

CẤU TRÚC ĐIỀU KHIỂN LẠI BỀN VỮNG MỚI BS_NSTASOSM CHO FOC CỦA HỆ TRUYỀN ĐỘNG SPIM

PHẠM THÚY NGỌC

Khoa Công nghệ điện, Trường Đại học công nghiệp TP. Hồ Chí Minh,

Tác giả liên hệ: phamthuynhoc@iuh.edu.vn

DOIs: <https://www.doi.org/10.46242/jstih.v72i6.5050>

Tóm tắt. Trong báo bài báo này, một cấu trúc điều khiển bền vững lai phi tuyến mới kết hợp giữa điều khiển trượt bậc hai sử dụng thuật toán siêu xoắn (NSTA-SOSM) và điều khiển Backstepping (BS) cho điều khiển vector FOC của hệ truyền động động cơ không đồng bộ sáu pha được đề xuất. Cấu trúc này giải quyết hiệu quả các điểm yếu của cả điều khiển Backstepping (BS) và điều khiển trượt (SM) truyền thống, phát triển, nâng cao hiệu suất của điều khiển FOC bằng cách kết hợp giữa điều khiển trượt bậc hai và giải thuật siêu xoắn để tăng tốc độ hội tụ và khả năng bám theo tham chiếu nhanh, chính xác, bộ điều khiển làm việc bền vững, ổn định ngay cả khi làm việc trong điều kiện các tham số của hệ thống không chắc chắn và nhiễu tải, hiện tượng chattering gần như được loại bỏ. Hiệu quả của cấu trúc điều khiển đề xuất đã được xác nhận thông qua các kết quả mô phỏng Matlab/Simulink.

Từ khóa. Điều khiển Backstepping, điều khiển trượt, thuật toán siêu xoắn, hệ truyền động động cơ không đồng bộ sáu pha.

1. GIỚI THIỆU

Hệ thống truyền động động cơ không đồng bộ sáu pha (SPIM) có điều khiển tốc độ là một hệ truyền động động cơ xoay chiều đa pha mới nhận được nhiều sự quan tâm. SPIM được tập trung nghiên cứu, phát triển trong những thập kỷ gần đây và được ứng dụng trong các ngành công nghiệp sử dụng động cơ công suất lớn, yêu cầu vận hành ổn định và tin cậy cao [1]. Do những ưu điểm vượt trội, nó cũng dần thay thế cho các động cơ không đồng bộ ba pha (IM) trong các hệ truyền động xoay chiều ba pha truyền thống trong những ứng dụng công suất nhỏ đòi hỏi độ tin cậy, chính xác, an toàn và khả năng chịu sự cố cao.

Ngày nay, các hệ truyền động động cơ AC nói chung và SPIM nói riêng đều phát triển các phương pháp điều khiển dựa trên các chiến lược điều khiển vector hiện đại, trong đó FOC là một trong những chiến lược điều khiển được áp dụng rộng rãi, phổ biến nhất [2]. Bên cạnh những ưu điểm, điều khiển FOC cũng chịu tác động của các yếu tố như tham số động cơ, nhiễu tải vì vậy khi ứng dụng phương pháp điều khiển PID truyền thống với các hệ số cố định không đáp ứng được chất lượng điều khiển cho những hệ truyền động hiệu suất cao [3]. Các bộ điều khiển phi tuyến và điều khiển thông minh được đề xuất như phản hồi tuyến tính [4], mô hình trượt (SM) [5-6], điều khiển (BS) [7-10], logic mờ (FL) và mạng nơ-ron (NN) [11-13], điều khiển dự báo, điều khiển thụ động [14-15], điều khiển Hamiltonia [16]...v.v. Trong số các phương pháp điều khiển phi tuyến, BS nhận được sự quan tâm rất lớn do phương pháp thiết kế có hệ thống và tính chất đệ quy của nó kiểm soát các phản hồi phi tuyến rất hiệu quả [17-19]. Ưu điểm lớn nhất của phương pháp này là tính linh hoạt, khả năng giữ lại những phần tử phi tuyến hữu ích và theo đuổi các mục tiêu ổn định và theo dõi tốt tham chiếu. Tuy nhiên, thông tin chi tiết và chính xác về tham số của SPIM được yêu cầu khi thiết kế BS truyền thống. Để khắc phục nhược điểm này nhiều chiến lược đã được đề xuất. [19] đề xuất một phương pháp thiết kế BS cho cả bộ điều khiển và bộ quan sát, thành phần tích phân sai số theo dõi được đưa thêm vào để tăng tính bền vững của hệ truyền động. Phương pháp này cho đáp ứng động tốt, điều khiển chính xác. Tuy nhiên, dao động mô men được ghi nhận là khá lớn. Dựa trên những nghiên cứu đã công bố có thể nhận thấy rằng, sử dụng phương pháp điều khiển BS độc lập khó có thể đáp ứng đòi hỏi của những hệ truyền động chất lượng cao. Do đó, các nghiên cứu để kết hợp với các phương pháp điều khiển khác được phát triển như kết hợp với điều khiển BS_SM, BS và điều khiển NN, hệ thống logic mờ - SM (FLSM) [20-24]. Trong [23-24], cấu trúc mới kết hợp giữa BS và SM được nghiên cứu và đề xuất đáp ứng nguyên tắc thiết kế của điều khiển FOC cho hệ truyền động SPIM và ứng dụng trong điều khiển tốc độ xe điện. Chiến lược điều khiển SM hoàn toàn phù hợp với các tiêu chí của bộ điều khiển vòng lặp dòng cần đáp ứng động nhanh, dõi theo quỹ đạo tham chiếu với độ chính xác cao và bền vững chống lại các nhiễu bên ngoài, sự biến đổi tham số. Tuy nhiên, SM này có nhược điểm là hiện tượng dao động mặt trượt (chattering) [24], Trong [23-24] đã đề xuất sử dụng mặt trượt bậc 2 SOSM để làm giảm hiện tượng chattering. Tuy nhiên, nhược điểm của đề xuất này là khi làm việc trong các hệ truyền động hiệu suất cao,

cần đáp ứng nhanh, chính xác, điều khiển liên tục, SOSM trong [23-24] khó đáp ứng được. Vì vậy, trong bài báo này, tác giả đã đề xuất cải tiến điều khiển BS_SOSM trong [23] bằng bộ điều khiển trượt lai mới kết hợp giữa điều khiển giải thuật trượt siêu xoắn STA với điều khiển trượt bậc hai cải tiến. Các báo cáo được ghi nhận trong [25] cho thấy giải thuật STA cho đáp ứng dôi theo tham chiếu nhanh và có độ chính xác cao hơn so với SOSM truyền thống. Tuy nhiên, hiện tượng chattering xuất hiện ở STA cũng được ghi nhận cao hơn đáng kể so với SOSM. Bên cạnh đó, STA có ưu điểm vượt trội so với SOSM là có thể đạt được các tối ưu tốc độ và độ chính xác đáp ứng đầu ra bằng phương pháp điều khiển liên tục thay vì nhược điểm của bộ điều khiển gián đoạn, chuyển mạch tần số cao (chế độ gián đoạn như trong [23-24]). Điều khiển mặt trượt bậc hai SOSM truyền thống có nhược điểm là hội tụ chậm hơn, luôn làm việc trong chế độ điều khiển gián đoạn, chuyển mạch tần số cao. SOSM cải tiến trong đề xuất này làm chuyển mạch tần số cao suy giảm đáng kể, cách tiếp cận mới, cải tiến có chọn lọc trong thiết kế đề xuất này cung cấp công cụ hiệu quả để loại bỏ hiện tượng chattering mà vẫn giữ được những ưu điểm chính của phương pháp STA và SM truyền thống, cho ta một bộ điều khiển dòng mới có tốc độ hội tụ và bám theo tham chiếu nhanh hơn, độ chính xác cao hơn, hiện tượng chattering giảm đáng kể và làm việc bền vững hơn.

