

A NOVEL NONLINEAR HYBRID CONTROL STRATEGY FOR ELECTRIC VEHICLE DRIVE SYSTEMS

Pham Thuy Ngoc*, Le Duc Thuan, Nguyen Phu Diep
Industrial University of Ho Chi Minh City (IUH)

ARTICLE INFO	ABSTRACT
Received: 23/7/2025 Revised: 30/11/2025 Published: 30/11/2025	This paper proposes a novel nonlinear hybrid control strategy for a six-phase induction motor, developed for electric vehicle drivetrain applications. The proposed structure employs a Backstepping controller in the outer loop for speed regulation, while the inner loop (current control) utilizes a Second-Order Sliding Mode technique to enhance stability and tracking capability. The Super-Twisting Algorithm is integrated into both control loops to improve disturbance rejection and generate smoother control signals, mitigating chattering effects. This hybrid structure effectively addresses the nonlinear characteristics of the six-phase induction motor, ensuring fast convergence and high accuracy in speed tracking, optimal torque response. The proposed controller guarantees stable and reliable operation under various driving conditions. The effectiveness of the proposed control structure is validated through simulations in the Matlab/Simulink environment. Simulation results demonstrate that the proposed structure achieves fast dynamic response, highly accurate speed tracking with near-zero steady-state error, stable torque generation, and robust flux regulation under various electric vehicle driving conditions including improved ECE-40, ECE-15, and rapid acceleration/deceleration scenarios. The controller also shows strong robustness against parameter variations through real-time estimation of rotor resistance. The findings confirm that the proposed control strategy significantly improves dynamic stability and ensures reliable operation of six-phase induction motor based electric vehicle drivetrains. This work provides a feasible and effective solution for high-performance electric vehicle applications and offers a solid foundation for future hardware implementation.
KEYWORDS Backstepping control Second order sliding mode Super twisted algorithm Six phase induction motor Field oriented control Electric vehicle	

CHIẾN LƯỢC ĐIỀU KHIỂN LẠI PHI TUYẾN MỚI CHO HỆ TRUYỀN ĐỘNG TRONG XE ĐIỆN

Phạm Thúy Ngọc*, Lê Đức Thuận, Nguyễn Phú Điệp
Đại học Công nghiệp Thành phố Hồ Chí Minh

THÔNG TIN BÀI BÁO	TÓM TẮT
Ngày nhận bài: 23/7/2025 Ngày hoàn thiện: 30/11/2025 Ngày đăng: 30/11/2025	Bài báo này đề xuất một chiến lược điều khiển lại phi tuyến mới cho động cơ không đồng bộ sáu pha, được phát triển ứng dụng cho hệ truyền động xe điện. Cấu trúc đề xuất sử dụng điều khiển Backstepping cho vòng ngoài nhằm điều chỉnh tốc độ, trong khi vòng trong (điều khiển dòng điện) áp dụng kỹ thuật trượt bậc hai nhằm nâng cao tính ổn định và khả năng bám theo. Thuật toán siêu xoắn được tích hợp trong cả hai vòng điều khiển, giúp tăng cường khả năng khử nhiễu và tạo tín hiệu điều khiển mượt hơn, giảm thiểu hiện tượng chattering. Cấu trúc lại này giải quyết hiệu quả tính phi tuyến của động cơ không đồng bộ sáu pha, đồng thời đảm bảo hội tụ nhanh và độ chính xác cao trong việc bám tốc độ tham chiếu, đáp ứng mô-men tối ưu. Bộ điều khiển được đề xuất đảm bảo khả năng vận hành ổn định và đáng tin cậy trong nhiều điều kiện lái xe khác nhau. Tính hiệu quả của cấu trúc điều khiển đề xuất được xác minh thông qua mô phỏng trên Matlab/Simulink. Kết quả mô phỏng cho thấy cấu trúc điều khiển đề xuất đạt được đáp ứng động nhanh, bám tốc độ chính xác với sai số xác lập gần như bằng không, mô-men ổn định và điều khiển từ thông bền vững dưới nhiều điều kiện vận hành xe điện khác nhau, bao gồm các chu trình ECE-40, ECE-15 cải tiến và các kịch bản tăng tốc/giảm tốc đột ngột. Bộ điều khiển cũng thể hiện độ bền vững cao trước sự thay đổi tham số. Các kết quả này khẳng định chiến lược điều khiển được đề xuất cải thiện đáng kể tính ổn định động học và đảm bảo khả năng vận hành tin cậy cho hệ truyền động xe điện sử dụng động cơ không đồng bộ sáu pha. Nghiên cứu này mang đến một giải pháp khả thi và hiệu quả cho các ứng dụng xe điện hiệu suất cao và tạo nền tảng vững chắc cho triển khai phần cứng trong tương lai.
TỪ KHÓA Điều khiển Backstepping Điều khiển trượt bậc hai Giải thuật siêu xoắn Động cơ không đồng bộ sáu pha Điều khiển định hướng trường Xe điện	

