CẤU TRÚC ĐIỀU KHIỂN THÍCH NGHI RBFPI_STSM CẢI TIẾN CHO HỆ TRUYỀN ĐỘNG SPIM

PHẠM THÚY NGỌC
Khoa Công nghệ Điện, Trường Đại học Công nghiệp TP. Hồ Chí Minh,
Tác giả liên hệ: phamthuyngoc@iuh.edu.vn
DOIs: https://www.doi.org/10.46242/jstiuh.v80i2.5902

Tóm tắt. Bài báo đề xuất một cấu trúc điều khiển thích nghi lai cải tiến kết hợp PI tự chỉnh bằng RBF (RBFPI) và điều khiển trượt siêu xoắn (STSM) cho điều khiển vector tựa theo từ thông roto (FOC) của hệ truyền động động cơ không đồng bộ sáu pha (SPIM). Trong cấu trúc đề xuất, bộ điều khiển STSM được phát triển cho điều dòng điện vòng trong nhằm nâng cao khả năng điều khiển dòng và mô-men của SPIM, giúp bù hiệu quả các nhiễu tải, đảm bảo tính bền vững, ổn định, đáp ứng nhanh và loại bỏ hiện tượng chattering. Đối với vòng tốc độ bên ngoài, điều khiển PI với các tham số PI có thể tự chỉnh tối ưu hóa để thích nghi với sự thay đổi tham số của hệ thống nhờ mạng nơ ron RBF. Bộ điều khiển kết hợp PI RBF–STSM điều khiển tốc độ chính xác, đáp ứng động nhanh, đồng thời nâng cao đáng kể hiệu suất, độ ổn định và tính bền vững của hệ truyền động SPIM. Hiệu quả của phương pháp được kiểm chứng bằng mô phỏng trên Matlab-Simulink.

Từ khóa: Mạng nơ-ron RBF, điều khiển PI thích nghi, điều khiển trượt siêu xoắn STSM, truyền động động cơ không đồng bộ sáu pha, điều khiển tựa theo từ thông rôto (FOC).

1. GIỚI THIỆU

Trong những thập kỷ gần đây, truyền động động cơ đa pha được ứng dụng rộng rãi trong nhiều lĩnh vực nhờ các đặc tính nổi trội như mật độ mô-men và hiệu suất cao, giảm gợn mô-men, khả năng chịu lỗi và giảm yêu cầu định mức cho mỗi nhánh nghịch lưu [1-3]. Đặc biệt, các hệ truyền động này được xem xét ứng dụng trong các lĩnh vực như hệ thống kéo đầu máy, hệ thống đẩy tàu điện, xe điện, hàng không vũ trụ, quân sự và hạt nhân, trong các ứng dụng công suất lớn [4-6]. Với khả năng vận hành tin cậy và độ chịu lỗi cao, hiện nay các động cơ này còn được cân nhắc sử dụng trong các ứng dụng công suất nhỏ nhưng đòi hỏi độ tin cậy và khả năng chịu lỗi cao, trong đó ngay cả khi mất một hoặc nhiều pha, động cơ vẫn có thể tạo ra mô-men điện từ đáng kể để duy trì hoạt động của hệ thống. Trong số các loại động cơ đa pha, động cơ cảm ứng sáu pha (SPIM) là một trong những loại được sử dụng phổ biến nhất.

Trong điều khiển vector FOC truyền thống của hệ truyền động SPIM, bộ điều khiển PID được ứng dụng rộng rãi nhờ khả năng triển khai đơn giản và hiệu quả. Tuy nhiên, với các hệ số cố định, PID không đáp ứng được các yêu cầu khắt khe của truyền động SPIM hiệu suất cao. Do đó, gần đây nhiều chiến lược điều khiển vector hiện đại dựa trên bộ điều khiển mới đã thu hút sự quan tâm nghiên cứu. Chẳng hạn, kỹ thuật tuyến tính hóa phản hồi [7–8] cho phép thực hiện biến đổi vi phân và phản hồi trạng thái nhằm đạt được đáp ứng động nhanh. Phương pháp này loại bỏ các thành phần phi tuyến trong mô hình động cơ, nhưng sai lệch tham số có thể ảnh hưởng nghiêm trọng đến đặc tính động và độ ổn định khi triển khai thực tế. Trái lại, điều khiển dựa trên tính thụ động [9] không loại bỏ hoàn toàn phi tuyến mà đảm bảo ổn định hệ thống bằng cách thêm thành phần tắt dần vào năng lượng tổng thể. Phương pháp này có ưu điểm về tính bền vững trước sự bất định tham số, song việc triển khai thực nghiệm vẫn còn khó khăn. Phương pháp Backstepping [10-12] dựa trên lý thuyết ổn định Lyapunov mang lại sự linh hoạt, đệ quy cao trong quá trình thiết kế bộ điều khiển, đồng thời cho phép tránh việc triệt tiêu những thành phần phi tuyến hữu ích và đạt được mục tiêu ổn định cũng như bám quỹ đạo. Tuy nhiên, phương pháp này đòi hỏi thông tin chính xác về động lực học hệ thống, vốn khó có được trong thực tế. Một hướng điều khiển khác là điều khiển mờ (Fuzzy), có khả năng xử lý các hàm phi tuyến chưa biết và tham số bất định mà không cần mô hình toán học chính xác [13–15]. Tuy vậy, hiệu quả của phương pháp này phụ thuộc vào việc lựa chọn các hàm thành viên đầu vào và đầu ra, kinh nghiệm của người thiết kế. Điều khiển nơ-ron (NN) cũng đã được ứng dụng thành công trong điều khiển và nhận dạng hệ động lực [16–20]. Với khả năng học, thích nghi và tính toán tốc độ cao, NN rất thích hợp cho các hệ điều khiển thích nghi phi tuyến. Tuy nhiên, việc sử dụng NN để nâng cao hiệu suất điều khiển lại đòi hỏi nỗ lực tính toán lớn hơn so với các bộ điều khiển truyền thống. Cuối cùng, một trong những phương pháp điều khiển phi tuyến phổ biến nhất hiện nay là điều khiển trượt (SM), nổi bật nhờ thiết kế đơn giản và tính bền vững cao. Điểm hạn chế chính của nó là hiện tượng chattering [21–24].

