

Adaptive Fractional Order Sliding Mode Control for PMSG with Disturbance Observer

A. M. Aghazamani, H. Delavari*

Electrical Engineering Department, Hamedan University of Technology, Hamedan, Iran.
E-mails: aghazamani@stu.hut.ac.ir; delavari@hut.ac.ir

Short Abstract

In this paper, a new adaptive fractional-order sliding mode controller is designed for a Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG) to track the maximum power point. The controller objective is to track the desired generator speed to extract the maximum power from the wind turbine system in the presence of parametric uncertainty and external disturbances. First, a new fractional order sliding surface is defined. To ensure the stability of the closed-loop system in the sliding model controller it is required to know the upper bounds of uncertainties and disturbances, where it is difficult to calculate these bounds for practical applications such as wind turbines. Therefore, the control signal parameters are estimated online by the proposed adaptive laws, in order to increase the convergence rate of the state variables to the reference value and reduce the chattering phenomenon, also to increase the system robustness against external disturbances and parametric uncertainty. On the other hand, due to the unknown disturbance dynamics, a disturbance observer is designed to estimate external disturbances and parametric uncertainty. Then, the stability of the general closed-loop system together with the disturbance observer is performed using Lyapunov's theory. Finally, the simulation results considering two different scenarios; first for step wind changes with external disturbance, second for changes in sine wind speed with parametric uncertainty. The results are compared with conventional sliding mode controller and results show the effective performance of the proposed controller in tracking the reference value, increasing its robustness against uncertainty and disturbance and reducing the chattering phenomenon.

Keywords

Wind turbine, permanent magnet synchronous generator (PMSG), sliding mode control, fractional calculus, adaptation laws, disturbance observer, parametric uncertainties.

1- Short Introduction

In recent years, renewable energies have attracted much attention due to their compatibility with the environment. Among these energies, however, researchers have shown great interest in wind energy conversion system (WECS) according to its high efficiency. Due to the nonlinear behavior of the system, an efficient, feasible controller design method is a challenge. For this reason, different nonlinear controllers including sliding mode controllers are investigated. However, chattering in the control signal is one of the main drawbacks associated with sliding mode controllers. To overcome this problem, many researchers have combined fractional calculus with the sliding mode method. In this paper, a novel fractional-order sliding mode controller is proposed. Further, adaptation laws and a disturbance observer are employed to enhance the controller performance against disturbances.

2- Proposed Work and Methodology (including comprision, simulation/experimental results and discussion)

In this paper, an adaptive fractional-order sliding mode controller is designed to extract maximum power from wind energy. For this reason, a new fractional sliding surface is proposed which leads to faster convergence time and attenuates the chattering effect. Further, to eliminate the effect of parametric uncertainties and external disturbances applied to the system, a nonlinear disturbance observer is employed to estimate the disturbances. Also, controller parameters are obtained adaptively so that the destructive effect of disturbance and uncertainty is further compensated. The Lyapunov theory is employed to guarantee the stability of the overall system (both PMSG and disturbance observer). Finally, simulation results are presented and two scenarios are applied to demonstrate the robustness and effectiveness of the controller.

3- Conclusion

In this paper, the combination of fractional calculus and the sliding mode method is used for the wind energy conversion system. Here, adaptive algorithms and disturbance observer equations are incorporated into the design procedure to reach better tracking convergence and enhance the robustness of the controller against uncertainties. Further, the stability of the overall closed-loop system is proved using the Lyapunov theory. Finally, the results of numerical simulations presented in two separate scenarios. In the first scenario, step changes are applied in the wind speed and the tracking is investigated under external disturbance. While in the second scenario, sinusoidal reference path tracking is considered in the presence of parametric uncertainties. To better evaluate the results, the proposed fractional order controller is compared with the integer order sliding mode controller. The results show that the tracking in the presence of disturbance and uncertainty is done with sufficient speed and accuracy and the proposed controller is able to more accurately track the maximum power point. In addition, in the control signal obtained by the proposed method, the effect of the chattering phenomenon is decreased as much as possible and its amplitude is less than the integer order sliding mode controller. Finally, the simulation results indicate the effective performance of the proposed controller and its greater robustness against disturbance and parametric uncertainties compared to the integer order sliding mode controller.

4- References

W.-H. J. I. A. t. o. m. Chen, "Disturbance observer-based control for nonlinear systems," vol. 9, no. 4, pp. 706-710, 2004.