Điểm mới và tính logic trong nghiên cứu này:

- Chiến lược lai mới kết hợp giữa thuật toán siêu xoắn và điều khiển trượt bậc hai cải tiến được phát triển cho điều khiển vector FOC của hệ truyền động SPIM là một chiến lược điều khiển lai mới chưa từng được công bố trước đây, Ưu điểm của bộ điều khiển lai cải tiến này làm cho chuyển mạch tần số cao bị suy giảm đáng kể, duy trì tính liên tục của chức năng điều khiển trong khi vẫn đảm bảo khả năng bù nhiễu tốt, hiện tượng chattering gần như được loại bỏ, các đáp ứng đầu ra ít dao động hơn các giải thuật đã được đề xuất trước đó, khả năng bám theo tham chiếu nhanh và độ chính xác cao đạt được bằng phương pháp điều khiển liên tục thay vì chuyển mạch tần số cao, hệ truyền động làm việc bền vững, ổn định hơn.
- Cấu trúc bộ điều khiển lai BS_NSTASOSM được đề xuất phát triển cho truyền động SPIM hiệu suất cao đáp ứng tốt yêu cầu của từng vòng điều khiển trong điều khiển vector FOC của SPIM giúp nâng cao chất lượng và hiệu suất điều khiển cũng như độ bền vững của hệ thống truyền động SPIM.

Phần còn lại của bài báo được trình bày như sau. Phần II trình bày mô hình toán học của hệ truyền động SPIM, thiết kế bộ điều khiển đề xuất được trình bày chi tiết trong Phần III. Kết quả mô phỏng được trình bày ở Phần IV. Phần V kết luận.

2. MÔ HÌNH CỦA HỆ TRUYỀN ĐỘNG SPIM

Hệ thống truyền động SPIM bao gồm một SPIM được cấp nguồn từ bộ biến tần nguồn áp sáu pha (SPVSI). Sơ đồ của SPIM cấp nguồn từ SPVSI được biểu diễn như trong Hình 1. Để điều khiển vector, kỹ thuật phân rã không gian vector (VSD) được áp dụng như trong [2], không gian sáu chiều ban đầu của SPIM được chuyển đổi thành ba không gian hai chiều trong hệ quy chiếu đứng yên (D-Q), (x - y) và (z1 -z2). Phép biến đổi này thu được bằng ma trận biến đổi 6x6 [1], [23-24]:

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

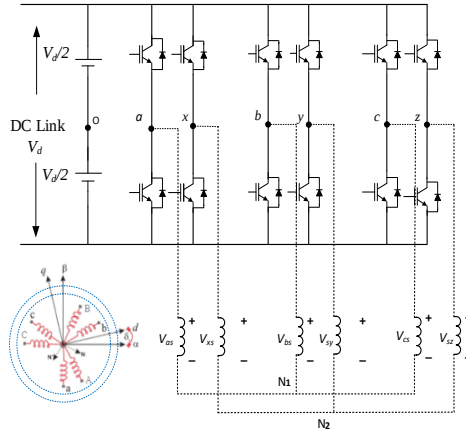
Các phương trình toán học của SPIM được viết trong hệ quy chiếu đứng yên dưới dạng:

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][I_s] + P([L_s][I_s] + [L_m][I_r]) \\ [0] &= [R_r][I_r] + P([L_r][I_r] + [L_m][I_s]) \end{aligned} \quad (2)$$

Trong đó: $[V]$, $[I]$, $[R]$, $[L]$ và $[L_m]$ lần lượt là các vector điện áp, dòng điện, điện trở, tự cảm và hồ cảm. P là toán tử vi phân. Chỉ số r và s tương ứng liên quan đến qui định phía rôto và stato. Vì rôto là lồng sóc nên $[V_r]$ bằng 0. Việc chuyển đổi năng lượng cơ điện chỉ diễn ra trong hệ thống con DQ. Phương trình mô men khi được biểu diễn như sau:

$$T_e = 3n_p (\psi_{rQ} i_{rD} - \psi_{rD} i_{rQ}) \quad (3)$$

trong đó: T_e , n_p , ψ_{rD} , ψ_{rQ} , i_{rD} , i_{rQ} lần lượt là mômen điện từ do động cơ tạo ra, số cặp cực, từ thông rôto, dòng điện rôto.



Hình 1 Sơ đồ tổng quan của hệ truyền động SPIM

Các không gian (x - y) và (z1 - z2) chỉ tạo ra tổn hao, quá trình chuyển đổi điện cơ chỉ diễn ra trong không gian D-Q [1]. Do đó, việc điều khiển dựa trên việc xác định điện áp đặt vào tọa độ tham chiếu DQ. Như chúng ta đã biết, không gian DQ tương đương với không gian $\alpha\beta$, khi đó kỹ thuật điều khiển SPIM sẽ chuyển sang điều khiển như động cơ không đồng bộ ba pha (IM). Việc điều khiển này gặp khó khăn trong tọa độ tham chiếu tĩnh, do đó việc biến đổi mô hình SPIM sang tọa độ tham chiếu quay dq để thu được dòng điện có thành phần một chiều (DC) là cần thiết. Ma trận biến đổi để biểu diễn tọa độ tham chiếu tĩnh (DQ) sang tọa độ tham chiếu quay động (dq) như sau:

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

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

Ta có: $\psi_{rQ} = 0$, $\psi_{rD} = \psi_{rd}$. Mô hình động lực học mới của động cơ được mô tả bằng các phương trình vi phân vectơ không gian như sau:

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

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

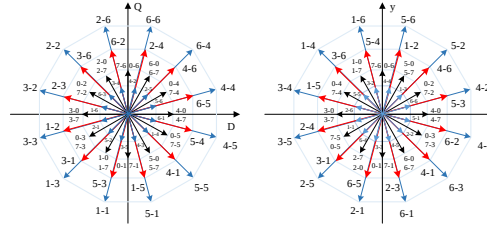
u_{sd}, u_{sq} ; i_{sd}, i_{sq} : là các thành phần điện áp stato và dòng điện stato tương ứng; ψ_{rd}, ψ_{rq} : các thành phần của từ thông rotor; T_e, T_L : mô men điện từ và mô men tải; $d-q, DQ$: hệ tọa độ tham chiếu quay đồng bộ và cố định; ω_r : là tốc độ rotor (tốc độ cơ), $\omega_r = (2/P)\omega_{re}$; $\omega_{re}, \omega_e, \omega_{sl}$: là các tốc độ điện tương ứng vận tốc góc của rotor, từ thông rotor, trượt; L_s, L_r : điện cảm của stator and rotor; L_m : hồ cảm giữa stator và

rotor ; R_s, R_r : điện trở stator and rotor; J : mô men quán tính; σ : hệ số liên kết; P : số cực; B : hệ số ma sát; τ_r : hằng số thời gian rotor.