© 2026 Trường Đại học Công nghiệp thành phố Hồ Chí Minh

Từ các phân tích trên có thể thấy rằng, các kỹ thuật điều khiển hiện đại thường khá phức tạp, yêu cầu nỗ lực tính toán lớn và đòi hỏi mô hình toán học chính xác. Việc sử dụng đơn lẻ các phương pháp này khó đạt được hiệu suất điều khiển mong muốn, đặc biệt đối với các hệ thống SPIM phi tuyến. Do đó, xu hướng kết hợp các phương pháp điều khiển nhằm tận dụng ưu điểm của từng kỹ thuật để vừa đơn giản vừa nâng cao hiệu suất hệ truyền động hiện đang là hướng nghiên cứu nhận được nhiều sự quan tâm [25-36].
Để đáp ứng các yêu cầu đặt ra trong quá trình thiết kế FOC cho hai vòng kín, bài báo đề xuất một cấu trúc điều khiển thích nghi lai mới kết hợp điều khiển trượt bậc hai siêu xoắn cho vòng dòng điện để đáp ứng khả năng khử nhiễu, tính bền vững, phản hồi nhanh và dễ thực hiện [34–38]. Trái lại, phản hồi tốc độ chịu ảnh hưởng bởi quán tính cơ của động cơ vì vậy để đảm bảo dòng tham chiếu nằm trong giới hạn cho phép, kiểm soát hiện tượng bão hòa từ và mất điều khiển, điều khiển PI với ưu điểm đơn giản, ổn định và dễ triển khai luôn là lựa chọn tin cậy, phổ biến trong thực tế công nghiệp nhờ [32-33]. Tuy nhiên, với tham số cố định, PID khó đáp ứng yêu cầu điều khiển chính xác trong môi trường phi tuyến đặc biệt với những hệ truyền động yêu cầu hiệu suất cao. Để khắc phục nhược điểm này, bài báo đề xuất giải pháp kết hợp điều khiển PID với NN để thực hiện điều chỉnh tham số tự động. RBF với khả năng xấp xỉ hàm phi tuyến mạnh có thể được sử dụng để nhận dạng mô hình SPIM trực tuyến với độ chính xác cao, từ đó tối ưu hóa tham số của điều khiển PID nhằm thích nghi với sự biến đổi đặc tính trong quá trình vận hành. Cấu trúc kết hợp phi tuyến RBFPI–STSM mới này đảm bảo tính ổn định, bền vững và khả năng điều khiển tốc độ chính xác cho hệ truyền động SPIM. Hiệu quả của phương pháp đề xuất được kiểm chứng thông qua mô phỏng chi tiết trên MATLAB/Simulink.
Bài báo được bố cục như sau: Phần 2 trình bày cơ sở lý thuyết và mô hình SPIM; Phần 3 giới thiệu bộ điều khiển RBFPI–STSM đề xuất; Phần 4 thảo luận kết quả mô phỏng; và cuối cùng là Kết luận ở Phần 5.

2. MÔ HÌNH TOÁN HỆ TRUYỀN ĐỘNG SPIM

Cấu trúc cấu trúc tổng thể của hệ thống truyền động SPIM được mô tả trong Hình 1, bao gồm một bộ biến tần nguồn áp sáu pha (SPVSI) cấp nguồn cho một SPIM. Kỹ thuật phân rã không gian vectơ được sử dụng để đạt được ba không gian hai chiều độc lập từ không gian sáu chiều với ma trận biến đổi T_6 [1].

$$T_6 = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Ma trận T_6 là ma trận biến đổi không gian vectơ dùng để phân rã hệ dòng điện và điện áp sáu pha của động cơ SPIM từ hệ tọa độ sáu pha sang các không gian con trực giao. Phép biến đổi này cho phép tách riêng không gian DQ, là không gian tham gia trực tiếp vào quá trình sinh mô-men điện từ, và các không gian phụ x–y và z_1–z_2, không tham gia sinh công và chủ yếu gây tổn hao. Nhờ đó, mô hình SPIM có thể được rút gọn và xử lý tương tự như động cơ không đồng bộ ba pha trong không gian *DQ*, thuận lợi cho thiết kế bộ điều khiển theo phương pháp FOC.
Các phương trình toán học của SPIM được biểu diễn trong hệ quy chiếu đứng yên:

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][I_s] + p\left([L_{ss}][I_s] + [L_{sr}][I_r]\right) \\ [0] &= [R_r][I_r] + p\left([L_{rr}][I_r] + [L_{rs}][I_s]\right) \end{aligned} \quad (2)$$

Trong đó: p là toán tử vi phân, *[V], [I], [R], [L]* và *[Lm]* lần lượt là các vectơ điện áp, dòng điện, điện trở, tự cảm và hỗ cảm, các chỉ số *r* và *s* chỉ rôto và stato. Vì rôto là lồng sóc nên *[Vr]* bằng 0. Vì ba không gian con chỉ có không gian *DQ* tham gia quá trình chuyển đổi tạo ra mô men điện từ [1] nên SPIM có thể được

rút gọn và tương tự như động cơ IM trong không gian *DQ*. Khi đó biểu diễn toán của SPIM trong *DQ* được trình bày:

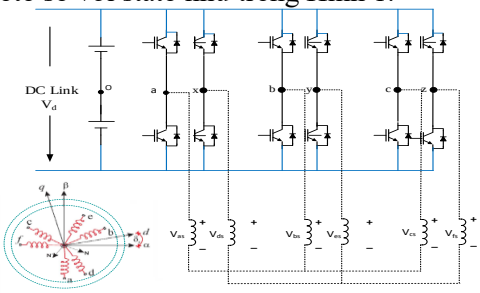
$$\begin{bmatrix} V_{sD} \\ V_{sQ} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_s & 0 & PL_m & 0 \\ 0 & R_s + PL_s & 0 & PL_m \\ PL_m & \omega_r L_m & R_r + PL_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & PL_m & -\omega_r L_m & R_r + PL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sD} \\ I_{sQ} \\ I_{rD} \\ I_{rQ} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Tuy nhiên, nếu giữ nguyên mô hình của SPIM trong tọa độ đứng yên sẽ khó khăn trong việc thiết kế bộ điều khiển, để khắc phục vấn đề này, nên cần được biến đổi sang hệ tọa độ quay đồng (*dq*).

Ma trận biến đổi T_2 được sử dụng để chuyển hệ tọa độ *DQ* cố định sang hệ tọa độ quay đồng bộ *dq* gắn với từ thông rôto. Phép biến đổi này phụ thuộc vào góc điện rôto δ_r, cho phép tách biệt rõ ràng thành phần dòng điện sinh từ thông và sinh mô-men, đồng thời tuyến tính hóa động học mô-men và tốc độ trong điều khiển tựa theo từ thông (FOC), từ đó đơn giản hóa quá trình thiết kế bộ điều khiển dòng và tốc độ.

$$T_2 = \begin{bmatrix} \cos(\delta_r) & -\sin(\delta_r) \\ \sin(\delta_r) & \cos(\delta_r) \end{bmatrix} \quad (4)$$

Trong đó δr là vị trí góc của rôto so với stato như trong Hình 1.



Hình 1. Sơ đồ tổng quan của hệ truyền động SPIM

Trong FOC, ta có: $\psi_{rq} = 0$, $\psi_{rd} = \psi_{rd}$. Mô hình động lực học của SPIM được biểu diễn:

$$\begin{cases} \dfrac{d\omega_r}{dt} = \dfrac{3}{2} P \dfrac{\delta\sigma L_s}{J} (\psi_{rd} i_{sq}) - \dfrac{T_L}{J} - B'_{\omega_r} \\ \dfrac{d\psi_{rd}}{dt} = \dfrac{L_m}{\tau_r} i_{sd} - \dfrac{1}{\tau_r} \psi_{rd} \\ L_s \dfrac{di_{sq}}{dt} = -a i_{sq} + L_s \omega_e i_{sd} + b_r \omega_e \psi_{rd} + c u_{sq} \\ L_s \dfrac{di_{sd}}{dt} = -a i_{sd} + L_s \omega_e i_{sq} + b R_r \psi_{rd} + c u_{sd} \end{cases} \quad (5)$$

Trong đó: $\sigma = 1 - \dfrac{L_m^2}{L_s L_r}; \delta = \dfrac{L_m}{\sigma L_s L_r}; a = \dfrac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_r^2}; b = \dfrac{L_m^2 R_r}{\sigma L_r^2}; c = \dfrac{1}{\sigma}; \tau_r = \dfrac{L_r}{R_r}; B' = \dfrac{B}{J}$

u_{sd}, u_{sq} ; i_{sd}, i_{sq} : là các thành phần điện áp stato và dòng điện stato tương ứng; ψ_{rd}, ψ_{rq} : các thành phần của từ thông rôto ;T_e, T_L : mô men điện từ và mô men tải; *dq*; *DQ*: hệ tọa đô tham chiếu quay đồng bộ và cố định; ω_r: là vận tốc góc của rôto (vận tốc cơ); ω_{re}, ω_e, ω_{sl} : là vận tốc góc của rôto, từ thông rôto, trượt (vận tốc điện) with $\omega_r = (2/P)\omega_{re}$; *P*: số cực; L_s, L_r: điện cảm của stato and rôto; L_m: hỗ cảm giữa stato và rôto ; R_s, R_r: điện trở stato and rôto; *J*: mô men quán tính; B: hệ số ma sát; τ_r : hằng số thời gian rôto.