A. Dali, S. Abdelmalek, A. Bakdi, and M. Bettayeb, "A new robust control scheme: Application for MPP tracking of a PMSG-based variable-speed wind turbine," *Renewable Energy*, vol. 172, pp. 1021-1034, 2021.

کنترل مد لغزشی مرتبه کسری تطبیقی برای ژنراتور مغناطیس دائم سنکرون همراه با رویتر اغتشاش

امیر محمد آقامانی

دانشجوی کارشناسی ارشد، گروه مهندسی برق، دانشگاه صنعتی همدان، همدان، ایران

هادی دلاوری

دانشیار، گروه مهندسی برق، دانشگاه صنعتی همدان، همدان، ایران

چکیده

در این مقاله، یک روش کنترل مد لغزشی مرتبه کسری تطبیقی جدید برای ردگیری نقطه حداکثر توان ژنراتور مغناطیس دائم سنکرون (PMSG) طراحی شده است. هدف از کنترل، ردیابی سرعت روتور بهینه به منظور استخراج بیشینه توان از سیستم توربین بادی در حضور اغتشاش و نامعینی پارامتری است. ابتدا یک سطح لغزش مرتبه کسری جدید تعریف می‌شود. از آنجایی که در کنترل کننده مد لغزشی برای تضمین پایداری سیستم حلقه بسته، دانستن کران بالای نامعینی‌ها و اغتشاشات لازم است، و از طرفی محاسبه آن برای مسائل کاربردی از جمله توربین بادی مشکل بوده و با خطا همراه است. لذا در ادامه پارامترهای سیگنال کنترل، توسط قوانین تطبیقی پیشنهادی، بصورت برخط تخمین زده می‌شوند تا ضمن افزایش سرعت همگرایی متغیرهای حالت به مقدار مرجع و کاهش پدیده چترینگ، قوام سیستم را در برابر اغتشاش خارجی و نامعینی پارامتری افزایش دهند. از سویی دیگر با توجه به ناشناخته بودن دینامیک اغتشاش، یک رویتر اغتشاش جهت تخمین اغتشاش خارجی و نامعینی پارامتری طراحی شده است. سپس، اثبات پایداری سیستم حلقه بسته کلی همراه با رویتر اغتشاش با استفاده از تئوری لیاپانوف انجام شده است. در آخر، نتایج شبیه‌سازی با در نظر گرفتن دو سناریو متفاوت؛ اولی با تغییرات باد پله همراه با اغتشاش خارجی و دومی به ازای تغییرات سرعت باد سینوسی در حضور نامعینی پارامتری بدست آمده‌اند. نتایج شبیه‌سازی با روش متداول مد لغزشی مرتبه صحیح مقایسه شده و خروجی‌ها نشان‌دهنده عملکرد موثر کنترل کننده پیشنهادی در ردیابی مسیر مرجع، افزایش قوام آن در برابر نامعینی و اغتشاش و کاهش پدیده چترینگ است.

کلمات کلیدی

توربین بادی، ژنراتور مغناطیس دائم سنکرون (PMSG)، کنترل مد لغزشی، حسابان کسری، قوانین تطبیق، رویتر اغتشاش، نامعینی پارامتری.

نام نویسنده مسئول: دکتر هادی دلاوری

ایمیل نویسنده مسئول: delavari@hut.ac.ir

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۱۱/۲۵

تاریخ(های) اصلاح مقاله: ۱۴۰۱/۰۳/۰۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۰۵/۰۱

۵- مقدمه

برای ردیابی نقطه حداکثر توان ارائه شده که در آن کنترل کننده با استفاده از روش مد لغزشی با رویتر حالت طراحی شده است. در [۵] بهره‌گیری از روش مد لغزشی مرتبه دوم جهت افزایش توان دریافتی از توربین پیشنهاد شده است. نتایج مقایسه شده با روش مد لغزشی معمولی نشان دهنده ردیابی بهتر ولتاژ و افزایش بازدهی است. یکی از ایرادات روش مد لغزشی پدیده چترینگ^۱ است. بدین منظور، در [۶] به یک روش مد لغزشی و نیز یک رویتر گشتاور آپرودینامیکی اضافه جهت بهبود ردیابی نقطه حداکثر توان، اشاره شده است. به علاوه، جهت کاهش چترینگ، یک سیگنال کنترل سوئیچینگ ارتقا یافته معرفی شده است. برخی مقالات نیز روش‌های جدیدی به منظور حذف اثر چترینگ سیگنال کنترل ارائه کرده‌اند [۷، ۸].