Mômen điện từ và tần số trượt được biểu thị như sau:

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

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\tau_r \psi_{rd}} i_{sq} \quad (7)$$



Hình .2 Vector không gian điện áp và các trạng thái đóng cắt trong không gian con (D-Q) và (x-y) của SPVSI

3. CẤU TRÚC ĐIỀU KHIỂN PHI TUYẾN LAI MỚI BS_NSTASOSM

3.1 Bộ điều khiển BS điều khiển tốc độ và từ thông rotor

Trong phần này, bộ điều khiển BS cải tiến được đề xuất để kiểm soát vector cho các hệ truyền động SPIM. Đây là một phương pháp có tính hệ thống và đệ quy để tổng hợp các luật điều khiển phi tuyến, vì vậy, các thành phần dòng ảo sẽ được tạo ra để đảm bảo sự hội tụ của các hệ thống đến trạng thái cân bằng của chúng [19]. Trong đề xuất này, tính bền vững của sơ đồ này được cải thiện bằng cách đưa thêm vào thành phần tích phân của các sai số theo dõi trong thiết kế bộ điều khiển.

Sai số tốc độ và từ thông được định nghĩa như sau:

$$\begin{aligned} \varepsilon_\omega &= (\omega_r^* - \omega_r) + k'_\omega \int_0^t (\omega_r^* - \omega_r) dt \\ \varepsilon_\psi &= (\psi_{rd}^* - \psi_{rd}) + k'_\psi \int_0^t (\psi_{rd}^* - \psi_{rd}) dt \end{aligned} \quad (8)$$

Để đảm bảo sự ổn định của vòng điều khiển ngoài, các vector điều khiển ảo i_{sq}^* và i_{sd}^* được sử dụng. Đạo hàm sai số theo dõi (8) ta có:

$$\begin{aligned} \frac{d\varepsilon_\omega}{dt} &= \frac{d\omega_r^*}{dt} - \frac{3}{2} P \frac{\delta\sigma L_s}{J} \psi_{rd} i_{sq} + \frac{T_l}{J} + B\omega_r + k'_\omega (\omega_r^* - \omega_r) \\ \frac{d\varepsilon_\psi}{dt} &= \frac{d\psi_{rd}^*}{dt} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} + \frac{1}{\tau_r} \psi_{rd} + k'_\psi (\psi_{rd}^* - \psi_{rd}) \end{aligned} \quad (9)$$

Để thiết kế bộ điều khiển BS, hàm Lyapunov được chọn là:

$$V_{(\omega, \psi)} = \frac{1}{2} (\varepsilon_\omega^2 + \varepsilon_\psi^2) \quad (10)$$

Đạo hàm của nó V' như sau:

$$\begin{aligned} \frac{dV_{(\omega, \psi)}}{dt} &= \varepsilon_\omega \frac{d\varepsilon_\omega}{dt} + \varepsilon_\psi \frac{d\varepsilon_\psi}{dt} \\ &= \varepsilon_\omega \left[\frac{d\omega_r^*}{dt} - k_t \psi_{rd} i_{sq}^* + \frac{T_l}{J} + B\omega_r + k'_\omega (\omega_r^* - \omega_r) \right] \\ &\quad + \varepsilon_\psi \left[\frac{d\psi_{rd}^*}{dt} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd}^* + \frac{1}{\tau_r} \psi_{rd} + k'_\psi (\psi_{rd}^* - \psi_{rd}) \right] \end{aligned} \quad (11)$$

Trong đó:

$$k_t = \frac{3}{2} P \frac{\delta\sigma L_s}{J}$$

Để đáp ứng $V' < 0$, luật điều khiển BS được thiết kế như sau:

$$\begin{aligned} i_{sq}^* &= \frac{1}{k_t \psi_{rd}} \left[k_\omega \varepsilon_\omega + \frac{d\omega_r^*}{dt} + \frac{T_l}{J} + B\omega_r + k_\omega' (\omega_r^* - \omega_r) \right] \\ i_{sd}^* &= \frac{\tau_r}{L_m} \left[k_\psi \varepsilon_\psi + \frac{d\psi_{rd}^*}{dt} + \frac{1}{\tau_r} \psi_{rd} + k_\psi' (\psi_{rd}^* - \psi_{rd}) \right] \end{aligned} \quad (12)$$

Trong đó k_ω, k_ψ là hằng số dương.

Từ (11), (12) ta có đạo hàm của hàm Lyapunov:

$$\frac{dV_{(\omega, \psi)}}{dt} = -k_\omega \varepsilon_\omega^2 - k_\psi \varepsilon_\psi^2 < 0 \quad (13)$$

3.2 Bộ điều khiển NSTA_SOSM điều khiển dòng

Để hiện thực việc điều khiển dòng điện stator của động cơ không đồng bộ sáu pha, điều khiển NSTA_SOSM được đề xuất trong điều khiển dòng trong điều khiển vector FOC của hệ truyền động SPIM. Các bộ điều khiển này được xây dựng kết hợp giữa điều khiển trượt bậc hai cải tiến và giải thuật siêu xoắn [26]. Sai số dòng được định nghĩa:

$$\begin{cases} \varepsilon_{isd} = i_{sd}^* - i_{sd} \\ \varepsilon_{isq} = i_{sq}^* - i_{sq} \end{cases} \quad (14)$$

Lấy vi phân 2 vế phương trình (14) vế kết hợp với phương trình (5) ta có:

$$\begin{cases} \frac{d\varepsilon_{isd}}{dt} = \frac{di_{sd}^*}{dt} - \frac{1}{L_s} \left[-a i_{sd} + L_s \omega_e i_{sq} + b R_r \psi_{rd} + c u_{sd} \right] \\ \frac{d\varepsilon_{isq}}{dt} = \frac{di_{sq}^*}{dt} - \frac{1}{L_s} \left[-a i_{sq} + L_s \omega_e i_{sd} + b \omega_e \psi_{rd} + c u_{sq} \right] \end{cases} \quad (15)$$

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

Mặt trượt phi tuyến bậc 2 SOSM cải tiến được chọn tương ứng theo các thành phần dòng điện dq được xác định như sau:

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d\varepsilon_{isd}}{dt} + \lambda_1 |\varepsilon_{isd}|^{1/2} \text{sat}(\varepsilon_{isd}) \\ \frac{d\varepsilon_{isq}}{dt} + \lambda_2 |\varepsilon_{isq}|^{1/2} \text{sat}(\varepsilon_{isq}) \end{bmatrix} \quad (16)$$

Trong đó: $\lambda_1 > 0, \lambda_2 > 0$;

Để có được các thành phần điện áp điều khiển ảo đầu ra bộ điều khiển dòng, hàm Lyapunov được chọn:

$$V = \frac{1}{2} (\varepsilon_{isd}^2 + \varepsilon_{isq}^2) \quad (17)$$

Lấy vi phân 2 vế (17) ta có:

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon_{isd} \frac{d\varepsilon_{isd}}{dt} + \varepsilon_{isq} \frac{d\varepsilon_{isq}}{dt} \quad (18)$$

Để hàm vi phân $V < 0$, hàm vi phân sai số được chọn như sau:

$$\begin{cases} \frac{d\varepsilon_{isd}}{dt} = -k_{sd} V_{isd}(t) \\ \frac{d\varepsilon_{isq}}{dt} = -k_{sq} V_{isq}(t) \end{cases} \quad (19)$$

Trong đó: $v_{isd}(t); v_{isq}(t)$ là các hàm điều khiển SM theo STA và được định nghĩa:

$$\begin{bmatrix} v_{isd}(t) \\ v_{isq}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 |s_1|^{1/2} \text{sat}(s_1) + k_2 \int_0^t \text{sat}(s_1) \\ k_3 |s_2|^{1/2} \text{sat}(s_2) + k_4 \int_0^t \text{sat}(s_2) \end{bmatrix} \quad (20)$$

Trong đó: $k_1 = 1.5\sqrt{C_1}; k_2 = 1.1C_1; k_3 = 1.5\sqrt{C_2}; k_4 = 1.1C_2$; Với $C_1 > 0; C_2 > 0$

Từ các phương trình (15), (19) và (20), ta xác định được hàm điều khiển:

$$\begin{cases} u_{sd}^* = \frac{L_s}{c} \left[\frac{di_{sd}^*}{dt} + k_{sd} v_{isd}(t) \right] + \frac{1}{c} [a i_{sd} - L_s \omega_e i_{sq} - b R_r \psi_{rd}] \\ u_{sq}^* = \frac{L_s}{c} \left[\frac{di_{sq}^*}{dt} + k_{sq} v_{isq}(t) \right] + \frac{1}{c} [a i_{sq} - L_s \omega_e i_{sd} - b \omega_e \psi_{rd}] \end{cases} \quad (21)$$

4. KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU

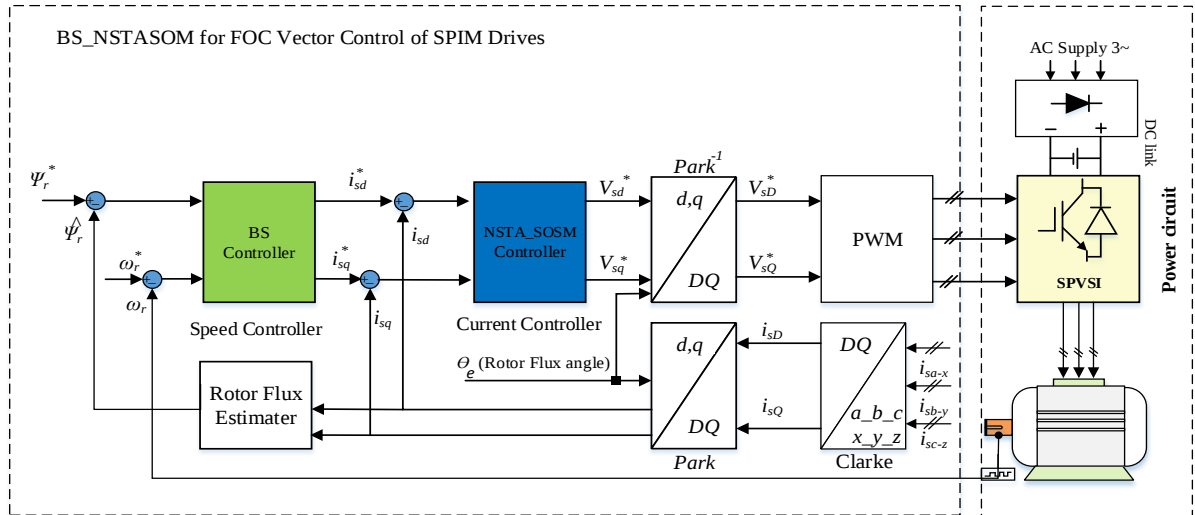
Hiệu suất của bộ điều khiển BS_NSTA-SOSM được đề xuất để điều khiển vector FOC hệ thống truyền động SPIM được xác thực thông qua mô phỏng bằng phần mềm MATLAB. Để tăng độ tin cậy, các khung so sánh được thiết lập, các khảo sát tương tự cũng được triển khai cho 2 bộ điều khiển BS_INTSM, BS_SOSM [23] và được so sánh với các phương pháp mới nhất khác trong [3,15,22], để khẳng định tính hiệu quả của cấu trúc điều khiển đề xuất. Kết quả phân tích cũng cho thấy sự bền vững, ổn định của bộ điều khiển đề xuất đối với độ bất định của thông số máy, nhiều tải, đáp ứng động nhanh và chính xác hơn. Sơ đồ khối của hệ thống được thể hiện trên Hình 3.

Thông số của SPIM như sau [26]: 1HP, 6-phase, 220 V, 50 Hz, 4 poles, 1450 rpm. $R_s = 10.1\Omega$, $R_r = 9.8546\Omega$, $L_s = 0.833457 H$, $L_r = 0.830811 H$, $L_m = 0.783106 H$, $J = 0.0088 kg.m^2$.

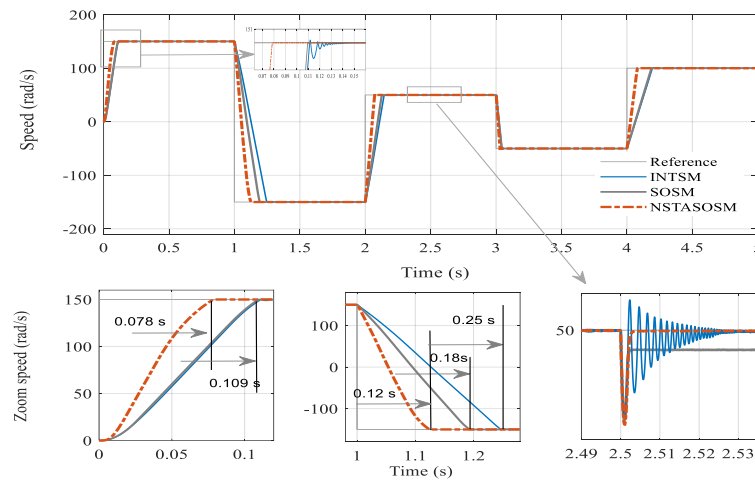
4.1 Trường hợp 1:

Để kiểm chứng chất lượng động của BS_NSTASOSM, khảo sát chế độ khởi động, đảo chiều được thực hiện. Khảo sát này dựa theo những thử nghiệm trong [22, Hình 5-6], trong [22,Hình 5-6] khảo sát quá trình tốc độ tham chiếu đảo chiều liên tục khi sử dụng bộ điều khiển phi tuyến trượt bậc hai dựa trên thuật toán siêu xoắn (STA) kết hợp điều khiển logic mờ (FSOSMC), quá trình này được thực hiện tương ứng với giá trị thời gian $t = [0 \ 1 \ 2 \ 3 \ 4] s$ và giá trị tốc độ đặt $\omega_r^* = [150 \ -150 \ 50 \ -50 \ 100] rad/s$, với tải định mức được đóng vào tại $t = 2.5s$ và không đổi trong thời gian khảo sát còn lại. Khảo sát cũng được thực hiện với bộ điều khiển BS kết hợp trượt tích phân (BS_INTSM), và điều khiển BS kết hợp điều khiển trượt bậc hai (BS_SOSM) trong [23] để lấy dữ liệu so sánh. Các đáp ứng tốc độ, mô men, từ thông rotor của hệ truyền động SPIM được hiển thị trong Hình 4.

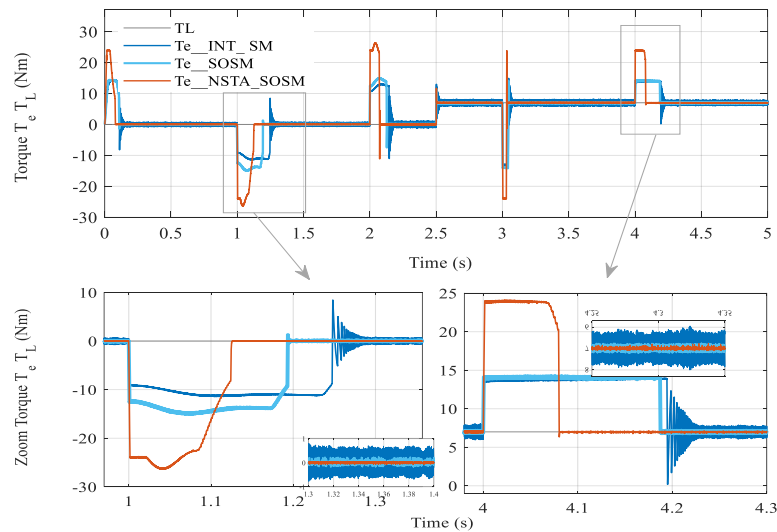
CẤU TRÚC ĐIỀU KHIỂN LAI BỀN VỮNG MỚI BS_NSTASOM ...



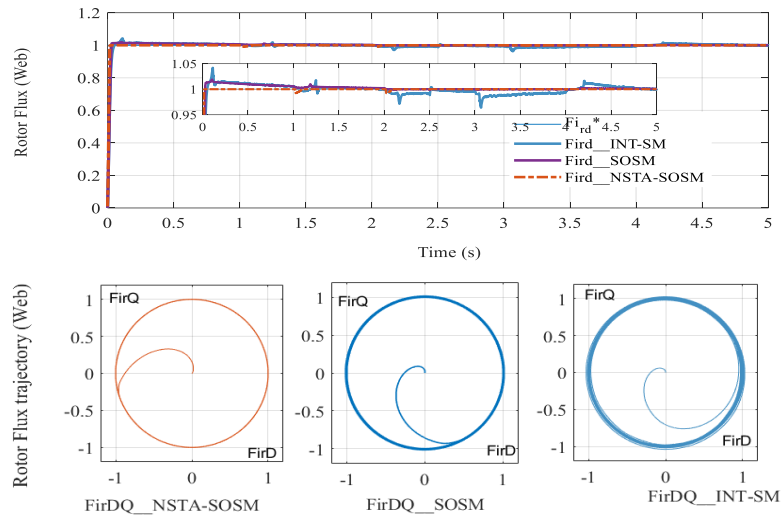
Hình 3: Điều khiển Vector FOC của hệ truyền động SPIM sử dụng cấu trúc điều khiển BS_NSTASOM



a. Đáp ứng tốc độ và Zoom tốc độ trong khoảng thời gian khởi động, đảo chiều, đóng tải.



b. Đáp ứng mô men và Zoom mô men trong khoảng thời gian tốc độ đảo chiều và tăng tốc.



c. Đáp ứng từ thông biểu diễn trên hệ tọa độ dq và DQ

Hình 4: Trường hợp đảo chiều có nhiều tải của bộ điều khiển BS_INTSM và BS_NSTASOSM.

Bảng 1 Các thông số chất lượng điều khiển với tải định mức

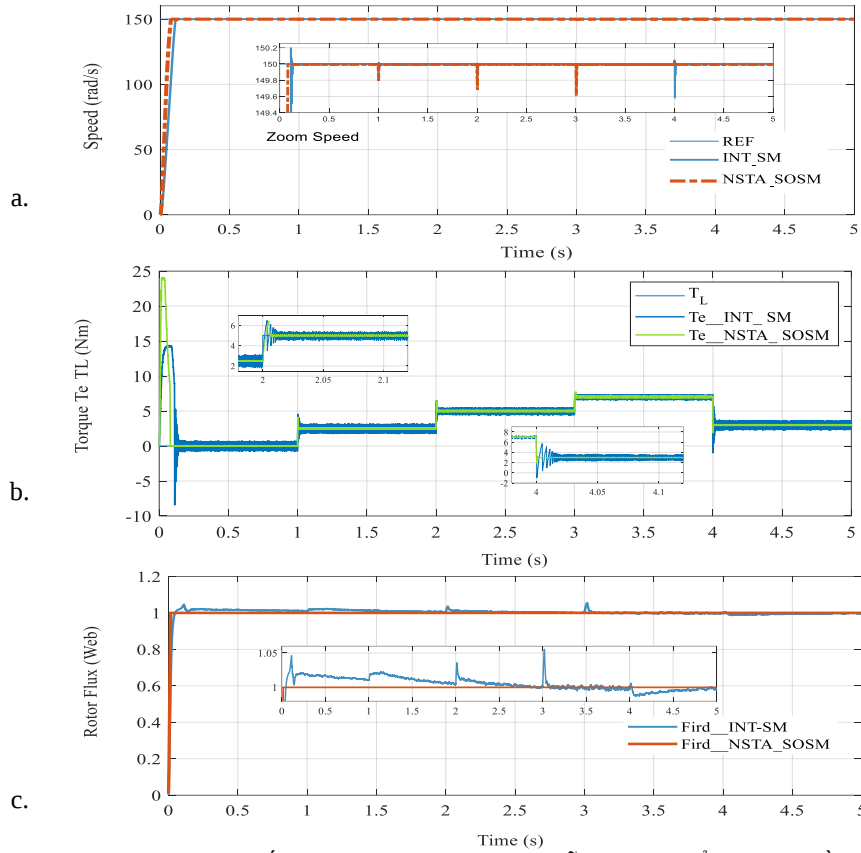
Giải thuật ĐK	BS_INTSM	BS_SOSM	BS_NSTASOSM
Thời gian khởi động (s)	0,078	0.109	0.141
Thời gian đạt giá trị xác lập (khi đóng tải) (s)	0,003	0.0035	0.037
Thời gian đảo chiều (s)	0.12	0.18	0.25
Sai số xác lập (rad/s)	0.12	0.01	0.00001