Mômen điện từ được biểu diễn như sau:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \, i_{sq} \quad (6)$$

Khi biểu diễn theo phương trình động học ta có:

$$T_e = T_L + B\omega_r + J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (7)$$

3. THIẾT KẾ BỘ ĐỀU KHIỂN RBFPI_STSM CHO HỆ TRUYỀN ĐỘNG SPIM

3.1 Bộ điều khiển RBFPI cho điều khiển tốc độ vòng ngoài

3.1.1 Mạng nơ-ron RBF

Mạng nơ-ron RBF là mạng truyền thẳng ba lớp với một lớp ẩn duy nhất, nó đã được chứng minh khả năng xấp xỉ bất kỳ hàm liên tục nào với độ chính xác cao, đồng thời khắc phục được vấn đề cực tiểu cục bộ và cải thiện tốc độ học.

Giả sử vectơ đầu vào của mạng nơ-ron RBF là $x= [x1, x2, ...xn]^T$; vectơ xuyên tâm là $h= [h1, h2, ...hn]^T$; trong đó *hj* là hàm Gauss có mối quan hệ toán học sau:

$$h_j = exp(-\left(\frac{\| X - C_j \|^2}{2b_j^2}\right) \qquad j = 1,2,...,m \tag{8}$$

Vectơ tâm của mạng tại nút j, vectơ độ rộng cơ sở xuyên tâm và vectơ trọng số W của mạng được biểu diễn: $cj = [cj1, cj2, ..., cjm]^T$, $b = [b1, b2, ..., bm]^T$, $w = [w1, w2, ..., wm]^T$.

Đầu ra của mạng được xác định như sau:

$$y_m(k) = w_1 h_1 + w_2 h_2 + \ldots + w_m h_m \tag{9}$$

Xác định hàm chỉ số hiệu suất là:

$$E(k) = \tfrac{1}{2}\left[y(k) - y_m(k)\right]^2 \tag{10}$$

Theo phương pháp gradient descent, thuật toán cập nhật trọng số đầu ra, tâm nút và tham số độ rộng cơ sở xuyên tâm có thể được viết như sau:

$$w_j(k) = w_j(k-1) + \Delta w_j + \alpha\left[w_j(k-1) - w_j(k-2)\right] \tag{11}$$

$$b_j(k) = b_j(k-1) + \eta \Delta b_j + \alpha\left[b_j(k-1) - b_j(k-2)\right] \tag{12}$$

$$E(k) = \tfrac{1}{2}\left[y(k) - y_m(k)\right]^2 \tag{13}$$

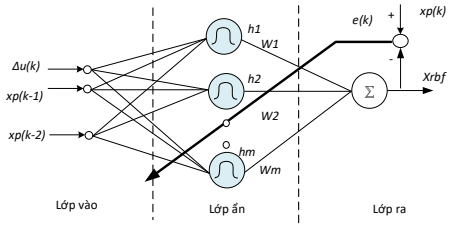
$$\Delta w_j(k) = -\eta\left[y(k) - y_m(k)\right]h_j \tag{14}$$

$$\Delta b_j = \left[y(k) - y_m(k)\right]w_j h_j \frac{\| X - C_j \|^2}{(b_j^2)^2} \tag{15}$$

$$\Delta c_{ji} = \left[y(k) - y_m(k)\right]w_j h_j \frac{(x_i - c_{ji})}{b_j^2} \tag{16}$$

Trong đó, η là tốc độ học, α là hệ số quán tính. Thuật toán Jacobian được xác định như sau:

$$\frac{\partial y(k)}{\partial \Delta u(k)} \approx \frac{\partial y_m(k)}{\partial \Delta u(k)} = \sum_{j=1}^{m} w_j h_j \frac{c_{ji} - x_1}{b_j^2} \tag{17}$$



Hình 2. Cấu trúc của mạng nơ-ron RBF

3.1.2 Bộ điều khiển PI dựa trên mạng nơ-ron RBF

Sai số điều khiển tốc độ được định nghĩa:

$$\varepsilon(k) = y^*(k) - y_m(k) = \omega_r^*(k) - \omega_r(k) \tag{18}$$

Các tín hiệu đầu vào của bộ điều khiển được xác định như sau:

$$xc(1) = \varepsilon(k) - \varepsilon(k-1) \tag{19}$$

Khi đó, thuật toán điều khiển PI dạng tự chỉnh được biểu diễn như sau:

$$\Delta u(k) = k_p\left[xc(1)\right] + k_i\left[xc(2)\right] \tag{20}$$

Việc hiệu chỉnh các tham số bằng mạng nơ-ron được thực hiện như sau:

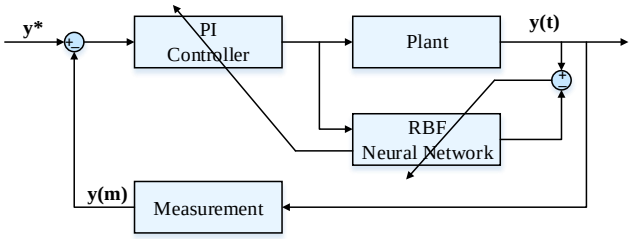
$$\begin{aligned} E(k) &= \tfrac{1}{2}\varepsilon^2(k) \\ xc(2) &= \varepsilon(k) \end{aligned} \tag{21}$$

Các tham số điều khiển của bộ điều khiển PI được hiệu chỉnh dựa trên phương pháp gradient descent như sau:

$$\begin{aligned} \Delta k_p &= -\eta \frac{\partial E}{\partial y} \cdot \frac{\partial y}{\partial \Delta u} \cdot \frac{\partial \Delta u}{\partial k_p} = \eta \varepsilon(k) \frac{\partial y}{\partial \Delta u} xc(1) \\ \Delta k_i &= -\eta \frac{\partial E}{\partial y} \cdot \frac{\partial y}{\partial \Delta u} \cdot \frac{\partial \Delta u}{\partial k_i} = \eta \varepsilon(k) \frac{\partial y}{\partial \Delta u} xc(2) \end{aligned} \tag{22}$$

Trong đó, $\partial y/\partial \Delta u$ là thông tin Jacobian trong (17) có thể được nhận dạng bằng mạng nơ-ron RBF. Cấu trúc của bộ điều khiển PID dựa trên mạng nơ-ron RBF được thể hiện trong Hình 3.

Để đảm bảo quá trình học ổn định và hội tụ, tốc độ học được lựa chọn trong một miền giới hạn phù hợp, tránh hiện tượng cập nhật quá mức, có thể gây dao động hoặc làm thuật toán phân kỳ, đồng thời đảm bảo sự thay đổi của các tham số diễn ra từ từ và ổn định theo thời gian. Mặt khác, các tín hiệu liên quan trong luật cập nhật được giả thiết là bị chặn, điều này là hợp lý trong hệ truyền động điện do các ràng buộc phần cứng. Dưới các điều kiện này, sai số điều khiển giảm dần theo thời gian và các tham số thích nghi được đảm bảo bị chặn, qua đó bảo đảm tính hội tụ và ổn định thực tế của thuật toán.