اگرچه روش مد لغزشی در برابر نامعینی پارامتری تطبیق یافته مقاوم است، ولی در صورتی که دامنه اغتشاش و نامعینی از حد معینی بیشتر شود، روش مذکور به تنهایی قادر به تضمین عملکرد مطلوب نیست. بنابراین، گروهی از محققان به توسعه روش مد لغزشی و ترکیب آن با سایر روش‌ها روی آورده‌اند که از میان آنان می‌توان به استفاده از الگوریتم‌های تطبیقی، رویتر حالت

در دهه‌های اخیر استفاده از انرژی‌های ناشی از سوخت‌های فسیلی به دلیل مشکلات زیست محیطی از جمله گرمایش زمین، رو به کاهش است. بنابراین روی آوردن روش‌های جایگزین سازگار با محیط زیست و استفاده از انرژی‌های تجدیدپذیر از جمله زمین گرمایی، باد، سلول‌های خورشیدی و غیره از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. از میان انرژی‌های تجدیدپذیر، استخراج انرژی باد توسط توربین‌های بادی به دلیل بازدهی بالا بسیار مورد توجه محققان و دانشمندان قرار گرفته است [۱].

در دهه‌های اخیر، مقالات متعددی به بهره‌گیری از روش‌های کنترل غیرخطی در راستای طراحی کنترل کننده برای سیستم تبدیل انرژی باد پرداخته‌اند و روش‌های کنترل مختلفی برای آن ارائه شده است [۲]. روش مد لغزشی به دلیل مقاومت در برابر اغتشاش و نامعینی و نیز سادگی طراحی همواره بخش قابل توجهی از پژوهش‌های اخیر را به خود معطوف ساخته است. بطور مثال، مرجع [۳] یک روش خطی‌سازی فیدبک و مد لغزشی ترکیبی جهت تضعیف اغتشاشات ژنراتور DFIG ارائه کرده است. در [۴] یک روش توسعه‌یافته

۱ Chattering

رویتگر اغتشاش اشاره کرد. در [۹] یک روش مقاوم در برابر نامعینی و خرابی عملگر با استفاده از کنترل کننده مد لغزشی فیدبک خروجی تطبیقی توسعه داده شده است. در این روش از یک سطح لغزش انتگرالی که قسمتی از آن وابسته به مقدار خروجی است، استفاده شده است. به علاوه، در مرجع [۱۰] یک روش تحمل پذیر خطا از طریق ترکیب روش مد لغزشی و مدل تاکاگی - سوگنو مطالعه شده است.

در [۱۱] با به کارگیری ضرایب سوئیچینگ تطبیقی یک روش مقاوم در برابر خرابی عملگر طراحی شده است. در این روش، یک سطح لغزش جدید با در نظر گرفتن معادلات غیرخطی توربین باد معرفی شده است. نتایج شبیه سازی نشان دهنده قوام کنترل کننده در ردیابی سرعت چرخشی روتور پس از اعمال خرابی سنسور است. در [۱۲] یک روش مبتنی بر رویتگر غیرخطی دینامیکی در فضای H_∞ طراحی شده است. در [۱۳] از یک روش مد لغزشی همراه با رویتگر اغتشاش غیرخطی جهت تخمین گشتاور آیرودینامیکی و سرعت باد پیشنهاد شده است. از رویتگر جهت دفع اثر اغتشاش غیر تطبیقی، دینامیک مدل نشده و نامعینی استفاده شده است. همچنین، جهت جلوگیری از معایب روش های کنترل مقاوم از تخمین اغتشاش در سطح لغزش استفاده شده است. از طرفی به منظور تضعیف اثر چترینگ ضرایب سوئیچینگ کنترل کننده از سیستم استنتاج فازی بدست آمده اند. در [۱۴] یک روش مد لغزشی تطبیقی مبتنی بر رویتگر به منظور حذف اثر خرابی همزمان سنسور و عملگر پیشنهاد شده است. از طرفی، تغییرات سرعت باد به عنوان اغتشاش در نظر گرفته شده و به همین جهت دیگر نیازی به اندازه گیری یا تخمین سرعت باد نیست.

