طراحی سیستم کنترل مبتنی بر نظریه مد لغزشی تطبیقی برای ردیابی توان در یک توربین بادی دوسو تغذیه بدون جاروبک

محسن احسانی[۱]، اشکناز اورعی*[۲]، بابک عبدی[۳]، وحید بهنام گل[۴]، سید مهدی حکیمی[۵]

۱ دانشجوی دکتری دانشکده فنی مهندسی، واحد دماوند، دانشگاه آزاد اسلامی، دماوند، ایران، Ehsani.Mohsen.bbb@gmail.com

۲* استادیار دانشکده برق، دانشگاه صنعتی سجاد، مشهد، ایران، Ashknaz.oraee@gmail.com

۳ استادیار مرکز تحقیقات انرژی های تجدیدپذیر، واحد دماوند، دانشگاه آزاد اسلامی، دماوند، ایران، Babakabdii@gmail.com

۴ استادیار دانشکده برق، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران، Vahid_behnamgol@mut.ac.ir

۵ استادیار مرکز تحقیقات انرژی های تجدیدپذیر، واحد دماوند، دانشگاه آزاد اسلامی، دماوند، ایران Sm_hakimi@damavandiau.ac.ir

تاریخ دریافت: ۱۴۰۰/۸/۱۷ تاریخ پذیرش: ۱۴۰۰/۱۰/۱۵

چکیده: در این مقاله سیستم کنترل مبتنی بر نظریه مد لغزشی تطبیقی برای ردیابی توان‌های اکتیو و راکتیو در یک توربین بادی با ژنراتور القایی دو سو تغذیه بدون جاروبک طراحی شده است. دینامیک این نوع توربین‌ها غیرخطی بوده و شامل نامعینی‌های پارامتری و اغتشاشاتی از قبیل تغییرات سرعت باد است. لذا در این مقاله برای کنترل این سیستم غیرخطی و نامعین از نظریه مدلغزشی استفاده گردیده است. یکی از محدودیت‌های روش مد لغزشی، نیاز به کران بالای بخش‌های نامعین است. اما در سیستم توربین بادی مورد مطالعه، به دلیل متنوع بودن و نامشخص بودن کران نامعینی‌ها، از نوع تطبیقی روش مد لغزشی استفاده گردیده است. در این روش، بهره‌های سیستم کنترل به صورت متغیر با زمان در نظر گرفته شده و به نحوی طراحی می‌شوند که به کران بالای نامعینی همگرا شوند. همچنین به دلیل اینکه بهره‌های کنترل کننده به صورت تطبیقی تنظیم می‌شوند، نیازی به محافظه کارانه در نظر گرفتن آن‌ها نخواهد بود که این مساله به کاهش دامنه چترینگ در سیگنال کنترل منجر می‌شود. کنترل کننده طراحی شده پیشنهادی در یک شبیه‌سازی کامل در نرم افزار متلب، بر روی مدل یک توربین بادی دو سو تغذیه بدون جاروبک، مورد ارزیابی قرار گرفته و کارایی مطلوب این روش پیشنهادی در مقایسه با روش‌های مدلغزشی استاندارد و کنترل کننده کلاسیک تناسبی - انتگرالی - مشتقی نشان داده شده است.

واژه‌های کلیدی: توربین بادی، ژنراتور القایی دوسو تغذیه بدون جاروبک، کنترل مد لغزشی، بهره تطبیقی، نامعینی.

۱. مقدمه

در حوزه تولید انرژی‌های تجدید پذیر، ژنراتورهای دو تحریکه القایی بدون جاروبک (BDFIG) ، به دلیل عملکرد مناسب در سرعت‌های متغیر باد، بسیار مورد توجه قرار گرفته‌اند [۱]. ماشین‌های دو تحریکه بدون جاروبک از یک روتور و دو سیم‌پیچ توان و سیم پیچ کنترل در استاتور تشکیل می‌شوند. این ساختار منجر به بهبود کنترل سرعت می‌گردد [۲]. در [۳] از الگوریتم اجتماع ذرات برای کنترل توان در توربین بادی دو سوتغذیه استفاده گردیده است. در [۴] دو روش کنترل برای ماشین‌های دو تحریکه بدون جاروبک استفاده شده است. در روش اول، خطی‌سازی مدل غیرخطی حول نقطه کار و طراحی کنترل‌کننده‌ی خطی برای این نقاط انجام شده و در روش دوم از

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-14]

[DOR: 20.1001.1.23222468.1400.10.4.6.7]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 10, No. 4 Winter 2022

خطی‌سازی پس‌خور استفاده گردیده است. روش اول پیشنهاد شده در این مرجع دارای مشکلاتی از قبیل کاهش کارآیی کنترل کننده با فاصله گرفتن شرایط کاری سیستم از نقطه کار و عدم مقاومت در مقابل نامعینی‌های احتمالی را دارد. کنترل کننده دوم نیز اگرچه یک روش غیرخطی است، اما با فرض معین بودن سیستم طراحی شده است. در مرجع [۲] روش خطی تناسبی-انتگرالی کلاسیک برای کنترل توان با روش تناسبی-انتگرالی با پارامترهای متغیر مقایسه گردیده است. متغیر کردن بهره‌های کنترل‌کننده خطی می‌تواند به بهبود عملکرد آن در شرایط کاری مختلف و در حضور نامعینی‌های احتمالی کمک کند. اما در هر صورت برای طراحی کنترل کننده خطی نیاز به خطی‌سازی سیستم حول نقطه کار است. روش‌های کنترل مدرن از قبیل کنترل کننده پیش بین مبتنی بر مدل نیز در مراجع [۵، ۶] برای کنترل این نوع توربین‌ها استفاده شده است. همچنین در مرجع [۷] از روش فازی تناسبی-انتگرالی-مشتقی برای کنترل این ماشین استفاده شده که به دلیل استفاده از روش هوشمند فازی، تحلیل پایداری ارائه نمی‌کند.

