

NÂNG CẤP HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN CHO ROBOT DI ĐỘNG 4WS BẰNG CÁCH KẾT HỢP STANLEY - ISMC - UKF

UPGRADING THE CONTROL SYSTEM FOR A 4WS MOBILE ROBOT
USING THE COMBINATION OF STANLEY - ISMC - UKF

Vũ Xuân Vương^{1,*}

DOI: <https://doi.org/10.57001/hu1h5804.2026.151>

TÓM TẮT

Bài báo này trình bày một phương pháp điều khiển chế độ trượt tích phân (Integral Sliding Mode Control - ISMC) được tăng cường bởi bộ lọc Kalman không mùi (Unscented Kalman Filter - UKF) cho bài toán điều khiển cơ cấu chấp hành lái trong một hệ thống bám quỹ đạo phân cấp. Mặc dù ISMC có khả năng xử lý hiệu quả các nhiễu tương thích và loại bỏ hoàn toàn pha tiếp cận, việc triển khai trực tiếp bộ điều khiển này với các tín hiệu đo bị nhiễu có thể dẫn đến nỗ lực điều khiển quá lớn. Để khắc phục vấn đề trên, UKF được tích hợp tại mức cơ cấu chấp hành nhằm cung cấp các ước lượng chính xác hơn về trạng thái và nhiễu tác động cho ISMC mà không cần thay đổi cấu trúc điều khiển vốn có. Phương pháp đề xuất được đánh giá trong một hệ thống điều khiển bám quỹ đạo sử dụng thuật toán Stanley ở vòng ngoài, trong đó trọng tâm phân tích được đặt vào động lực học vòng trong của hệ thống lái. Kết quả mô phỏng cho thấy khung điều khiển ISMC-UKF làm giảm đáng kể biên độ biến trượt và năng lượng điều khiển tiêu thụ, đồng thời vẫn duy trì hiệu năng bám quỹ đạo tương đương. Nghiên cứu so sánh với bộ điều khiển chế độ trượt đầu cuối (Terminal Sliding Mode - TSM) kết hợp UKF cho thấy phương pháp đề xuất mang lại hiệu quả năng lượng cao hơn và độ ổn định số tốt hơn, phù hợp cho các ứng dụng điều khiển lái trong thực tế.

Từ khóa: Robot di động; bốn bánh dẫn hướng (4WS); điều khiển chế độ trượt (SMC); điều khiển chế độ trượt tích phân (ISMC); UKF; thuật toán Stanley.

ABSTRACT

This paper presents an integral sliding mode control (ISMC) scheme enhanced by an unscented Kalman filter (UKF) for steering actuator control in a hierarchical trajectory tracking system. Although ISMC effectively handles matched disturbances and eliminates the reaching phase, its direct implementation with noisy measurements may result in excessive control effort. To mitigate this issue, a UKF is incorporated at the actuator level to provide refined state and disturbance estimates for the ISMC, without modifying its control structure. The proposed approach is evaluated within a Stanley-based outer-loop controller, with emphasis on inner-loop steering dynamics. Simulation results show that the ISMC-UKF framework significantly reduces the sliding variable magnitude and control energy while maintaining comparable tracking performance. A comparative study with a terminal sliding mode controller (TSM) combined with UKF further demonstrates that the proposed method offers a more energy-efficient and numerically robust solution for practical steering control applications.

Keywords: Mobile robot; four-wheel-steering (4ws); sliding mode control (SMC), integral sliding mode control (ISMC); UKF, Stanley algorithm.

¹Viện Tự động hóa, Viện Khoa học - Công nghệ Quân sự

*Email: vuxuanvuong@gmail.com

Ngày nhận bài: 15/3/2026

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 10/5/2026

Ngày chấp nhận đăng: 29/6/2026

1. GIỚI THIỆU

Điều khiển bám quỹ đạo cho robot di động hoặc phương tiện tự hành thường được thiết kế theo kiến trúc phân cấp gồm hai vòng điều khiển: vòng ngoài đảm

nhiệm điều khiển hình học (Stanley, Pure Pursuit, MPC,...) và vòng trong thực hiện điều khiển động lực học/cơ cấu chấp hành. Trong thực tế, các cơ cấu chấp hành luôn chịu tác động của nhiễu ghép, các cảm biến bị ảnh hưởng bởi

nhiều đo và sai lệch, đồng thời mô hình hệ thống không bao giờ hoàn toàn chính xác.