Hình 3. Cấu trúc của hệ thống điều khiển PID dựa trên mạng nơ-ron RBF

3.2 Bộ điều khiển STSM cho điều khiển dòng vòng trong:

Trong bài báo này, mục tiêu của điều khiển vòng dòng điện bên trong là làm cho các dòng điện stato đo được bám với giá trị dòng điện mong muốn. Thuật toán trượt siêu xoắn được áp dụng cho vòng dòng điện của hệ truyền động SPIM, trong đó một luật thích nghi cho STSM được xây dựng dựa trên lý thuyết Lyapunov nhằm đảm bảo tính ổn định và động học sai số nhanh. Sai dòng được định nghĩa như sau:

$$\begin{cases} \varepsilon_{\mathrm{isd}} = i_{sd}^* - i_{sd} \\ \varepsilon_{\mathrm{isq}} = i_{sq}^* - i_{sq} \end{cases} \tag{23}$$

S_1, S_2 là hai mặt trượt được xác định tương ứng cho i_{sd} và i_{sq}. Các mặt trượt này có thể được định nghĩa [38]:

$$\begin{cases} S_1 = \varepsilon_{\mathrm{isd}} + k_1 \left|\int \varepsilon_{\mathrm{isd}} dt\right|^{1/2} sign\left(\int \varepsilon_{\mathrm{isd}} dt\right) \\ S_2 = \varepsilon_{\mathrm{isq}} + k_2 \left|\int \varepsilon_{\mathrm{isq}} dt\right|^{1/2} sign\left(\int \varepsilon_{\mathrm{isq}} dt\right) \end{cases} \tag{24}$$

Trong đó, kw, k2 là các hệ số dương. Đạo hàm theo thời gian của hàm Lyapunov cho ta::

$$\frac{dS_1}{dt} = \frac{d\varepsilon_{\mathrm{isd}}}{dt} + \frac{d}{dt}\left[k_1 \left|\int \varepsilon_{\mathrm{isd}} dt\right|^{1/2} sign\left(\int \varepsilon_{\mathrm{isd}} dt\right)\right] \tag{25}$$

$$\frac{dS_2}{dt} = \frac{d\varepsilon_{\mathrm{isq}}}{dt} + \frac{d}{dt}\left[k_2 \left|\int \varepsilon_{\mathrm{isq}} dt\right|^{1/2} sign\left(\int \varepsilon_{\mathrm{isq}} dt\right)\right] \tag{26}$$

Thay phương trình (5) vào các phương trình (26)–(27) và kết hợp với luật tiếp cận trượt theo hàm mũ, ta thu được phương trình sau:

$$\begin{aligned}\frac{dS_1}{dt} &= \frac{di_{sq}^*}{dt} - \frac{1}{L_s}\left[-ai_{sq} - L_s\omega_e i_{sd} - b_r\omega_e\psi_{rd} + cu_{sq}\right] + \frac{d}{dt}\left[k_2\left|\int \varepsilon_{isq}dt\right|^{1/2} sat\left(\int \varepsilon_{isq}dt\right)\right] = u_1 \\ \frac{dS_2}{dt} &= \frac{di_{sq}^*}{dt} - \frac{1}{L_s}\left[-ai_{sq} - L_s\omega_e i_{sd} - b_r\omega_e\psi_{rd} + cu_{sq}\right] + \frac{d}{dt}\left[k_2\left|\int \varepsilon_{isq}dt\right|^{1/2} sat\left(\int \varepsilon_{isq}dt\right)\right] = u_2\end{aligned} \tag{27}$$

Luật điều khiển trượt bậc hai được đề xuất:

$$\begin{aligned}u_1 &= \alpha_1|S_1|^{1/2} sign(S_1) - \beta_1\int sign(S_1)dt - \gamma_1(S_1) \\ u_2 &= -\alpha_2|S_2|^{1/2} sign(S_2) - \beta_2\int sign(S_2)dt - \gamma_2(S_2)\end{aligned} \tag{28}$$

trong đó, α1> α2 >0, β1> β2 > 0. Các tham số α1, α2, β1, β2 được lựa chọn thông qua thử nghiệm dựa trên biên nhiễu quan sát được của dòng điện và mô-men tải, bảo đảm thỏa điều kiện α1> α2 >0 and α1> α2 > Δ trong toàn bộ dải vận hành của hệ thống. (Δ là biên trên của nhiễu gộp trong động học vòng dòng điện, đại diện cho tổng ảnh hưởng của nhiễu mô-men tải, sai số mô hình và các tham số không xác định, được giả thiết là bị chặn). Trong bài báo này, Δ được ước lượng gián tiếp thông qua quan sát biên dao động của dòng điện và mô-men trong quá trình mô phỏng, từ đó lựa chọn α1, α2 đủ lớn để đảm bảo α1> α2 > Δ trong toàn bộ dải vận hành.

Hàm Lyapunov được chọn:

$$V = \frac{1}{2}(s_1^2 + s_2^2) \tag{29}$$

Đạo hàm theo thời gian của hàm Lyapunov có thể được tính như sau:

$$\frac{dV}{dt} = S_1\frac{dS_1}{dt} + S_2\frac{dS_2}{dt} \tag{30}$$

Để thỏa mãn điều kiện đạo hàm của hàm Lyapunov $\dot{V} < 0$, nhằm đảm bảo quỹ đạo trạng thái được điều khiển hội tụ về bề mặt trượt s, các véc tơ điều khiển được lựa chọn sao cho khi trạng thái đạt tới bề mặt trượt, hệ thống sẽ duy trì chuyển động trượt trên bề mặt này và tiệm cận về gốc tọa độ. Do đó, tính ổn định tiệm cận của hệ thống được đảm bảo. Các véc tơ điều khiển được chọn:

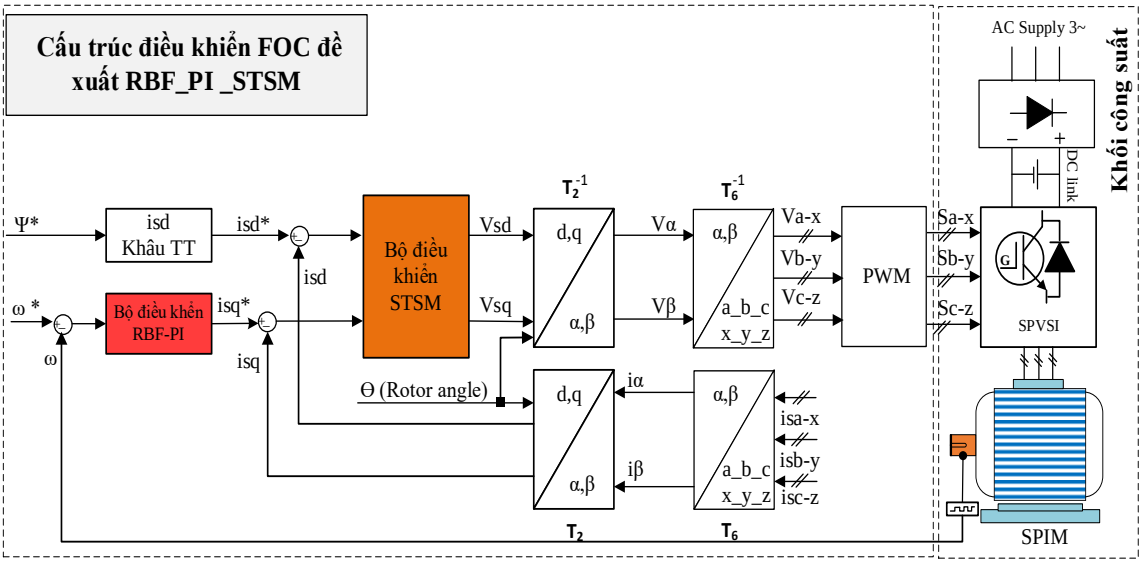
$$\begin{cases} u_{sd}^* = \frac{L_s}{c}\left\{\alpha_1|S_1|^{1/2} sign(S_1) + \beta_1\int sign(S_1)dt + \gamma_1(S_1) + \frac{di_{sd}^*}{dt}\right\} \\ \quad + \frac{L_s}{c}\frac{d}{dt}\left[k_1\left|\int \varepsilon_{isd}dt\right|^{1/2} sign\left(\int \varepsilon_{isd}dt\right)\right] + \frac{1}{c}\left[ai_{sd} - L_s\omega_e i_{sq} - bR_r\psi_{rd}\right] \\ u_{sq}^* = \frac{L_s}{c}\left\{\alpha_2|S_2|^{1/2} sign(S_2) + \beta_2\int sign(S_2)dt + \gamma_2(S_2) + \frac{di_{sq}^*}{dt}\right\} \\ \quad + \frac{L_s}{c}\frac{d}{dt}\left[k_2\left|\int \varepsilon_{isq}dt\right|^{1/2} sign\left(\int \varepsilon_{isq}dt\right)\right] + \frac{1}{c}\left[ai_{sq} + L_s\omega_e i_{sd} + b_r\omega_e\psi_{rd}\right] \end{cases} \tag{31}$$