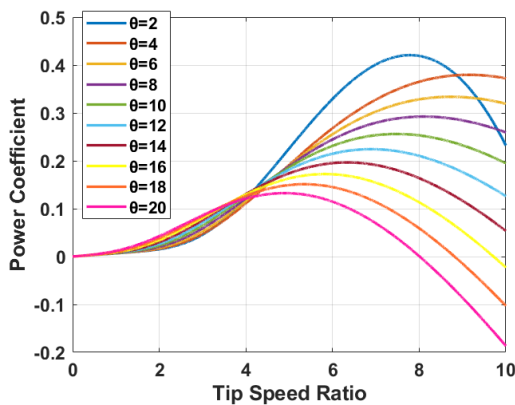
روش کنترل مد لغزشی زمان گسسته برای ردیابی نقطه حداکثر توان با استفاده از کنترل مد لغزشی مرتبه بالاتر جهت دفع اثر تغییرات ناگهانی سرعت باد نیز در برخی مقالات به چشم می خورد [۱۵]. با این وجود، در سال های اخیر حسابان کسری قدم از مبانی تئوری فراتر گذاشته و در بسیاری از زمینه های مهندسی به کار گرفته شده است. بطور کلی استفاده از اپراتورهای مرتبه کسری به جای اپراتور مرتبه صحیح سبب افزایش درجه آزادی در فرآیند طراحی کنترل کننده می گردد. بطور خاص، در کنترل مد لغزشی به کارگیری از یک سطح لغزش مرتبه کسری و تنظیم بهینه پارامترهای آن به جای سطوح لغزش متداول مرتبه صحیح، سبب تنظیم دقیق تر سطح لغزش با توجه به افزایش درجه آزادی شده و به دنبال آن منتج به بهبود سرعت و دقت ردیابی می گردد. معادلات دیفرانسیل مرتبه کسری در بسیاری از موارد از جمله سیستم های الکتریکی [۱۶] و سیستم های ویسکوالاستیک [۱۷] توصیف بهتری از رفتار سیستم ارائه می دهند. علاوه بر این، حسابان کسری در زمینه طراحی کنترل کننده نیز بسیار مورد توجه قرار گرفته است. از کاربردهای حسابان کسری در ارائه یک روش کنترل برای سیستم های آشوبناک می توان به همگام سازی مدل غیرخطی ژيروسکوپ [۱۸] و کاربرد این همگام سازی در مخابرات امن [۱۹] اشاره کرد. تاکنون تعاریف مختلفی برای مشتق و انتگرال مرتبه کسری ارائه شده است. از جمله این تعاریف می توان به تعریف مشتق مرتبه کسری گرانوالد - لنینکوف، ریمان - لیوویل و کپوتو اشاره کرد. استفاده از تعریف مشتق مرتبه کسری کپوتو در بسیاری از کاربردهای عملی و مهندسی رایج تر از سایر تعاریف است. یکی از دلیل ها آن است که تبدیل لاپلاس در این تعریف بر خلاف سایر تعاریف نیاز به مشتقات مرتبه کسری از شرایط اولیه ندارد. یا به عبارتی تنها به مشتقات مرتبه صحیح از شرایط اولیه نیاز دارد. از آنجایی که در بسیاری از سیستم های فیزیکی تنها مشتقات مرتبه صحیح از شرایط اولیه در دسترس است، اهمیت استفاده از تعریف کپوتو را مسائل عملی و کاربردی مهندسی در مقایسه با سایر تعاریف برجسته می سازد.

در [۲۰] از یک کنترل کننده مد لغزشی بر اساس الگوریتم بازگشت به عقب همراه با یک سطح لغزش مرتبه کسری جهت بهبود عملکرد ردیابی موقعیت در