Để giải quyết bài toán chống nhiễu, nhiều nghiên cứu đã lựa chọn điều khiển chế độ trượt (SMC) [1-9] nhờ tính bền vững cao đối với nhiễu và khả năng áp dụng tốt trong vòng điều khiển động lực, đặc biệt là điều khiển động cơ lái - nơi tải trọng thường tương đối nhỏ. Amer và cộng sự đã sử dụng các thuật toán Stanley và Pure Pursuit để tính toán góc lái tham chiếu từ sai lệch ngang trong vòng ngoài [1], trong khi vòng trong sử dụng SMC để điều khiển góc lái thực bám theo giá trị tham chiếu. Trong nghiên cứu của K. Zhang và cộng sự [2], vòng ngoài là bộ điều khiển động học dựa trên sai lệch vị trí, còn vòng trong là bộ điều khiển động lực sử dụng SMC để sinh mô-men cho bốn bánh lái độc lập. Nghiên cứu của S. Dixit [3] áp dụng chiến lược Pure Pursuit ở tầng trên để xác định bán kính quay và góc lái yêu cầu, trong khi tầng dưới sử dụng SMC nhằm đảm bảo robot 4WS thực hiện chính xác các lệnh này dưới tác động của nhiễu. Với cấu trúc hai vòng điều khiển, yêu cầu hội tụ nhanh của vòng điều khiển động học lái là rất quan trọng. Do đó, các nghiên cứu [4, 5] đã phát triển các bộ điều khiển chế độ trượt hữu hạn (TSM) nhằm đảm bảo tốc độ hội tụ nhanh và hữu hạn. Công trình [6] tích hợp bộ quan sát nhiễu để giảm hiện tượng rung (chattering) của SMC. Ngoài ra, nhằm khắc phục hạn chế của các phương pháp hình học khi phương tiện bị trượt ngang, nghiên cứu [7] đã đề xuất sử dụng bộ quan sát trạng thái mở rộng (ESO) để ước lượng và bù góc trượt, qua đó cải thiện đáng kể độ chính xác bám quỹ đạo.

Để giảm hiện tượng rung của SMC truyền thống và loại bỏ sai lệch tĩnh trong bài toán bám góc lái, các nghiên cứu gần đây về xe 4WS [8, 9] đã đề xuất sử dụng cấu trúc điều khiển chế độ trượt tích phân (ISMC). Kết quả thực nghiệm cho thấy ISMC cho phép hệ thống lái đạt độ chính xác cao hơn rõ rệt so với LQR hoặc SMC thông thường, đặc biệt khi tồn tại ma sát và nhiễu ngoại sinh.

Mặc dù các nghiên cứu [6-9] đã cải thiện đáng kể chất lượng bám quỹ đạo và độ bền vững của hệ thống trước các nhiễu phức tạp từ tương tác lớp-mặt đường, tuy nhiên rất ít công trình xem bộ quan sát như một công cụ nhằm giảm chi phí điều khiển. Thực tế là chưa có công trình nào phân tích định lượng mối quan hệ giữa chất lượng ước lượng trạng thái của bộ lọc và năng lượng điều khiển tiêu thụ, đặc biệt là thành phần năng lượng chuyển mạch vốn chiếm tỷ trọng lớn trong tổng năng lượng điều khiển. Trong khi đó, đối với robot di động, bài toán tiết kiệm năng lượng là một mục tiêu quan trọng không kém chất lượng bám quỹ đạo, nhất là trong các ứng dụng yêu

cầu hoạt động trên diện rộng và thời gian dài. Đây chính là khoảng trống nghiên cứu mà bài báo này đề xuất giải quyết.

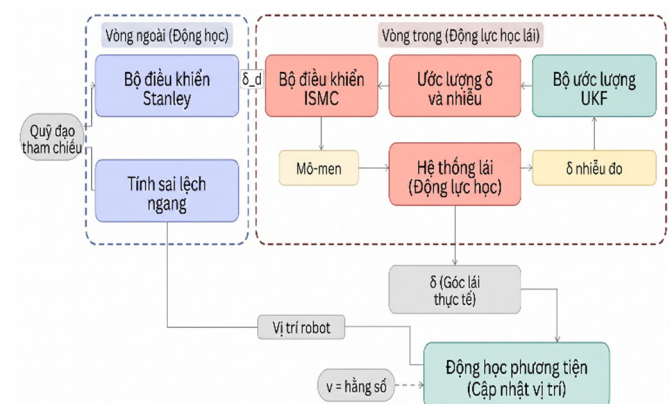
Xuất phát từ những vấn đề trên, bài báo đề xuất kiến trúc ISMC-UKF cho vòng trong điều khiển động cơ lái, trong khi vòng ngoài sử dụng bộ điều khiển Stanley dựa trên sai lệch ngang. Nghiên cứu tập trung làm rõ vai trò của UKF khi kết hợp với ISMC và thuật toán Stanley, đặc biệt là ưu điểm về mức năng lượng điều khiển cần tiêu thụ. Kết quả mô phỏng bước đầu cho thấy tiềm năng của sự kết hợp này đối với robot 4WS nói riêng và robot di động sử dụng bánh xe nói chung và có tiềm năng ứng dụng cao khi được kiểm chứng thêm trong điều kiện vận hành thực tế.

