

SLIDING MODE POWER TRACKING CONTROL BASED ON HYPERBOLIC TANGENT FUNCTION OF DOUBLY FED INDUCTION GENERATOR

Pham Thanh Tung*, Tran Thi Thuy Trang, Nguyen Viet Trung

Vinh Long University of Technology Education

ARTICLE INFO		ABSTRACT
Received:	20/6/2022	This article designs a sliding mode controller based on hyperbolic tangent function (SMC-tanh) to power direct control for a doubly fed induction generator (DFIG). The DFIG is an electrical asynchronous three-phase machine with open rotor windings which can be fed by external voltages and widely used in high power fields. The proposed controller was designed to ensure that the actual powers of the DFIG follow the desired powers in a finite time. The hyperbolic function was used to reduce the chattering phenomenon around the sliding surface. The stability of the system was proven by Lyapunov's theory. Simulation results in MATLAB/Simulink showed the effectiveness of the proposed controller without the overshoot, the steady-state converges to 0, the rising time, the settling time of the active and reactive power was 0.002(s), 0.0031(s) and 0.002(s), 0.0036(s), respectively.
Revised:	29/7/2022	
Published:	01/8/2022	
KEYWORDS		
Sliding mode control		
Hyperbolic tangent function		
Chattering		
Power		
Doubly fed induction generator		

ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT BẮM CÔNG SUẤT DỰA VÀO HÀM HYPERBOLIC TANGENT MÁY PHÁT ĐIỆN GIÓ NGUỒN KÉP

Phạm Thanh Tùng*, Trần Thị Thùy Trang, Nguyễn Việt Trung

Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Vĩnh Long

THÔNG TIN BÀI BÁO		TÓM TẮT
Ngày nhận bài:	20/6/2022	Nghiên cứu này thiết kế bộ điều khiển trượt dựa vào hàm hyperbolic tangent (SMC-tanh) để điều khiển trực tiếp công suất máy phát điện gió nguồn kép. Đây là loại máy điện ba pha không đồng bộ với cuộn dây rotor hở có thể được cấp điện bằng điện áp bên ngoài và được sử dụng rộng rãi trong các lĩnh vực công suất cao. Bộ điều khiển đề xuất được thiết kế để đảm bảo công suất thực tế của máy phát điện nguồn kép bám theo công suất mong muốn trong thời gian hữu hạn. Hàm hyperbolic tangent được sử dụng để giảm hiện tượng dao động tần số cao (còn gọi là chattering) quanh mặt trượt. Tính ổn định của hệ thống được chứng minh bằng lý thuyết Lyapunov. Các kết quả mô phỏng với MATLAB/Simulink cho thấy hiệu quả của bộ điều khiển đề xuất với độ vọt lố là 0(%), sai số xác lập hội tụ về 0, thời gian tăng, thời gian xác lập của công suất hiệu dụng và công suất phản kháng tương ứng là 0,002(s), 0,0031(s) và 0,002(s), 0,0036(s).
Ngày hoàn thiện:	29/7/2022	
Ngày đăng:	01/8/2022	
TỪ KHÓA		
Điều khiển trượt		
Hàm hyperbolic tangent		
Chattering		
Công suất		
Máy phát điện gió nguồn kép		

DOI: <https://doi.org/10.34238/tnu-jst.6198>

* Corresponding author. Email: tungpt@vlute.edu.vn

1. Giới thiệu

Năng lượng gió đã trở thành một giải pháp khả thi để sản xuất năng lượng tái tạo [1] do sự phân bố phong phú và công nghệ khai thác phát triển [2], bảo vệ môi trường và góp phần sản xuất năng lượng điện sạch [3]. Máy phát điện gió nguồn kép (DFIG) là một trong những tuabin gió tốc độ thay đổi đang được sử dụng phổ biến nhất [3], [4], vì hiệu suất cao của nó trong điều kiện hệ thống chi phí thấp, hiệu quả năng lượng cao, hoạt động trên một phạm vi rộng thay đổi tốc độ và trích xuất số lượng tối đa nguồn điện có sẵn [5], giảm kích thước của bộ chuyển đổi, giảm tiếng ồn và khả năng điều khiển độc lập công suất hiệu dụng và phản kháng [2].