در مدل‌سازی اکثر سامانه‌ها به دلیل دینامیک‌های مدل نشده‌ی احتمالی و اثرات غیرخطی صرف‌نظر شده در خطی‌سازی معادلات و همچنین اغتشاشات احتمالی ممکن است نامعینی‌هایی بوجود آید. یک پیشنهاد برای کنترل این سیستم‌ها، استفاده از تئوری کنترل مد لغزشی بوده که یک روش مناسب برای سیستم‌های غیرخطی و نامعین است. این روش کنترلی در مراجع متعددی از جمله در[۸-۱۰] برای توربین‌های بادی به کار برده شده است. در مرجع [۱۱] از کنترل کننده مد لغزشی انتگرالی با هدف کاهش خطای سرعت و مقابله با اثر اغتشاشات در یک ماشین دو سو تغذیه بدون جاروبک استفاده شده است. در مرجع [۱۲] از روش مد لغزشی برای سنکرون سازی هموار سیستم با شبکه و تنظیم انعطاف پذیر توان در حالت متصل به شبکه استفاده گردیده است. در مرجع [۱۳] روش مد لغزشی برای کنترل این نوع توربین بادی برای هر دو حالت متصل به شبکه و جزیره‌ای مورد استفاده قرار گرفته است. در [۱۴] از روش ترکیبی مد لغزشی پیش بین برای کنترل توان های اکتیو و راکتیو استفاده شده و بهره-های کنترل کننده با روش اجتماع ذرات (PSO) بهینه شده است.

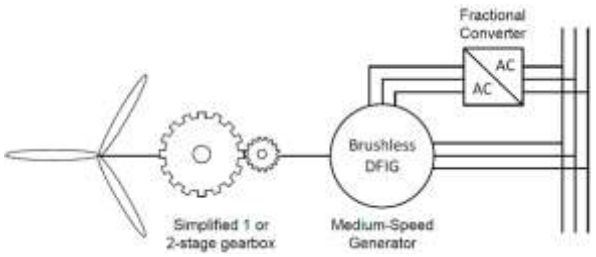
در [۱۵] از روش ترکیبی مد لغزشی تطبیقی فازی و در [۱۶] از روش مد لغزشی عصبی فازی برای کنترل توان در BDFM استفاده گردیده است. در [۱۷] از الگوریتم ژنتیک برای بهینه سازی پارامترهای کنترل کننده مد لغزشی استفاده شده است. روش مد لغزشی نهایی در [۱۸] و کنترل مد لغزشی مرتبه دوم برای کنترل سرعت و گشتاور BDFM در مراجع [۱، ۱۹] به کار گرفته شده است. یکی از معایب روش مد لغزشی نیاز به کران بالای نامعینی می‌باشد. در بسیاری از سیستم‌ها از جمله ژنراتور القایی دو سو تغذیه بدون جاروبک، تعیین مقدار دقیق کران بالای نامعینی‌ها امکانپذیر نیست. همچنین در بسیاری از مواقع طراح مجبور است کران بالای نامعینی را به اندازه‌ای بزرگ در نظر بگیرد که حلقه کنترل در هر شرایط پایدار بماند. از این‌رو کنترل کننده با محافظه کاری زیاد طراحی شده و سیگنال کنترل نیز اندازه بزرگی خواهد داشت. برای رفع این مشکل در سال‌های اخیر نظریه مد لغزشی تطبیقی مطرح گردیده است. در این روش بهره تابع علامت به صورت تطبیقی به نحوی تعیین می‌گردد که به کران بالای نامعینی همگرا شود [۲۰-۲۲].

در این مقاله از روش غیرخطی و مقاوم مد لغزشی برای کنترل توان در یک موتور القایی دو تحریکه بدون جاروبک مورد استفاده در توربین بادی استفاده شده است. بهره کنترل کننده به صورت تطبیقی در نظر گرفته شده و نیازی به مشخص بودن کران بالای نامعینی نیست. با استفاده از بهره‌های تطبیقی دیگر نیازی به محافظه کارانه در نظر گرفتن بهره‌ها نبوده که این مساله منجر به کاهش دامنه چترینگ در سیگنال کنترل خواهد شد. همچنین برای حذف کامل چترینگ و هموارسازی سیگنال کنترل، مشابه با روش استفاده شده در مرجع [۲۳] از روش تقریب پیوسته استفاده گردیده است.

در بخش دوم مقاله، معادلات دینامیکی حاکم بر توربین بادی دو سو تغذیه بدون جاروبک تشریح می شود. در بخش سوم کنترل مد لغزشی تطبیقی توضیح داده شده و برای کنترل ژنراتور القایی دوسوتغذیه مورد استفاده قرار می‌گیرد. در بخش چهارم نتایج شبیه‌سازی ارائه شده و در نهایت به بحث و نتیجه‌گیری پرداخته می‌شود.

۲. مدلسازی

در این بخش معادلات دینامیکی حاکم بر BDFM که شماتیک کلی آن در شکل (۱) دیده می‌شود، در مختصات d-q تشریح می‌گردد.



شکل (۱): شماتیک ژنراتور القایی دوسو تغذیه بدون جاروبک مورد استفاده در توربین بادی

ابتدا متغیرها و پارامترهای مورد استفاده در معادلات، در جدول (۱) تعریف می‌شود.

در این سیستم سیم پیچ توان استاتور با سرعت زاویه‌ای ω_{sp} درحال چرخش بوده و رابطه آن با سرعت زاویه‌ای روتور به صورت زیر است:

$$\omega_r = \frac{\omega_{sc} \pm \omega_{sp}}{P_c + P_p} \qquad (۱)$$

[DOR: 20.1001.1.23222468.1400.10.4.6.7]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 10, No. 4 Winter 2022
[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-14]

رابطه‌ی شار، ولتاژ و جریان سیم پیچ‌های توان و کنترل استاتور و روتور به صورت رابطه (۲) است:

جدول (۱): تعریف متغیرها

نماد	متغیر
PW, CW	سیم پیچ توان و سیم پیچ کنترل
V_r, V_{sc}, V_{sp}	ولتاژ روتور و سیم‌پیچ‌های کنترل و توان
$\Phi_r, \Phi_{sc}, \Phi_{sp}$	شار روتور و سیم‌پیچ‌های کنترل و توان
I_r, I_{sc}, I_{sp}	جریان روتور و سیم‌پیچ‌های کنترل و توان
R_r, R_{sc}, R_{sp}	مقاومت روتور و سیم‌پیچ‌های کنترل و توان
P_c, C_p	تعداد جفت قطب سیم‌پیچ‌های کنترل توان
$\omega_r, \omega_{sc}, \omega_{sp}$	سرعت زاویه‌ای روتور و سیم‌پیچ‌های کنترل و توان
L_r, L_{sc}, L_{sp}	اندوکتانس روتور و سیم‌پیچ‌های کنترل و توان
M_c, M_p	اندوکتانس متقابل سیم‌پیچ‌های کنترل و توان
$P_{sp}, \quad Q_{sp}$	توان اکتیو و راکتیو

$$
\begin{aligned}
V_{sp} &= R_{sp} I_{sp} + \frac{d}{dt}\Phi_{sp} \\
&\quad + j\,\omega_{sp}\Phi_{sp}\theta \\
V_{sc} &= R_{sc} I_{sc} + \frac{d}{dt}\Phi_{sc} \\
&\quad + j\left(\omega_{sp} - \left(p_p + p_c\right)\omega_r\right)\Phi_{sc} \\
V_r &= R_r I_r + \frac{d}{dt}\Phi_r \\
&\quad + j\left(\omega_{sp} - p_p\omega_r\right)\Phi_r
\end{aligned}
\qquad (۲)
$$