Bài báo được chia thành bốn phần. Sau phần giới thiệu, Phần 2 trình bày nguyên lý, cấu trúc và phương pháp xây dựng hệ thống Stanley-ISMC-UKF hoàn chỉnh, cũng như phân tích năng lượng tiêu thụ. Phần 3 trình bày các kịch bản mô phỏng và kết quả, bao gồm so sánh trực tiếp với các cấu trúc khác như Stanley-ISMC và Stanley-TSM-UKF. Phần 4 là kết luận, tiếp theo là tài liệu tham khảo.

2. PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

2.1. Kiến trúc điều khiển tổng thể

Hệ thống điều khiển được xây dựng theo cấu trúc hai vòng. Vòng ngoài là bộ điều khiển hình học sử dụng thuật toán Stanley, có nhiệm vụ sinh ra góc lái mong muốn. Vòng trong là bộ điều khiển động học lái, sử dụng điều khiển chế độ trượt tích phân (ISMC) kết hợp với bộ lọc Kalman không mùi (UKF) đóng vai trò là bộ quan sát trạng thái, nhằm tái cấu trúc chính xác góc lái, vận tốc góc lái cũng như nhiễu ngoại sinh, từ đó nâng cao độ bền vững của bộ điều khiển ISMC. Hình 1 minh họa rõ ràng cấu trúc điều khiển hai vòng của hệ thống.



Hình 1. Kiến trúc điều khiển tổng thể

Nội dung nghiên cứu của bài báo không tập trung vào việc tối ưu hóa vòng ngoài với bộ điều khiển Stanley, mà

chủ yếu tập trung vào vòng trong, trong đó sự khác biệt không chỉ thể hiện ở hiệu năng bám mà còn ở sự cải thiện về mức tiêu thụ năng lượng.

2.2. Mô hình động lực học cơ cấu lái

Đối với hệ thống lái trợ lực điện (EPS) hoặc hệ thống lái servo, mô hình tiêu chuẩn (phù hợp với góc lái nhỏ, tốc độ vừa phải được sử dụng trong [8, 9]) được mô tả như sau:

$$J\ddot{\delta} + B\dot{\delta} + K\delta = \tau_u + \tau_d \quad (1)$$

trong đó: δ : góc lái; J : mô-men quán tính; B : hệ số ma sát nhớt; K : độ cứng hồi vị (do góc caster và mô-men tự lựa); τ_u : mô-men điều khiển; τ_d : mô-men nhiễu.

Phương trình (1) có thể được chuẩn hóa về dạng:

$$\ddot{\delta} = -a\delta - b\dot{\delta} + u + d \quad (2)$$

và được biểu diễn dưới dạng không gian trạng thái:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -ax_1 - bx_2 + u + d \end{cases} \quad (3)$$

trong đó $x_1 = \delta$; $x_2 = \dot{\delta}$ và nhiễu ngoại sinh d .

2.3. Điều khiển chế độ trượt tích phân (ISMC)

Trong ISMC, một biến trượt mở rộng được xây dựng, thường bao gồm một biến trượt truyền thống s_0 và một thành phần tích phân z .

$$\sigma = s_0 + z \quad (4)$$

trong đó:

$$s_0 = \lambda e_1 + e_2 = \lambda(x_1 - x_d) + (x_2 - \dot{x}_d) \quad (5)$$

Thành phần tích phân z đảm bảo rằng $\sigma = 0$ ngay từ thời điểm ban đầu và không bị lệch khỏi mặt trượt. Tuy nhiên, để tính toán z , cần sử dụng một tín hiệu điều khiển danh định nhằm đảm bảo hệ thống vận hành trong điều kiện lý tưởng (không có nhiễu). Tín hiệu điều khiển danh định thường được lựa chọn dưới dạng tổng của thành phần điều khiển tiên đoán và phản hồi, được biểu diễn như sau:

$$u_0 = u_{ff} + u_{fb} = (\ddot{x}_d - ax_d - b\dot{x}_d) - (k_p e_1 + k_d e_2) \quad (6)$$

Trong thực tế, các giá trị sai số được tính từ tín hiệu đo: $e_1 = x_{1meas} - x_d$; $e_2 = x_{2meas} - \dot{x}_d$ có thể lớn hơn đáng kể so với sai số thực do ảnh hưởng của nhiễu và sai lệch cảm biến. Điều này khiến tín hiệu điều khiển danh định u_0 không còn đảm bảo độ chính xác mong muốn trong các ứng dụng thực tế.