Quan sát kết quả thu được cho thấy bộ điều khiển BS_NSTA-SOSM có thể cung cấp các đáp ứng động và thời gian ổn định nhanh hơn. Quá trình khởi động của SPIM từ 0 đến 150 rad/s trong trường hợp hệ truyền động sử dụng bộ điều khiển BS_NSTA-SOSM và BS_INTSM, BS_SOSM lần lượt là 0.078s và 0.141s, 1.09s. Tốc độ được đảo chiều trực tiếp từ 150 rad/s sang -150 rad/s. Ngay khi áp đặt đảo chiều tốc độ, mô men lập tức đảo chiều, động cơ bắt đầu giảm tốc để đạt tốc độ 0 và sau đó bắt đầu tăng tốc theo hướng ngược lại và ổn định ở tốc độ -150 rad/s. Tổng thời gian đảo chiều của hệ truyền động SPIM sử dụng bộ điều khiển BS_NSTA-SOSM và BS_INTSM, BS_SOSM lần lượt là 0.12 s và 0.25s, 0.18. Từ kết quả mô phỏng cho thấy chất lượng của điều khiển vector của hệ truyền động SPIM sử dụng BS_NSTA-SOSM rất tốt, tốc độ động cơ bám theo tốc độ tham chiếu, hiệu quả theo dõi tốc độ cao, đáp ứng động nhanh. So sánh với kết quả thu được khi sử dụng bộ điều khiển BS_INTSM, BS_SOM chúng ta có thể thấy rằng chất lượng điều khiển ở chế độ quá độ của hệ truyền động SPIM được cải thiện đáng kể khi sử dụng bộ điều khiển BS_NSTA-SOSM. Khi so sánh với đề xuất bộ điều khiển Fuzzy kết hợp điều khiển FSOSMC trong [22, Hình. 5-6] và bộ điều khiển sử dụng mô hình dự báo MPC trong [15, Hình.7,9] cho thấy rằng cả hai bộ điều khiển FSOSMC và điều khiển dự báo MPC cũng thực hiện đảo chiều ở các dải tốc độ khá tốt. Tuy nhiên, dễ dàng nhận thấy hiện tượng dao động mô men, từ thông trong suốt quá trình khảo sát, đáp ứng, hiện tượng chattering chưa được loại bỏ, so sánh với BS_NSTASOSM cho thấy bộ điều khiển này có khả năng theo dõi tham chiếu, thời gian quá độ tốt hơn. Bộ điều khiển BS_NSTA-SOSM cũng có đáp ứng mô men nhanh và gọn mô men thấp, hiện tượng chattering gần như được loại bỏ.

4.2 Trường hợp 2

Trong trường hợp này, hệ truyền động SPIM khi động cơ làm việc ở tốc độ cao và mô men tải thay đổi liên tục. Khảo sát được dựa theo những thử nghiệm được thực hiện như trong [22, Hình 7-8], trong đó, tốc độ được giữ cố định bằng 150 rad/s trong suốt thời gian khảo sát, mô men tải thay đổi từ giá trị 0 Nm – 7Nm, sự thay đổi này được thực hiện tương ứng là giá trị thời gian $t = [0 \ 1 \ 2 \ 3 \ 4] \text{ s}$ và giá trị mô men $T_L = [0 \ 2.5 \ 5 \ 7 \ 3] \text{ Nm}$. Hình 5 cho thấy rằng BS_NSTA-SOSM bền vững, ổn định trước những biến đổi và sự hiện diện của nhiễu tải. So với BS_INTSM hiện tượng dao động từ thông và mô men giảm đáng kể, hiện tượng

Chattering của BS_NSTA-SOSM gần như được loại bỏ. Tốc độ đáp ứng nhanh hơn và bền vững, gần như không thay đổi trước nhiễu tải, giá trị được điều khiển hội tụ rất nhanh với bám theo sát giá trị tham chiếu trong suốt thời gian khảo sát.

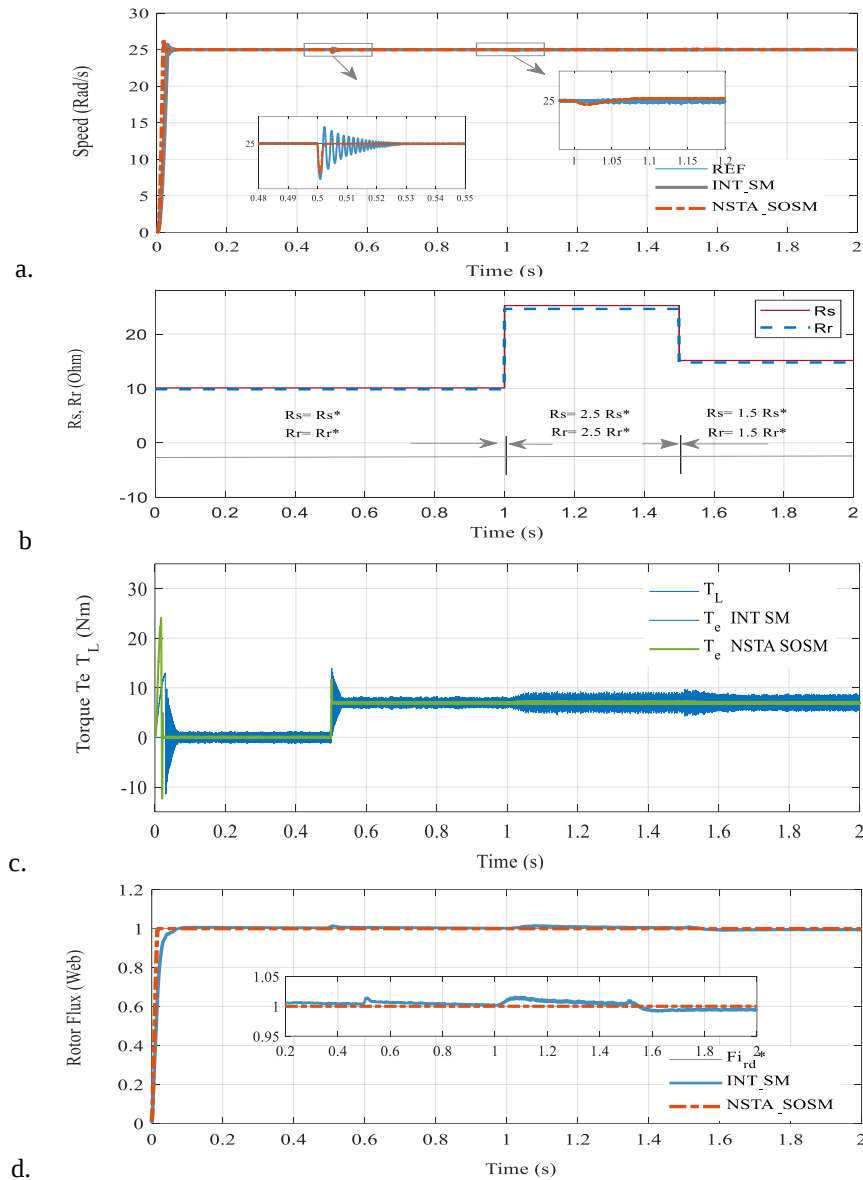


Hình 5: Đáp ứng hệ thống trong trường hợp có nhiễu tải thay đổi của bộ điều khiển BS_INTSM và và BS_NSTASOSM: (a) tốc độ, (b) mô men, (c) từ thông.