در مجموع، مقالات بررسی شده را می توان به چند گروه تقسیم نمود. برخی مقالاتی هستند که دقت و سرعت ردیابی در آن ها خوب است ولی قوام کنترل کننده و میزان چترینگ سیگنال کنترل در آن ها مطلوب نیست. دسته بعدی نیز مقالاتی هستند که با استفاده از روش های ترکیبی و تطبیقی سعی در دفع اثر اغتشاش و نامعینی دارند ولی اثر مخرب چترینگ در آن ها همچنان به چشم می خورد. گروه آخر هم مقالاتی هستند که از ترکیب حسابان کسری با روش های متداول قبل جهت دستیابی به قوام مطلوب و سیگنال کنترل بهتر استفاده کرده اند. در عین حال، در این دسته مقالات نیز اثر اعمال همزمان اغتشاش، نامعینی پارامتری و اغتشاش بررسی نشده است. به منظور حل این مشکل، در این مقاله یک روش مد لغزشی مرتبه کسری تطبیقی نوین به همراه رویتگر اغتشاش غیرخطی ارائه شده است. بدین ترتیب که پارامترهای کنترل کننده جهت افزایش سرعت همگرایی بصورت تطبیقی بدست آمده اند. علاوه بر این، رویتگر اغتشاش، اغتشاش وارد شده به سیستم را تخمین زده و اثر آن توسط کنترل کننده جبران می شود. در کنترل کننده مد لغزشی برای تضمین پایداری سیستم حلقه بسته، دانستن کران بالای نامعینی ها و اغتشاشات لازم است، که محاسبه آن برای مسائل کاربردی از جمله توربین بادی مشکل بوده و با خطا همراه است. از این رو پارامترهای سیگنال کنترل توسط قوانین تطبیقی پیشنهادی در این مقاله، بصورت برخط تخمین زده می شوند تا ضمن افزایش سرعت همگرایی متغیرهای حالت به مقدار مرجع و کاهش پدیده چترینگ، قوام سیستم را در برابر اغتشاش خارجی و نامعینی پارامتری افزایش دهد. از سویی دیگر با توجه به ناشناخته بودن دینامیک اغتشاش، یک رویتگر اغتشاش جهت تخمین اغتشاش خارجی و نامعینی پارامتری طراحی شده است. در آخر، اثبات پایداری سیستم کلی (کنترل کننده مرتبه کسری پیشنهادی همراه با رویتگر اغتشاش) با استفاده از تئوری لیاپانوف تعمیم یافته برای سیستم های مرتبه کسری انجام شده است. برخی از نوآوری ها و مزایای مقاله حاضر به شرح زیر است:

- ارائه یک سطح لغزش مرتبه کسری جدید

کرد که با یک زاویه پیچ و سرعت باد دلخواه، به λ_{opt} مورد نظر دست یافت. بدین وسیله با بیشینه کردن ضریب توان، استخراج بیشترین توان آیرودینامیکی از توربین امکان پذیر خواهد بود. به روش‌هایی که بررسی رديابی نقطه حداکثر توان می‌پردازند روش‌های MPPT^۴ می‌گویند.



شکل ۲: ارتباط TSR و ضریب توان

۶-۲- مدل PMSG

در این بخش معادلات ولتاژ استاتور یک ژنراتور PMSG سه فاز در چارچوب مرجع $d-q$ آمده است. معادله (۶) و معادله (۷) روابط مربوط به ولتاژ استاتور PMSG را نشان می‌دهد [۲۱].

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_e L_q i_{sq} \quad (۶)$$

$$V_{sq} = \omega_e L_d i_{sd} + R_s i_{sq} + L_q \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_e \varphi \quad (۷)$$

که در آن V_{sd} و V_{sq} به ترتیب ولتاژ ترمینال استاتور در محورهای d و q ، i_{sd} و i_{sq} جریان استاتور در محور d و q ، R_s مقاومت سیم‌پیچ استاتور، L_d و L_q اندوکتانس‌های محور d و q ، ω_e سرعت چرخشی ژنراتور و φ شار ناشی مغناطیس دائم است. گشتاور الکترومغناطیسی PMSG نیز از معادله (۸) محاسبه شده است [۲۱].

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \varphi \cdot i_{sq} + \frac{3}{2} n_p (L_d - L_q) i_{sd} \cdot i_{sq} \quad (۸)$$

که در آن n_p تعداد زوج قطب PMSG است. با مرتب سازی معادلات PMSG و در نظر گرفتن اغتشاش خارجی اعمالی بر ولتاژ استاتور، فرم معادلات فضای حالت آن بصورت رابطه (۹) بدست آمده است.

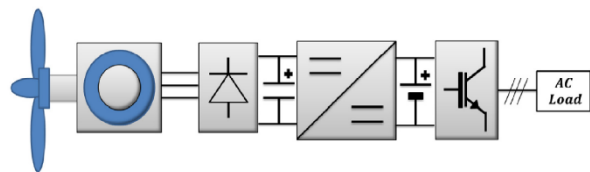
$$\begin{aligned} \dot{X} &= f(X) + b(X)u + g(X)d, \\ f(X) &= \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} i_{sd} + \frac{L_q}{L_d} i_{sq} \omega_r \\ -\frac{L_d}{L_q} i_{sd} \omega_r - \frac{R_s}{L_q} i_{sq} - \frac{\varphi}{L_q} \omega_r \end{bmatrix}, \\ b &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}, g = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}, \\ d &= \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (۹)$$