Điều khiển trực tiếp công suất (Direct Power Control - DPC) của các hệ thống tạo năng lượng gió dựa trên DFIG đã được đề xuất và nó đã được chứng minh có nhiều ưu điểm, chẳng hạn như tính đơn giản, động lực học nhanh và bền vững với sự biến đổi của các tham số và nhiễu lưới [6]. Rất nhiều nghiên cứu đã được công bố với sự đa dạng trong việc điều khiển DFIG, tiêu biểu như: bộ điều khiển trượt bậc một và bậc cao cho DFIG được thực hiện trong [1], điều khiển trực tiếp công suất DFIG dựa vào mạng nơ-ron nhân tạo và nơ-ron mờ được thực hiện trong [4], trong [5] đã thiết kế bộ điều khiển trượt và logic mờ thích nghi cho DFIG, trong [6] đã sử dụng mạng nơ-ron Perceptron nhiều lớp để điều khiển trực tiếp công suất DFIG, điều khiển trượt công suất hiệu dụng và phản kháng sử dụng super-twisting cung cấp bởi bộ biến tần điều chế vector không gian được thực hiện trong [7], bộ điều khiển trượt thích nghi DFIG được thực hiện trong [8], trong [9] đã áp dụng bộ điều khiển trượt với mờ loại 2 cho DFIG, và bộ điều khiển trượt bậc hai DFIG được thực hiện trong [10].

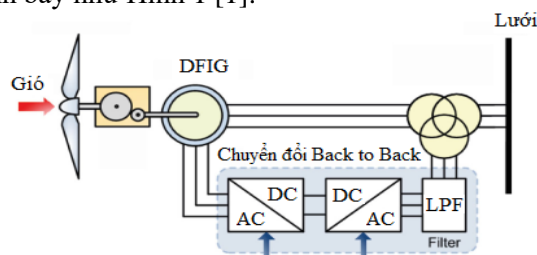
Điều khiển trượt là phương pháp điều khiển phi tuyến [11] đã chứng minh được tính bền vững mạnh mẽ với sự không chắc chắn của thông số mô hình, nhiễu ngoài [1], [9] và sự phức tạp của hệ thống gió [8]. Tuy nhiên, hiện tượng dao động quanh mặt trượt (còn gọi là chattering) là hạn chế chính của điều khiển trượt [1], [3], [5], [8], [10]. Hiện tượng chattering có thể làm mất ổn định hệ thống và gây nguy hiểm rung động tần số cao của hệ thống được điều khiển [1]. Để giảm chattering trong điều khiển trượt, bộ điều khiển trượt sử dụng giải thuật super – Twisting được thực hiện trong [1], [5], [10], [12].

Nghiên cứu này đề xuất và kiểm chứng hiệu quả của bộ điều khiển trượt dựa vào hàm hyperbolic tangent (cùng nhau tạo thành SMC_tanh) để điều khiển trực tiếp công suất máy phát điện gió nguồn kép với các kết quả mô phỏng được thực hiện trong MATLAB/Simulink. Bộ điều khiển đề xuất được thiết kế để đảm bảo công suất thực tế của máy phát điện gió nguồn kép bám theo công suất mong muốn trong thời gian hữu hạn. Hàm hyperbolic tangent được sử dụng để giảm hiện tượng dao động tần số cao quanh mặt trượt. Tính ổn định của hệ thống được chứng minh bằng lý thuyết Lyapunov.

Bài báo được tổ chức gồm 5 phần: phần 2 trình bày mô hình toán học của hệ thống, điều khiển trượt bám công suất dựa vào hàm hyperbolic tangent được trình bày trong phần 3, phần 4 trình bày các kết quả mô phỏng và đánh giá, kết luận là phần 5.

2. Mô hình toán học của hệ thống

Cấu hình DFIG nối lưới sử dụng bộ chuyển đổi Back – to – Back dựa vào IGBT được điều khiển với PWM được trình bày như Hình 1 [1].



Hình 1. Cấu hình DFIG

Mô hình động học của DFIG trong khung $d - q$ được biểu diễn bởi các phương trình điện như (1) - (4) [1], [3], [4], [12]:

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \quad (1)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \quad (2)$$

$$V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \quad (3)$$

$$V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} \quad (4)$$

Trong đó ω_s, ω_r là các vận tốc góc; R_s, R_r là điện trở stator và rotor; $I_{sd}, I_{sq}, I_{rd}, I_{rq}$ là dòng điện stator và rotor; $V_{sd}, V_{sq}, V_{rd}, V_{rq}$ là điện áp stator và rotor; $\varphi_{sd}, \varphi_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq}$ là từ thông stator và rotor trong khung tham chiếu $d - q$.