Để đảm bảo $\sigma = 0$ ngay từ thời điểm ban đầu, điều kiện sau phải được thỏa mãn:

$$z(t=0) = s_0(t=0) \quad (7)$$

Để duy trì $\sigma = 0$ tại mọi thời điểm, cần thỏa mãn $\dot{\sigma} = 0$. Lấy đạo hàm theo thời gian thu được:

$$\dot{z} = -\dot{s}_0 = \lambda x_2 - \lambda \dot{x}_d - \ddot{x}_d - ax_1 - bx_2 + u_0 \quad (8)$$

Thành phần điều khiển chuyển mạch nhằm duy trì hệ thống trên mặt trượt khi có nhiễu d được xác định như sau:

$$u_{sw} = -\eta \text{sign}(\sigma) \quad (9)$$

2.4. Bộ lọc Kalman không mùi cho cơ cấu lái

Mô hình UKF được xây dựng với véc-tơ trạng thái mở rộng như sau:

$$x = [\delta, \dot{\delta}, d]^T \quad (10)$$

Giả thiết rằng nhiễu d biến thiên chậm, tức là $\dot{d} = 0$. Khi đó, mô hình hệ thống được mô tả như sau:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -ax_1 - bx_2 + u + x_3 \\ \dot{x}_3 = 0 \end{cases} \quad (11)$$

hay viết gọn:

$$\dot{x} = f(x, u) + w \quad (12)$$

trong đó, w là nhiễu quá trình.

Với chu kỳ lấy mẫu T_s , sử dụng phương pháp Euler để rời rạc hóa:

$$x_{k+1} = \begin{bmatrix} x_{1,k} + T_s x_{2,k} \\ x_{2,k} + T_s (-ax_{1,k} - bx_{2,k} + u_k + x_{3,k}) \\ x_{3,k} \end{bmatrix} + w_k \quad (13)$$

trong đó $w_k \sim \mathcal{N}(0, Q)$.

Giả sử góc lái và vận tốc góc lái được đo trực tiếp với nhiễu và sai lệch:

$$y_k = \begin{bmatrix} \delta_{meas} \\ \dot{\delta}_{meas} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{1,k} \\ x_{2,k} \end{bmatrix} + v_k \quad (14)$$

với $v_k \sim \mathcal{N}(0, R)$.

Giả sử tại thời điểm lấy mẫu k , ta có ước lượng trạng thái và hiệp phương sai tương ứng là: $\hat{x}_k, P_k$. Khi đó, thuật toán UKF có thể được tóm tắt theo các bước sau:

Bước 1: Sinh các điểm sigma

Với số chiều trạng thái $n = 3$:

$$\begin{aligned} \chi_k^{(0)} &= \hat{x}_k \\ \chi_k^{(i)} &= \hat{x}_k + \left[\sqrt{(n+\lambda)P_k} \right]_i, i=1, \dots, n \\ \chi_k^{(i+n)} &= \hat{x}_k - \left[\sqrt{(n+\lambda)P_k} \right]_i \end{aligned} \quad (15)$$

trong đó:

$$\lambda = a^2(n+k) - n \quad (16)$$

Bước 2: Lan truyền các điểm sigma qua mô hình trạng thái

$$X_{k+1|k}^{(i)} = f(X_k^{(i)}, u_k) \quad (17)$$

Bước 3: Tính giá trị trung bình và hiệp phương sai của trạng thái dự đoán

$$\hat{X}_{k+1|k} = \sum_{i=0}^{2n} W_i^{(m)} X_{k+1|k}^{(i)} \quad (18)$$

$$P_{k+1|k} = \sum_{i=0}^{2n} W_i^{(c)} (X_{k+1|k}^{(i)} - \hat{X}_{k+1|k})(X_{k+1|k}^{(i)} - \hat{X}_{k+1|k})^T + Q$$

Bước 4: Lan truyền các điểm sigma qua mô hình đo

$$Y_{k+1}^{(i)} = h(X_{k+1|k}^{(i)}) \quad (19)$$

Bước 5: Tính giá trị trung bình và hiệp phương sai của phép đo dự đoán

$$\hat{Y}_{k+1} = \sum_{i=0}^{2n} W_i^{(m)} Y_{k+1}^{(i)} \quad (20)$$

$$P_{yy} = \sum_{i=0}^{2n} W_i^{(c)} (Y_{k+1}^{(i)} - \hat{Y}_{k+1})(Y_{k+1}^{(i)} - \hat{Y}_{k+1})^T + R$$