Điều này đảm bảo rằng:

$$\begin{aligned}\frac{dV}{dt} &= S_1\frac{dS_1}{dt} + S_2\frac{dS_2}{dt} \\ &= -\alpha_1 S_1|S_1|^{1/2} sign(S_1) - \beta_1 S_1\int sign(S_1)dt - \gamma_1 S_1^2 \\ &\quad -\alpha_2 S_2|S_2|^{1/2} sign(S_2) - \beta_2 S_2\int sign(S_2)dt - \gamma_2 S_2^2 < 0\end{aligned} \tag{32}$$

4. MÔ PHỎNG VÀ THẢO LUẬN

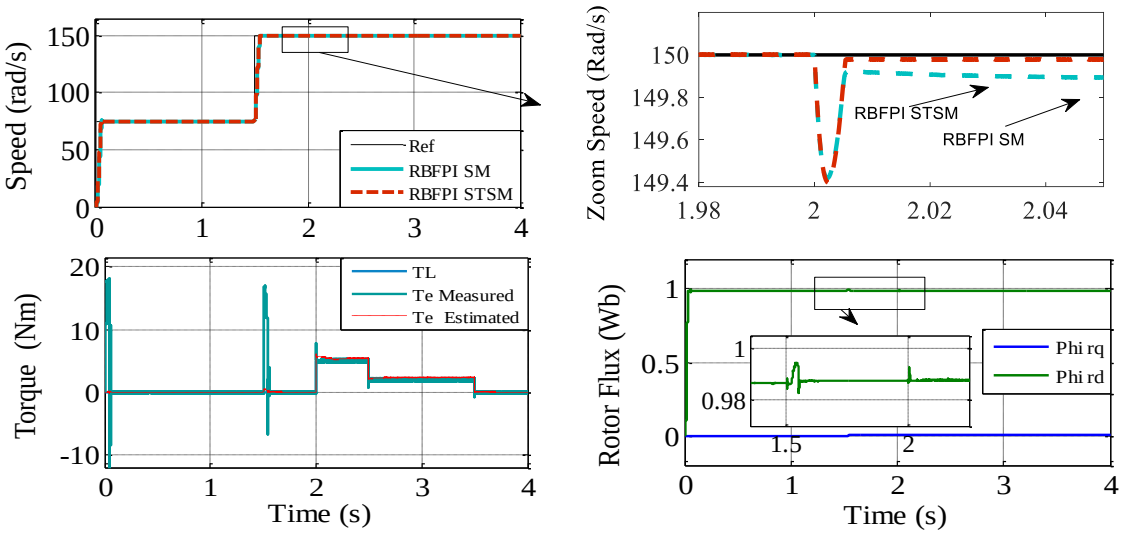
Trong phần này, các mô phỏng được thực hiện để đánh giá toàn diện hiệu quả điều khiển, khả năng bám chính xác tốc độ tham chiếu và độ ổn định động lực học của cấu trúc điều khiển thích nghi đề xuất. Hình 3 minh họa mô hình hệ truyền động SPIM với kiến trúc điều khiển đề suất RBFPI_STASOSM. Bộ điều khiển đề xuất được so sánh với bộ điều khiển PI cổ điển nhằm chứng minh tính hiệu quả của thuật toán điều khiển đề xuất. Thông số của động cơ: 10kW, điện áp 220V, tần số 50 Hz, 6 cực, 970 rpm, Điện trở: Rs = 1.63Ω, Rr = 1.08Ω, Điện kháng: L_s = 0.2792 H, L_r = 0.2602 H, L_m = 0,2602 H, J = 0.109 kg.m2. Trong đó, Rs là giá trị điện trở stato danh định



Hình 4. Điều khiển vector FOC của hệ truyền động SPIM sử dụng cấu trúc điều khiển RBFPI_SM

4.1 Hiệu suất động của bộ điều khiển đề xuất trong trường hợp tốc độ và tải thay đổi

Các thử nghiệm này được thực hiện nhằm xác nhận hiệu suất và độ bền vững của thuật toán đề xuất khi đối mặt với sự thay đổi đột ngột của nhiễu tải và biến thiên tốc độ. Quá trình thử nghiệm được tiến hành dựa trên khuyến nghị trong [10] và [26], với các kịch bản thay đổi tốc độ đặt và mô-men tải như sau: tốc độ tham chiếu thay đổi từ 75 rad/s lên 150 rad/s tại thời điểm *t = 1,5 s*; mô-men tải định mức được đóng vào tại *t = 2 s*, sau đó giảm 40% và loại bỏ tải lần lượt tại *t = 2,5 s* và *t = 3,5 s*.



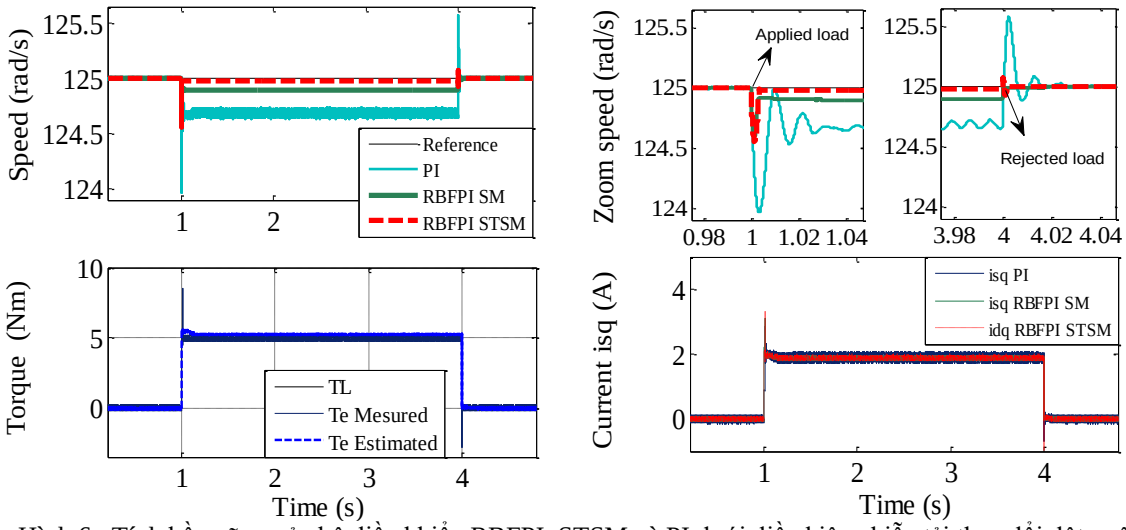
Hình 5. Hiệu suất của hệ truyền động trong trường hợp tốc độ và tải thay đổi.