که در آن $X = [i_{sd} \ i_{sq}]^T \in \mathbb{R}^2$ بردار حالت، $f(X)$ تابع برداری غیر خطی و 2×1 و b بهره ورودی، $u \in \mathbb{R}^2$ ورودی کنترل، g بهره اغتشاش و d بردار اغتشاش است. این اغتشاش از نوع اغتشاش جمع شونده با ورودی سیستم (ولتاژ استاتور) است. بطور کلی، اغتشاش را می‌توان به دو دسته اغتشاش داخلی و اغتشاش خارجی تقسیم کرد. اغتشاش داخلی عمدتاً از تغییرات پارامترها، تزویج

- عدم نیاز به دانستن کران بالای نامعینی‌ها و اغتشاشات با طراحی قوانین تطبیق
 - افزایش سرعت همگرایی و افزایش قوام سیستم در مقابل اغتشاشات و نامعینی‌ها
 - تخمین اغتشاشات وارد شده به سیستم با رویکرد اغتشاش و بهبود عملکرد سیستم در مواجهه با اغتشاشات
- سایر بخش‌های مقاله بصورت زیر تنظیم شده است:
- در بخش دوم، مدل ریاضی توربین بادی تحریک مستقیم و معادلات PMSG ارائه شده است. در بخش سوم، پس از ارائه مقدماتی در مورد حسابان کسری، کنترل‌کننده پیشنهادی AFOSMC طراحی شده است. در ادامه این بخش نیز معادلات رویکرد اغتشاش بدست آمده اند. تحلیل پایداری سیستم کنترل کلی به همراه رویکرد اغتشاش در بخش چهارم توسعه داده شده است. بخش پنجم نیز نمودارها و نتایج شبیه‌سازی عددی را نشان می‌دهد. در نهایت، جمع‌بندی بحث و نتیجه‌گیری در بخش ششم ارائه شده است.

۶- مدل سیستم

ساختار کلی به کار رفته برای سیستم WECS^۵ در این مقاله، در شکل ۱ آمده است.



شکل ۱: پیکربندی WECS تحریک مستقیم [۴].

۶-۱- مدل توربین بادی

توان مکانیکی استخراج شده از توربین بادی توسط معادله (۱) داده شده است [۲۸].

$$P_m = \frac{1}{2} \rho A_r v_w^3 C_p(\lambda, \theta) \quad (۱)$$

که در آن ρ چگالی هوا، A_r ناحیه پوشش داده شده توسط پره‌های توربین، v_w سرعت باد و $C_p(\lambda, \theta)$ ضریب توان توربین است. همچنین گشتاور مکانیکی توربین بادی در معادله (۲) آمده است.

$$T_m = \frac{1}{2} \rho A_r v_w^2 C_p(\lambda, \theta) \quad (۲)$$

ضریب توان توربین در معادله (۳) آمده است.

$$C_p(\lambda, \theta) = 0.5176 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\theta - 5 \right) e^{\frac{-21}{\lambda_i}} + 0.0068\lambda \quad (۳)$$

که θ زاویه پیچ پره است. λ یا TSR^۶ در معادله (۴) داده شده است.

$$\lambda = \frac{w_r R}{v_w} \quad (۴)$$

که در آن w_r سرعت چرخشی روتور و R شعاع پره است. ازطرفی ارتباط

بین θ و λ با λ_i در معادله (۵) داده شده است.

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\theta} - \frac{0.035}{\theta^3 + 1} \quad (۵)$$

شکل ۲ ارتباط بین λ و θ با ضریب توان را نشان می‌دهد. همانطور که از این شکل پیداست به ازای یک زاویه پیچ مشخص تنها یک λ وجود دارد که به ازای آن مقدار ضریب توان بیشینه است. به این مقدار بهینه λ_{opt} نیز می‌گویند. بنابراین با استفاده از معادله (۴) می‌توان مقدار سرعت روتور را به گونه‌ای تنظیم

^۴ Maximum Power Point Tracking (MPPT)

^۵ Wind Energy Conversion System (WECS)