DOI: <https://doi.org/10.34238/tnu-jst.13291>

* Corresponding author. Email: Ngocpham1020@gmail.com

1. Giới thiệu

Trong bối cảnh biến đổi khí hậu và suy giảm nguồn năng lượng hóa thạch, phát triển hệ truyền động hiệu suất cao cho xe điện (EV) trở thành giải pháp quan trọng hướng tới năng lượng bền vững. Trong đó, hệ truyền động điện – gồm động cơ, bộ biến đổi công suất và bộ điều khiển – giữ vai trò then chốt [1] – [3]. Đáng chú ý, động cơ không đồng bộ sáu pha (SPIM) nổi bật nhờ khả năng chịu sự cố, mô-men cao, độ gọn thấp và hiệu suất cải thiện nhờ giảm sóng hài dòng rotor [4], [5].

Để điều khiển SPIM hiệu quả, nhiều chiến lược hiện đại như điều khiển theo định hướng trường (FOC), điều khiển trực tiếp mô men (DTC) và điều khiển dự báo (MPC) đã được phát triển [6]–[8], trong đó FOC được ưa chuộng nhờ cấu trúc đơn giản và hiệu suất cao [9], [10]. Tuy nhiên, bộ điều khiển PID truyền thống trong FOC khó đáp ứng yêu cầu khắt khe của EV, thúc đẩy sự xuất hiện của các phương pháp phi tuyến như điều khiển trượt, backstepping, mờ, mạng nơ-ron và điều khiển dự báo [11] – [15].

Dù vậy, khi áp dụng riêng lẻ, các phương pháp này thường đòi hỏi mô hình chính xác và thuật toán phức tạp, hạn chế hiệu quả trong môi trường phi tuyến của EV. Do đó, xu hướng lai ghép nhiều kỹ thuật để tận dụng ưu điểm từng phương pháp ngày càng được quan tâm [16] – [18].

Để khắc phục những hạn chế nêu trên, nghiên cứu này đề xuất một cấu trúc điều khiển lai phi tuyến mới cho hệ truyền động SPIM ứng dụng trong xe điện EV. Trong cấu trúc đề xuất, bộ điều khiển Backstepping (BS) được sử dụng cho vòng điều khiển tốc độ và từ thông, kết hợp với cơ chế cập nhật tham số SPIM để giảm ảnh hưởng của sự thay đổi tham số. Đồng thời, bộ điều khiển dòng điện sử dụng kỹ thuật trượt bậc hai (SOSM) cải tiến, trong đó giải thuật siêu xoắn (STA) được tích hợp vào cả hai vòng điều khiển tốc độ và điều khiển dòng nhằm nâng cao tính ổn định, tốc độ đáp ứng và khả năng chống nhiễu của hệ truyền động. Hiệu quả và độ bền vững của cấu trúc điều khiển đề xuất cho hệ truyền động SPIM ứng dụng trong EV được kiểm chứng thông qua mô phỏng chi tiết trên nền tảng Matlab/Simulink.

Bố cục bài báo gồm: Phần 2 trình bày phương pháp điều khiển đề xuất; Phần 3 phân tích kết quả mô phỏng; Phần 4 là phần kết luận.

2. Phương pháp nghiên cứu

2.1. Mô hình hệ truyền động SPIM

Hình 1 mô tả cấu trúc tổng thể của hệ thống truyền động SPIM bao gồm một bộ biến tần nguồn áp sáu pha (SPVSI) cấp nguồn cho một SPIM. Kỹ thuật phân rã không gian vector được sử dụng để đạt được ba không gian hai chiều độc lập từ không gian sáu chiều với ma trận biến đổi 6×6 [5].

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

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

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

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 rotor và stato. Vì rotor là lồng sóc nên $[V_r]$ bằng 0. Quá trình chuyển đổi cơ điện chỉ thực sự diễn ra trong không gian con DQ:

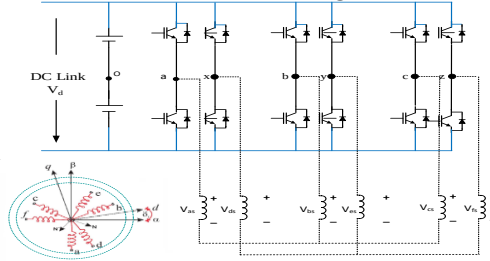
$$\begin{bmatrix} V_{sD} \\ V_{sQ} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_s & 0 & PL_m & 0 \\ 0 & R_s + PL_s & 0 & PL_m \\ PL_m & \omega_r L_m & R_r + PL_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & PL_m & -\omega_r L_r & R_r + PL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sD} \\ I_{sQ} \\ I_{rD} \\ I_{rQ}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

Trong ba không gian con chỉ có không gian D-Q tham gia quá trình chuyển đổi tạo ra mô men điện từ [1], các không gian con còn lại (x-y) và (z₁-z₂) gây ra tổn hao, không tham gia vào quá trình sinh công, nên SPIM có thể được rút gọn và tương tự như động cơ IM trong không gian D-Q. Tuy nhiên, nếu giữ nguyên mô hình trong tọa độ đứng yên sẽ khó khăn trong việc thiết kế bộ điều khiển, để khắc phục vấn đề này, nên SPIM cần được biến đổi sang hệ tọa độ quay đồng (dq).

