



Integral Sliding Mode Based Direct Power Control of Brushless Doubly Fed Induction Generator

Ramtin Sadeghi¹, Assistant professor, Mohammad Reza Agha Kashkooli², PhD, Seyed Mohammad Madani³, Associate professor

¹ Department of Electrical Engineering, Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran

² Faculty of Engineering and Environment, Northumbria University Newcastle, Newcastle upon Tyne, United Kingdom

³ Faculty of Electrical Engineering, University of Isfahan, Isfahan, Iran

Abstract:

This paper proposes an integral sliding mode direct power control (ISM-DPC) strategy for brushless doubly fed induction generators. Two widely applied control strategies are available for this type of generators: hysteresis-based direct power control and vector control. Direct power control suffers from high power ripples and current distortions produced by variable switching frequency. Moreover, the tuning issues of PI controller, which are highly reliant on machine parameters and operating conditions, and necessity of a phase-locked-loop for frame alignment are accounted as limitation of these methods. The proposed integral sliding mode strategy directly controls active and reactive power to provide fast dynamic response and zero steady-state error. This method is developed in the control winding reference frame to avoid the application of PLL. A large-scale brushless doubly fed induction generator (BDFIG) is simulated to validate the effectiveness and robustness of the proposed ISM-DPC method.

Keywords: Brushless Doubly Fed Induction Generator, Sliding Mode Control, Wind Generator, Direct Power Control.

Received: 23 March 2022

Revised: 30 May 2022

Accepted: 8 July 2022

Corresponding Author: Dr. Mohammad Reza A. Kashkooli, mohammad.kashkooli@northumbria.ac.uk

DOI: <http://dx.doi.org/10.30486/teeges.2022.1959045.1012>





کنترل مستقیم توان مبتنی بر مد لغزشی انتگرالی ژنراتور القایی دو سو تغذیه بدون جاروبک

رامتین صادقی^۱، استادیار، محمد رضا آقاکشکولی^۲، دکتری، سید محمد مدنی^۳، دانشیار

۱- دانشکده مهندسی برق، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، خوراسگان، اصفهان، ایران

۲- دانشکده مهندسی و محیط زیست، دانشگاه نورثامبریا نیوکاسل، نیوکاسل آپون تاین، انگلیس

۳- دانشکده مهندسی برق، دانشگاه اصفهان، اصفهان، ایران

چکیده: این مقاله یک استراتژی کنترل مستقیم توان مبتنی بر مد لغزشی انتگرالی^۱ (ISM-DPC) برای ژنراتورهای القایی دو سو تغذیه بدون جاروبک^۲ (BDFIGs) پیشنهاد می‌کند. دو استراتژی کنترل به طور گسترده برای این نوع ژنراتورها موجود است: کنترل مستقیم توان مبتنی بر هیستریزس و کنترل برداری. کنترل مستقیم توان از ریپل زیاد توان و اعوجاج جریان ناشی از فرکانس سوئیچینگ متغیر رنج می‌برد. علاوه بر این، تنظیم ضرایب کنترلر PI به شدت به پارامترهای ماشین و شرایط عملکردی وابسته است و نیاز به یک حلقه قفل فاز^۳ (PLL) برای تراز مرجع مختصات دارد که به عنوان محدودیت‌های این روش‌ها در نظر گرفته می‌شود. استراتژی مد لغزشی انتگرالی پیشنهادی مستقیماً توان اکتیو و راکتیو را کنترل می‌کند در حالی که پاسخ دینامیکی سریع و خطای حالت پایدار صفر را ارائه دهد. این روش در مرجع مختصات سیم پیچ کنترل برای جلوگیری از کاربرد PLL ایجاد شده است. برای اعتبارسنجی اثربخشی روش پیشنهادی ISM-DPC بر روی یک ژنراتور القایی دو سو تغذیه بدون جاروبک در مقیاس بزرگ شبیه‌سازی شده است.

واژه‌های کلیدی: ژنراتور القایی دو سو تغذیه بدون جاروبک، کنترل مد لغزشی، ژنراتور باد، کنترل مستقیم توان.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۱/۰۱/۰۳

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۱/۰۳/۰۹

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۰۴/۱۷

نویسنده‌ی مسئول: دکتر محمد رضا آقاکشکولی، mohammad.kashkooli@northumbria.ac.uk

DOI: <http://dx.doi.org/10.30486/teegees.2022.1959045.1012>



ژنراتور القایی دو سو تغذیه بدون جاروبک (BDFIG) به عنوان یک کاندید مناسب برای ژنراتور القایی تغذیه دو سو تغذیه^۴ (DFIG) به ویژه برای مزارع بادی دریایی و دوردست در نظر گرفته شده است، به دلیل عدم وجود جاروبک و حلقه های لغزان که قابلیت اطمینان را بهبود می بخشد و هزینه های تعمیر و نگهداری را کاهش می دهد. [۳-۱]. BDFIG به دلیل پیچیدگی های مدل ناشی از حلقه روتور داخلی، به طراحی کنترل کننده قوی تری نسبت به DFIG نیاز دارد [۴-۵]. بنابراین، طراحی یک استراتژی کنترل مناسب حائز اهمیت است.

طرح کنترل برداری به طور گسترده ای برای BDFIG [۶-۷] اعمال می شود، که در آن کنترل کننده های PI با در نظر گرفتن یک مدل کاهش یافته و/یا ساده شده از BDFIG تنظیم می شوند. در نتیجه، عملکرد کنترل کننده با توجه به تغییرات پارامترها و اختلالات شبکه بدتر می شود. علاوه بر این، تراز مرجع مختصات سنکرون و یک سنسور موقعیت الکترومکانیکی برای به دست آوردن مراجع ولتاژ سیم پیچ کنترلی نیاز است. در نتیجه، روش های کنترل برداری عملکرد قابل اعتماد و قوی را برای توربین های بادی مبتنی بر BDFIG ارائه نمی کنند. به عنوان جایگزینی برای کنترل برداری، کنترل مستقیم گشتاور/قدرت (DTC/DPC) برای BDFIG پیشنهاد شده است [۸-۱۰]. این روش های کنترلی دارای پاسخ گذرای سریع، استحکام نسبت به تغییرات پارامتر و اجرای ساده هستند. با این حال، پدیده سوئیچینگ-فرکانس متغیر مبدل، ریپل توان اکتیو و راکتیو بزرگی را تولید می کند و اعوجاج هارمونیک های جریان را افزایش می دهد. برای رفع این ایرادات و حفظ مزایای DTC/DPC و کنترل برداری، کنترل مد لغزشی^۵ (SMC) برای ماشین القایی [۱۱]، DFIG [۱۲] و BDFIG [۱۳] ارائه شده است.