روابط شار نیز بصورت زیر تعریف می‌گردد:

$$
\begin{aligned}
\Phi_{sp} &= L_{sp} I_{sp} + M_p I_r \\
\Phi_{sc} &= L_{sc} I_{sc} + M_c I_r \\
\Phi_r &= L_r I_r + M_c I_{sc} + M_p I_{sp}
\end{aligned}
\qquad (۳)
$$

گشتاور الکترو مغناطیسی بصورت رابطه (۴) تعریف می‌گردد:

$$
\begin{aligned}
T_{em} &= \frac{3}{2} P_p M_p \left(I_{sp}^q I_r^d - I_{sp}^d I_r^q\right) \\
&\quad - \frac{3}{2} P_c M_c \left(I_{sc}^q I_r^d - I_{sc}^d I_r^q\right)
\end{aligned}
\qquad (۴)
$$

همچنین معادلات توان‌های اکتیو و راکتیو سیم پیچ توان استاتور بصورت زیر می‌باشد:

$$
\begin{aligned}
P_{sp} &= \frac{3}{2}\left(v_{sp}^d I_{sp}^d + v_{sp}^q I_{sp}^q\right) \\
Q_{sp} &= \frac{3}{2}\left(v_{sp}^q I_{sp}^d + v_{sp}^d I_{sp}^d\right)
\end{aligned}
\qquad (۵)
$$

از رابطه (۳) می‌توان روابط جریان را به صورت زیر نوشت:

$$
\begin{aligned}
I_{sp} &= \frac{\Phi_{sp} - M_p I_r^d}{L_{sp}} \\
I_r &= \frac{\Phi_r - M_p I_{sp} - M_c I_{sc}}{L_r}
\end{aligned}
\qquad (۶)
$$

همچنین از روابط (۳) و (۶) می‌توان نتیجه گرفت:

$$
\begin{aligned}
I_{sp} &= \frac{L_r}{L_{sp}L_r - M_p^2}\Phi_{sp} + \frac{M_p}{L_{sp}L_r - M_p^2}\Phi_r \\
&\quad + \frac{M_c M_p}{L_{sp}L_r - M_p^2} I_{sc}
\end{aligned}
\qquad (۷)
$$

با جایگذاری روابط (۶) و (۳) در (۵) داریم:

$$
\begin{aligned}
P_{sp} &= \frac{3}{2} V_{sp}\left(\lambda_5 \Phi_{sp}^q - \lambda_4 \Phi_r^q + \lambda_3 I_{sc}^q\right) \\
Q_{sp} &= \frac{3}{2} V_{sp}\left(\lambda_5 \Phi_{sp}^d - \lambda_4 \Phi_r^d + \lambda_3 I_{sc}^d\right)
\end{aligned}
\qquad (۸)
$$

که در آن پارامترها به صورت زیر هستند:

$$
\begin{aligned}
\lambda_1 &= \frac{L_{sp} M_c}{L_r L_{sp} - M_p^2}, \quad \lambda_2 = L_{sc} - \frac{L_{sp} M_c^2}{L_r L_{sp} - M_p^2} \\
\lambda_3 &= \frac{M_c M_p}{L_r L_{sp} - M_p^2}, \quad \lambda_4 = \frac{M_p}{L_r L_{sp} - M_p^2} \\
\lambda_5 &= \frac{L_r}{L_r L_{sp} - M_p^2}
\end{aligned}
\qquad (۹)
$$

در نهایت، رابطه دینامیکی بین جریان و ولتاژ سیم پیچ کنترل در مختصات d-q بصورت زیر نتیجه می‌شود [۱، ۲۴]:

$$
\begin{aligned}
V_{sc}^d &= R_{sc} I_{sc}^d \left(\frac{d}{dt}\left(\lambda_1 \Phi_r^d + \lambda_2 I_{sc}^d\right)\right. \\
&\quad \left. - \omega_{sc}\left(\lambda_1 \Phi_r^q + \lambda_2 I_{sc}^q - \lambda_3 \Phi_{sp}^q\right)\right) \\
V_{sc}^q &= R_{sc} I_{sc}^q \left(\frac{d}{dt}\left(\lambda_1 \Phi_r^q + \lambda_2 I_{sc}^q\right)\right. \\
&\quad \left. + \omega_{sc}\left(\lambda_1 \Phi_r^d + \lambda_2 I_{sc}^d - \lambda_3 \Phi_{sp}^d\right)\right)
\end{aligned}
\qquad (۱۰)
$$

۳. طراحی سیستم کنترل

برای کنترل سیستم‌های غیرقطعی نیاز به طراحی کنترل‌کننده‌ای است تا در حضور نامعینی‌ها مقاوم باشد. چنین کنترل‌کننده‌ای را می‌توان از روش مد لغزشی طراحی کرد که یکی از روش‌های کنترل غیرخطی و مقاوم برای کنترل سیستم‌های نامعین است [۲۵، ۲۶]. در روش مد لغزشی فرم کلی سیستم به صورت رابطه (۱۱) در نظر گرفته می‌شود:

$$
\dot{x} = f(x) + g(x)u \qquad (۱۱)
$$

که در آن $x \in X \subset \mathbb{R}^n$ بردار حالت، $u \in \mathbb{R}$ ورودی کنترل و $f(x), g(x) \in \mathbb{R}^n$ بردار توابع غیرخطی می‌باشند. فرض می‌شود متغیر لغزش به صورت $s = s(x,t) \in \mathbb{R}$ وجود دارد به نحوی که با برقراری $s = s(x,t) = 0$ سیستم (۱۱) رفتار دینامیکی مطلوبی خواهد داشت. سطح $s = s(x,t) = 0$ سطح لغزش نامیده شده و با