Phép biến đổi từ hệ tọa độ DQ sang hệ dq được thực hiện thông qua ma trận T₂ có dạng 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 rotor so với stato như trong Hình 1.



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

2.2. Mô hình truyền động trong EV

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

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

Trong đó:

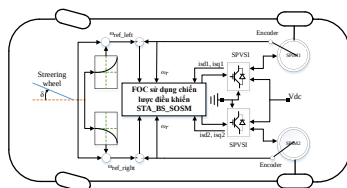
$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}; \delta = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}; a = \frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_r^2}; b = \frac{L_m^2 R_r}{\sigma L_r^2}; c = \frac{1}{\sigma}; \tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

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

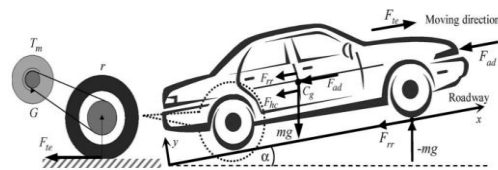
$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} i_{sq} \quad (7)$$

Mặt khác ta cũng có thể biểu diễn mô men theo phương trình động học:

$$T_e = T_L + B\omega_r + J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (8)$$



Hình 2. Sơ đồ truyền động đề xuất trong xe điện



Hình 3. Các lực cơ bản tác dụng lên xe [15]

Các bánh xe được cung cấp mô-men từ SPIM như được biểu diễn trong sơ đồ truyền động đề xuất trong xe điện (Hình 2) vì vậy cần xét đến các yếu tố ảnh hưởng đến mô hình động lực học của EV như điều kiện mặt đường, khả năng tăng tốc, lực cản khí động học, v.v. Trong chiến lược điều khiển đề xuất này có tính đến khí động học của xe. Mô hình này dựa trên các nguyên tắc cơ học xe và khí động học (Các lực cơ bản tác dụng lên xe được biểu diễn trong Hình 3). Tổng lực kéo được xác định:

$$\begin{aligned} F_{te} &= F_{rr} + F_{hc} + F_{ad} + F_{la} + F_{wa} \\ &\approx \mu_{rr}mg + mg \sin f + \frac{1}{2} \rho AC_d v^2 + m \frac{dv}{dt} + F_L \end{aligned} \quad (9)$$

Trong đó, F_{te} : Lực kéo; F_{hc} : Lực leo đồi; F_{rr} : Lực cản lăn trên bánh; F_{la} : Lực gia tốc tuyến tính; F_{wa} : Lực gia tốc góc; m là khối lượng EV; g là gia tốc trọng trường; v là vận tốc của xe; μ_{rr} là hệ số lực cản lăn; A là diện tích mặt trước EV; f là góc leo đồi; C_d là hệ số cản; F_L là nhiễu bên ngoài; r là bán kính lốp của EV; ρ là mật độ không khí; G tỷ số truyền; v_r là tốc độ của bánh xe sử dụng SPIM, T_e mô men yêu cầu của EV.

Trong Hình 3, mô men yêu cầu của EV T_e có thể được biểu thị đơn giản là:

$$T_m = \frac{r F_{te}}{G} \quad (10)$$

Công suất cần thiết để lái xe ở tốc độ v phải bù cho các lực phản kháng:

$$P = v F_{te} = v(\mu_{rr}mg + mg \sin f + \frac{1}{2} \rho AC_d v^2 + m \frac{dv}{dt} + F_L) \quad (11)$$

Khi sử dụng chiến lược điều khiển FOC, Mô men điện từ có thể được diễn giải:

$$T_e = K_t i_{sq} \quad (12)$$

Trong đó, K_t là hệ số mô men; i_{sq} thành phần dòng điện stator i_{sq} trong hệ quy chiếu dq.

Từ mô hình động lực học của xe thể hiện ở (1)–(3), mô men yêu cầu của động cơ một bánh xe có thể được biểu diễn như sau:

$$\frac{T_m}{n} = T_{motor} = K_t i_{sq} \quad (13)$$

Trong đó: n là số lượng động cơ dẫn động của EV.

Phương trình mô men của động cơ như sau:

$$T_e = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + T_{motor} = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + \frac{T_m}{n} \quad (14)$$

Trong đó: B là hệ số nhớt, J là quán tính của động cơ kéo bánh xe.