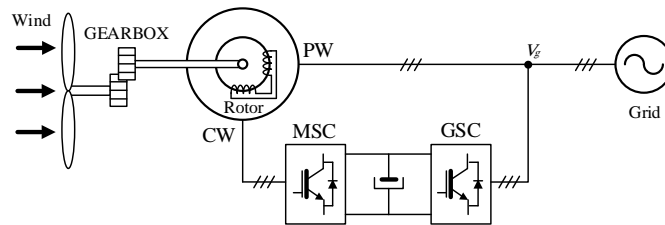
مزایای کنترل مد لغزشی پاسخ های دینامیکی سریع، قابلیت حذف اغتشاش بالا، استحکام نسبت به تغییرات پارامتر و اجرای ساده است. با این حال، زمان تثبیت نامتناهی کنترل مد لغزشی معمولی پدیده چترینگ را بر متغیرهای حالت کنترل تحمیل می کند. برای بهبود عملکرد کنترل کننده، انواع دیگری از کنترل مد لغزشی انتگرالی و مرتبه دوم معرفی شده اند تا برخلاف خروجی گسسته کنترل مد لغزشی معمولی، خروجی پیوسته داشته باشند [۱۴-۱۵]. پیاده سازی کنترل مد لغزشی مرتبه دوم دشوار است، زیرا محاسبات ریاضی آن به ویژه برای سیستم شاهد متغیرهای حالت های متعدد پیچیده است [۱۶]. کنترل مد لغزشی انتگرالی ارائه شده برای BDFIG در [۱۷] با مولفه های پیش خور (feed-forward) ترکیب شده است که باعث وابستگی عملکرد کنترل کننده به تغییر پارامترهای ژنراتور می شود. این مقاله یک روش کنترل مستقیم توان مبتنی بر مد لغزشی انتگرالی جدید را پیشنهاد می کند، استحکام و رفتار دینامیکی/گذرای مناسبی را در صورت تغییر پارامترها و عدم قطعیت ها ارائه می کند. در [۱۸]، استراتژی کنترل برای مبدل سمت بار DFIG برای بهبود پایداری سیستم قدرت پیشنهاد شده است که با بهره گیری از روش مد لغزشی تطبیقی طراحی شده است. علاوه بر این، جبران کننده سنکرون استاتیک (STATCOM) نیز از طریق کنترل کننده توان راکتیو مد لغزشی تطبیقی طراحی شده کنترل می شود که می تواند جبران توان راکتیو را برای سیستم برق بادی-دیزل متصل به هم تامین کند. همچنین، مطالعه [۱۹] یک روش کنترل مد لغزشی مرتبه دوم انتگرالی تناسبی آبشاری (PI-SMC) برای ماشین القایی دوسو تغذیه بدون جاروبک با مبدل ماتریسی پیشنهاد می کند. روش PI-SMC از یک کنترل کننده سرعت PI با یک کنترل مد لغزشی مرتبه دوم حلقه داخلی (SMC) تشکیل شده است. کنترل کننده PI مرجعی به SMC مرتبه دوم حلقه داخلی با محدودیت هایی بر اساس نیازهای سیستم از نظر حداکثر جریان و سرعت ارائه می دهد. اگر تابع علامت ناپیوسته در SMC سنتی با تابع سوپرتوئیسیتینگ پیوسته جایگزین شود، مشکل چترینگ برای SMC مرتبه دوم حلقه داخلی حذف می شود. علاوه بر این، SMC مرتبه دوم حلقه داخلی دارای استحکام و قابلیت اطمینان بالاتری در برابر اختلالات غیرخطی BDFIG است. در [۲۰]، برای حل نوسان زیر سنکرون ناشی از مزرعه بادی مبتنی بر DFIG در سیستم های جریان مستقیم چند ترمینالی مبتنی بر مبدل منبع ولتاژ، استراتژی کنترل مد لغزشی مرتبه کسری برای میرا کردن نوسان زیر سنکرون و بهبود مقاوم بودن سیستم پیشنهاد شده است. مرجع [۲۱] یک روش کنترل دو هدفه را با استفاده از کنترل کننده جریان سیم پیچ کنترل مبتنی بر مد لغزشی (SMC) برای ژنراتور القایی دو سو تغذیه بدون جاروبک آبشاری^۶ (CBDFIG) پیشنهاد می کند. در [۲۲] روش کنترلی بهبود یافته مقاوم که ترکیبی از کنترل کننده جریان مبتنی بر کنترل مد لغزشی فوق پیچشی (ST-SMC) و کنترل کننده توان مبتنی بر PI است برای CBDFIG ارائه شده است. مدل دینامیکی CBDFIG مشابه مدل دینامیکی BDFIG است با این تفاوت که در CBDFIG، جریان روتور قابل اندازه گیری و در دسترسی است ولی در BDFIG

امکان اندازه‌گیری مستقیم جریان روتور وجود ندارد و در دسترس نیست. بنابراین روش‌های پیشنهاد شده در [۲۱-۲۲] برای استفاده برای BDFIG نیاز به تغییرات دارد و از طرفی روش پیشنهادی [۲۲] از کنترل مد لغزشی مرتبه ۲ استفاده می‌کند که پیاده‌سازی آن دشوار است.

این مقاله به شرح ذیل سازماندهی شده است: مدل‌سازی دینامیکی BDFIG در بخش ۲ ارائه شده است. طراحی کنترل کننده SMC انتگرالی پیشنهادی در بخش ۳ انجام شده است. نتایج شبیه‌سازی مقایسه‌ای برای یک BDFIG ۲ مگاواتی در بخش ۴ نشان داده شده است. در نهایت، بخش ۵ نتیجه‌گیری عملکرد کنترل کننده را نشان می‌دهد.

۲- اصول و مدل دینامیکی BDFIG

BDFIG از دو استاتور سه فاز، به نام سیم‌پیچ‌های قدرت^۷ (PW) و کنترل^۸ (CW)، و یک روتور حلقه تودرتو (Nested-Loop) تشکیل شده است که در شکل ۱ نشان داده شده است. سیم پیچ استاتور کنترل (CW) با دامنه و ولتاژ فرکانس متغیر از طریق یک مبدل پشت به پشت کسری کنترل می‌شود که امکان تبادل توان دو طرفه را فراهم می‌کند [۵]. سیم پیچ روتور از نظر فیزیکی قابل دسترسی نیست زیرا اتصال کوتاه دارد و اتصال الکترومغناطیسی بین PW و CW را برای تسهیل کار بدون جاروبک فراهم می‌کند.