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-14]
[DOR: 20.1001.1.23222468.1400.10.4.6.7]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 10, No. 4 Winter 2022

رسیدن به سطح لغزش، سیستم در فاز لغزش قرار خواهد گرفت. دینامیک متغیر لغزش به صورت (۱۲) خواهد بود:

$$\begin{aligned}\dot{s} &= \frac{\partial s}{\partial t}+\frac{\partial s}{\partial x}f(x)+\frac{\partial s}{\partial x}g(x)u \\ &= a(x,t)+b(x,t)u\end{aligned} \qquad (۱۲)$$

تابع $b(x,t)\in$ معین و تابع $a(x,t)\in$ نامعین و به فرم زیر فرض می‌گردد:

$$a(x,t)=\bar{a}(x,t)+d(t) \qquad (۱۳)$$

که در آن $\bar{a}(x,t)$ و $d(t)$ به ترتیب بخش‌های معین و نامعین $a(x,t)$ هستند.

برای طراحی کنترل کننده مد لغزشی استاندارد فرض می‌شود نامعینی دارای کران بالا به صورت $|d|\le L_d$ باشد.

کنترل کننده u به نحوی باید طراحی گردد که متغیر لغزش $s=s(x,t)$ را در حضور نامعینی $d(t)$ در مدت زمان محدودی به صفر رسانده و حفظ کند. برای این منظور کنترل مد لغزشی مرتبه اول استاندارد به صورت رابطه (۱۴) معرفی گردیده است [۲۵]:

$$u=\frac{1}{b(x,t)}\left[-\bar{a}(x,t)-k\,sign(s)\right] \qquad (۱۴)$$

که در آن بهره k به نحوی تعیین می‌گردد که پایداری متغیر لغزش تضمین گردد. با قرار دادن ورودی کنترل (۱۴) در سیستم (۱۲) داریم:

$$\dot{s}=d(t)-k\,sign(s) \qquad (۱۵)$$

برای بررسی پایداری زمان محدود متغیر لغزش، ابتدا تابع کاندید لیاپانوف به صورت (۱۶) در نظر گرفته می‌شود:

$$V=\frac{1}{2}s^2 \qquad (۱۶)$$

که یک تابع مثبت معین است. در روش مد لغزشی برای تضمین همگرایی زمان محدود متغیر لغزش، شرط

$$\dot{V}=\frac{\partial V}{\partial s}\dot{s}=s\dot{s}\le-\eta|s| \qquad (۱۷)$$

باید برقرار گردد که در آن η یک ثابت مثبت است. با انتگرال گیری از طرفین شرط لغزش (۱۷) داریم:

$$t_r\le\frac{|s(0)|}{\eta} \qquad (۱۸)$$

بنابراین مدت زمان همگرایی متغیر لغزش از رابطه‌ی (۱۸) قابل محاسبه خواهد بود و مدت زمان صفر شدن متغیر لغزش با تغییر مقدار پارامتر η قابل تنظیم است. برای برقراری شرط (۱۷) با استفاده از دینامیک متغیر لغزش در رابطه (۱۷) داریم:

$$\dot{V}=s\left[d(t)-k\,sign(s)\right]\le-\eta|s| \qquad (۱۹)$$

با توجه به رابطه (۱۹) یک انتخاب برای k به صورت (۲۰) خواهد بود:

$$k=L_d+\eta \qquad (۲۰)$$

که در آن L_d کران بالای نامعینی است.

در سال‌های اخیر کنترل مد لغزشی تطبیقی با قابلیت تنظیم تطبیقی بهره تابع علامت ارائه گردیده است. در مرجع [۲۷] کنترل مد لغزشی مرتبه اول تطبیقی به صورت رابطه (۲۱) برای سیستم (۱۲) ارائه شده که نیازی به کران بالای نامعینی ندارد.

$$\begin{cases}u=\dfrac{1}{b(x,t)}\left(-\bar{a}(x,t)-\hat{k}(t)sign(s)\right)\\ \dot{\hat{k}}(t)=k_0|s|,\quad k_0>0\end{cases} \qquad (۲۱)$$

با استفاده از این ورودی کنترل در سیستم (۱۲) داریم:

$$\begin{cases}\dot{s}=-\hat{k}(t)sign(s)+d(t)\\ \dot{\hat{k}}(t)=k_0|s|,\quad k_0>0\end{cases} \qquad (۲۲)$$

برای بررسی پایداری سیستم (۲۲) تابع کاندید لیاپانوف به صورت رابطه (۲۳) در نظر گرفته می‌شود.

$$V=\frac{1}{2}s^2+\frac{1}{2k_0}(\hat{k}-L_d)^2 \qquad (۲۳)$$

مشتق این تابع لیاپانوف به صورت (۲۴) است:

$$\begin{aligned}\dot{V} &= s\dot{s}+\frac{1}{k_0}(\hat{k}-L_d)\dot{\hat{k}}\\ &= s\left(-\hat{k}sign(s)+d(t)\right)\\ &\quad+\frac{1}{k_0}(\hat{k}-L_d)k_0|s|\\ &= -\hat{k}|s|+d(t)s+\hat{k}|s|-L_d|s|\\ &= +d(t)s-L_d|s|<0\end{aligned} \qquad (۲۴)$$

بنابراین پایداری s و $\hat{k}-L_d$ اثبات می‌شود و با استفاده از ورودی کنترل (۲۱) علاوه بر تضمین همگرایی متغیر لغزش، با گذشت زمان $\hat{k}(t)$ به کران بالای نامعینی همگرا خواهد شد.