Bước 6: Tính ma trận hiệp phương sai chéo

$$P_{xy} = \sum_{i=0}^{2n} W_i^{(c)} (X_{k+1|k}^{(i)} - \hat{X}_{k+1|k})(Y_{k+1}^{(i)} - \hat{Y}_{k+1})^T \quad (21)$$

Bước 7: Cập nhật Kalman

$$K = P_{xy} P_{yy}^{-1}$$

$$\hat{X}_{k+1} = \hat{X}_{k+1|k} + K(Y_{k+1} - \hat{Y}_{k+1}) \quad (22)$$

$$P_{k+1} = P_{k+1|k} - K P_{yy} K^T$$

Mục tiêu chính của UKF là lọc nhiễu đo và ước lượng các nhiễu biến thiên chậm. Ngoài ra, thay vì sử dụng phương pháp vi phân số trực tiếp, mô hình UKF cung cấp ước lượng chính xác hơn cho vận tốc góc lái.

Sau đó, bộ điều khiển ISMC sử dụng các giá trị ước lượng từ UKF $\hat{\delta}, \hat{\dot{\delta}}$ và $\hat{d}$ thay cho các tín hiệu đo trực tiếp. Cách tiếp cận này giúp tính toán tín hiệu điều khiển danh định chính xác hơn, bởi các sai số bám được sử dụng trong biểu thức của biến trượt s_0 được xác định là: $e_1 = \hat{\delta} - x_d, e_2 = \hat{\dot{\delta}} - \dot{x}_d$.

Hơn nữa, do UKF cũng cung cấp ước lượng nhiễu $\hat{d}$, một phần đáng kể của nhiễu thực tế d (tương ứng với $\hat{d}$) đã được bù ngay trong tín hiệu điều khiển danh định u_0 . Do đó, điều khiển chuyển mạch u_{sw} chỉ cần bù phần sai số ước lượng còn lại $d - \hat{d}$.

2.5. Phân tích điều kiện ổn định thực tế

Giả thiết: UKF hội tụ sau T_0 , sai số ước lượng bị chặn:

$$|\tilde{e}_1| \leq \varepsilon_1, |\tilde{e}_2| \leq \varepsilon_2, |\tilde{d}| \leq \varepsilon_d$$

Từ (4) - (5), mặt trượt thực tế và mặt trượt ước lượng liên hệ qua:

$$\sigma = \hat{\sigma} + (\tilde{e}_2 + \lambda \tilde{e}_1) = \hat{\sigma} + \delta\sigma, |\delta\sigma| \leq \varepsilon_2 + \lambda \varepsilon_1 := \delta_m \quad (23)$$

Từ (8), thế $u = u_0 + u_{sw}$ vào $\dot{\sigma}$ và tách sai số ước lượng, sử dụng a, c từ (3):

$$\dot{\sigma} = (\tilde{e}_2 + \lambda \tilde{e}_1) - kc\tilde{e}_1 + c\tilde{d} - c\eta \text{sign}(\hat{\sigma}) = \Phi - c\eta \text{sign}(\hat{\sigma})$$

$$\text{với } \Phi \leq \Phi_m \quad (24)$$

trong đó: $\Phi_m = kce_1 + |a + \lambda|\varepsilon_2 + c\varepsilon_d$.

Định lý: Nếu $\eta > \frac{\Phi_m}{c}$ thì σ hội tụ hữu hạn thời gian về tập:

$$\Omega_\sigma = \left\{ |\sigma| \leq \frac{2c\eta\delta_m}{c\eta - \Phi_m} \right\} \quad (25)$$

Chứng minh: Chọn $V = \frac{1}{2}\sigma^2$ Từ (9) - (10):

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \sigma\dot{\sigma} \leq |\sigma|(\Phi_m - c\eta(|\sigma| - 2\delta_m)) \\ &= -(c\eta - \Phi_m)|\sigma| + 2c\eta\delta_m \end{aligned} \quad (26)$$

Suy ra $\dot{V} < 0$ với mọi $|\sigma| > r^* = \frac{2c\eta\delta_m}{c\eta - \Phi_m}$, tức σ hội tụ

hữu hạn thời gian về Ω_σ .

Trên mặt trượt, hệ rút gọn $\dot{e}_1 = -\lambda e_1 + O(\varepsilon_1)$ ổn định tiệm cận với $\lambda > 0$.