شکل (۱): شماتیک مفهومی از پیکربندی توربین بادی مبتنی بر BDFIG

مدل دینامیکی BDFIG به دلیل اینکه حلقه روتور آن متشکل از منابع ولتاژ وابسته سرعت و مقاومت است پیچیده است. در این مقاله نوع جدیدی از کنترل کننده برای BDFIG طراحی شده است که از مدل T معادل مرجع [۲۳] استفاده شده است. همانطور که در شکل ۲ نشان داده شده است، مدل دینامیکی T ساده شده را می‌توان با استفاده از برداری فضایی به صورت زیر بیان کرد:

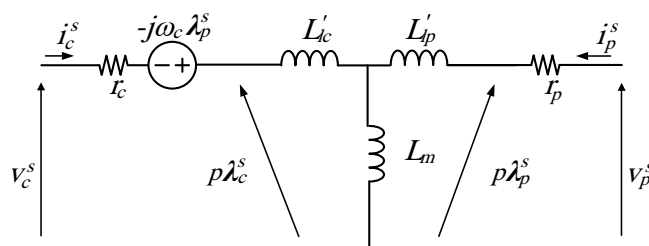
$$\vec{v}_c^s = r_c \vec{i}_c^s + p \vec{\lambda}_c^s - j \omega_c \vec{\lambda}_p^s \quad (1)$$

$$\vec{v}_p^s = r_p \vec{i}_p^s + p \vec{\lambda}_p^s \quad (2)$$

$$\vec{\lambda}_c = L'_c \vec{i}_c + L_m \vec{i}_p \quad (3)$$

$$\vec{\lambda}_p = L'_p \vec{i}_p + L_m \vec{i}_c \quad (4)$$

که در آن \vec{v} و $\vec{\lambda}$ بردارهای فضایی جریان، ولتاژ و شار را نشان می‌دهند. p و ω به ترتیب عملگر مشتقگیر (d/dt) و فرکانس الکتریکی هستند. پارامترهای r ، L_l و L_m مقاومت، اندوکتانس نشستی و اندوکتانس متقابل هستند. زیرنویس‌های p و r برای PW، روتور و CW نمایش داده می‌شوند؛ $L'_p = L'_{lp} + L_m$ ، $L'_c = L'_{lc} + L_m$ ، $L'_p = L'_{lp} + L_m$ ، $L'_c = L'_{lc} + L_m$ و $L'_c = L'_{lc} + L_m$.



شکل (۲): مدل T مرتبه کاهش یافته BDFIG در قاب d-q CW.

۳- روش DPC پیشنهادی مبتنی بر کنترل مد لغزشی انتگرال

هدف از ارائه استراتژی پیشنهادی DPC مبتنی بر کنترل مد لغزشی انتگرال (ISM-DPC) کنترل مستقیم و مجزای توان اکتیو (Pp) و توان راکتیو (Qp) سیم پیچ PW است. استراتژی طراحی کنترلر بر اساس استفاده از خطاهای توان اکتیو و راکتیو به عنوان سطوح لغزش پیشنهادی است:

$$S = E + K \int E dt + E(0) \quad (5)$$

که $e_Q = P_{ref} - P_p$ و $e_P = Q_{ref} - Q_p$ بطوریکه در آن، K_P و K_Q دستاوردهای انتگرالگیر و مثبت هستند. $E = \begin{bmatrix} e_P \\ e_Q \end{bmatrix}$, $A = \begin{bmatrix} K_P & 0 \\ 0 & K_Q \end{bmatrix}$, $S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix}$ P_{ref} و Q_{ref} مراجع توان فعال و راکتیو هستند، در حالی که مولفه‌های توان P_p و Q_p به صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$\begin{cases} P_p = -\frac{3}{2} \text{Re}\{\vec{v}_p^s \vec{i}_p^{s*}\} \\ Q_p = -\frac{3}{2} \text{Im}\{\vec{v}_p^s \vec{i}_p^{s*}\} \end{cases} \quad (6)$$

ردیابی دقیق توان (یعنی $S = 0$) این نتیجه را می‌دهد که زمان رسیدن محدود (به سطح لغزش) برای حالت‌های سیستم تضمین شده است، که تنها زمانی امکان‌پذیر است که $S = dS/dt = 0$ برآورده شود. برای وادار کردن حالت‌های انتخاب شده برای رسیدن و ماندن بر روی سطوح لغزش، یک تابع لیاپانوف مناسب معرفی شده است که قانون SMC بر اساس آن استخراج شده است:

$$W = \frac{1}{2} S^T S > 0 \quad (7)$$

مشتق تابع لیاپانوف فوق عبارت است از:

$$\frac{dW}{dt} = S^T \frac{dS}{dt} \quad (8)$$

که در آن مشتق S را می‌توان از (5) بدست آورد:

$$\frac{dS}{dt} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = -\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} P_p \\ Q_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_P e_P \\ K_Q e_Q \end{bmatrix} \quad (9)$$

برای استخراج مشتق P_p و Q_p ، فقط باید مشتق $\vec{v}_p^s \vec{i}_p^{s*}$ در (6) تعیین شود:

$$\frac{d(\vec{v}_p^s \vec{i}_p^{s*})}{dt} = \frac{d\vec{v}_p^s}{dt} \vec{i}_p^{s*} + \vec{v}_p^s \frac{d\vec{i}_p^{s*}}{dt} \quad (10)$$

از آنجایی که ولتاژ PW برابر با ولتاژ شبکه و ثابت است، مقدار ولتاژ PW برابر با دامنه ولتاژ شبکه و ثابت در نظر گرفته می‌شود، بنابراین

$$\frac{d\vec{v}_p^s}{dt} = j\omega_e \vec{u}_p^s \vec{v}_p^s = \vec{v}_p^s e^{j\omega_e t} \Rightarrow \quad (11)$$

مشتق جریان PW از (1) - (2) محاسبه می‌شود:

$$\frac{d\vec{i}_p^s}{dt} = -\frac{L_m}{\sigma L_p' L_c'} \vec{v}_c^s + \left(\frac{r_c L_m}{\sigma L_p' L_c'} - j \frac{\omega_c L_m}{\sigma L_p'} \right) \vec{i}_c^s - \left(\frac{r_p}{\sigma L_p'} + j \frac{\omega_c L_m^2}{\sigma L_p' L_c'} \right) \vec{i}_p^s + \frac{\vec{v}_p^s}{\sigma L_p'} \quad (12)$$

که در آن σ ضریب نشتی برابر با $1 - L_m^2 / (L_p' L_c')$ است.