Kết quả khảo sát thu được của bộ điều khiển đề xuất trong Hình 5, so sánh kết quả này với kết quả khảo sát của bộ điều khiển trong [10] và [26] cho thấy rằng các bộ điều khiển này đều kiểm soát tốc độ, từ thông rôto và mô-men khá tốt; các đáp ứng của tốc độ, dòng điện *isq*, mô-men và từ thông rôto đều đáp ứng nhanh và bám sát giá trị tham chiếu. Tuy nhiên, khi quan sát đáp ứng của bộ điều khiển sử dụng bộ điều khiển backstepping được đề xuất trong [10] cho thấy quá điều chỉnh (overshoot) và dao động lớn ở mô-men, dòng điện *isq* và từ thông rôto; hiện tượng dao động của mô-men và dòng điện isq xảy ra với biên độ rất lớn, độ quá điều chỉnh cao và xuất hiện gợn mô-men (torque ripple), thời gian hội tụ đến giá trị tham chiếu lớn, chất lượng điều khiển từ thông rôto kém, đối với bộ điều khiển RBFPI_SM được đề xuất trong [26], mô-men và từ thông rôto được điều khiển tốt hơn, gợn mô-men và quá điều chỉnh nhỏ, thời gian hội tụ nhanh đến giá trị tham chiếu, mô-men và dòng điện isq đáp ứng gần như tức thời. Tuy nhiên, tốc độ động

cơ không bám chính xác theo tốc độ tham chiếu; sai số tốc độ ở chế độ xác lập của bộ điều khiển RBFPI_SM trong [26] khi làm việc với tải 100% là 0,108 rad/s.
Ngược lại, bộ điều khiển RBFPI_STSM được đề xuất trong bài báo này, với vòng dòng điện bên trong được cải tiến bằng bộ điều khiển trượt siêu xoắn bậc hai STSM, có thể bù hiệu quả nhiễu tải bên ngoài, giảm hiện tượng chattering, sai số tốc độ ở chế độ xác lập khi sử dụng bộ điều khiển này chỉ còn 0,012 rad/s.

Để làm rõ hơn tính hiệu quả của bộ điều khiển được đề xuất, một khảo sát khác cũng được thực hiện trong trường hợp biến thiên mô-men tải, dựa trên khuyến nghị trong [26]. SPIM được khởi động không tải cho đến thời điểm *t = 1s* tải định mức đột ngột được đóng vào và bị loại khỏi hệ thống tại *t = 4s*, với tốc độ tham chiếu không đổi là 125 rad/s. Các đáp ứng về tốc độ, mô-men, dòng điện và từ thông rôto của hệ truyền động SPIM được thể hiện trong Hình 6. Kết quả thu được trong [26] ta thấy độ sụt tốc của bộ điều khiển PI là 1 rad, của RBFPI_SM controller là 0,35 rad; thời gian quá độ lần lượt là 0,038s và 0,0035s. Bộ điều khiển được đề xuất trong bài báo này được cải tiến từ bộ RBFPI_SM trong [26], nên nó cũng chịu ảnh hưởng của nhiễu tải, nhưng gần như ngay lập tức bám theo tốc độ tham chiếu (0,0029s), sai số tốc độ ở chế độ xác lập của bộ điều khiển RBFPI_STSM khi làm việc với tải 100% gần như bằng 0. Ngược lại, sai số tốc độ của RBFPI_SM controller là 0,01 rad/s. Khi loại bỏ tải định mức, độ quá tốc độ của PI controller là 0,75 rad, sau 0,04s tốc độ động cơ mới bám theo tốc độ tham chiếu. Cả bộ điều khiển được đề xuất trong [26] và bộ RBFPI_STSM đều thích nghi rất tốt khi loại bỏ nhiễu tải, tốc độ bám tham chiếu và có độ vượt tốc bằng 0. Quan sát dòng điện *isq* trong [26] cho thấy bộ PI truyền thống ở vòng dòng điện điều khiển dòng không tốt; thời gian xác lập và thời gian phục hồi khi đóng và loại tải đều lớn hơn so với khi sử dụng bộ điều khiển SM và STSM cho vòng dòng điện bên trong. Đặc biệt, với sơ đồ được đề xuất, dòng *isq* được kiểm soát rất tốt, đáp ứng mô-men và dòng điện là tức thời.

Các khảo sát cho thấy cấu trúc RBFPI kết với bộ điều khiển STSM cho đáp ứng vượt trội: thời gian tăng và giảm tốc, thời gian xác lập và thời gian hồi phục ngắn hơn, tốc độ thực tế bám chính xác tốc độ tham chiếu, sai số xác lập bằng không. Bên cạnh đó, bộ điều khiển đề xuất cho đáp ứng mô-men và dòng điện nhanh hơn, gợn mô-men và dòng điện thấp hơn, đồng thời đặc tính kháng nhiễu tải và biến thiên tốc độ của bộ điều khiển RBFPI_STSM được cải thiện rõ rệt.