Tương tự, các phương trình từ tính như (5) - (8) [1], [3], [4], [12]:

$$\varphi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd} \quad (5)$$

$$\varphi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq} \quad (6)$$

$$\varphi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd} \quad (7)$$

$$\varphi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq} \quad (8)$$

Trong đó L_s, L_r là điện cảm tuần hoàn của pha stator và rotor; L_m là hệ cảm lớn nhất của pha stator và rotor.

Momen xoắn điện từ được viết như hàm của từ thông stator và dòng điện rotor như (9):

$$T_{em} = p \frac{L_m}{L_s} (I_{rq} \varphi_{sd} - I_{rd} \varphi_{sq}) \quad (9)$$

Trong đó p là số đôi cực.

Để dễ điều khiển việc sản xuất điện bởi tua - bin gió, ta sẽ thực hiện điều khiển độc lập công suất hiệu dụng và phản kháng bằng định hướng từ thông stator như (10).

$$\varphi_{sd} = \varphi_s, \varphi_{sq} = 0 \quad (10)$$

Momen xoắn điện từ (9) được viết lại như (11):

$$T_{em} = -p \frac{L_m}{L_s} I_{rq} \varphi_{sd} \quad (11)$$

Bỏ qua điện trở của stator và hằng số từ thông stator, ta viết như (12):

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = \omega_s \varphi_{sd} = V_s \end{cases} \quad (12)$$

Đơn giản hóa (10) và (11), và thế vào (5) và (6), ta được dòng điện stator như (13) và (14):

$$I_{sd} = \frac{V_s}{\omega_s L_s} - \frac{L_m}{L_s} I_{rd} \quad (13)$$

$$I_{sq} = -\frac{L_m}{L_s} I_{rq} \quad (14)$$

và biểu thức cho công suất stator như (15) và (16):

$$P_s = -V_s \frac{L_m}{L_s} I_{rq} \quad (15)$$

$$Q_s = -V_s \frac{L_m}{L_s} I_{rd} + \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} \quad (16)$$

Để điều khiển máy chính xác, ta cần thiết lập mối quan hệ giữa dòng điện và điện áp rotor. Thay (13) và (14) vào (7) và (8), ta được (17) và (18):

$$\varphi_{rd} = \sigma L_r I_{rd} + \frac{L_m V_s}{L_s \omega_s} \quad (17)$$

$$\varphi_{rq} = \sigma L_r I_{rq} \quad (18)$$

với $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$.

Sử dụng (17) và (18) vào (3) và (4) ta được (19) và (20) [1], [3], [4], [12]:

$$V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \left(\sigma L_r I_{rd} + \frac{L_m V_s}{L_s \omega_s} \right) - (\omega_s - \omega_r) \sigma L_r I_{rq} \quad (19)$$

$$V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} (\sigma L_r I_{rq}) + (\omega_s - \omega_r) \left(\sigma L_r I_{rd} + \frac{L_m V_s}{L_s \omega_s} \right) \quad (20)$$

Quan hệ giữa dòng điện và điện áp rotor được cho bởi (21) và (22):

$$V_{rd} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} - g \omega_s \sigma L_r I_{rq} \quad (21)$$

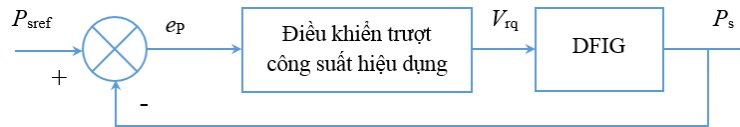
$$V_{rq} = R_r I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + g \omega_s \sigma L_r I_{rd} + g \frac{L_m V_s}{L_s} \quad (22)$$

với $g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$ là độ trượt.

3. Điều khiển trượt bám công suất hàm hyperbolic tangent của DFIG

3.1. Thiết kế bộ điều khiển trượt công suất hiệu dụng

Sơ đồ điều khiển bám công suất hiệu dụng với bộ điều khiển trượt như Hình 2.