Nhận xét: Từ (25): khi UKF ước lượng tốt hơn ($\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_d$ giảm) thì Φ_m giảm, Ω_σ thu nhỏ và ngưỡng η tối thiểu giảm - trực tiếp làm giảm $u_{sw} = -\eta \text{sign}(\hat{\sigma})$, giải thích kết quả bảng 1.

3. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THẢO LUẬN

3.1. Kích bản mô phỏng

Quỹ đạo mong muốn được lựa chọn là một quỹ đạo hình sin không chuẩn, được mô tả trên miền thời gian bởi các phương trình sau:

$$\begin{cases} x_d = 2 * t \\ y_d = (5 - 0,5 * \cos t * \sin(0,2t)) * \sin(0,2t) \\ \psi_d = \text{atan}(0,1 * \cos(0,2t)) \end{cases} \quad (27)$$

Các tham số của hệ thống được sử dụng trong mô phỏng như sau:

$$\begin{cases} L = 0,5\text{m} \\ v = 2\text{m/s} \\ a = 20 \\ b = 2 \end{cases} \quad (28)$$

Nhiều đo được giả thiết bao gồm hai thành phần: nhiễu ngẫu nhiên và sai lệch (bias):

$$\begin{cases} n_{\delta} = 0,005 * rand \\ n_{\delta} = 0,02 * rand \\ b_{\delta} = 0,01 \\ b_{\delta} = 0 \end{cases} \quad (29)$$

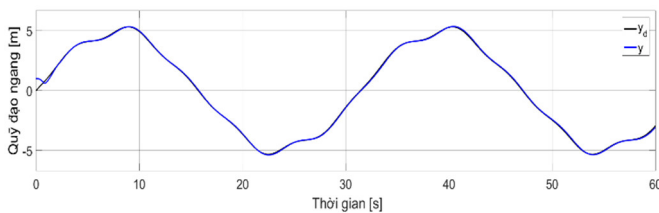
Nhiều tác động lên cơ cấu chấp hành được giả thiết có dạng hình sin:

$$d = 3 * \sin 5t \quad (30)$$

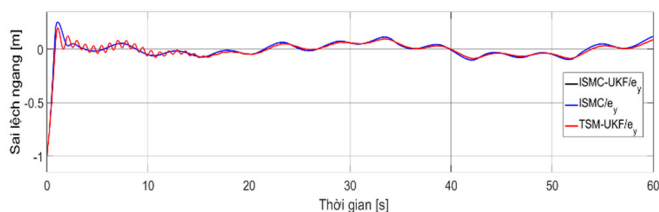
Các hệ thống điều khiển được sử dụng để so sánh gồm: Stanley-ISM (không sử dụng UKF), Stanley-TSM-UKF, và Stanley-ISM-UKF (phương pháp đề xuất).

3.2. Kết quả mô phỏng

Kết quả mô phỏng được trình bày từ hình 2 ÷ 6.



Hình 2. Quỹ đạo ngang mong muốn và thực tế



Hình 3. Sai lệch ngang của ba phương pháp

Hình 2 minh họa quỹ đạo ngang mong muốn và quỹ đạo thực của robot khi sử dụng phương pháp Stanley-ISM-UKF. Do sự khác biệt về sai lệch ngang giữa các phương pháp là không đáng kể, chỉ một quỹ đạo được hiển thị. Điều này được thể hiện trong hình 3, cho thấy sai lệch ngang của cả ba phương pháp gần như tương đương nhau.

Hình 4 minh họa các biến trượt của ba phương pháp điều khiển. Trong đó, Stanley-ISM-UKF và Stanley-ISM sử dụng biến trượt mở rộng σ , trong khi Stanley-TSM-UKF sử dụng biến trượt truyền thống s . Có thể quan sát thấy sự khác biệt rõ rệt: đối với hai phương pháp đầu, pha tiếp cận (reaching phase) được loại bỏ hoàn toàn và biến trượt

mở rộng σ chỉ dao động quanh mặt trượt với biên độ rất nhỏ $[-\sigma_{\max}, \sigma_{\max}]$. Ngược lại, phương pháp Stanley-TSM-UKF xuất hiện dao động của biến trượt với biên độ lớn hơn đáng kể.