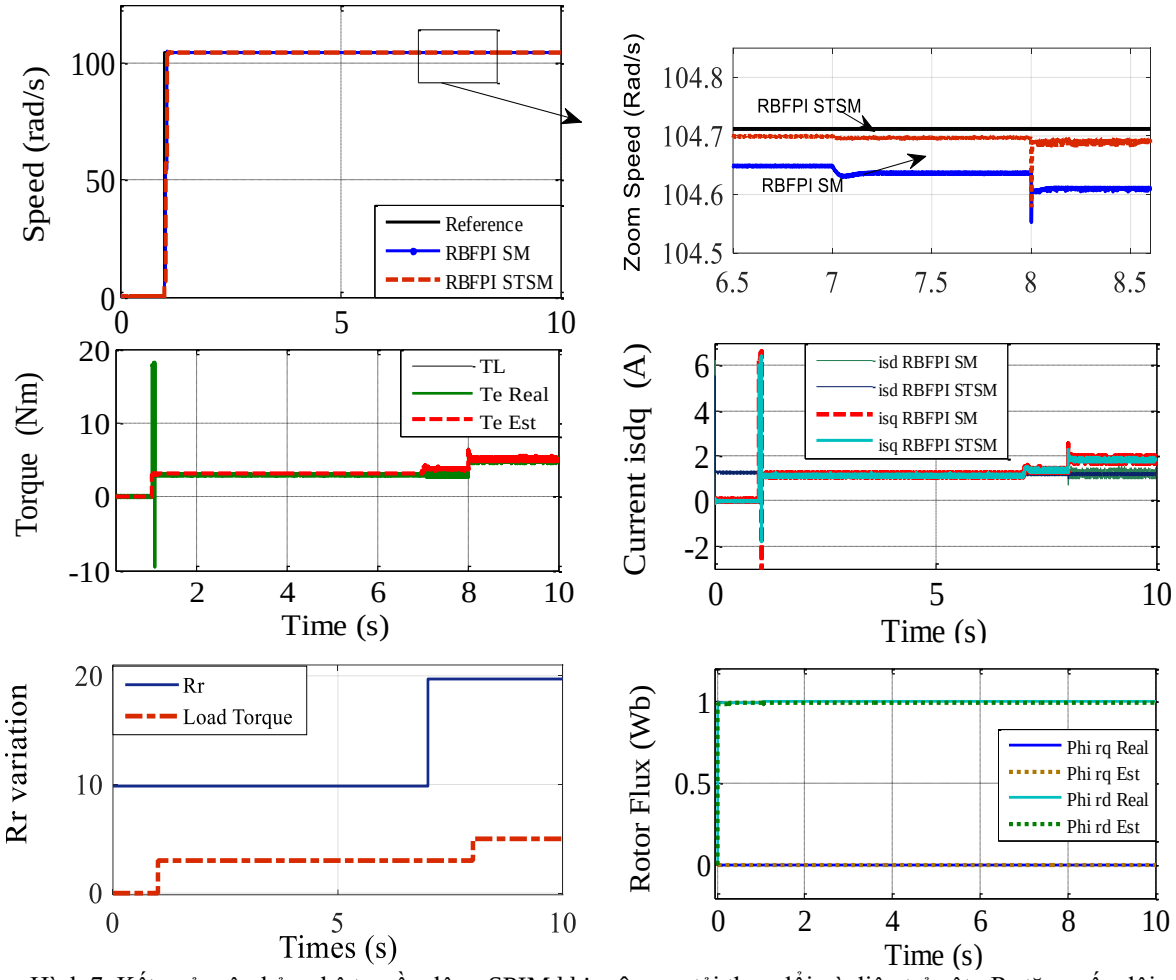


Hình 6. Tính bền vững của bộ điều khiển RBFPI_STSM và PI dưới điều kiện nhiễu tải thay đổi đột ngột

4.2 Tính bền vững của bộ điều khiển đề xuất RBFPI_STSM khi tham số động cơ R_r thay đổi

Khảo sát này nhằm làm rõ hơn tính hiệu quả của thuật toán điều khiển được đề xuất, được tiến hành dựa trên khảo sát trong [26]. Trong đó, mô-men tải lần đầu được đóng vào hệ thống với giá trị bằng 60% tải định mức tại *t = 1s*, ban đầu động cơ hoạt động với các tham số bình thường. Tại *t = 7s*, điện trở *Rr* đột ngột tăng gấp 2 lần giá trị định mức, tại *t = 8s*, mô-men tải được tăng thêm 40%. Từ kết quả thu được trong Hình 7, so sánh với kết quả khảo sát trong [26], có thể dễ dàng nhận thấy rằng cả hai chiến lược điều khiển đều cho kết quả tích cực. Độ tin cậy của hệ thống được cải thiện đáng kể khi đối mặt với nhiễu tải và sự

thay đổi tham số so với bộ điều khiển PI truyền thống. Tuy nhiên, trong bài báo này, do vòng dòng điện bên trong được cải tiến bằng cách sử dụng thuật toán siêu xoắn (super-twisting (ST)) nổi tiếng, khả năng điều khiển mô-men, từ thông rôto và tốc độ tốt hơn so với chiến lược được đề xuất trong [26]. Bộ điều khiển được đề xuất hầu như không bị ảnh hưởng bởi sự thay đổi của *Rr* và nhiễu tải.



Hình 7. Kết quả mô phỏng hệ truyền động SPIM khi mô-men tải thay đổi và điện trở rôto Rr tăng gấp đôi.

5. KẾT LUẬN

Trong bài báo này, một cấu trúc điều khiển mới RBFPI_STSM cho hệ truyền động động cơ không đồng bộ sáu pha (SPIM) dựa trên điều khiển theo định hướng từ trường (FOC) được đề xuất. Bằng cách kết hợp khả năng điều chỉnh của mạng nơ-ron cơ sở xuyên tâm (RBF) trong bộ điều khiển PI với kỹ thuật trượt siêu xoắn bậc hai (STSM), phương pháp này đạt được khả năng điều chỉnh tốc độ chính xác hơn, đáp ứng động nhanh hơn, đồng thời cải thiện đáng kể độ ổn định và tính bền vững của hệ truyền động SPIM. Các kết quả mô phỏng trong Phần 4 đã xác nhận hiệu quả vượt trội về đặc tính động và khả năng kháng nhiễu của bộ điều khiển đề xuất. Phân tích so sánh cũng cho thấy cấu trúc RBFPI_STSM kiểm soát tốc độ tốt hơn các giải pháp đã được công bố trong [10], [26]. Tuy nhiên, việc sử dụng mạng RBF để cập nhật online các hệ số PI trong vòng điều khiển tốc độ làm gia tăng độ phức tạp tính toán theo số nút của mạng RBF. Bên cạnh đó, bộ điều khiển STSM trong vòng dòng điện, mặc dù không yêu cầu các phép tính lặp phức tạp, vẫn đòi hỏi khối lượng tính toán lớn hơn so với bộ điều khiển PI truyền thống. Do đó, tổng thể cấu trúc điều khiển đề xuất làm tăng khối lượng tính toán của hệ thống. Để khắc phục hạn chế này, các nghiên cứu trong tương lai sẽ tập trung phát triển các cấu trúc mạng nơ-ron và thuật toán tối ưu có độ phức tạp thấp hơn, nhằm giảm chi phí tính toán trong khi vẫn duy trì hiệu suất điều khiển cao.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] E. Levi, Multiphase electric machines for variable-speed applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol 55, no. 5,1893 – 1909, 2010.

[2] N. T. Pham, Speed Tracking of Field Oriented Control SPIM Drive using (BS_SOSM) Nonlinear Control Structure, *WSEAS Transactions On Systems And Control*, vol. 14, pp. 291-299, 2019.

[3] Liu, L.; Zhang, Q. Open-Circuit Fault-Tolerant Control of a Six-Phase Asymmetric Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System, *Electronics*, vol.12, pp. 1131, 2023.

[4] B. Shao, Z. Q. Zhu, J. Feng, S. Guo, Y. Li and W. Liao, "Compensation of Selective Current Harmonics for Switching-Table-Based Direct Torque Control of Dual Three-Phase PMSM Drives," *in IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, no. 3, pp. 2505-2515, 2021.

[5] N.T. Pham, P.D. Nguyen, "Cancellation of periodic disturbances for dual start induction drives based on a novel robust adaptive control strategy", *Int. J. Power Electron. Drive Syst.*, Vol.16, no. 3, pp. 1673-1686, 2025.

[6] K. Rahman et al., Field-Oriented Control of Five-Phase Induction Motor Fed From Space Vector Modulated Matrix Converter, *IEEE Access*, vol. 10, pp. 17996-18007, 2022.

[7] N.T. Pham, P.D. Nguyen, D.T. Le, "Direct torque control of induction motor using a novel sliding mode control", *Int. J. Power Electron. Drive Syst.*, Vol. 16, no. 3, pp. 1586-1597, 2025.

[8] Abougarair, A., Aburakhis, M., & Edardar, M.,Adaptive Neural Networks Based Robust Output Feedback Controllers for Nonlinear Systems, *Int. J. Intell. Eng. Syst*., vol.2, no.1, pp. 37-56, 2022.

[9] Fan, B. Fu, Z. Sun, Lifan, Passive-based adaptive control with the full-order observer for induction motor without speed sensor, *Nonlinear Dynamics*, vol. 104, no. 2, pp. 1-13, 2021.

[10] C. B. Regaya, F. Farhani, A. Zaafouri, A. Chaari, "A novel adaptive control method for induction motor based on Backstepping approach using dSpace DS 1104 control board" *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 100, pp. 466-481, 2018..

[11] X. B. Sun, G. H. Li, and Z. J. Du, "Impact of parameter uncertainties on the performance of backstepping controllers," *J. Franklin Inst*., vol. 361, no. 2, pp. 723-745, Feb. 2024.

[12] K.H. Chao and C.L. Chang, "Design of a Robust Controller for Induction Motor Drive Systems Based on Extendable Fuzzy Theory," *Mathematics*, vol. 12, no. 20, Art. no. 3235, 2024.