Khi so sánh với bộ điều khiển bộ điều khiển FSOSMC đề xuất trong [22, Hình. 7-8] chúng ta thấy bộ điều khiển FSOSMC đã xử lý được nhiễu tải nhưng BS_NSTA-SOSM kiểm soát tốt hơn, thời gian hội tụ tốc độ tham chiếu nhanh hơn, khi đóng tải có sự sụt giảm tốc độ không đáng kể nhưng ngay lập tức hội tụ trở lại và làm việc ổn định, chính xác tại giá trị tốc độ tham chiếu bất chấp tác động từ nhiễu tải, kết quả của bộ điều khiển FSOSMC trong [22] cho thấy tốc độ khi đóng tải đột ngột bị tác động sụt giảm và không bám đuổi chính xác trở lại được tốc độ đặt như được chỉ ra trong [22, Hình. 7- 8], dao động moment và từ thông được ghi nhận. Ngược lại, BS_NSTA-SOSM đã xử lý thành công, các đáp ứng tốc độ, mô men, từ thông không ghi nhận hiện tượng dao động, hiện tượng Chattering cũng gần như được loại bỏ.

4.3 Trường hợp 3

Để kiểm chứng và xác nhận rõ ràng hơn tính bền vững của bộ điều khiển BS_NSTA-SOSM trước nhiễu tải và tác động của thay đổi thông số SPIM, một khảo sát khác cũng được thực hiện trong điều kiện nhiễu tải, thông số máy R_s , R_r sẽ bị biến đổi trong ở phạm vi tốc độ thấp. Thử nghiệm này được tiến hành dựa trên thử nghiệm được đề xuất trong [3, Hình 12-13] với hệ truyền động sử dụng bộ điều khiển trượt bậc hai mờ lai (FSOSMC) kết hợp thuật toán tối ưu hóa bầy đàn (PSO) để tối ưu hóa bộ điều khiển, nhưng thực hiện trong điều kiện làm việc khắc nghiệt hơn. Trong thử nghiệm này, tốc độ được giữ không đổi ở tốc độ thấp 25 rad/s, bước tải bên ngoài thay đổi từ 0 đến 100% tải định mức tại $t=0.5s$, R_s và R_r tăng 150% (thay vì bằng 50% như trong [3]) tại thời điểm $t=1s$ ($R_r^*=2.5R_r$, $R_s^*=2.5R_s$), tại $t=1.5s$ R_s và R_r giảm xuống còn tăng 50% so với giá trị danh định ($R_r^*=1.5R_r$, $R_s^*=1.5R_s$). (R_s , R_r : là điện trở stator và rotor danh định)



Hình 6: Đáp ứng hệ thống khi tham số R_s , R_r thay đổi : (a) tốc độ, (b) R_s , R_r , (c) mô men, (d) từ thông

So sánh các kết quả thu được trong Hình 6 và kết quả chỉ ra ở trong [3, Hình. 12-13] cho thấy các bộ điều khiển đều có khả năng thích nghi khi vận hành ở tốc độ thấp, thay đổi tải lớn và thông số không chắc chắn. Tuy nhiên, hiệu suất và tính bền vững của bộ điều khiển BS_NSTA-SOSM là tốt nhất ở cả trạng thái quá độ và xác lập ổn định cũng như khi đối mặt với nhiễu tải và biến đổi. Trong Hình 6, tốc độ BS_NSTASOSM được giữ không đổi và chính xác bằng tốc độ tham chiếu trong hầu hết thời gian khảo sát, nhiễu và dao động tốc độ, mô men và từ thông phi gần như không tồn tại. Ngược lại, với bộ điều khiển BS_INTSM hiện tượng dao động và chattering xảy ra trong toàn bộ thời gian khảo sát, đặc biệt, chattering tăng cao hơn khi R_s , R_r tăng. Các kết quả trên Hình 6 cũng cho thấy rằng, dù được khảo sát trong điều kiện khảo sát khắc nghiệt hơn nhưng bộ điều khiển BS_NSTA-SOSM cho thấy khả năng đáp ứng tốc độ và mô-men tốt hơn bộ điều khiển tốc độ hiện đại bằng thuật toán PSO cho phản hồi tốt ở dải tốc độ cao như được chỉ ra trong [3, Hình 12-13], tuy nhiên, đáp ứng mô men và tốc độ [3] vẫn tồn tại dao động khá lớn.

Bảng 2. So sánh chiến lược điều khiển BS_INTSM và BS_NSTASOM với 100% tải định mức

$$R_r^* = 2.5R_r, R_s^* = 2.5R_s$$

	BS_INTSM	BS_NSTASOM
Đáp ứng động	Tốt	Xuất sắc

Đổi theo chính xác tham chiếu	Tốt	Xuất sắc
Bền vững trước nhiễu tải	Trung bình	Xuất sắc
Bền vững trước thay đổi R_s, R_r	Trung bình	Xuất sắc
Giảm Chattering	Trung bình	Xuất sắc

5. KẾT LUẬN

Trong bài báo này, cấu trúc điều khiển BS_NSTA_SOSM cho điều khiển vector FOC của hệ truyền động SPIM được đề xuất. Các kết quả mô phỏng được khảo sát trong các điều kiện vận hành ở các dải tốc độ khác nhau có xét đến sự thay đổi của các thông số máy và nhiễu tải bên ngoài cho thấy bộ điều khiển BS_NSTA-SOS hoạt động hiệu quả, một mặt, nó cung cấp các phản hồi đầu ra nhanh, chính xác, mặt khác, tăng cường sự bền vững, ổn định của hệ thống SPIMD và loại bỏ được hiện tượng Chattering. Các khảo sát tương tự cũng được tiến hành cho bộ điều khiển BS_INTSM nhằm thiết lập khung so sánh, phân tích và so sánh cũng được thực hiện với các bộ điều khiển mới được nghiên cứu phát triển gần đây. Những kết quả mô phỏng này đã chứng minh bộ điều khiển đề xuất đã cải thiện đáng kể hiệu suất và sự bền vững của hệ thống truyền động SPIM, cho tốc độ đáp ứng nhanh hơn, sai số xác lập nhỏ hơn, hệ thống làm việc bền vững, ổn định hơn bộ điều khiển BS-INTSM, và các bộ điều khiển được đề xuất trong [3,15,22, 23].