Hình 2. Cấu trúc điều khiển trượt công suất hiệu dụng DFIG

Mặt trượt bộ điều khiển SMC với công suất hiệu dụng được định nghĩa như (23):

$$S_p = c_p e_p + \dot{e}_p \quad (23)$$

Sai số công suất hiệu dụng như (24): $e_p = P_{sref} - P_s$ (24)

Trong đó, P_{sref} là công suất hiệu dụng mong muốn, P_s là công suất hiệu dụng thực tế

Đạo hàm của (24) như (25): $\dot{e}_p = \dot{P}_{sref} - \dot{P}_s$ (25)

Lấy đạo hàm của (23), ta được (26): $\dot{S}_p = c_p \dot{e}_p + \ddot{e}_p = c_p (\dot{P}_{sref} - \dot{P}_s) + \ddot{e}_p$ (26)

Đạo hàm 2 vế (15), ta được (27): $\dot{P}_s = -V_s \frac{L_m}{L_s} \dot{I}_{rq}$ (27)

Thế (27) vào (26), ta được (28): $\dot{S}_p = c_p \dot{P}_{sref} + c_p V_s \frac{L_m}{L_s} \dot{I}_{rq} + \ddot{e}_p$ (28)

Từ (22) suy ra (29):

$$\dot{I}_{rq} = \frac{1}{\sigma L_r} \left[V_{rq} - R_r I_{rq} - g \omega_s \sigma L_r I_{rd} - g \frac{L_m V_s}{L_s} \right] \quad (29)$$

Thế (29) vào (28), ta được (30):

$$\dot{S}_p = c_p \dot{P}_{sref} + \frac{c_p V_s L_m}{\sigma L_s L_r} V_{rq} + \frac{c_p V_s L_m}{\sigma L_s L_r} \left[-R_r I_{rq} - g \omega_s \sigma L_r I_{rd} - g \frac{L_m V_s}{L_s} \right] + \ddot{e}_p \quad (30)$$

Nghiên cứu sử dụng điều khiển trượt với hàm \tanh như (31) [13], [14], [15]:

$$\dot{S}_p = -K_p \tanh\left(\frac{S_p}{\varepsilon_p}\right), \varepsilon_p > 0. \quad (31)$$

Luật điều khiển trượt cho công suất hiệu dụng với hàm \tanh như (32):

$$V_{rq_SMC_tanh} = -\frac{\sigma L_s L_r}{c_p V_s L_m} \left\{ \ddot{e}_p + c_p \dot{P}_{sref} - \frac{c_p V_s L_m}{\sigma L_s L_r} \left[R_r I_{rq} + g \omega_s \sigma L_r I_{rd} + g \frac{L_m V_s}{L_s} \right] + K_p \tanh\left(\frac{S_p}{\varepsilon_p}\right) \right\} \quad (32)$$

Với $c_p, K_p > 0$.

Để chứng minh tính ổn định, hàm Lyapunov được định nghĩa như (33):

$$V_p = \frac{1}{2} S_p^2 \quad (33)$$

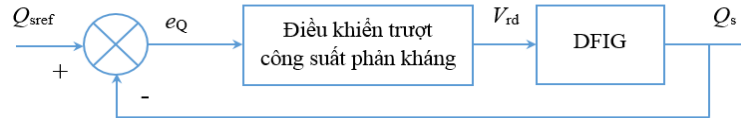
Đạo hàm 2 vế của (33), ta được (34):

$$\dot{V}_p = S_p \dot{S}_p = -K_p S_p \tanh\left(\frac{S_p}{\varepsilon_p}\right) < 0 \quad (34)$$

Với $K_p > 0$ thì $\dot{V}_p \rightarrow 0$ với giá trị của K_p . Hệ thống sẽ ổn định theo Lyapunov. Lúc này, sai số e_p sẽ hội tụ về 0 dẫn theo $S_p \rightarrow 0$ khi $t \rightarrow 0$. Vì thế, $e_p, \dot{e}_p \rightarrow 0$ khi $t \rightarrow 0$.

3.2. Thiết kế bộ điều khiển trượt công suất phản kháng

Sơ đồ điều khiển bám công suất phản kháng với bộ điều khiển trượt như Hình 3.