با جایگزاری (11) و (12) در (10) نتیجه می‌دهد:

$$\frac{d(\vec{v}_p^s \vec{i}_p^{s*})}{dt} = \left[-\frac{r_p}{\sigma L_p'} + j \left(\omega_e + \frac{\omega_c L_m^2}{\sigma L_p' L_c'} \right) \right] \vec{v}_p^s \vec{i}_p^{s*} - \frac{L_m}{\sigma L_p' L_c'} \vec{v}_p^s \vec{v}_c^{s*} + \left(\frac{r_c L_m}{\sigma L_p' L_c'} + j \frac{\omega_c L_m}{\sigma L_p'} \right) \vec{v}_p^s \vec{i}_c^{s*} + \frac{|\vec{v}_p^s|^2}{\sigma L_p'} \quad (13)$$

در (13)، $\vec{u}_p^s \vec{i}_p^{s*}$ توان ظاهری است که به P_p و Q_p تجزیه می‌شود:

$$\begin{aligned} & + \frac{2}{3} \left(\omega_e + \frac{\omega_c L_m^2}{\sigma L_p' L_c'} \right) Q_p - \frac{L_m}{\sigma L_p' L_c'} (v_{pd}^s v_{cd}^s + v_{pq}^s v_{cq}^s) \frac{d(\vec{v}_p^s \vec{i}_p^{s*})}{dt} = -\frac{2}{3} \left[-\frac{r_p}{\sigma L_p'} + j \left(\omega_e + \frac{\omega_c L_m^2}{\sigma L_p' L_c'} \right) \right] P_p \\ & - j \frac{L_m}{\sigma L_p' L_c'} (v_{pq}^s v_{cd}^s - v_{pd}^s v_{cq}^s) + \left(\frac{r_c L_m}{\sigma L_p' L_c'} + j \frac{\omega_c L_m}{\sigma L_p'} \right) (v_{pd}^s i_{cd}^s + v_{pq}^s i_{cq}^s) \end{aligned}$$



$$+ \left(-\frac{\omega_c L_m}{\sigma L'_p} + j \frac{r_c L_m}{\sigma L'_p L'_c} \right) (v_{pq}^s i_{cd}^s - v_{pd}^s i_{cq}^s) + \frac{v_{pd}^s{}^2 + v_{pq}^s{}^2}{\sigma L'_p} \quad (14)$$

با استفاده از (۶)، (۹) و (۱۴)، مشتق سطح لغزش به صورت زیر محاسبه می شود:

$$\frac{dS}{dt} = \mathbf{F} + \mathbf{D} \mathbf{U}_{cdq}^c \quad (15)$$

که

$$\begin{aligned} \mathbf{F} = & \frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L'_p} \begin{bmatrix} \frac{r_c}{L'_c} v_{pd}^s - \omega_c v_{pq}^s & \frac{r_c}{L'_c} v_{pq}^s + \omega_c v_{pd}^s \\ \frac{r_c}{L'_c} v_{pq}^s + \omega_c v_{pd}^s & -\frac{r_c}{L'_c} v_{pd}^s + \omega_c v_{pq}^s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cd}^s \\ i_{cq}^s \end{bmatrix} \\ & + \frac{3}{2} \frac{1}{\sigma L'_p} \begin{bmatrix} v_{pd}^s{}^2 + v_{pq}^s{}^2 \\ 0 \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} \frac{r_p}{\sigma L'_p} & \omega_e + \frac{\omega_c L'_m}{\sigma L'_p L'_c} \\ -\left(\omega_e + \frac{\omega_c L'_m}{\sigma L'_p L'_c} \right) & \frac{r_p}{\sigma L'_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_p \\ Q_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_P e_P \\ K_Q e_Q \end{bmatrix}, \\ \mathbf{U}_{cdq}^c = & \begin{bmatrix} v_{cd}^s \\ v_{cq}^s \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L'_p L'_c} \begin{bmatrix} v_{pd}^s & v_{pq}^s \\ v_{pq}^s & -v_{pd}^s \end{bmatrix} \end{aligned}$$

برای ایجاد $dW/dt < 0$ برای $S \neq 0$ ، قانون کنترل سوئیچ بر اساس SMC انتگرالی [۲۴] به صورت زیر طراحی شده است:

$$\mathbf{V}_{cdq}^s = -\mathbf{D}^{-1} [\mathbf{F} + \mathbf{U}_c^*] \quad (16)$$

$$, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ 0 & A_2 \end{bmatrix}, \quad \text{sat}(\mathbf{S}) = \begin{bmatrix} \text{sat}(S_1) \\ \text{sat}(S_2) \end{bmatrix}^T \mathbf{U}_c^* = \mathbf{A} \text{sat}(\mathbf{S})$$

$$\text{sat}(S_j) = \begin{cases} 1 & \text{if } S_j > B_j \\ S_j & \text{if } |S_j| < B_j \\ -1 & \text{if } S_j < -B_j \end{cases}$$

که در آن، $B_j > 0$ و $j = 1, 2$ است. برای اثبات پایداری در سطوح لغزنده، شرط $dW/dt < 0$ باید بر اساس (۸)، (۱۵) و (۱۶) برآورده شود:

$$\frac{dW}{dt} = -\mathbf{S}(\mathbf{A} \text{sat}(\mathbf{S})) \quad (17)$$

که در آن، $S \cdot \text{sat}(S) > 0$ است. اگر بهره کنترل مثبت، A ، به طور مناسب تنظیم شود، $dW/dt < 0$ برآورده می شود. از آنجایی که تابع لیاپانوف W مثبت-معین است و مشتق آن (dW/dt) منفی-معین است، S_1 و S_2 به صورت مجانبی به صفر نزدیک می شوند که پایداری مجانبی ISM-DPC پیشنهادی را تضمین می کند.

در کاربردهای عملی، اختلالاتی مانند نویزهای اندازه گیری، تغییرات پارامترها، خطاهای نمونه گیری آنالوگ-دیجیتال و.. عملکرد سیستم کنترل را تحت تاثیر قرار می دهند، که با تنظیم مجدد (۱۵) به صورت زیر مدل سازی می شود:

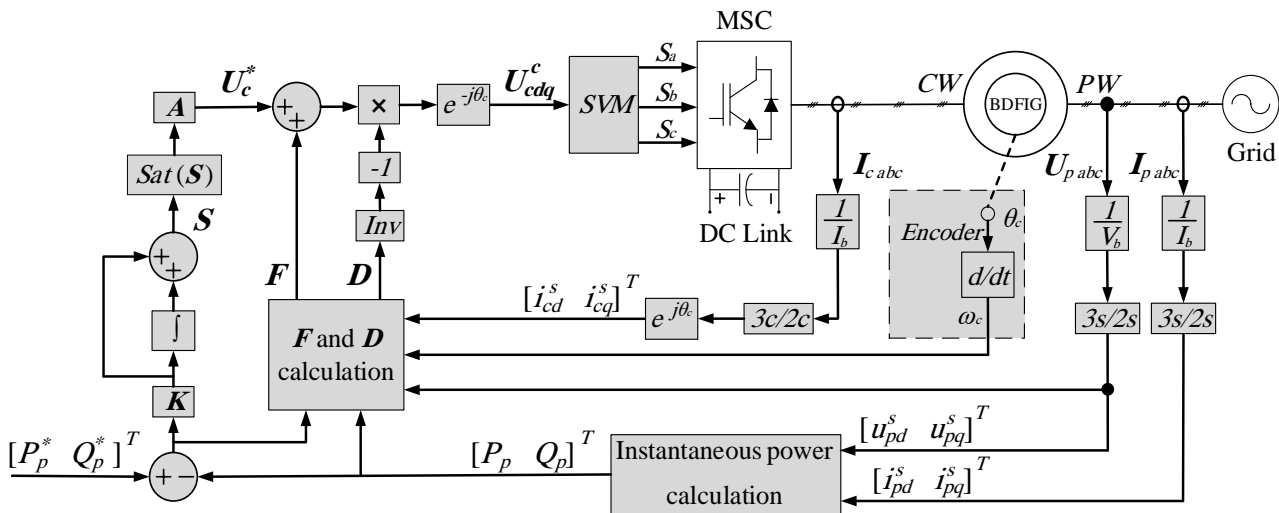
$$\frac{dS}{dt} = \mathbf{F} + \mathbf{D} \mathbf{V}_{cdq}^s + \mathbf{E} \quad (18)$$