[13] K. Zeb, Z. Ali, K. Saleem, and W. Uddin, "Indirect field-oriented control of induction motor drive based on adaptive fuzzy logic controller," *Electrical Engineering*, vol. 99, pp. 1077–1091, 2017.

[14] D. Brahim, M. Bendjebbar, and S. Lachtar, "Improvement of adaptive fuzzy control to adjust speed for a doubly fed induction motor drive (DFIM)," *Int. J. Power Electron. Drive Syst*., vol. 11, no. 1, pp. 496–504, 2020.

[15] C. M. Lee, C. F. Liang, and J. C. Hung, "Adaptive control of a permanent magnet synchronous motor based on radial basis function neural networks,*" IEEE Trans. Energy Convers*., vol. 38, no. 2, pp. 411-420, Jun. 2023.

[16] Y. Xu, B. Huang, and Y. Sun, "Adaptive RBF neural network-based control for uncertain nonlinear systems," *Automatica*, vol. 158, pp. 111234, Dec. 2023.

[17] Wang L, Tan G, Meng J. Research on model predictive control of IPMSM based on Adaline neural network parameter identification. *Energies*, vol.12, no. 24, 2019.

[18] N.T. Pham, P.D. Nguyen, K.H Nguyen, V. N, Nguyen, A Novel Neural Network SC_MRAS Based Observer for High-Performance SPIM Drives, *Int. J. Intell. Eng. Syst.*, vol. 96, 2018.

[19] Li H, Zhang R, Shi P, Mei Y, Zheng K, Qiu T. Sensorless control of a PMSM based on an RBF neural network-optimized ADRC and SGHCKF-STF algorithm, *Measurement and Control*, Vol. 57, no. 3, pp. 266-279, 2023.

[20] Ahyeong Choi, Hyunchang Kim, Mingyuan Hu, Youngjae Kim, Hyeongki Ahn, Kwanho You, Super-Twisting Sliding Mode Control with SVR Disturbance Observer for PMSM Speed Regulation, *Applied Sciences*, Vol. 12, no. 21, pp.10749, 2022.

[21] N.T. Pham, D.T. Le, A Novel Improved VGSTA BS_SM Control Structure for Vector Control of High Performance SPIM Drives, *Int. J. Intell. Eng. Syst.*, vol. 1, pp. 155-166, 2022.

[22] Proaño, P.; Díaz, R.; Chillán, C.; Medina, J.; Chamorro, W.; Zuñiga, J., Sliding Mode Control Proposed Using a Clegg Integrator for Speed Control of a Three-Phase Induction Motor, *Eng. Proc*., vol. 77, no.8, 2024.

[23] H. Benderradji, S. Benaicha, and L. Chrifi Alaoui, Improved sliding mode control for induction motor based on twisting algorithm, *AIMS Electron. Electr. Eng.*, vol. 9, no. 1, pp. 81–98, 2025.

[24] N.T. Pham, An Improved BS_NAHOSM Hybrid Control Strategy for FOC of Dual Star Induction Motor Drives, *Period. Polytech. Electr. Eng. Comput. Sci.*, vol. 69, no.3, pp. 226–235, 2025.

[25] N.T. Pham, D.T. Le, "A novel FOC vector control structure using RBF tuning PI and SM for SPIM drives", *Int. J. Intell. Eng. Syst.*, vol.13, No.5, pp. 429-440, 2020.

[26] S. Ali, A. Prado, M. Pervaiz, Hybrid Backstepping-Super Twisting Algorithm for Robust Speed Control of a Three-Phase Induction Motor, *Electronics* , vol.12, no.3, pp. 681, 2023.

[27] Wang, Y., Yu, H.T., Feng, N.J. and Wang, Y.C., Non-cascade backstepping sliding mode control with three-order extended state observer for PMSM drive, *IET Power Electronics*, vol.13, pp.307-316, 2020.

[28] Yi, L., Sun, T., Yu, W. et al. Induction motor fault detection by a new sliding mode observer based on backstepping, *J Ambient Intell Human Comput*, vol.14, 12061–12074, 2023.
[29] I. O. Aksu and R. Coban, "Sliding mode PI control with backstepping approach for MIMO nonlinear cross-coupled tank systems," *International Journal of Robust and nonlinear control*, vol. 29, no.6, pp. 1854, 2023.
[30] J. Qiu, W. Ji, and M. Chadli, "A novel fuzzy output feedback dynamic siding mode controller design for two-dimensional nonlinear systems", *IEEE Transactions on Fuzzy systems*, vol. 29, no. 10, pp. 2869-2877, 2021.
[31] N.T.Pham, D.T.Le, A Sensorless Vector Control Using new BS_PCH Controller structure and SC MRAS Adaptive Speed Observer for Electric Vehicles, *WSEAS Trans. Syst. Control*, vol. 15, pp.366-374, 2020.
[32] L. Wogi, T. Ayana, M. Morawiec, A. J ˛aderko, A Comparative Study of Fuzzy SMC with Adaptive Fuzzy PID for Sensorless Speed Control of Six-Phase Induction Motor, *Energies* , vol.15, pp. 8183, 2022.
[33] G. K. Alitasb, Integer PI, fractional PI and fractional PI data trained ANFIS speed controllers for indirect field oriented control of induction motor, *Heliyo*n, vol. 10, no. 18, 2024,
[34] N.T. Pham, Design of Novel STASOSM Controller for FOC Control of Dual Star Induction Motor Drives. *Int. J. Robot. Control Syst.*, vol.4, no.3, pp. 1059-1074, 2024.
[35] Wang H, Zhang G, Liu X. Speed Control for PMSM with Fast-Terminal Super-Twisting Sliding Mode Controller via Extended State Disturbance Observer. *Applied Sciences*, vol. 14, no. 18, pp. 8126, 2024.
[36] N.T. Pham, D.T.Le, Disturbance Rejective Repetitive_improved Second Order Sliding Mode Control for High Performance SPIM Drives, *International Journal of Intelligent Engineering & Systems*, Vol.17. no.6, 2024.
[37] L. Gao, Q. Meng, and S. Liu, "Robust current control of PMSM using adaptive super-twisting sliding mode control," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 18, no. 1, pp. 1-10, 2024.
[38] Yuri Shtessel, Christopher Edwards, Leonid Fridman, *Arie Levant Sliding Mode Control and Observation*, Springer, 2010.

IMPROVED ADAPTIVE RBFPI_STSM CONTROL STRUCTURE OF SPIM DRIVES

Ngoc Thuy Pham

Dept. of Electrical Engineering Technology, Industrial University of Ho Chi Minh City
Corresponding: ngocpham1020@gmail.com

Abstract. This paper proposes an improved hybrid adaptive control structure that combines a self-tuning PI controller based on a Radial Basis Function neural network (RBFPI) with a super-twisting sliding mode (STSM) controller for field-oriented vector control (FOC) of six-phase induction motor (SPIM) drives. In the proposed structure, the STSM controller is developed for the inner current loop to enhance the current and torque control of the SPIM, thereby effectively compensating for load disturbances, ensuring robustness, stability, fast dynamic response, and eliminating the chattering phenomenon. For the outer speed loop, a PI controller is employed, whose parameters are adaptively tuned and optimized using the RBF neural network to cope with system parameter variations. The combined RBFPI–STSM controller provides accurate speed regulation, fast dynamic response, and significantly improves the performance, stability, and robustness of SPIM drives. The effectiveness of the proposed method is verified through simulations in MATLAB/Simulink.

Keywords: RBF neural network, adaptive PI control, super-twisting sliding mode (STSM) control, six-phase induction motor drives, điều khiển tựa theo từ thông rôto FOC.

Ngày nhận bài: 08/9/2025
Ngày chấp nhận đăng: 05/01/2026