Hình 3. Cấu trúc điều khiển trượt công suất phản kháng DFIG

Tương tự như đối với công suất hiệu dụng, luật điều khiển trượt cho công suất phản kháng với hàm \tanh như (35):

$$V_{rd_SMC_tanh} = -\frac{\sigma L_r L_s}{c_Q V_s L_m} \left\{ \ddot{e}_Q + c_Q \dot{Q}_{sref} - \frac{c_Q V_s L_m}{\sigma L_r L_s} \left[R_r I_{rd} - g \omega_s \sigma L_r I_{rq} \right] + K_Q \tanh\left(\frac{S_Q}{\varepsilon_Q}\right) \right\} \quad (35)$$

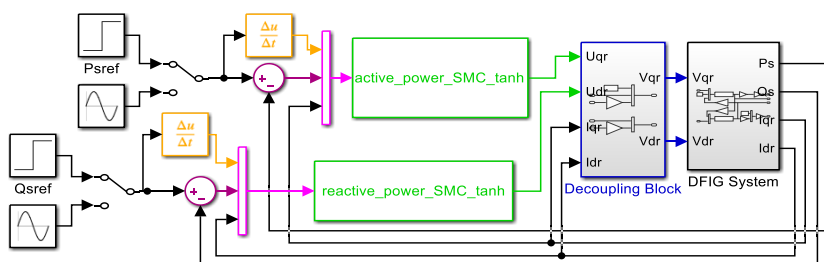
Trong đó, $S_Q = c_Q e_Q + \dot{e}_Q$ là mặt trượt, $e_Q = Q_{sref} - Q_s$ là sai số công suất phản kháng, Q_{sref} là công suất phản kháng mong muốn và Q_s là công suất phản kháng thực tế.

Với $c_Q > 0, K_Q > 0, \varepsilon_Q > 0$.

Luật điều khiển (32) và (35) đảm bảo công suất thực tế của hệ thống DFIG bám theo công suất tham chiếu trong thời gian hữu hạn và khắc phục hiện tượng chattering quanh mặt trượt.

4. Kết quả mô phỏng và đánh giá

Sơ đồ mô bộ điều khiển đề xuất trong MATLAB/Simulink được trình bày như Hình 4. Thông số của hệ thống DFIG như sau: $P_n = 3$ (MW), $p = 2$, $G = 90$, $\rho = 1,225$ (kg/m³), $M = 0,0135$ (H), $L_s = 0,0137$ (H), $L_r = 0,0136$ (H), $R_r = 0,021$ (Ω), $R_s = 0,012$ (Ω), $v_s = 690$ (V), $f = 50$ (Hz), $\omega_s = 320$ (rad/s) và $g = 0,02$. Bảng 1 trình bày các thông số của bộ điều khiển đề xuất.



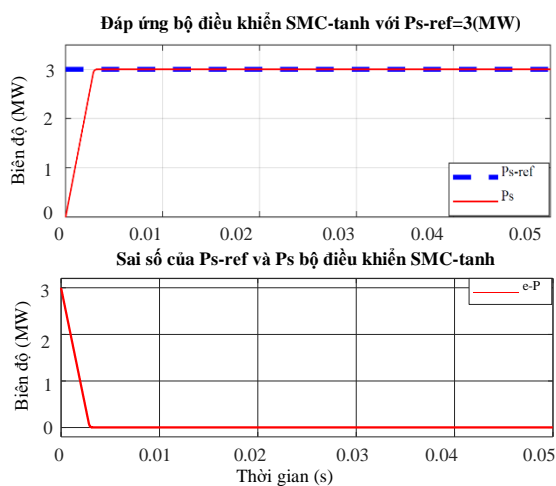
Hình 4. Sơ đồ mô phỏng bộ điều khiển SMC_tanh trong MATLAB/Simulink

Bảng 1. Các thông số của bộ điều khiển SMC_tanh

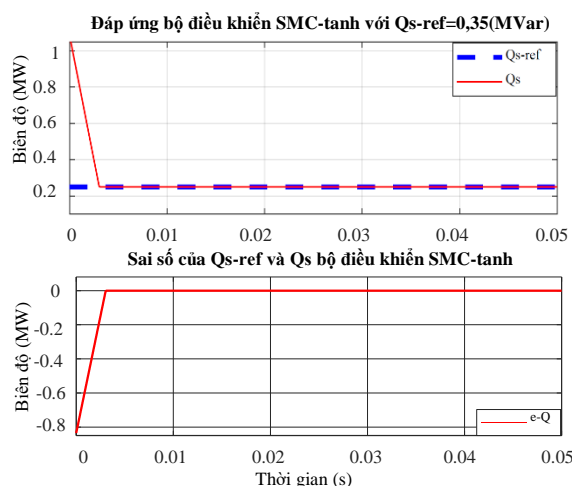
Công suất	Hiệu dụng			Phản kháng		
Thông số	c_p	K_p	ϵ_p	c_Q	K_Q	ϵ_Q
Giá trị	20	4,5	0,5	13	25	0,5