که در آن، $\mathbf{E} = [E_1 \ E_2]^T$ است. بنابراین، (۱۸) برابر است با:

$$\frac{dW}{dt} = \mathbf{S}^T \frac{dS}{dt} = -\mathbf{S}(\mathbf{A} \text{sat}(\mathbf{S}) - \mathbf{E}) < 0 \quad (19)$$

اگر بهره کنترل مثبت به اندازه کافی بزرگ تنظیم شود تا (۱۹) را برآورده کند، dW/dt قطعاً منفی می ماند. بر اساس قضیه پایداری لیاپانوف، تنظیم مناسب بهره کنترل مثبت باعث استحکام کنترل کننده ISM-DPC پیشنهادی می شود. $|\mathbf{A} \text{sat}(\mathbf{S})| > |\mathbf{E}|$ بلوک دیاگرام کنترل کننده ISM-DPC پیشنهادی در شکل ۳ نشان داده شده است. ابتدا، جریان ها و ولتاژهای اندازه گیری شده P_w ، I_p و V_{pabc} ، به مرجع مختصات ساکن d-q منتقل می شوند: I_{pdq}^s و V_{pdq}^s . سپس، P_p و Q_p را می توان به صورت زیر محاسبه نمود:





شکل (۳): دیاگرام روش ISM-DPC پیشنهادی برای سیستم تبدیل انرژی باد مبتنی بر BDFIG متصل به شبکه.

$$\begin{cases} P_p = -\frac{3}{2}(v_{pd}^s i_{pd}^s + v_{pq}^s i_{pq}^s) \\ Q_p = -\frac{3}{2}(v_{pq}^s i_{pd}^s - v_{pd}^s i_{pq}^s) \end{cases} \quad (20)$$

مرحله بعدی محاسبه F و D بر اساس (۱۵) است. علاوه بر این، خطاهای توان اکتیو و راکتیو PW به عنوان ورودی حلقه کنترل توان مورد نیاز است. مرجع ولتاژ CW را می توان در مرجع مختصات CW بدست آورد که به مرجع مختصات CW منتقل شده و از طریق اینورتر پشت به پشت به BDFIG اعمال می شود. V_{cdq}^s مورد نیاز با استفاده از مدولاسیون برداری فضا (SVM) ماکرو تولید می شود. برخلاف کنترلرهای شناخته شده PI، یکی از مهمترین ویژگی های کنترل کننده ISM-DPC پیشنهادی، سادگی و عدم نیاز به تنظیم پارامتر است. علاوه بر این، از انتقال به مرجع مختصات های سنکرون و PLL بی نیاز است، که محققان را به استفاده از این روش برای کاربردهای عملی ترغیب می کند.

۴- نتایج شبیه سازی

روش ISM-DPC پیشنهادی با مطالعات شبیه سازی بر روی یک BDFIG ۲ مگاواتی با استفاده از پلتفرم Matlab/Simulink با پارامترهای کلیدی ارائه شده در جدول ۱ ارزیابی شد. سرعت اسمی BDFIG ۳/۲ قطبی، ۶۰۰ دور در دقیقه، به عنوان سرعت پایه در نظر گرفته می شود. PW در نقطه اتصال به شبکه Vg، شکل ۱، دارای ولتاژهای سه فاز ۶۹۰Vrms، ۵۰ هرتز است و ولتاژ نامی dc-link روی ۱۲۰۰ ولت تنظیم شده است.

شکل ۴ پاسخ BDFIG را در معرض تغییرات مختلف پله های توان اکتیو و راکتیو، در سرعت ثابت روتور $\omega_m = 0.8 pu$ ، که توسط استراتژی ISM-DPC پیشنهادی کنترل می شود، نشان می دهد. نمودارهای توان اکتیو و راکتیو PW نشان می دهد روش پیشنهادی پاسخ گذرا سریعی دارد و جریان های فاز PW و CW اعوجاج هارمونیک کمی دارند. مقدار اولیه مراجع توان اکتیو و راکتیو PW صفر است. تغییر پله توان اکتیو $0.8 pu$ در $t = 0.5$ ثانیه اعمال می شود و سپس در $t = 2.5$ به صفر برمی گردد، در حالی که تغییر پله توان راکتیو $0.8 pu$ در $t = 1.5$ ثانیه و در $t = 2$ ثانیه به صفر باز می گردد. پاسخ های گذرا سریع برای توان های اکتیو و راکتیو PW در عرض چند میلی ثانیه، به ترتیب ۰.۲ میلی ثانیه و ۰.۳ میلی ثانیه، مشاهده می شوند. کنترل توان مجزا در شکل ۴ مشهود است، جایی که تغییر ناگهانی توان اکتیو بر توان راکتیو تأثیر نمی گذارد و بالعکس. کنترل توان سریع و مجزای بدون بالازدگی بیش از حد در جریان فاز PW به دست می آید. همچنین، شکل ۴ نشان می دهد که استراتژی پیشنهادی ISM-DPC دارای ریبیل توان کم است بطوریکه ریبیل توان های اکتیو و راکتیو به ترتیب حدود ۰.۵٪ و ۰.۴٪ است. این نتایج شبیه سازی، عملکرد دقیق و مطلوب استراتژی ISM-DPC پیشنهادی را در شرایط حالت پایدار و گذرا نشان می دهد.



شبهه‌سازی‌های بیشتری برای تجزیه و تحلیل عملکرد استراتژی پیشنهادی ISM-DPC در برابر تغییرات سرعت روتور از ناحیه زسر تا فوق سنکرون (از $0.9 pu$ تا $1.1 pu$) انجام شده است. در این آزمایش، مراجع ثابت برای توان اکتیو و راکتیو PW ، به ترتیب pu ۱ و ۰ اعمال شد. همانطور که در شکل ۵ نشان داده شده است، در طول پروفیل سرعت اعمال شده، توان اکتیو و راکتیو PW از مراجع خود پیروی می‌کنند، در حالی که فرکانس جریان CW از تغییرات لغزش ژنراتور پیروی می‌کند، در سرعت سنکرون به صفر می‌رسد و پس از وارد شدن به منطقه سوپر سنکرون افزایش می‌یابد. بنابراین، ثابت می‌کند که استراتژی پیشنهادی نسبت به تغییرات سرعت مقاوم است و قادر به عملکرد در کل محدوده سرعت مورد نظر است.