Mô hình động học tổng thể của hệ thống EV bao gồm phương trình mô-men của SPIM có thể được viết như sau:

$$T_e = \left(J + m \frac{r^2}{nG^2} \right) \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + \frac{r}{nG} \left(\mu_{rr}mg + \frac{1}{2} \rho AC_d v^2 + mg \sin \phi + F_L \right) \quad (15)$$

Rút gọn ta có:

$$T_e = \left(J + m \frac{r^2}{nG^2} \right) \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + T_L \quad (16)$$

Trong đó T_L : Mô men tải (bao gồm ảnh hưởng của lực cản lăn, không khí, nhiễu động bên ngoài)

2.3. Cấu trúc điều khiển STABS_SOSM cho hệ truyền động FOC SPIM

2.3.1. Thiết kế STABS cho vòng điều khiển tốc độ và từ thông ngoài

Trong vòng điều khiển này, chiến lược BS được phát triển dựa trên lý thuyết ổn định Lyapunov, trong đó giải thuật siêu xoắn STA được tích hợp vào BS giúp nâng cao khả năng chống nhiễu và thích nghi tham số. Các sai số được định nghĩa như sau:

$$\begin{aligned}\varepsilon_\omega &= \omega^* - \omega + k_\omega' \int_0^t (\omega^* - \omega) dt \\ \varepsilon_\psi &= \psi_{rd}^* - \psi_{rd} + k_\psi' \int_0^t (\psi_{rd}^* - \psi_{rd}) dt\end{aligned}\quad (17)$$

Vi phân sai số ta có:

$$\begin{aligned}\dot{\varepsilon}_\omega &= \dot{\omega}^* - \frac{3}{2} n_p \frac{\delta \sigma L_s}{J} \psi_{rd} i_{sq} + \frac{T_l}{J} + B\omega + k_\omega' (\omega^* - \omega) \\ \dot{\varepsilon}_\psi &= \dot{\psi}_{rd}^* - \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} + \frac{1}{\tau_r} \psi_{rd} + k_\psi' (\psi_{rd}^* - \psi_{rd})\end{aligned}\quad (18)$$

Hàm Lyapunov được định nghĩa:

$$V_{(\omega, \psi)} = \frac{1}{2} (\varepsilon_\omega^2 + \varepsilon_\psi^2) \quad (19)$$

Vi phân V:

$$\dot{V}_{(\omega, \psi)} = \varepsilon_\omega \dot{\varepsilon}_\omega + \varepsilon_\psi \dot{\varepsilon}_\psi = \varepsilon_\omega \left[\dot{\omega}^* - k_t \psi_{rd} i_{sq} + \frac{T_l}{J} + B\omega + k_\omega' (\omega^* - \omega) \right] + \varepsilon_\psi \left[\dot{\psi}_{rd}^* - \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} + \frac{1}{\tau_r} \psi_{rd} + k_\psi' (\psi_{rd}^* - \psi_{rd}) \right] \quad (20)$$

Trong đó: $k_t = \frac{3}{2} n_p \frac{\delta \sigma L_s}{J}$; k_ω, k_ψ là hệ số dương

Các thành phần điều khiển ảo dòng được chọn sao cho đạo hàm Lyapunov $\dot{V} < 0$ như sau:

$$\begin{aligned}i_{sq}^* &= \frac{1}{k_t \psi_{rd}} \left[k_\omega \varepsilon_\omega + \frac{d\omega^*}{dt} + \frac{T_l}{J} + B\omega + k_\omega' (\omega^* - \omega) + \Pi_{\varepsilon_\omega} \right] \\ i_{sd}^* &= \frac{\tau_r}{L_m} \left[k_\psi \varepsilon_\psi + \frac{d\psi_{rd}^*}{dt} + \frac{1}{\tau_r} \psi_{rd} + k_\psi' (\psi_{rd}^* - \psi_{rd}) + \Pi_{\varepsilon_\psi} \right]\end{aligned}\quad (21)$$

Trong đó: $\Pi_{\varepsilon_\psi}, \Pi_{\varepsilon_\omega}$ là các tín hiệu điều khiển được đưa vào để cải thiện hiệu suất của Backstepping. Với việc sử dụng giải thuật siêu xoắn (Super-Twisting) [19], [20], $\Pi_{\varepsilon_\psi}, \Pi_{\varepsilon_\omega}$ được định nghĩa:

$$\begin{cases} \Pi_{\varepsilon_\omega} = -\lambda_\omega |\varepsilon_\omega|^{0.5} \text{sat}(\varepsilon_\omega) - \xi_\omega \int \text{sat}(\varepsilon_\omega) dt \\ \Pi_{\varepsilon_\psi} = -\lambda_\psi |\varepsilon_\psi|^{0.5} \text{sat}(\varepsilon_\psi) - \xi_\psi \int \text{sat}(\varepsilon_\psi) dt \end{cases} \quad (22)$$

