r} \right)} \\ d_{\psi} \approx e^{-T_{\psi}/T_r} \end{cases} \quad (34)$$

Bộ điều khiển tốc độ PI

$$\Delta i_{sq} = \frac{J_1 J_2 \Delta \ddot{\omega}_2 + (dJ_1 + dJ_2) \Delta \dot{\omega}_2}{k_{\omega} i_m ac} + \frac{(J_1 c + J_2 ac) \Delta \omega_2}{k_{\omega} i_m ac} \quad (35)$$

Trong đó: $\Delta i_{sq} = i_{sq}^* - i_{sq}^{ff}$ và $\Delta \omega_2 = \omega_2 - \omega_2^*$

Laplace hai vế thu được quan hệ truyền đạt giữa sai lệch tốc độ quay và sai lệch dòng điện:

$$\frac{\Delta \omega_2(s)}{\Delta i_{sq}(s)} = \frac{k_{\omega} i_m ac}{s [J_1 J_2 s^2 + (dJ_1 + dJ_2) s + cJ_1 + acJ_2]} \quad (36)$$

5. Kết quả mô phỏng

Ta xây dựng khảo sát trên Matlab-Simulink với bộ điều dòng là dead beat, vòng ngoài điều khiển nguyên lý phẳng.

B. 1 Bảng thông số dùng trong các mô phỏng

1. Thông số động cơ	Ký hiệu	Giá trị
Công suất định mức	P_{nom}	0.5 kW
Tốc độ định mức	n_{nom}	3000 vg/ph
Dòng điện định mức	I_{nom}	10.4 A _{RMS}
Điện áp định mức	U_{nom}	220 V _{RMS}
Số đôi cực	Z_p	1
Điện trở rotor	R_r	0.42 Ω
Điện trở stator	R_s	0.37 Ω
Điện cảm rotor	L_r	34.25 mH
Điện cảm stator	L_s	34.41 mH
Hỗ cảm	L_m	33.1 mH
Hệ số công suất	$\cos\phi$	0.9
Hệ số từ tản toàn phần	σ	0.0704
Mô-men quán tính IM	J_1	0.00641 kgm ²
Mô-men quán tính tải	J_2	0.00523 kgm ²
Hệ số cứng trục	c	272000 Nm/rad
Hệ số giảm chấn	d	0.313 Nm/rad/s
2. Thông số bộ điều khiển		
Tần số điều chế	f_{pwm}	5 kHz
Thời gian trích mẫu		
- Vòng trong	T_s	200 μs
- Vòng ngoài	T_{sw}	2 ms

$$T_1 = 0.025; T_2 = 0.0834$$

Một số chế độ làm việc tiêu biểu của động cơ được khảo sát thông qua kịch bản mô phỏng sau:

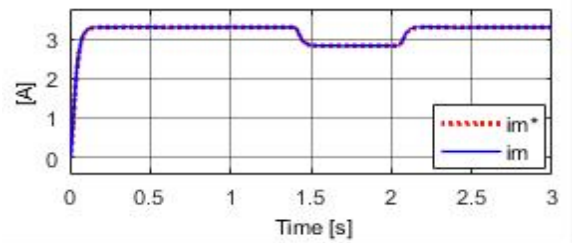
Tại $t = 0s$, khởi động tạo từ thông.

Tại $t = 0.3s$, tăng tốc đến giá trị định mức 3000 vòng/phút.

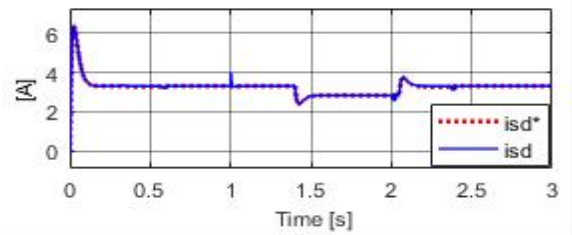
Tại $t = 1s$, đóng tải định mức.

Tại $t = 1.4s$, tăng tốc 3500 vòng/phút, tải định mức.