سناریوهای شبهه‌سازی بیشتر برای ارزیابی مقاوم بودن روش ISM-DPC پیشنهادی در برابر عدم قطعیت‌های پارامترهای ماشین که می‌تواند به دلیل شرایط عملکرد ژنراتور رخ دهد، انجام می‌شود: اشباع اندوکتانس مغناطیسی، گرم شدن بیش از حد مس و سیم‌پیچ، اثر پوستی. تأثیر تغییر اندوکتانس‌های متقابل و مقاومت‌ها بر عملکرد سیستم مورد مطالعه قرار می‌گیرد، زیرا این پارامترها برای محاسبه ماتریس‌های F و D استفاده می‌شوند و تغییرات آنها ممکن است بر عملکرد استراتژی ISM-DPC پیشنهادی تأثیر بگذارد. اندوکتانس‌های ناشی به دلیل تغییرات ناچیز ثابت در نظر گرفته می‌شوند. در شکل ۶، نتایج شبهه‌سازی با مقادیر مقاومت‌ها و اندوکتانس‌های متقابل مورد استفاده در محاسبه F و D با $\pm 50\%$ متغیر مقایسه شده‌اند. تغییرات پله‌ای در توان اکتیو و راکتیو PW اعمال می‌شود: توان راکتیو PW از $0.8 pu$ به $0.4 pu$ در $t_0.5 =$ ثانیه تغییر می‌کند و مرجع توان فعال PW از $0.4 pu$ به $0.8 pu$ در $t_1 =$ ثانیه تغییر می‌کند. با مقایسه شکل ۶ (c)-(a)، عملکرد دینامیکی و حالت پایدار سیستم تحت تأثیر تغییرات پارامترهای ژنراتور قرار نگرفته است و سیستم حتی با وجود چنین خطاهای بزرگی در مقاومت‌ها و اندوکتانس‌های متقابل، عملکرد فوق‌العاده‌ای را دارد. در نتیجه، استراتژی ISM-DPC پیشنهادی استحکام خوبی در برابر عدم قطعیت پارامترها با پاسخ‌های دینامیکی و استاتیکی عالی نشان می‌دهد.

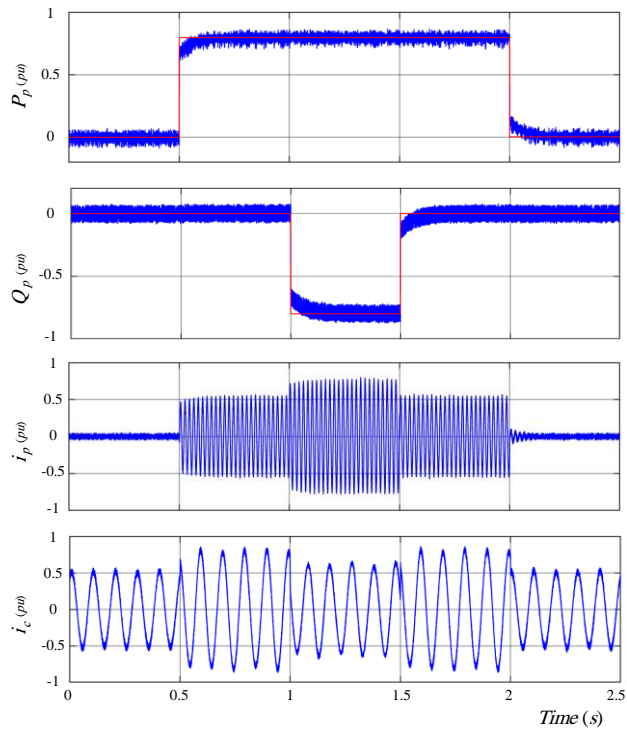
جدول (۱): مقادیر نامی و پارامترهای BDFIG ۲ مگاواتی

پارامتر	مقدار	پارامتر	مقدار
p_p	3	$r_c (\Omega)$	1.186
p_c	2	$r_r (\Omega)$	1.531
$f_p (Hz)$	50	$L_{lp} (mH)$	0.014
$f_c (Hz)$	50	$L_{lc} (mH)$	0.012
$V_{pn} (V_{rms})$	690	$L_{lr} (mH)$	0.026
$V_{cn} (V_{rms})$	690	$L_{mp} (mH)$	0.626
$r_p (\Omega)$	0.408	$L_{mc} (mH)$	0.373