Đáp ứng và sai số công suất hiệu dụng bộ điều khiển SMC_tanh với $P_{s-ref} = 3(MW)$ được trình bày như Hình 5. Công suất hiệu dụng thực tế của DFIG (P_s) bám theo công suất tham chiếu (P_{s-ref}) với thời gian tăng đạt 0,002(s), thời gian xác lập là 0,0031(s), không có vọt lố và sai số xác lập tiến về 0. Các chỉ tiêu chất lượng này được trình bày ở Bảng 2 và Bảng 3 trình bày các hiệu suất sai số khác nhau cho mỗi đáp ứng sử dụng dữ liệu mẫu kiểm chứng [16]. Đáp ứng và sai số công suất phản kháng bộ điều khiển SMC_tanh với $Q_{s-ref} = 0,35(MVar)$ được trình bày như Hình 6. Công suất phản kháng thực tế của DFIG (Q_s) hội tụ về công suất tham chiếu (Q_{s-ref}) trong thời gian hữu hạn với các chỉ tiêu chất lượng được trình bày trong Bảng 2 và Bảng 3 trình bày các hiệu suất sai số khác nhau của công suất phản kháng.

Hình 7 thể hiện tín hiệu điều khiển của công suất hiệu dụng và phản kháng bộ điều khiển SMC_tanh. Tín hiệu ở Hình 7 cho thấy hiệu quả sử dụng hàm *tanh* để khắc phục hiện tượng chattering trong điều khiển trượt cũng như trong ứng dụng điều khiển bám công suất của DFIG.



Hình 5. Đáp ứng và sai số công suất hiệu dụng bộ điều khiển SMC_tanh với $P_{s-ref} = 3(MW)$



Hình 6. Đáp ứng và sai số công suất phản kháng bộ điều khiển SMC_tanh với $Q_{s-ref} = 0,35(MVar)$

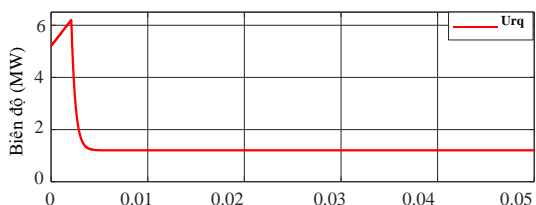
Bảng 2. Các chỉ tiêu đạt được của bộ điều khiển SMC_tanh với công suất hiệu dụng và phản kháng

Các chỉ tiêu chất lượng	Thời gian tăng (s)	Thời gian xác lập (s)	Độ vọt lố (%)	Sai số xác lập
Công suất hiệu dụng	0,002	0,0031	0	0
Công suất phản kháng	0,002	0,0036	0	0

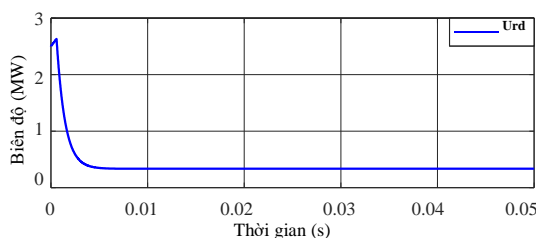
Bảng 3. Các hiệu suất sai số khác nhau cho mỗi đáp ứng

Hiệu suất sai số	Công suất hiệu dụng	Công suất phản kháng
AAD	7,9928e-19	6,8827e-19
MSE	6,3891e-33	4,7376e-33
RMSE	7,9932e-17	6,8830e-17
MPE	-2,6643e-19	2,7531e-18
MAPE	2,6643e-19	2,7531e-18
MRE	2,6643e-17	2,7531e-16

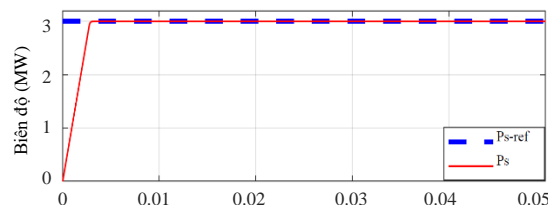
Tín hiệu điều khiển của công suất hiệu dụng (U_{rq}) với SMC-tanh