حال برای طراحی کنترل کننده مد لغزشی استاندارد و تطبیقی برای ژنراتور القایی دوسوتغذیه مطرح شده در بخش دوم، ابتدا مشابه استراتژی در نظر گرفته شده در مرجع [۱] جریان‌های بخش کنترل استاتور در مختصات d-q و روابط مطلوب جریان‌ها به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\begin{cases}I_{sc}^{d}=\dfrac{Q_{sp}}{1.5V_{sp}^{q}\lambda_3}+\dfrac{\lambda_4}{\lambda_3}\Phi_r^d-\dfrac{\lambda_5}{\lambda_3}\Phi_{sp}^d\\ I_{sc}^{q}=\dfrac{P_{sp}}{1.5V_{sp}^{q}\lambda_3}+\dfrac{\lambda_4}{\lambda_3}\Phi_r^q\end{cases} \qquad (۲۵)$$

$$\begin{cases}I_{sc}^{d_ref}=\dfrac{Q_{sp}^{ref}}{1.5V_{sp}^{q}\lambda_3}+\dfrac{\lambda_4}{\lambda_3}\Phi_r^d-\dfrac{\lambda_5}{\lambda_3}\Phi_{sp}^d\\ I_{sc}^{q_ref}=\dfrac{P_{sp}^{ref}}{1.5V_{sp}^{q}\lambda_3}+\dfrac{\lambda_4}{\lambda_3}\Phi_r^q\end{cases} \qquad (۲۶)$$

ابتدا متغیر لغزش بصورت رابطه (۲۷) تعریف می‌گردد:

$$\begin{cases}S(P_{sp})=\left(I_{sc}^{q}-I_{sc}^{q_ref}\right)\\ S(Q_{sp})=\left(I_{sc}^{d}-I_{sc}^{d_ref}\right)\end{cases} \qquad (۲۷)$$

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-14]
[DOR: 20.1001.1.23222468.1400.10.4.6.7]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 10, No. 4 Winter 2022

با مشتق گرفتن از رابطه (۲۷) داریم:

$$\begin{cases}\dot{S}(P_{sp})=\left(\dot{I}_{sc}^{q}-\dot{I}_{sc}^{q_ref}\right)\\ \dot{S}(Q_{sp})=\left(\dot{I}_{sc}^{d}-\dot{I}_{sc}^{d_ref}\right)\end{cases} \quad (۲۸)$$

با بازنویسی رابطه (۱۰) داریم:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}(I_{sc}^{d})&=\frac{V_{sc}^{d}}{\lambda_2}-\frac{R_{sc}}{\lambda_2}I_{sc}^{d}\\&+\frac{\omega_{sc}}{\lambda_2}(\lambda_1\Phi_r^{q}+\lambda_2 I_{sc}^{q})-\frac{\lambda_1}{\lambda_2}\dot{\Phi}_r^{d}\\ \frac{d}{dt}(I_{sc}^{q})&=\frac{V_{sc}^{q}}{\lambda_2}-\frac{R_{sc}}{\lambda_2}I_{sc}^{q}\\&+\frac{\omega_{sc}}{\lambda_2}(\lambda_1\Phi_r^{d}+\lambda_2 I_{sc}^{d}-\lambda_3\Phi_{sp}^{d})-\frac{\lambda_1}{\lambda_2}\dot{\Phi}_r^{q}\end{aligned} \quad (۲۹)$$

با قرار دادن (۲۹) در (۳۰) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}\dot{S}(P_{sp})&=\frac{V_{sc}^{q}}{\lambda_2}-\frac{R_{sc}}{\lambda_2}I_{sc}^{q}+\frac{\omega_{sc}}{\lambda_2}(\lambda_1\Phi_r^{d}\\&+\lambda_2 I_{sc}^{d}-\lambda_3\Phi_{sp}^{d})-\frac{\lambda_1}{\lambda_2}\dot{\Phi}_r^{q}-\dot{I}_{sc}^{q_ref}\\&=b_P u_P+d_P(t)\\ \dot{S}(Q_{sp})&=\frac{V_{sc}^{d}}{\lambda_2}-\frac{R_{sc}}{\lambda_2}I_{sc}^{d}+\frac{\omega_{sc}}{\lambda_2}(\lambda_1\Phi_r^{q}\\&+\lambda_2 I_{sc}^{q})-\frac{\lambda_1}{\lambda_2}\dot{\Phi}_r^{d}-\dot{I}_{sc}^{d_ref}\\&=b_Q u_Q+d_Q(t)\end{aligned} \quad (۳۰)$$

که در آن $b_P=\frac{1}{\lambda_2}$ و $u_P=V_{sc}^{q}$ و $b_Q=\frac{1}{\lambda_2}$ و $u_Q=V_{sc}^{d}$ و $d_P(t)$ و $d_Q(t)$ بصورت (۳۱) تعریف می‌شود.

$$\begin{aligned}d_P(t)&=-\frac{R_{sc}}{\lambda_2}I_{sc}^{q}+\frac{\omega_{sc}}{\lambda_2}(\lambda_1\Phi_r^{d}\\&+\lambda_2 I_{sc}^{d}-\lambda_3\Phi_{sp}^{d})-\frac{\lambda_1}{\lambda_2}\dot{\Phi}_r^{q}-\dot{I}_{sc}^{q_ref}\\ d_Q(t)&=-\frac{R_{sc}}{\lambda_2}I_{sc}^{d}+\frac{\omega_{sc}}{\lambda_2}(\lambda_1\Phi_r^{q}\\&+\lambda_2 I_{sc}^{q})-\frac{\lambda_1}{\lambda_2}\dot{\Phi}_r^{d}-\dot{I}_{sc}^{d_ref}\end{aligned} \quad (۳۱)$$

ورودی‌های کنترل با استفاده از روش مد لغزشی استاندارد بصورت رابطه (۳۲) طراحی می‌شوند:

$$\begin{aligned}u_P&=\frac{1}{b_P}\left[-k_P\,sign(S(P_{sp}))\right]\\ u_Q&=\frac{1}{b_Q}\left[-k_Q\,sign(S(Q_{sp}))\right]\end{aligned} \quad (۳۲)$$

که در آن $k_P=L_{d_p}+\eta_p$ و $k_Q=L_{d_Q}+\eta_Q$ انتخاب می‌شوند.