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] E. Levi, Multiphase electric machines for variable-speed applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1893 – 1909, 2008.
- [2] J. W. Finch and D. Giaouris, Controlled AC electrical drives, *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 55, no. 2, pp. 481–491, Feb. 2008.
- [3] B. Kiyour, L.Laggoun, A. Salhi, D. Naimi, G. Boukhalfa, Improvement DTC for Induction Motor Drives Using Modern Speed Controllers Tuning by PSO Algorithm, *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 67, no.3, pp. 249–259, 2023.
- [4] F. Alonge, M. Cirrincione, M. Pucci and A. Sferlazza, Input–Output Feedback Linearization Control With On-Line MRAS-Based Inductor Resistance Estimation of Linear Induction Motors Including the Dynamic End Effects, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 1, pp. 254-266, 2016.
- [5] T. Orlowska-Kowalska, M. Dybkowski and K. Szabat, Adaptive Sliding Mode Neuro Fuzzy Control of the Two-Mass Induction Motor Drive Without Mechanical Sensors, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 2, pp. 553-564, 2010.
- [6] G. Bartolini, E. Punta, T. Zolezzi, Approximability Properties for Second-Order Sliding Mode Control Systems, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 52, no. 10, pp. 1813 – 1825, 2007.
- [7] Y. Tan, J. Chang, H. Tan, Adaptive back-stepping control and friction compensation for AC servo with inertia and load uncertainties, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, pp. 944-952, 2003.
- [8] M.R Jovanovic, B. Bamieh, “Architecture Induced by Distributed Backstepping Design”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol 52, no. 1, pp. 108 – 113, 2007.
- [9] D. Zellouma, Y. Bekakra, H. Benbouhenni, Robust synergetic-sliding mode-based-backstepping control of induction motor with MRAS technique, *Energy Reports*, vol. 10, pp. 3665-3680, 2023.
- [10] D.Traoré, J.De Leon, Sensorless induction motor adaptive observer-backstepping controller: experimental robustness tests on low frequencies benchmark, *IET Control Theory*, vol 48, no. 11, pp. 1989–2002, 2010.
- [11] Masumpoor, S., yaghobi, H., Khanesar, M. A., Adaptive sliding-mode type-2 neuro-fuzzy control of an induction motor, *J. Sci. Expert Systems with Applications*, vol.42, no.19, pp. 6635–6647, 2015.
- [12] X. Fu, S. Li, A Novel Neural Network Vector Control Technique for Induction Motor Drive, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 4, pp. 1428 – 1437, 2015.
- [13] N. Uddin, M. Huang, Z. R.; Siddique Hossain A. B. M., Development and Implementation of a Simplified Self-Tuned Neuro–Fuzzy Based IM Drive, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol 50, no.1, pp.51-59, 2014.
- [14] C. Cecati, “Position control of the induction motor using a passivitybased Controller,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, pp. 1277-1284, 2000.
- [15] V.T.Ha, P.T.Giang, Control for induction motor drives using predictive model stator currents and speeds control, *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, vol. 13, no. 4, pp. 2005-2013, 2022.
- [16] H. YU, K. Zhao, L. Guo, H. WANG, “Maximum Torque Per Ampere Control of PMSM Based on Port-controlled Hamiltonian Theory,” *Proceedings of the CSEE*, vol. 26, no.8, pp. 82-87, 2006.
- [17] Hou-Tsan Lee, Fu Li-Chen, Lian Feng-Li. Sensorless adaptive backstepping speed control of induction motor. In: *Proceedings of the 45th IEEE conference on decision and control, USA*; vol.13, no.15, pp. 1252–57, 2006.

- [18] Mehazzem F, Nemmour AL, Reama A, Benalla H. Nonlinear integral backstepping control for induction motors. In: Proceedings of 2011 international Aegean conference on electrical machines and power electronics and 2011 Electromotion Joint Conference (ACEMP); p. 331–36, 2011.
- [19] A. Zaafouri, C. B. Regaya, H. Ben Azza, A. Châari, “zDSP-based adaptive backstepping using the tracking errors for high-performance sensorless speed control of induction motor drive”, ISA Transactions, vol. 60, pp. 333-347, 2016.
- [20] Q. Su, W. Quan, G. Cai, et al., Improved adaptive backstepping sliding mode control for generator steam valves of non-linear power systems, IET Control Theory & Applications, vol.11, no.9, pp.1414 – 1419, 2017.
- [21] W. Chen, S. Ge, J. Wu, et al., Globally stable adaptive backstepping neural network control for uncertain strict-feedback systems with tracking accuracy known a priori, IEEE Trans Neural Net, vol. 26, no.9, pp. 1842–1854, 2015.
- [22] B. Farid, B. Tarek, B. Sebt. Fuzzy super twisting algorithm dual direct torque control of doubly fed induction machine, International Journal of Electrical and Computer Engineering, vol. 11, no. 5, pp. 3782-3790, 2021.
- [23] Ngoc Thuy 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.
- [24] Ngoc Thuy Pham, Thuan Duc Le, A Sensorless Vector Control Using new BS_PCH Controller structure and SC MRAS Adaptive Speed Observer for Electric Vehicles, WSEAS Transactions on Systems and Control, vol. 15, pp.366-374, 2020.
- [25] N. Derbel, J. Ghommam, Q. Zhu, Applications of Sliding Mode Control, Springer, vol. 79, 2017.
- [26] Ngoc Thuy Pham, “Sensorless speed control of SPIM using BS_PCH novel control structure and NNSM_SC MRAS speed observer”, Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, vol. 39, no.3, pp. 2657-2677, 2020.

A NOVEL ROBUST HYBRID BS_NSTASOSM CONTROL STRUCTURE FOR FOC OF SPIM DRIVES

Ngoc Thuy Pham

Dept. of Electrical Engineering Technology, Industrial University of Ho Chi Minh City

Corresponding: ngocpham1020@gmail.com

Abstract. In this paper, a novel robust hybrid control structure based on the combination between second order sliding mode using super-twisting algorithm (NSTA_SOSM) and backstepping control (BS) for field-oriented control (FOC) of six-phase induction motor (SPIM) drives is proposed. This structure effectively solves the weaknesses of both traditional backstepping control and sliding mode control, develops and enhances the performance of FOC by combining second-order sliding control using super-twisting algorithm to increase convergence speed and the reference tracking ability more quickly and accurately, the new controller works robust and stably even when working in conditions of uncertain parameter systems and load disturbances, the chattering phenomenon is almost eliminated. The obtained results by simulation using the Matlab/Simulink tool verified the performance of this proposed control structure.

Keywords: Backstepping; Sliding mode; Second - order sliding mode; Super twisting algorithm; Six phase induction motor drives; FOC.

Ngày gửi bài: 19/04/2024

Ngày chấp nhận đăng: 17/06/2024