^۶ Tip Speed Ratio

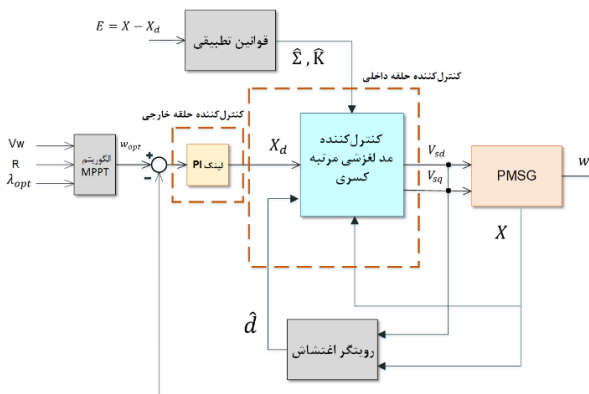
$${}_a^C D_t^\mu x^2(t) \leq 2x(t) {}_a^C D_t^\mu x(t) \quad \mu \in (0,1) \quad (16)$$

همچنین، از آن جایی که زمان شروع محاسبات صفر است $a = 0$ در نظر گرفته شده است. از طرفی، در ادامه مقاله به منظور سادگی از I^μ و D^μ به ترتیب برای نمایش مشتق و انتگرال مرتبه کسری استفاده می‌شود.

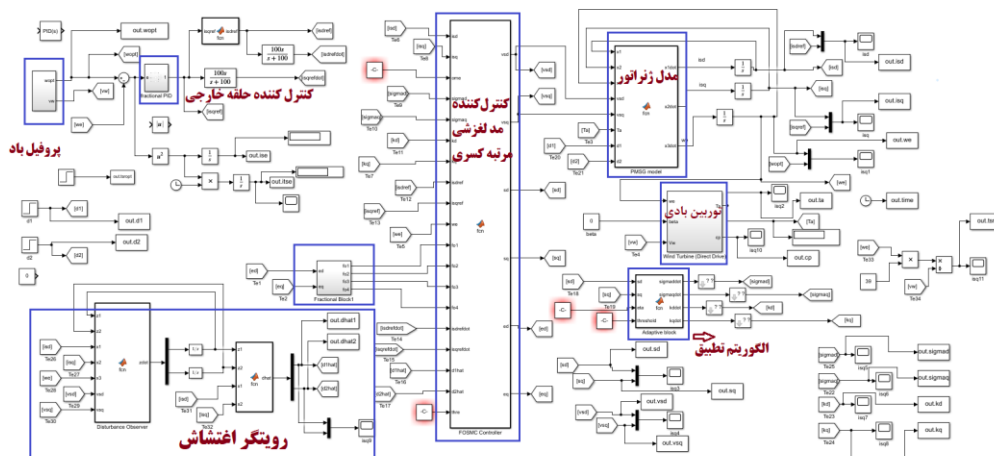
۷-۲- کنترل مرتبه کسری مبدل سمت ماشین^۵ MSC

هدف از این بخش کنترل مد لغزشی مرتبه کسری MSC است. در این قسمت ولتاژ استاتور PMSG در محور $d-q$ توسط استراتژی کنترل فوق بگونه‌ای تعیین می‌شود که جریان استاتور در محور $d-q$ ورودی مرجع را ردگیری نماید. شکل ۳ دیاگرام کنترل MSC را نشان می‌دهد. اختلاف جریان‌های استاتور در محور $d-q$ از مقادیر مرجع آن‌ها به عنوان دو ورودی به الگوریتم کنترل حلقه داخلی در نظر گرفته شده‌اند. مقدار مرجع جریان استاتور در محور q (i_{sq}^*) برابر است با اختلاف سرعت روتور (w_r) از مقدار بهینه آن (که توسط الگوریتم MPPT جهت ردیابی نقطه حداکثر توان بدست آمده است) پس از عبور از یک کنترل‌کننده PI. نمودار پیاده‌سازی کنترل‌کننده در محیط سیمولینک نرم افزار متلب بصورت شکل ۴ آمده است. مقدار مرجع جریان استاتور در محور d نیز برابر است با [۲۱]:

$$i_{sd}^* = \frac{\varphi}{2(L_d - L_q)} - \sqrt{\frac{\varphi^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_{sq}^{*2}} \quad (17)$$



شکل ۳: بلوک دیاگرام کنترل MSC



شکل ۴: نمودار شبیه‌سازی پیکربندی کنترلی در نرم افزار متلب

است. سطح لغزش مرتبه کسری با افزایش درجه آزادی در طراحی کنترل‌کننده سبب بهبود ردیابی و کاهش چترینگ در سیگنال کنترل می‌شود.