Từ (9) – (12), ta có:

$$\frac{dV_{(\omega, \psi)}}{dt} = -k_\omega \varepsilon_\omega^2 - k_\psi \varepsilon_\psi^2 - \varepsilon_\omega \Pi_{\varepsilon_\omega} - \varepsilon_\psi \Pi_{\varepsilon_\psi} < 0 \quad (23)$$

Mô-men tải T_L được ước lượng như sau:

$$T_L = \frac{1}{1 + \tau_0 p} \left[\left(\frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \hat{\psi}_{rd} i_{sq} \right) - \frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} \right]; \quad (24)$$

2.3.2. Bộ điều khiển STA_SOSM điều khiển dòng

Trong vòng điều khiển dòng, điều khiển trượt bậc hai với giải thuật siêu xoắn (STASOSM) được đề xuất nhằm nâng cao độ chính xác và khả năng chống nhiễu.

Sai số dòng được định nghĩa:

$$\begin{cases} \varepsilon_{isd} = i_{sd}^* - i_{sd} \\ \varepsilon_{isq} = i_{sq}^* - i_{sq} \end{cases} \quad (25)$$

Vi phân 2 vế của phương trình (14) và kết hợp với phương trình (5), ta có:

$$\begin{cases} \frac{d\varepsilon_{isd}}{dt} = \frac{di_{sd}^*}{dt} - \frac{1}{L_s} [-a i_{sd} + L_s \omega_e i_{sq} + b R_r \psi_{rd} + c u_{sd}] \\ \frac{d\varepsilon_{isq}}{dt} = \frac{di_{sq}^*}{dt} - \frac{1}{L_s} [-a i_{sq} + L_s \omega_e i_{sd} + b \omega_e \psi_{rd} + c u_{sq}] \end{cases} \quad (26)$$

Mặt trượt phi tuyến bậc 2 SOSM [19], [20] cải tiến được xác định như sau:

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d\varepsilon_{isd}}{dt} + \lambda_1 |\varepsilon_{isd}|^{1/2} \text{sat}(\varepsilon_{isd}) \\ \frac{d\varepsilon_{isq}}{dt} + \lambda_2 |\varepsilon_{isq}|^{1/2} \text{sat}(\varepsilon_{isq}) \end{bmatrix} \quad (27)$$

Hàm Lyapunov được chọn:
$$V = \frac{1}{2}(\varepsilon_{isd}^2 + \varepsilon_{isq}^2) \quad (28)$$

Vì phân 2 về phương trình (17):
$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon_{isd} \frac{d\varepsilon_{isd}}{dt} + \varepsilon_{isq} \frac{d\varepsilon_{isq}}{dt} \quad (29)$$

Để $V' < 0$, hàm điều khiển được chọn
$$\begin{cases} \frac{d\varepsilon_{isd}}{dt} = -k_{sd}v_{isd}(t) \\ \frac{d\varepsilon_{isq}}{dt} = -k_{sq}v_{isq}(t) \end{cases} \quad (30)$$

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

$$\begin{bmatrix} v_{isd}(t) \\ v_{isq}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 |s_1|^{1/2} \text{sat}(s_1) + k_2 \int_0^t \text{sat}(s_1) \\ k_3 |s_2|^{1/2} \text{sat}(s_2) + k_4 \int_0^t \text{sat}(s_2) \end{bmatrix} \quad (31)$$

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 (26), (30) và (31), ta xác định được các vector điều khiển ảo:

$$\begin{cases} u_{sd} = \frac{L_s}{c} \left[\frac{di_{sd}^*}{dt} + k_{sd}v_{isd}(t) \right] + \frac{1}{c} [ai_{sd} - L_s \omega_e i_{sq} - bR_r \psi_{rd}] \\ u_{sq} = \frac{L_s}{c} \left[\frac{di_{sq}^*}{dt} + k_{sq}v_{isq}(t) \right] + \frac{1}{c} [ai_{sq} - L_s \omega_e i_{sd} - b\omega_e \psi_{rd}] \end{cases} \quad (32)$$

2.3.3. Ước lượng điện trở stator và điện trở rotor:

Từ các thành phần dòng stato $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ đo được, ta ước lượng điện trở stator như sau:

$$\frac{d\hat{R}_s}{dt} = -\mu \left[(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) \hat{i}_{s\alpha} + (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \hat{i}_{s\beta} \right] \quad (33)$$

Trong đó: μ là hệ số ước lượng. Điện trở rotor R_r được ước lượng dựa trên sự thay đổi tỉ lệ tương ứng với điện trở stato R_s (Trong đó, K_r là tỉ số giá trị định mức của điện trở stato và rotor).