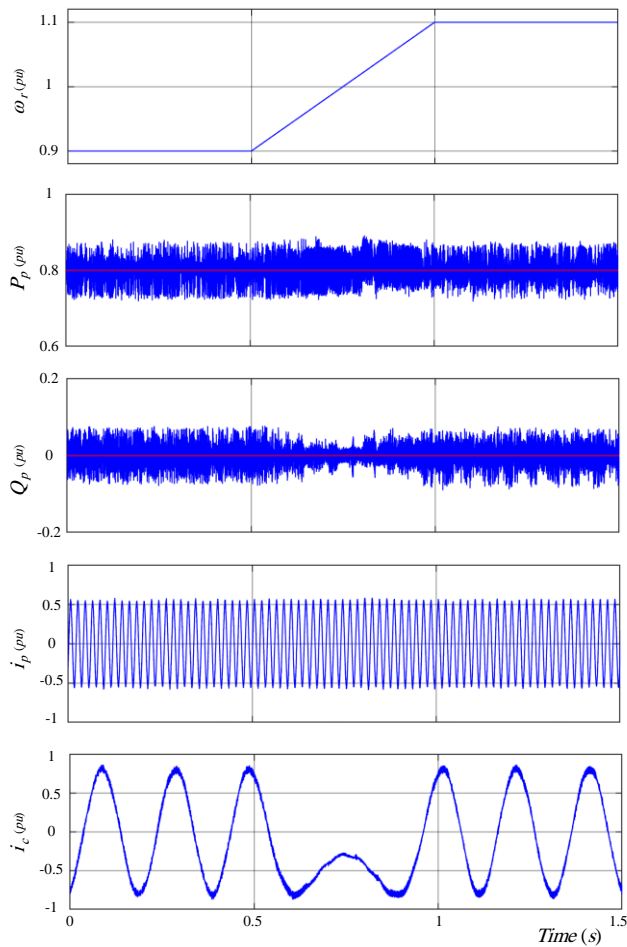
۵- نتیجه‌گیری

این مقاله یک کنترل‌کننده DPC مبتنی بر کنترل مد لغزشی انتگرالی برای BDFIG پیشنهاد می‌کند که کنترل مجزای توان اکتیو و راکتیو تریقی را فراهم می‌کند. در این روش، ولتاژ CW مورد نیاز بر اساس سرعت روتور، جریان CW ، ولتاژ PW تعیین می‌شود. از آنجایی که استراتژی پیشنهادی مبتنی بر روش کنترل مد لغزشی است، در برابر اختلالاتی مانند نویزهای اندازه‌گیری، عدم قطعیت پارامترها و تغییرات مقاوم است. سطح انتگرال پیشنهادی منجر به خروجی مناسب کنترل‌کننده و کاهش ریب‌های توان می‌شود. نتایج شبهه‌سازی یک BDFIG ۲ مگاواتی برای نشان دادن حالت پایدار عالی با ریب‌های کم و ردیابی سریع پاسخ گذرا ارائه شده است. همچنین، نتایج شبهه‌سازی عملکرد مناسب و مقاوم بودن استراتژی پیشنهادی ISM-DPC را در شرایط عملیاتی متعدد (تغییرات سرعت روتور و تغییرات توان) و تغییرات پارامتر تأیید نمود. تلاش است در مطالعات آتی عملکرد این کنترل‌کننده با عملکرد کنترل مد لغزشی مرتبه ۲ از نظر هارمونیک و سرعت عملکرد بررسی شود.

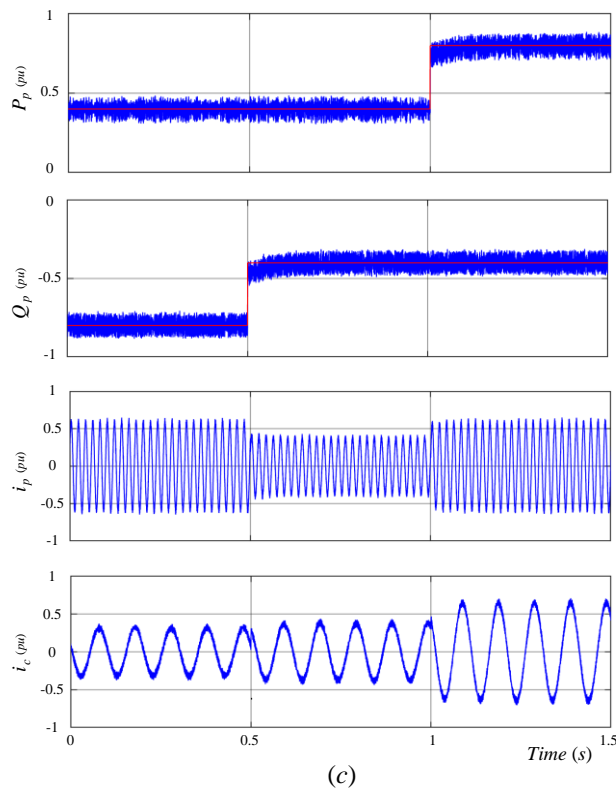
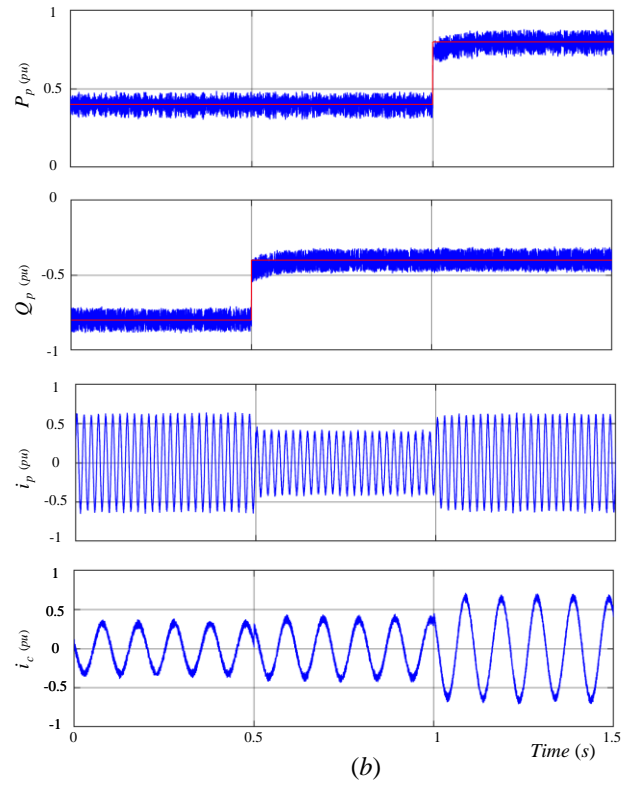
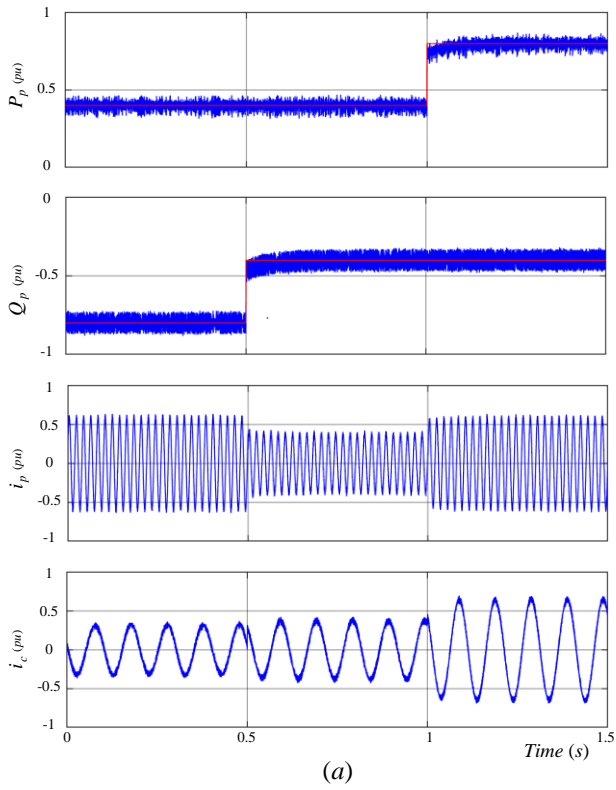




شکل (۴): نتایج شبیه سازی تحت تغییرات پله ای برای توان اکتیو و توان راکتیو.