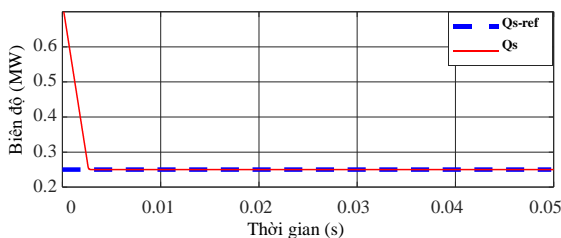
Tín hiệu điều khiển của công suất phản kháng (U_{rd}) với SMC-tanh



Đáp ứng bộ SMC-tanh với $P_{s-ref}=3(MW)$ khi L_s tăng 50%



Đáp ứng bộ SMC-tanh với $Q_{s-ref}=0,35(MVar)$ khi L_s tăng 50%

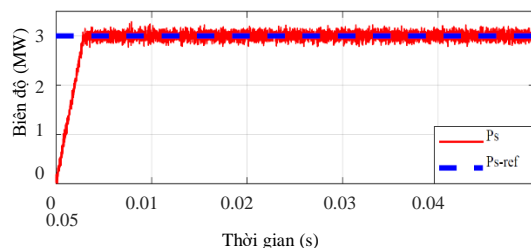


Hình 7. Tín hiệu điều khiển của công suất hiệu dụng và phản kháng bộ điều khiển SMC_tanh

Hình 8. Đáp ứng công suất hiệu dụng và phản kháng bộ điều khiển SMC_tanh khi L_s tăng 50%

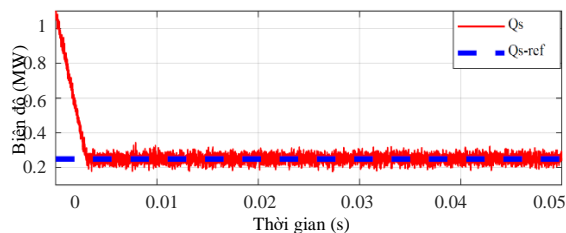
Đáp ứng với $P_{s-ref} = 3(MW)$, $Q_{s-ref} = 0,35(MVar)$ bộ điều khiển SMC_tanh khi L_s tăng 50% so với giá trị ban đầu và trường hợp nhiễu trắng (giả sử nhiễu cảm biến) tác động ở ngõ ra của DFIG được trình bày như Hình 8, Hình 9 và Hình 10 tương ứng. Công suất thực tế của DFIG cũng hội tụ về công suất mong muốn trong thời gian hữu hạn với sai số xác lập tiến về 0. Kết quả này chứng tỏ bộ điều khiển đề xuất hiệu quả và bền vững trong ứng dụng điều khiển bám công suất của DFIG.

Đáp ứng bộ điều khiển SMC-tanh của $P_{s-ref}=3(MW)$ với nhiễu



Hình 9. Đáp ứng với $P_{s-ref} = 3(MW)$ bộ SMC_tanh khi có nhiễu

Đáp ứng bộ điều khiển SMC-tanh của $Q_{s-ref}=0,35(MVar)$ với nhiễu



Hình 10. Đáp ứng với $Q_{s-ref} = 0,35(MVar)$ bộ SMC_tanh khi có nhiễu

5. Kết luận

Bài báo đã thiết kế bộ điều khiển trượt dựa vào hàm hyperbolic tangent (cùng nhau tạo thành SMC_tanh) để điều khiển trực tiếp công suất máy phát điện gió nguồn kép. Bộ điều khiển SMC_tanh được thiết kế đã đảm bảo công suất thực tế của máy phát điện nguồn kép bám theo công suất mong muốn trong thời gian hữu hạn với độ vọt lố là 0(%), sai số xác lập hội tụ về 0, thời gian tăng, thời gian xác lập của công suất hiệu dụng và công suất phản kháng tương ứng là

0,002(s), 0,0031(s) và 0,002(s), 0,0036(s) và giảm đáng kể hiện tượng dao động tần số cao quanh mặt trượt. Hàm Lyapunov đã được sử dụng để chứng minh tính ổn định của hệ thống. Các kết quả đạt được từ Hình 5 đến Hình 10 cho thấy hiệu quả và tính bền vững của bộ điều khiển SMC_tanh trong ứng dụng điều khiển bám công suất của DFIG. Các bộ điều khiển lai sử dụng phương pháp điều khiển thông minh sẽ được nghiên cứu áp dụng trong thời gian tới.