$$\hat{R}_r = K_r \hat{R}_s \quad (34)$$

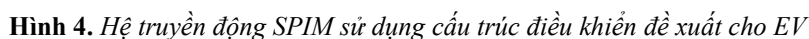
3. Mô phỏng và thảo luận

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 lai phi tuyến đề xuất. Hình 4 minh họa mô hình hệ truyền động SPIM ứng dụng trong EV với kiến trúc điều khiển đề xuất STA_BS_SOSM. Các kịch bản thử nghiệm bao gồm chu trình đô thị ECE-40, chu trình ECE-15 cải tiến, cùng một chu trình tham chiếu tốc độ dạng bậc thang được xây dựng dựa theo các chu trình cơ bản được khảo sát trong [2], [15], [18].

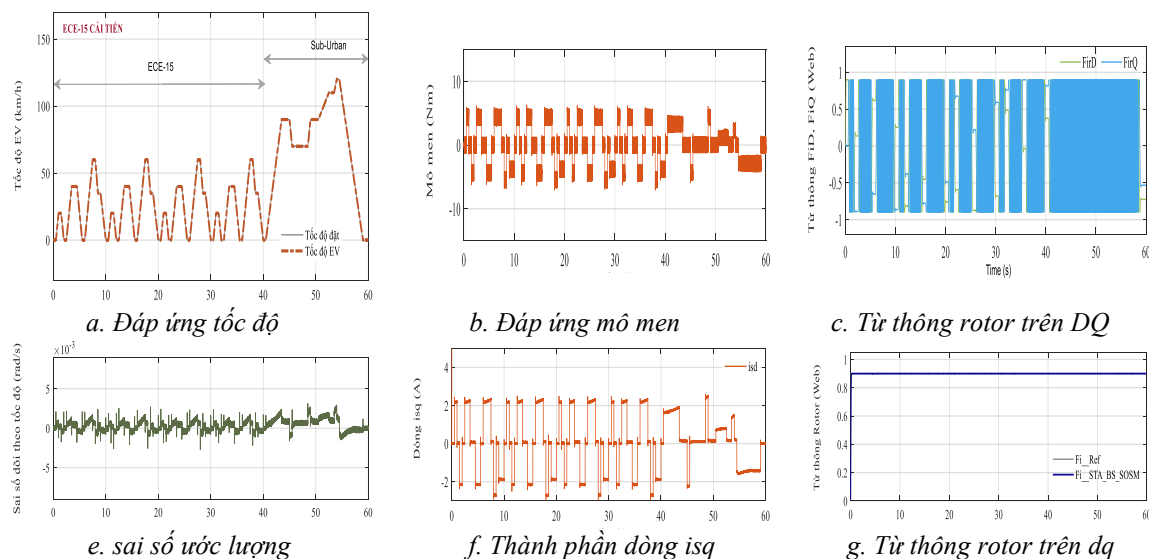
Thông số của động cơ: 10 kW, điện áp 220 V, tần số 50 Hz, 6 cực, 970 rpm, Điện trở: $R_s = 1,63\Omega$, $R_r = 1,08\Omega$, Điện kháng: $L_s = 0,2792$ H, $L_r = 0,2602$ H, $L_m = 0,2602$ H, $J = 0,109$ kg.m².

+ **Chu trình khảo sát thử nghiệm thứ nhất** sử dụng chu trình ECE-40 được cải tiến mô phỏng dựa theo tài liệu [18]. Đây là một chu trình lái xe tiêu chuẩn châu Âu, trong đó các dữ liệu biểu diễn tốc độ tham chiếu của xe theo thời gian. Chu trình này đặc trưng bởi vận tốc xe tương đối thấp (tối đa 55 km/h), phù hợp để thử nghiệm hiệu suất của xe điện hoạt động trong môi trường đô thị.

+ **Chu trình khảo sát thử nghiệm thứ hai** sử dụng một chu trình ECE_15 dựa theo mô tả trong [15], với thời gian khảo sát kéo dài 5 chu kỳ thử nghiệm liên tiếp, 4 chu trình đầu tương đương với khảo sát trong nội đô, chu trình thứ 5 dành cho cao tốc (khu vực ngoại thành). Hình 6 minh họa các đáp ứng tốc độ, sai số tốc độ, dòng, mô-men và từ thông rotor.