شکل (۵): نتایج شبیه سازی تحت تغییرات سرعت روتور



شکل (۶): آزمایش شبیه سازی برای عدم قطعیت پارامتر: (الف) پارامترهای دقیق، (ب) $L_m \pm 50\%$ ، $r_c \pm 50\%$ ، $r_r \pm 50\%$ و $L_m \pm 50\%$ ، (ج) $r_r \pm 50\%$ ، $r_c \pm 50\%$ ، $r_r \pm 50\%$



- [1] J. Chen, W. Zhang, B. Chen and Y. Ma, "Improved Vector Control of Brushless Doubly Fed Induction Generator under Unbalanced Grid Conditions for Offshore Wind Power Generation," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 1, pp. 293-302, March 2016, doi: 10.1109/TEC.2015.2479859.
- [2] J. Carroll, A. McDonald and D. McMillan, "Reliability Comparison of Wind Turbines With DFIG and PMG Drive Trains," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 2, pp. 663-670, June 2015, doi: 10.1109/TEC.2014.2367243.
- [3] G. Abad, J. López, M. Rodríguez, L. Marroyo and G. Iwanski, "Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation applications," *Wiley-IEEE Press*, 2011.
- [4] P. Han, M. Cheng, X. Wei and Y. Jiang, "Steady-State Characteristics of the Dual-Stator Brushless Doubly Fed Induction Generator," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 1, pp. 200-210, Jan. 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2716904.
- [5] R. Sadeghi, S. M. Madani, M. Ataei, M. R. Agha Kashkooli and S. Ademi, "Super-Twisting Sliding Mode Direct Power Control of a Brushless Doubly Fed Induction Generator," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 11, pp. 9147-9156, Nov. 2018, doi: 10.1109/TIE.2018.2818672.
- [6] K. Protsenko and D. Xu, "Modeling and Control of Brushless Doubly-Fed Induction Generators in Wind Energy Applications," *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2007, pp. 529-535, doi: 10.1109/APEX.2007.357565.
- [7] D. Zhang, Y. Chen, J. Su and Y. Kang, "Dual-Mode Control for Brushless Doubly Fed Induction Generation System Based on Control-Winding-Current Orientation," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 2, pp. 1494-1506, April 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2960111.
- [8] R. Sadeghi, S. M. Madani and M. Ataei, "A New Smooth Synchronization of Brushless Doubly-Fed Induction Generator by Applying a Proposed Machine Model," in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 9, no. 1, pp. 371-380, Jan. 2018, doi: 10.1109/TSSTE.2017.2734964.
- [9] J. Hu, J. Zhu and D. G. Dorrell, "A New Control Method of Cascaded Brushless Doubly Fed Induction Generators Using Direct Power Control," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, no. 3, pp. 771-779, Sept. 2014, doi: 10.1109/TEC.2014.2325046.
- [10] G. Dauksha and G. Iwanski, "Indirect Torque Control of a Cascaded Brushless Doubly-Fed Induction Generator Operating With Unbalanced Power Grid," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 35, no. 2, pp. 1065-1077, June 2020, doi: 10.1109/TEC.2020.2972500.
- [11] C. Lascu, I. Boldea and F. Blaabjerg, "Direct torque control of sensorless induction motor drives: a sliding-mode approach," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 2, pp. 582-590, March-April 2004, doi: 10.1109/TIA.2004.824441.
- [12] J. Hu, H. Nian, B. Hu, Y. He and Z. Q. Zhu, "Direct Active and Reactive Power Regulation of DFIG Using Sliding-Mode Control Approach," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 4, pp. 1028-1039, Dec. 2010, doi: 10.1109/TEC.2010.2048754.
- [13] X. Wang, J. Yang, X. Zhang and J. Wu, "Sliding Mode Control of Active and Reactive Power for Brushless Doubly-Fed Machine," *2008 ISECS International Colloquium on Computing, Communication, Control, and Management*, 2008, pp. 294-298, doi: 10.1109/CCCM.2008.167.
- [14] F. Valenciaga and C. A. Evangelista, "2-sliding active and reactive power control of a wind energy conversion system," *IET Control Theory & Appl.*, vol. 4, no. 11, pp. 2479-2490, November 2010, doi:10.1049/iet-cta.2009.0437.
- [15] G. Bartolini, L. Fridman, A. Pisano, and E. Usai, "Modern sliding mode control theory, new perspectives and applications," New York, NY, USA: *Springer*, 2008.
- [16] M. I. Martinez, A. Susperregui, and L. Xu, "Sliding-mode control of a wind turbine-driven double-fed induction generator under non-ideal grid voltages," *IET Ren. Power Gen.*, vol. 7, no. 4, pp. 370-379, Jul. 2013, doi: 10.1049/iet-rpg.2012.0172





- [17] G. Zhang et al., "A Robust Control Scheme Based on ISMC for the Brushless Doubly Fed Induction Machine," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 4, pp. 3129-3140, April 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2708741.
- [18] Y. Mi, Y. Song, Y. Fu and C. Wang, "The Adaptive Sliding Mode Reactive Power Control Strategy for Wind-Diesel Power System Based on Sliding Mode Observer," in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 11, no. 4, pp. 2241-2251, Oct. 2020, doi: 10.1109/TSTE.2019.2952142.
- [19] H. Wang et al., "A Cascade PI-SMC Method for Matrix Converter-Fed BDFIM Drives," in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 7, no. 4, pp. 2541-2550, Dec. 2021, doi: 10.1109/TTE.2021.3061742.
- [20] H. Dong, M. Su, K. Liu and W. Zou, "Mitigation Strategy of Subsynchronous Oscillation Based on Fractional-Order Sliding Mode Control for VSC-MTDC Systems With DFIG-Based Wind Farm Access," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 209242-209250, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3038665.
- [21] R. Sadeghi, S. M. Madani, T. A. Lipo, M. R. A. Kashkooli, M. Ataei and S. Ademi, "Voltage-Dip Analysis of Brushless Doubly Fed Induction Generator Using Reduced T-Model," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 10, pp. 7510-7519, Oct. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2880713.
- [22] Y. Shtessel, C. Edwards, L. Fridman, A. Levant, "Sliding mode control and observation," New York. Birkhäuser Boston, USA: *Springer*, 2014.
- [23] X. Yan, M. Cheng, L. Xu and Y. Zeng, "Dual-Objective Control Using an SMC-Based CW Current Controller for Cascaded Brushless Doubly Fed Induction Generator," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 6, pp. 7109-7120, Nov.-Dec. 2020, doi: 10.1109/TIA.2020.3021624.
- [24] X. Yan and M. Cheng, "A Robustness-Improved Control Method Based on ST-SMC for Cascaded Brushless Doubly Fed Induction Generator," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 8, pp. 7061-7071, Aug. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3007087.

زیر نویس ها

-
- ¹ Internal Sliding Mode-Direct Power Control
 - ² Brushless Doubly Fed Induction Generator
 - ³ Phase Lock Loop
 - ⁴ Doubly Fed Induction Generator
 - ⁵ Sliding Mode Control
 - ⁶ Cascaded Brushless Doubly Fed Induction Generator
 - ⁷ Power Winding
 - ⁸ Control Winding