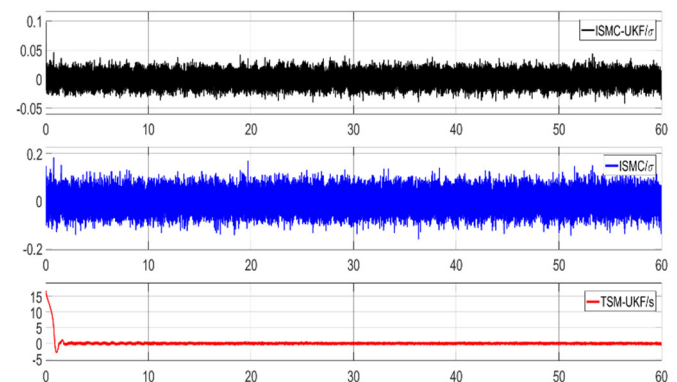
Hình 5 và 6 cho thấy mức năng lượng tiêu thụ trong vòng điều khiển động học lái. Có thể thấy rằng cả năng lượng chuyển mạch và tổng năng lượng điều khiển của phương pháp Stanley-ISM-UKF đều thấp hơn đáng kể so với hai phương pháp còn lại. Đáng chú ý, ngay cả khi không sử dụng UKF, Stanley-ISM vẫn tiêu thụ ít năng lượng hơn rõ rệt so với Stanley-TSM-UKF.

Bảng 1 cung cấp các kết quả định lượng chi tiết. Biên độ biến trượt của Stanley-ISM-UKF nhỏ hơn 4 lần so với Stanley-ISM và nhỏ hơn 20 lần so với Stanley-TSM-UKF. Đây là nguyên nhân chính khiến tổng năng lượng điều khiển và năng lượng chuyển mạch của phương pháp đề xuất chỉ bằng chưa tới một phần ba so với Stanley-ISM, mặc dù Stanley-ISM bản thân đã tiết kiệm được khoảng 28% năng lượng so với Stanley-TSM-UKF.

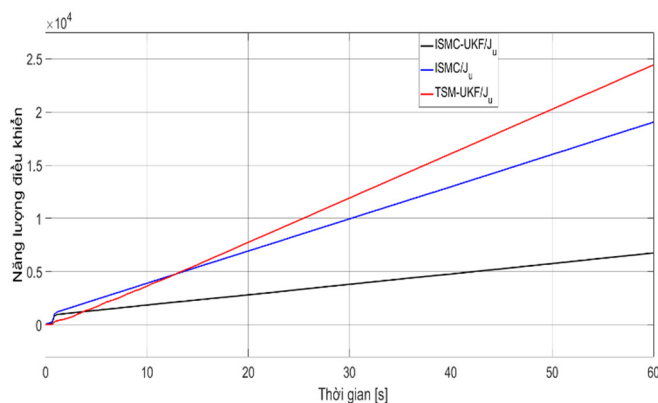
Ngoài ra, có thể nhận thấy rằng năng lượng chuyển mạch chiếm tỷ trọng lớn trong tổng năng lượng điều khiển, đặc biệt đối với phương pháp Stanley-TSM-UKF, thành phần này chiếm tới 96,1% tổng năng lượng J_u . Do đó, việc tích hợp ISMC và UKF mang ý nghĩa thực tiễn rất lớn đối với các hệ thống điều khiển lái trong thực tế.

Bảng 1. So sánh giữa ba phương pháp

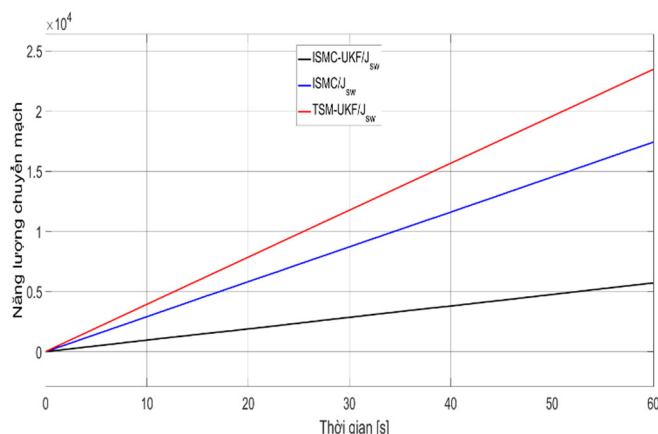
	Stanley-ISM-UKF	Stanley-ISM	Stanley-TSM-UKF
RMSE e_y [m]	0,089	0,089	0,087
$\sigma_{\max}$	0,025	0,1	0.5
Năng lượng điều khiển (J_u)	6739	19040	24424
Năng lượng chuyển mạch (J_{sw})	5709 (84,7% J_u)	17411 (91,4% J_u)	23467 (96,1% J_u)



Hình 4. Biến trượt của ba phương pháp



Hình 5. Năng lượng điều khiển của ba phương pháp



Hình 6. Năng lượng chuyển mạch của ba phương pháp

4. KẾT LUẬN

Nghiên cứu này đề xuất một giải pháp điều khiển hai vòng kết hợp cho robot lái bốn bánh (4WS), trong đó đặc biệt nhấn mạnh vai trò của bộ điều khiển động học lái ở vòng trong. Vòng điều khiển này được triển khai thông qua sự tích hợp giữa điều khiển chế độ trượt tích phân ISMC và bộ lọc Kalman không mùi UKF, qua đó khai thác hiệu quả ưu điểm của từng thành phần: ISMC đảm bảo tính bền vững trước các nhiễu mô hình, trong khi UKF làm giảm ảnh hưởng của nhiễu đo. Kết quả cho thấy biên độ chuyển mạch của biến trượt được giảm đáng kể, dẫn đến sự suy giảm rõ rệt về tổng năng lượng điều khiển của hệ thống so với các kiến trúc điều khiển khác.