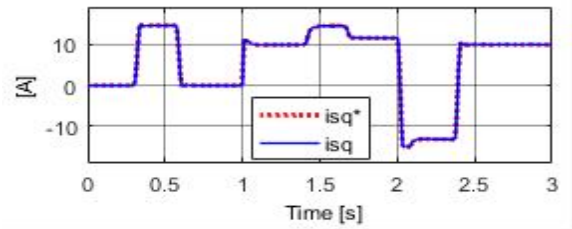
Tại $t = 2s$, thực hiện đảo chiều quay với tốc độ -3000 vòng/phút.



Hình 5. Đáp ứng dòng từ hóa i_m



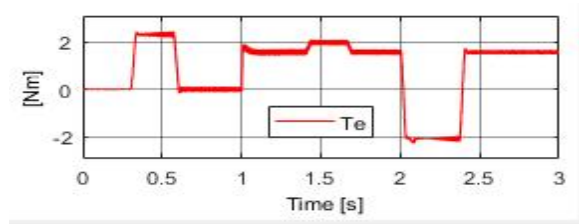
Hình 6. Đáp ứng dòng điện i_{sd}



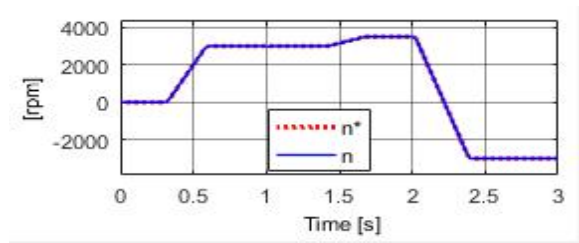
Hình 7. Đáp ứng dòng điện i_{sq}

Kết quả mô phỏng cho thấy từ thông rotor bám theo quỹ đạo đặt và xác lập trong khoảng 0.2s (hình 5). Dòng điện i_{sd}, i_{sq} đều trong giới hạn cho phép của động cơ và bám theo giá trị đặt mà các BDK từ thông và tốc độ yêu cầu, không có hiện tượng xen kênh (hình 6, hình 7). Đặc biệt tại $t=1.4s$ khi tốc độ động cơ tải tăng lên 3500 vòng/phút, hiện tượng dòng từ hóa (từ thông) giảm xuống để cân bằng sức điện động trong hệ thống với điện áp điều khiển cung cấp, để biến tần không bị quá hệ số điều chế, nhưng vẫn bám sát với giá trị đặt (hình 6).

Khi mạch vòng dòng lý tưởng thì mômen và tốc độ tác động nhanh; tăng tốc (0.3s) và đảo chiều (0.4s), dạng đáp ứng mômen giống dòng điện i_{sq} (Hình 8, Hình 9).



Hình 8. Đáp ứng mô-men



Hình 9. Đáp ứng tốc độ thực động cơ tải

Bên cạnh đó với đặc điểm của nguyên lý phẳng, có thể dẫn dắt tín hiệu ra theo nhiều dạng quỹ đạo. Vậy khi sử dụng quỹ đạo 4-1-4 cho tốc độ, đáp ứng tốc độ khả quan. Thời gian khởi động giảm nhỏ còn 0,3s. Khi có nhiều tải bộ điều khiển cũng giúp hệ thống nhanh chóng ổn định. Khâu tạo quỹ đạo 4-1-4 cho đồ thị tốc độ quay có hình dạng giống với việc điều khiển vòng ngoài theo bằng bộ điều khiển PI (Hình 9). Còn bộ điều khiển từ thông thì dùng quỹ đạo bậc 2, vì đây là đối tượng có quán tính không quá lớn. Vì thế, tốc độ từ hóa nhanh khoảng 0,2s (Hình 5).