همچنین با استفاده از نظریه مد لغزشی تطبیقی، ورودهای کنترل بصورت رابطه (۳۳) طراحی می‌گردند:

$$\begin{aligned}u_P&=\frac{1}{b_P}\left[-\hat{k}_P\,sign(S(P_{sp}))\right]\\ \dot{\hat{k}}_P&=k_{P0}\left|S(P_{sp})\right|\\ u_Q&=\frac{1}{b_Q}\left[-\hat{k}_Q\,sign(S(Q_{sp}))\right]\\ \dot{\hat{k}}_Q&=k_{Q0}\left|S(Q_{sp})\right|\end{aligned} \quad (۳۳)$$

در نهایت با جایگذاری متغیرها در رابطه (۳۳)، ولتاژ کنترل استاتور در مختصات d-q بصورت رابطه (۳۴) تعیین می‌گردد:

$$\begin{aligned}V_{sc}^{q}&=\lambda_2\left(-\hat{k}_P\,sign\left(I_{sc}^{q}-I_{sc}^{q_ref}\right)\right)\\ \dot{\hat{k}}_P&=k_{P0}\left|S(P_{sp})\right|\\ V_{sc}^{d}&=\lambda_2\left(-\hat{k}_Q\,sign\left(I_{sc}^{d}-I_{sc}^{d_ref}\right)\right)\\ \dot{\hat{k}}_Q&=k_{Q0}\left|S(Q_{sp})\right|\end{aligned} \quad (۳۴)$$

۴. نتایج شبیه‌سازی

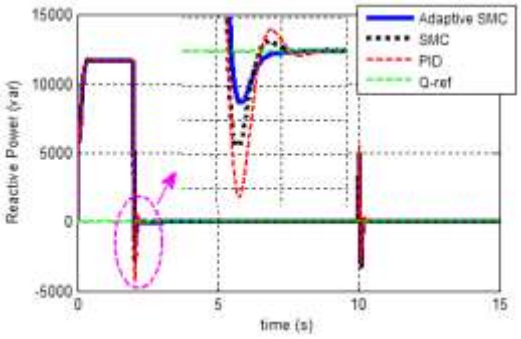
در این بخش نتایج شبیه‌سازی سیستم حلقه بسته کنترل شده یک ژنراتور القایی دو سو تغذیه بدون جاروبک مورد استفاده در توربین بادی ارائه می‌شود. برای این منظور عملکرد کنترل کننده‌های مد لغزشی تطبیقی، مد لغزشی استاندارد و PID مقایسه گردیده است. ضرایب کنترل کننده PID با سعی و خطا به نحوی تعیین شده‌اند که بهترین جواب حاصل شود. مدل مورد استفاده مربوط به یک توربین بادی با مشخصات جدول (۲) می‌باشد [۲۴]. سیستم کنترل از ثانیه ۲ شروع به کار کرده و از ثانیه ۸ تا ۱۰ به دلیل رخ دادن خطا در سیستم، کنترل‌کننده‌ها از مدار خارج می‌گردند.

جدول (۲): تعریف پارامترها

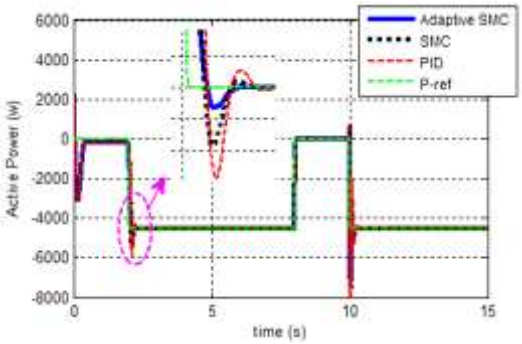
Parameter	Value	Parameter	Value
Frame size	D180	*Lsp*	0.3498 H
PW pole-pairs	2	*Lsc*	0.3637 H
CW pole-pairs	4	*Lspr*	0.0031 H
Natural speed	500 rpm	*Lscr*	0.0022 H
Stator slots	48	*Lr*	4.4521×10^{-5}H
Rotor slots	36	*Rsp*	2.3 Ω
PW rated voltage	240 V (at 50 Hz)	*Rsc*	4 Ω
CW rated voltage	240 V (at 50 Hz)	*Rr*	1.2967×10^{-4}Ω
PW rated current	7 A	*J*	0.53 kgm^2
CW rated current	7 A	*B*	0.036 Nms
Rated generating torque	100 Nm	Rotor design	Nested-loop

[DOR: 20.1001.1.23222468.1400.10.4.6.7]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 10, No. 4 Winter 2022
[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-14]

در شکل (۲) منحنی توان اکتیو و در شکل (۳) تغییرات توان راکتیو با اعمال کنترل‌کنندها رسم شده است. مشاهده می‌شود که با استفاده از کنترل کننده PID، درصد بالازدگی در لحظات شروع کنترل، رخ دادن خطا و رفع آن، به مقدار قابل توجهی بیشتر از دو روش مد لغزشی استاندارد و تطبیقی است.



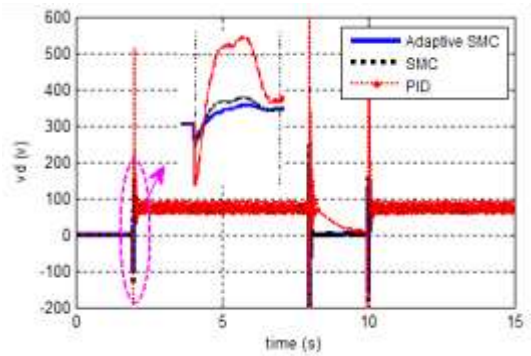
شکل (۲): منحنی تغییرات توان راکتیو با اعمال کنترل کننده‌های مد لغزشی استاندارد، مد لغزشی تطبیقی و PID



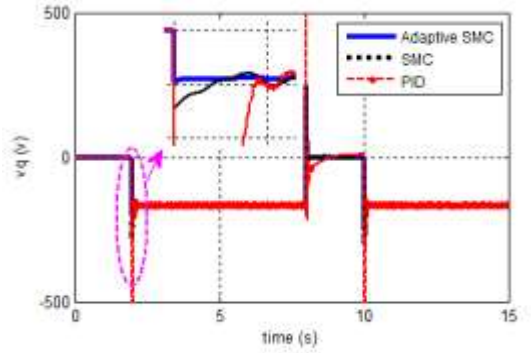
شکل (۳): منحنی تغییرات توان اکتیو با اعمال کنترل کننده‌های مد لغزشی استاندارد، مد لغزشی تطبیقی و PID

در شکل‌های (۴) و (۵) تغییرات سیگنال کنترل در هر سه روش در مختصات d-q رسم شده است. مشاهده می‌گردد که کنترل کننده‌های مد لغزشی دارای بیشینه اندازه کوچکتری نسبت به روش PID بوده و همچنین روش تطبیقی از این نظر نسبت به روش استاندارد دارای برتری است. با توجه به اینکه سیگنال کنترلی از جنس ولتاژ می‌باشد این کاهش بیشینه اندازه، منجر به کاهش هزینه و انرژی مصرفی می‌گردد. در شکل (۶) نیز تغییرات بهره‌های تطبیقی کنترل کننده در روش پیشنهادی رسم شده است. قابل ذکر است که روش پیشنهادی نیاز به کران بالای نامعینی نداشته اما در روش مد لغزشی استاندارد این محدودیت وجود دارد.