TÀI LIỆU THAM KHẢO/ REFERENCES

- [1] L. Djilali, E. N. Sanchez, and M. Belkheiri, "First and High Order Sliding Mode Control of a DFIG-Based Wind Turbine," *Electric Power Components and Systems*, vol. 48, no. 1–2, pp. 105–116, 2020.
- [2] B. Kelkoul and A. Boumediene, "Stability analysis and study between classical sliding mode control (SMC) and super twisting algorithm (STA) for doubly fed induction generator (DFIG) under wind turbine," *Energy*, vol. 214, no. 11, pp. 1–32, 2021.
- [3] H. Chojaa, A. Derouich, S. E. Chehaidia, O. Zamzoum, M. Taoussi, and H. Elouatouat, "Integral sliding mode control for DFIG based WECS with MPPT based on artificial neural network under a real wind profile," *Energy Reports*, vol. 7, no. 2021, pp. 4809–4824, 2021.
- [4] Y. Sahri, S. Tamalouzt, F. Hamoudi, S. L. Belaid, M. Bajaj, M. M. Alharthi, M. S. Alzaidi, and S. S. M. Ghoneim, "New intelligent direct power control of DFIG-based wind conversion system by using machine learning under variations of all operating and compensation modes," *Energy Reports*, vol. 7, pp. 6394–6412, 2021.
- [5] D. Cherifi and Y. Miloud, "Hybrid Control Using Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control of Doubly Fed Induction Generator for Wind Energy Conversion System," *Period. Polytech. Elec. Eng. Comp. Sci.*, vol. 64, no. 4, pp. 374–381, 2020.
- [6] Y. Djeriri, "Direct power control based artificial neural networks of doubly fed induction generator for wind energy conversion system application," *Journal of Advanced Research in Science and Technology*, vol. 5, no. 1, pp. 592–603, 2018.
- [7] I. Yaichi, A. Semmah, P. Wira, and Y. Djeriri, "Super-twisting Sliding Mode Control of a Doubly-fed Induction Generator Based on the SVM Strategy," *Period. Polytech. Elec. Eng. Comp. Sci.*, vol. 63, no. 3, pp. 178–190, 2019.
- [8] O. Zamzoum, Y. El, M. Errouha, A. Derouich, and A. El, "Active and Reactive Power Control of Wind Turbine based on Doubly Fed Induction Generator using Adaptive Sliding Mode Approach," *ijacsa*, vol. 10, no. 2, pp. 397–406, 2019.
- [9] E. O. Zouggar, S. Chaouch, D. O. Abdeslam, and A. L. Abdelhamid, "Sliding Control with Fuzzy Type-2 Controller of Wind Energy System Based on Doubly Fed Induction Generator," *I2M*, vol. 18, no. 2, pp. 137–146, 2019.
- [10] M. M. Alhato, S. Bouallègue, and H. Rezk, "Modeling and Performance Improvement of Direct Power Control of Doubly-Fed Induction Generator Based Wind Turbine through Second-Order Sliding Mode Control Approach," *Mathematics*, vol. 8, no. 11, pp. 1–31, 2020.
- [11] L. Pan, Z. Zhu, Y. Xiong, and J. Shao, "Integral Sliding Mode Control for Maximum Power Point Tracking in DFIG Based Floating Offshore Wind Turbine and Power to Gas," *Processes*, vol. 9, no. 6, pp. 1–23, 2021.
- [12] B. Kelkoul and A. Boumediene, "Stability analysis and study between classical sliding mode control (SMC) and super twisting algorithm (STA) for doubly fed induction generator (DFIG) under wind turbine," *Energy*, vol. 214, no. 11, pp. 1–31, 2021.
- [13] J. Liu, *Sliding Mode Control Using MATLAB*. Elsevier Science, 2017.
- [14] D. Zhu, W. Zhang, C. Liu, and J. Duan, "Fractional-Order Hyperbolic Tangent Sliding Mode Control for Chaotic Oscillation in Power System," *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2021, no. 3, pp. 1–10, 2021.
- [15] Y. Ding, C. Liu, S. Lu, and Z. Zhu, "Hyperbolic Sliding Mode Trajectory Tracking Control of Mobile Robot," *Proceedings of the 2018 3rd International Conference on Electrical, Automation and Mechanical Engineering (EAME 2018)*, Xi'an, China, vol. 127, pp. 234–238, 2018.
- [16] I. Mukherjee and S. Routroy, "Comparing the performance of neural networks developed by using Levenberg-Marquardt and Quasi-Newton with the gradient descent algorithm for modelling a multiple response grinding process," *Expert Syst. Appl.*, vol. 39, no. 3, pp. 2397–2407, 2012.