6. Kết luận

Cấu trúc điều khiển hệ hai khâu quá tính ghép mềm với vòng trong là bộ điều khiển tuyến tính kiểu deadbeat, đã mang đến kết quả mô hình trạng thái hệ truyền động hai khâu quán tính khớp nối mềm được giảm bậc, quá trình từ hóa nhanh và không thay đổi, chứng tỏ bộ điều khiển dòng điện stator tách kênh tốt. Thêm vào đó sự kết hợp với các bộ điều khiển vòng ngoài được thiết kế dựa theo nguyên lý phẳng, đã đem lại kết quả đáp ứng truyền động điện khả quan trong toàn dải vận hành, kể cả vùng suy giảm từ thông. Kết quả mô phỏng kiểm chứng trên MATLAB & Simulink, khẳng định tính hợp lý thuyết của các bộ điều khiển. Để hoàn thiện hướng nghiên cứu hệ nhiều khâu quán tính ghép mềm, cần khảo sát tính hợp lý của khâu thiết lập quỹ đạo đối với từng loại tải khác nhau, đánh giá về tỷ lệ sóng hài trong mômen, nguy cơ wind-up... của cấu trúc điều khiển, cũng như vấn đề giới hạn dòng điện và điện áp của động cơ. Việc

giải quyết những hạn chế trên hứa hẹn sẽ nâng cao được chất lượng hệ thống.

Tài liệu tham khảo

- [1] Quang NP, Dittrich JA, Vector control of three-phase AC machines – System development in the practice. 2nd edition, Springer-Verleg Berlin Heidelberg (2015).
- [2] Leonhard W Control of Electrical Drives. 2nd edition, Springer (1996).
- [3] Nguyễn Phùng Quang, Điều khiển vector truyền động điện xoay chiều ba pha. Nhà xuất bản Bách khoa Hà Nội, 3216-2016/CXBIP/02-67/BKHN.
- [4] Ghazanfer Shahgholian, Jawad Faiz, Pegah Shafaghi, Modeling and Simulation of a Two-Mass Resonant System with Speed Controller. International Journal of Information and Electronics Engineering, Vol. 3, No. 5, September 2013.
- [5] Mattias Nordin, Per-Olof Gutman Controlling mechanical systems with backlash—a survey. Automatica 38 (2002) 1633–1649.
- [6] Y.S.Kim, S.B.Kim, J.S.Kim, C.H.Yoo, H.J.Kim", Two degree of freedom speed control of induction motor having two mass resonant system", IEEE/IECON, Vol.2, pp.1210-1215, Aug. 1996.
- [7] Võ Thanh Hà, Trần Vũ Trung, Nguyễn Phùng Quang, Một hướng tiếp cận mới về nguyên lý điều khiển tựa theo từ thông rotor trong truyền động điện xoay chiều ba pha-Hội nghị Khoa học toàn quốc lần thứ 2 về Cơ kỹ thuật và Tự động hóa. 10-2016.
- [8] Võ Thanh Hà, Trần Vũ Trung, Nguyễn Phùng Quang, Đỗ Hoàng Ngân Mi, Một cách tiếp cận mới khi thiết kế điều khiển tuyến tính vector dòng stator có đáp ứng hữu hạn. Chuyên san Kỹ thuật Điều khiển và Tự động hóa số 16, 8/2016.
- [9] Võ Thanh Hà, Nguyễn Phùng Quang, Mô hình điện cơ giảm bậc và các vấn đề điều khiển hệ hai khâu quán tính truyền động không đồng bộ, Hội nghị - Triển lãm quốc tế lần thứ 4 về Điều khiển và Tự động hoá -VCCA-2017.
- [10] Dannehl J, Fuchs FW, Flatness-based control of an induction machine fed via voltage source inverter - concept, control design and performance analysis. IECON 2006- 32nd annual conference on IEEE industrial electronics, pp. 5125-5130 (2006)
- [11] Phạm Tâm Thành, Nguyễn Phùng Quang, Hoàn thiện cấu trúc điều khiển phi tuyến động cơ xoay chiều ba pha dựa trên nguyên lý hệ phẳng, Chuyên san Kỹ thuật điều khiển và tự động hóa, số 12/2013, tr.11-17.
- [12] Ghazanfer Shahgholian, Jawad Faiz, Pegah Shafaghi, Analysis and Simulation of Speed Control for Two-Mass Resonant System, 2009 Second International Conference on Computer and Electrical Engineering.