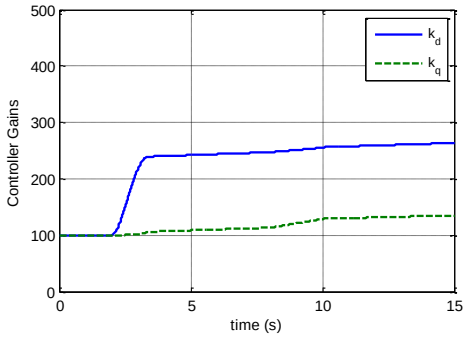
تغییرات جریان سیم پیچ‌های کنترل و توان و همچنین تغییرات گشتاور و سرعت روتور با اعمال کنترل کننده مد لغزشی تطبیقی پیشنهادی در شکل‌های (۷) تا (۱۰) رسم گردیده است. ملاحظه می‌گردد که با اعمال کنترل کننده پیشنهادی گشتاور و سرعت روتور در مقادیر مطلوب ثابت و بدون تغییرات هستند.



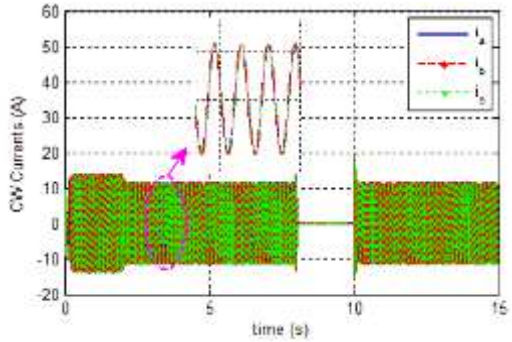
شکل (۴): تغییرات سیگنال کنترل صادر شده توسط کنترل کننده-های مد لغزشی استاندارد، مد لغزشی تطبیقی و PID در راستای محور d



شکل (۵): تغییرات سیگنال کنترل صادر شده توسط کنترل کننده-های مد لغزشی استاندارد، مد لغزشی تطبیقی و PID در راستای محور q

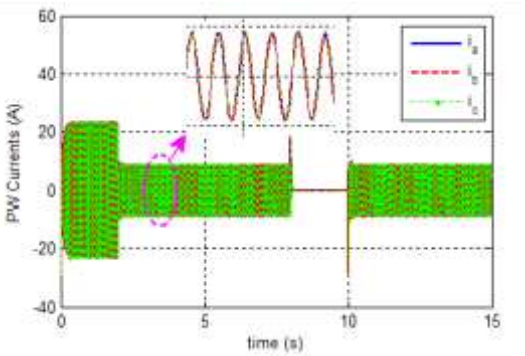


شکل (۶): تغییرات بهره‌های کنترل کننده مد لغزشی تطبیقی

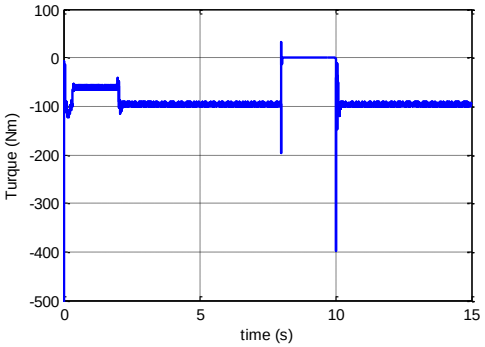


[DOR: 20.1001.1.23222468.1400.10.4.6.7]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 10, No. 4 Winter 2022
[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-14]

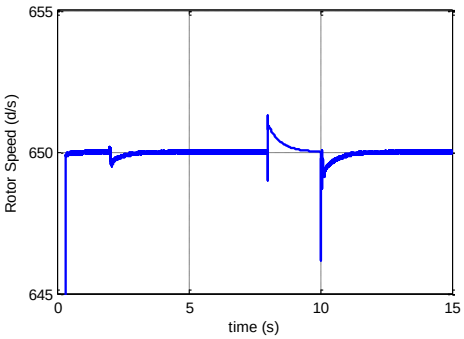
شکل (۷): تغییرات جریان سیم پیچ کنترل با اعمال کنترل کننده مد لغزشی تطبیقی



شکل (۸): جریان سیم پیچ توان با اعمال کنترل‌کننده مدلغزشی تطبیقی



شکل (۹): تغییرات گشتاور با اعمال کنترل کننده مد لغزشی تطبیقی



شکل (۱۰): تغییرات سرعت روتور با اعمال کنترل‌کننده مدلغزشی تطبیقی

۵. جمع‌بندی

در این مقاله برای ردیابی توان اکتیو و راکتیو، در یک توربین بادی با ژنراتور القایی دو سو تغذیه بدون جاروبک از روش کنترل غیرخطی و مقاوم مد لغزشی استفاده شد. به دلیل استفاده از نوع تطبیقی این روش کنترلی، نیازی به مشخص بودن کران بالای نامعینی نیست و بهره‌های کنترل کننده با گذشت زمان به حد بالای نامعینی همگرا می‌شوند. کنترل کننده طراحی شده پیشنهادی در یک شبیه‌سازی جامع در نرم افزار متلب، در مقایسه با کنترل کننده‌های مد لغزشی استاندارد و PID با درصد بالا زدگی کمتر خروجی و بیشینه اندازه سیگنال کنترلی کمتر موفق به ردیابی مقدار مطلوب توان اکتیو و راکتیو شد. قابل ذکر است که روش پیشنهادی در مقایسه با کنترل کننده مد لغزشی تطبیق نیازی به کران بالای بخش نامعین سیستم ندارد.

مراجع

[1] O. Moussa, R. Abdessemed, S. Benaggoune, "super twisting sliding mode control for brushless doubly fed induction generator based on WECS", International Journal of system assurance engineering and management, Vol. 10, 2019.

[2] R. Wang, L. Han, B. Wang, N. Yang, P. Zhao and L. Yan, "Study of Integrated Vector Control for Brushless Doubly-Fed Machine," 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems, China, 2019.

[۳] ابراهیمی امید، شاهقلیان غضنفر، زمانی فر مهران. کنترل توان راکتیو سیستم توربین بادی مجهز به ژنراتور القایی دو سو تغذیه با الگوریتم بهینه‌سازی توده ذرات. نشریه علمی-تخصصی تحقیقات نوین در برق. ۱۳۹۸; ۸ (۴) :۳۴-۲۵

[4] P. C. Roberts, A Study of Brushless Doubly Fed (Induction) Machines, Ph.D. dissertation, Emanuel College, University of Cambridge, Cambridge, 2004.