Kết quả mô phỏng của nghiên cứu này gợi mở hướng phát triển các hệ thống robot di động theo hướng tiết kiệm năng lượng hơn, điều này đặc biệt có ý nghĩa trong bối cảnh các nguồn năng lượng trên xe bị hạn chế nghiêm ngặt, khi khối lượng nguồn năng lượng chiếm tỷ trọng lớn trong tổng tải trọng của robot. Tuy nhiên, các kết quả cần được kiểm chứng thực nghiệm trước khi có thể đưa ra kết luận về khả năng triển khai thực tế. Các hướng phát triển tiềm năng bao gồm mở rộng sang ISMC thích nghi với các mô hình động lực chi tiết hơn hay phi

tuyến mạnh (Coulomb, backlash), áp dụng UKF cho vòng điều khiển ngoài, hoặc tích hợp với các bộ điều khiển vòng ngoài thông minh hơn.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. N. H. Amer, H. Zamzuri, K. Hudha, Z. A. Kadir, "Path tracking controller for autonomous vehicle using geometrical and sliding mode control approaches," *International Journal of Control, Automation and Systems*, 15, 5, 2195-2207, 2017. DOI: 10.1007/s12555-016-0164-2.
- [2]. K. Zhang, L. Zhang, X. Huang, K. Wang, "Trajectory Tracking Control of 4WIS-4WID Agricultural Mobile Robot Based on Sliding Mode Control," *IEEE Access*, 9, 49162-49174, 2021. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3069165.
- [3]. S. Dixit, S. Montazeri, R. R. S. Teja, A. M. Wahid, "Trajectory Tracking of a Four-Wheel Steering Mobile Robot Using Sliding Mode Control," *Procedia Computer Science*, 133, 355-362, 2018. DOI: 10.1016/j.procs.2018.07.044.
- [4]. L. Zhao, H. Yu, X. Li, "Finite-Time Path Tracking Control for 4WS Electric Vehicles With Fast Terminal Sliding Mode," *IEEE Access*, 6, 69949-69959, 2018. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2880860.
- [5]. Dang K.N., Nguyen V., Vu H.Q., "Non-singular Terminal Sliding Mode Control of the Steering Wheels of 4WD4WS Mobile Robot". In: Hoang Tien D., Solanki V.K., Mahmud J., Nguyen T.D.L. (eds) *Proceedings of the 1st International Conference on Sustainability and Emerging Technologies for Smart Manufacturing, SETSM 2024, Proceedings in Technology Transfer*, Springer, Singapore. https://doi.org/10.1007/978-981-97-7083-0_11.
- [6]. Z. Sun, J. Zheng, Z. Man, H. Wang, "Path Tracking Control for Four-Wheel Steering Autonomous Vehicles Based on Sliding Mode Control With Disturbance Observer," in *Proceedings of the 37th Chinese Control Conference (CCC)*, Wuhan, China, 8171-8176, 2018. DOI: 10.23919/ChiCC.2018.8483864.
- [7]. C. Hu, R. Wang, F. Yan, N. Chen, "Output constraint control on path following of four-wheel steering vehicles with observer-based sideslip angle estimation," *ISA Transactions*, 99, 392-406, 2020. DOI: 10.1016/j.isatra.2019.10.013
- [8]. C. Hu, R. Wang, F. Yan, N. Chen, "Integral Sliding Mode-Based Composite Nonlinear Feedback Control for Path Following of Four-Wheel Independently Actuated Autonomous Vehicles," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2, 2, 221-230, 2016. DOI: 10.1109/TTE.2016.2537046.
- [9]. L. Tan, S. Yu, Y. Guo, H. Chen, "Sliding-mode control of four wheel steering systems," in *2017 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA)*, Tianjin, China, 1250-1255, 2017. DOI: 10.1109/ICMA.2017.8015996

AUTHOR INFORMATION

Vu Xuan Vuong

Control, Automation in Production and Improvement of Technology Institute (CAPITI), Academy of Military Science and Technology (AMST), Vietnam