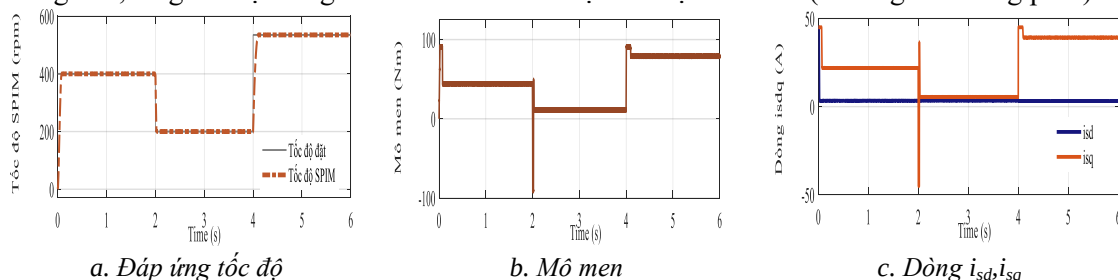
Từ kết quả thu được trong Hình 5 và Hình 6 cho chúng ta thấy rằng cấu trúc điều khiển đề xuất hoạt động ổn định theo yêu cầu tăng, giảm tốc và dừng thường xuyên phức tạp trong 2 chu trình khảo sát. Tốc độ của EV bám theo chính xác tốc độ yêu cầu, sai số xấp xỉ bằng 0 trong các trạng thái xác lập và quá độ, thậm chí ngay cả ở tốc độ thấp và bằng không. Mô men đáp ứng nhanh, từ thông được giữ ổn định trong toàn bộ quá trình khảo sát. Các vector điều khiển thu được dựa theo Lyapunop nên hệ làm việc ổn định, bền vững.



Hình 6. Hiệu suất cấu trúc điều khiển đề xuất trong chu trình ECE-15 cải tiến

+ **Chu trình thử nghiệm thứ 3:** Chu trình này được thực hiện theo mô hình thử nghiệm trong [2].

Chu trình vận hành này bao gồm: giai đoạn tăng tốc từ 0 đến 60 km/h (tương đương khoảng 400 vòng/phút); giai đoạn giảm tốc từ 60 km/h xuống 30 km/h (khoảng 200 vòng/phút) khi xe xuống dốc; và giai đoạn tăng tốc khi lên dốc với vận tốc đạt 80 km/h (khoảng 535 vòng/phút).



Hình 7. Hiệu suất cấu trúc điều khiển đề xuất khi tốc độ thay đổi đột ngột

Hình 7 minh họa đáp ứng tốc độ, dòng và mô-men. Kết quả thu được cho thấy bộ điều khiển tốc độ đề xuất hoạt động hiệu quả, với đáp ứng nhanh và chất lượng điều khiển cao trong cả giai đoạn quá độ và chế độ xác lập. Điều này đáp ứng tốt các yêu cầu của hệ thống truyền động trong ứng dụng EV. Ở cả ba kịch bản khảo sát, hệ thống cho thấy khả năng bám theo tốc độ tham chiếu rất tốt, sai số trong chế độ xác lập gần như bằng không. Cấu trúc điều khiển STA BS SOSM thể hiện khả năng đáp ứng động xuất sắc trong các pha tăng và giảm tốc, giúp hệ thống điều khiển xe điện phản ứng nhanh, chính xác.

+ **Thảo luận về khả năng thích nghi với sự thay đổi tham số:**

Từ phương trình (5) và (32) chúng ta thấy rằng, R_r có ảnh hưởng tới quá trình tính toán vector điều khiển ảo u_{sd} , u_{sq} . Việc cập nhật liên tục R_r trong suốt quá trình xe vận hành sẽ giúp tín hiệu điều khiển duy trì độ chính xác và thích nghi với sự biến thiên tham số của động cơ trong các điều kiện làm việc khác nhau.

+ **Thảo luận về khả năng triển khai thực tế:** Bộ điều khiển đề xuất STA-BS SOSM có độ phức tạp cao hơn so với các bộ điều khiển PID truyền thống, do đó yêu cầu cấu hình phần cứng mạnh hơn. Nhóm tác giả đã phân tích và ước lượng rằng cấu trúc này có thể được triển khai trên DSP TMS320F28335 hoặc FPGA với tốc độ lấy mẫu 10–20 kHz. Trong tương lai, nhóm sẽ thực hiện kiểm chứng HIL và thử nghiệm trên phần cứng thực để đánh giá khả năng đáp ứng trong điều kiện thực tế của xe điện.

4. Kết luận

Trong bài báo này, chúng tôi phát triển một cấu trúc FOC mới cho hệ truyền động SPIM trong ứng dụng xe điện (EV), với bộ điều khiển STA_BS_SOSM lai phi tuyến. Cấu trúc đề xuất được thiết kế nhằm bám sát tốc độ tham chiếu chính xác, tạo đáp ứng mô-men nhanh, đồng thời duy trì độ ổn định cao trong suốt quá trình vận hành. Giải pháp này giúp hệ thống EV đáp ứng các yêu cầu kỹ thuật quan trọng như dải điều chỉnh tốc độ rộng, khả năng khởi động nhanh, và hoạt động ổn định ngay cả ở tốc độ thấp và mô-men tải lớn.