[5] X. Li et al., "A Modulated Model Predictive Control Scheme for the Brushless Doubly Fed Induction Machine," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 6, no. 4, 2018.

[6] K. Kiran and S. Das, "Variable Speed Operation of Brushless Doubly Fed Reluctance Machine Drive Using Model Predictive Current Control Technique," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 8, 2020.

[7] W. Tao, X. Wang and L. Yongbo, "The scalar control research based on fuzzy PID of BDFM stand-alone power generation system," 2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering, Wuhan, 2011.

[8] 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, Guangzhou, 2008.

[9] H. serhoud, D. benattous, "Sliding mode control of brushless doubly-fed machine used in wind energy conversion system," revus des energies renouvelables vol. 15 no. 2, 2012.

[10] M. A. Mahboub, S. Drid, M. A. Sid, et al. Sliding mode control of grid connected brushless doubly fed induction generator driven by wind turbine in variable speed. International Journal of System Assur Engineering Management, vol. 8, 2017.

[11] 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, 2018.

[12] 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, 2020.

[13] 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, doi: 10.1109/JESTPE. 2019.

[14] D. Tchioffo, A., Kenmoe Fankem, E.D., Golam, G. et al. Control of a BDFIG Based on Current and Sliding

[DOR: 20.1001.1.23222468.1400.10.4.6.7]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 10, No. 4 Winter 2022
[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-14]

Mode Predictive Approaches, Journal of Control Autom Electr System, vol. 31, 2020.
[15] Z. Shao and Y. Zhan, Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control for Brushless Doubly Fed Machine, 2009 Second International Symposium on Computational Intelligence and Design, Changsha, 2009.
[16] Z. Shao and Y. Zhan, "RBF Neural Network-Based Sliding Mode Control for Brushless Doubly Fed Machine," 2009 IITA International Conference on Control, Automation and Systems Engineering, Zhangjiajie, 2009.
[17] Z. Shao, Genetic algorithms-based fuzzy neural network sliding mode control for brushless doubly fed machine, 2010 International Conference on Computer and Communication Technologies in Agriculture Engineering, Chengdu, 2010.
[18] Y. Zhan, You Guang Guo and Jian Guo Zhu, Terminal sliding mode speed controller based on vector control for brushless doubly fed machine, 2011 International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices, Sydney, 2011.
[19] Y. Zhan, Youguang Guo and Jianguo Zhu, Rotor field orientation speed and torque control of BDFM with adaptive second order sliding mode, 2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Busan, 2013.
[20] S. Roy, S. Baldi, L.M. Fridman, On adaptive sliding mode control without a priori bounded uncertainty, Automatica, vol. 111, 2020.
[21] J. Zhai, Zh. Song, Adaptive sliding mode trajectory tracking control for wheeled mobile robots, International Journal of Control, vol. 92, no. 10, 2019.
[۲۲] پاینده سمانه، هاشمی مهناز. همگام سازی لغزشی تطبیقی سیستم‌های آشوب مرتبه کسری دافینگ هلمز با وجود نامعینی و سطح لغزشی مرتبه کسری. نشریه علمی-تخصصی تحقیقات نوین در برق. ۱۴۰۰; ۱۰ (۱) :۴۱-۳۳
[23] X. Yan and M. Cheng, A Robust Grid Synchronization Method for Cascaded Brushless Doubly Fed Induction Generator, 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Harbin, China, 2019.
[24] S. Shao, Control of brushless doubly-fed (induction) machines, Ph.D. dissertation, Dept. Eng., Univ. Cambridge, 2010.
[25] J. J. E. Slotine, W. Li, Applied Nonlinear Control, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 1991.
H. K. Khalil, Nonlinear Systems, Third Edition, Prentice-Hall, Upper Saddle River, 2002.
[26] M. R. Rafimanzelat and M. J. Yazdanpanah, A Novel Low Chattering Sliding Mode Controller, 5th Asian Control Conference, 2004.
[27] F. Plestan, Y. Shtessel, V. Brégeault, A. Poznyak, "New methodologies for adaptive sliding mode control", International Journal of Control, Vol. 83, No. 9, 2010, pp. 1907-1919.

[DOR: 20.1001.1.23222468.1400.10.4.6.7]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 10, No. 4 Winter 2022
[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-14]

Design of control system based on adaptive sliding mode theory for power tracking in a brushless doubly-fed wind turbine

Mohsen Ehsani [1], Ashkenaz Oraee*[2], Babak Abdi[3], Vahid Behnamgol[4], Seyed Mahdi Hakimi[5]

1 PhD student, Faculty of Engineering, Damavand Branch, Islamic Azad University, Damavand, Iran, Ehsani.Mohsen.bbb@gmail.com
*2 Assistant professor, Sajjad University of Technology, Mashhad, Iran, Ashknaz.oraee@gmail.com
3 Assistant professor, Renewable Energy Research Center, Damavand Branch, Islamic Azad University, Damavand, Iran, Babakabdii@gmail.com
4 Assistant professor, Malek Ashtar University of Technology, Tehran, Iran, Vahid_behnamgol@mut.ac.ir
5 Assistant professor, Renewable Energy Research Center, Damavand Branch, Islamic Azad University, Damavand, Iran, Sm_hakimi@damavandiau.ac.ir

Abstract

In this paper, a control system based on adaptive sliding mode theory is designed to track active and reactive powers in a wind turbine with a brushless doubly-fed induction generator. The dynamics of this type of turbine are nonlinear and include parametric uncertainties and perturbations such as wind speed changes. Therefore, to control this nonlinear and uncertain system, sliding model theory has been used. Due to the unknown of the bound of various uncertainties in this system, the adaptive type of sliding mode is used. In this method, the controller gain is considered as a variable with time and is designed to converge to the uncertainties upper bound. The proposed designed controller in a complete simulation in MATLAB software, on the model of a brushless doubly-fed wind turbine, is evaluated and the good performance of this proposed method in comparison with standard sliding model methods and the classical PID controller is shown.

Keywords: Wind turbine, brushless Doubly-fed induction generator, Sliding mode control, Adaptive gain, Uncertainty.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-14]

[DOR: 20.1001.1.23222468.1400.10.4.6.7]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 10, No. 4 Winter 2022