Các kết quả mô phỏng cho thấy phương pháp điều khiển dựa trên cấu trúc STABS_SOSM không chỉ mang lại hiệu suất điều khiển vượt trội mà còn đảm bảo tính phù hợp với các tiêu chuẩn kỹ thuật và điều kiện vận hành thực tế của EV. Điều này khẳng định tính khả thi và hiệu quả cao của chiến lược điều khiển đề xuất khi triển khai trong môi trường thực tiễn.

TÀI LIỆU THAM KHẢO/ REFERENCES

- [1] M. K. B. Boumegouas and K. Kouzi, "A new synergetic scheme control of electric vehicle propelled by six-phase permanent magnet synchronous motor," *Adv. Electr. Electron. Eng.*, vol. 20, no. 1, pp. 65-76, 2022.
- [2] D.-H. Park *et al.*, "Magnetizing Inductance Estimation Method of Induction Motor for EV Traction Considering Magnetic Saturation Changes According to Current and Slip Frequency," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 60, no. 9, pp.1-5, 2024.
- [3] B. Gasbaoui, A. Nasri, and O. Abdelkhalek, "An Efficiency PI Speed Controller for Future Electric Vehicle in Several Topology," *Procedia Technol.*, vol. 22, pp. 501-508, 2016.
- [4] M. I. Abdelwanis, "Optimizing the performance of six-phase induction motor-powered electric vehicles with fuzzy-PID and DTC," *Neural Comput. Appl.*, vol. 37, no. 16, pp. 9721- 9734, 2025.
- [5] 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, 2025.
- [6] E. Levi, M. Jones, and D. Dujic, *Electr. Multiphase Motor Drives: Model Control*, CRC Press, 2020.
- [7] H. Aygun and M. Aktas, "A Novel DTC Method with Efficiency Improvement of IM for EV Applications," *Eng. Technol. Appl. Sci. Res.*, vol. 8, no. 5, pp. 3456-3462, 2018.
- [8] B. Nemouchi *et al.*, "Fractional-based iterative learning-optimal model predictive control of speed induction motor regulation for electric vehicles application," *Electr. Eng. Electromech.*, vol. 5, pp. 14-19, 2024.
- [9] N. T. Pham, "Speed Tracking of Field Oriented Control SPIM Drive using (BS_SOSM) Nonlinear Control Structure," *WSEAS Trans. Syst. Control*, vol. 14, pp. 291-299, 2019.
- [10] D. Zellouma, "Performance Improvement of Rotor Flux and Electromagnetic Torque Control in Induction Motors using the Backstepping Super-Twisting Algorithm," *J. Electr. Eng. Electron. Control Comput. Sci.*, vol. 9, no. 3, pp. 19-30, 2023.
- [11] A. Chantoufi *et al.*, "Direct Torque Control-Based Backstepping Speed Controller of Doubly Fed Induction Motors in Electric Vehicles; Experimental Validation," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 139758-139772, 2024.
- [12] C. P. Gor, V. A. Shah, and B. Rangachar, "Fuzzy logic based dynamic performance enhancement of five phase induction motor under arbitrary open phase fault for electric vehicle," *Int. J. Emerg. Electr. Power Syst.*, vol. 22, no. 4, pp. 473-492, 2021.
- [13] A. Mousaei, N. Rostami, and M. B. B. Sharifian, "Design a robust and optimal fuzzy logic controller to stabilize the speed of an electric vehicle in the presence of uncertainties and external disturbances," *Trans. Inst. Meas. Control*, vol. 46, no. 3, pp. 482-493, 2024.
- [14] R. Suganthi and K. R. Karpagam, "Dynamic performance improvement of PMSM drive using fuzzy-based adaptive control strategy for EV applications," *J. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 510-521, 2023.
- [15] A. Haddoun *et al.*, "Modeling, Analysis, and Neural Network Control of an EV Electrical Differential," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, pp. 2286-2294, 2008.
- [16] N. T. Pham and P. D. Nguyen, "A Novel Hybrid Backstepping and Fuzzy Control for Three Phase Induction Motor Drivers," *Int. J. Robot. Control Syst.*, vol. 5, no. 1, pp. 599-610, 2025.
- [17] C. Qiao, W. Sun, and Q. Zhang, "A Hamiltonian-based Method for PMSM in Electric Vehicle Considering Iron Loss and Saturation," *Int. J. Control Autom. Syst.*, vol. 22, no. 8, pp. 2385-2393, 2024.
- [18] F.-J. Lin *et al.*, "Digital signal processor-based probabilistic fuzzy neural network control of in-wheel motor drive for light electric vehicle," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 6, pp. 47-61, 2012.
- [19] J. Derbel, Q. Ghommam, and Q. Zhu, *Appl. Sliding Mode Control*, Springer, 2017.
- [20] Y. Shtessel, C. Edwards, L. Fridman, and A. Levant, *Sliding Mode Control and Observation*, Springer, 2010.