کنترلی، هارمونیک‌های جریان، دینامیک مدل‌نشده و دینامیک غیرخطی سیستم نشات می‌گیرد. در مقابل اغتشاش خارجی عمدتاً از تغییر سرعت باد، ارتعاشات پیچشی و عدم تقارن در جریان باد ناشی می‌شود [۲۹، ۳۰].
فرض ۱: اغتشاشات وارده به سیستم به‌صورت بسیار آهسته با زمان تغییر می‌کنند، به عبارت دیگر $\|\dot{d}\| \approx 0$.

۷- طراحی کنترل‌کننده

۷-۱- مقدمات حسابان کسری

در این بخش مقدمات حسابان کسری مورد نیاز برای طراحی کنترل‌کننده مد لغزشی مرتبه کسری ارائه شده است. مشتق مرتبه کسری کپوتو و انتگرال مرتبه کسری به ترتیب در معادله (۱۰) و (۱۱) آمده است [۳۱].

$${}_a^C D_t^\mu x(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\mu)} \int_a^t \frac{f^{(n)}(\tau)}{(t-\tau)^{\mu-n+1}} d\tau \quad (10)$$

$$I_{a,t}^\mu x(t) = \frac{1}{\Gamma(\mu)} \int_a^t \frac{x(\tau)}{(t-\tau)^{1-\mu}} d\tau \quad (11)$$

تعریف شده است: $\Gamma(\cdot)$ تابع گاما است که بصورت زیر

$$\Gamma(\mu) = \int_0^\infty e^{-t} t^{\mu-1} dt \quad (12)$$

به علاوه، برخی خواص مشتق و انتگرال مرتبه کسری مطابق روابط (۱۳)

و (۱۴) آمده است [۳۲].

$${}_a^C D_t^r ({}_a^C D_t^\mu x(t)) = {}_a^C D_t^{\mu+r} x(t) \quad (13)$$

$${}_a^C D_t^r (I_{a,t}^\mu x(t)) = I_{a,t}^{\mu-r} x(t) \quad (14)$$

که در آن $r \in \mathbb{R}^+$ و $\mu + r \leq 1$ است. که در آن $x(t)$ یک تابع پیوسته و مشتق‌پذیر است.

قضیه ۱: چنان‌چه تابع $x(t)$ یک تابع مشتق‌پذیر، پیوسته و حقیقی باشد آنگاه رابطه (۱۵) برای $t \geq a$ برقرار است [۳۳].

$${}_a^C D_t^\mu x^p(t) \leq p x^{p-1}(t) {}_a^C D_t^\mu x(t) \quad \mu \in (0,1) \quad (15)$$

در آن $p = \frac{h}{w}$ که $h > 0$ عدد فرد و $w \in \mathbb{N}^+$ است. یک حالت خاص وقتی

است که $p = 2$ باشد. در اینصورت رابطه (۱۶) برقرار است [۳۴]:

^۵ Machine Side Converter

۳-۷- طراحی روتینگر اغتشاش

از آنجایی که زمان و میزان اغتشاش اعمالی به ولتاژ استاتور نامعلوم بوده و کنترل کننده از آن بی اطلاع است، لذا به ناچار باید اغتشاش با استفاده از یک سنسور مناسب اندازه‌گیری شود. اما به کارگیری سنسور پر هزینه بوده و گاهی بنا به ملاحظات فنی و عملی، ناممکن و یا مقرون به صرفه نیست. بنابراین می‌توان به عنوان یک روش جایگزین، از روتینگر اغتشاش جهت تخمین اغتشاش اعمالی بر ولتاژ استاتور بهره برد. در اینجا، روتینگر اغتشاش یک روتینگر اغتشاش مرتبه صحیح غیر خطی است. این روتینگر با دریافت اطلاعات سیستم اصلی نظیر $f(X)$ و بهره ورودی b و بهره اغتشاش g و یک پارامتر تنظیم دلخواه $p(X)$ ، هرگونه اغتشاش اعمالی را تخمین می‌زند. معادلات روتینگر اغتشاش در رابطه (۲۵) آمده است.

$$\begin{aligned} \dot{d} &= z + p(X) \\ \dot{z} &= -l(X)g \cdot z - l(X)(gp(X) + f(X) + bu) \end{aligned} \quad (25)$$

که در آن \hat{d} تخمین اغتشاش، z متغیرهای حالت سیستم روتینگر، $l(X)$ بهره روتینگر و $p(X)$ تابعی از بردار X است. انتخاب $p(X)$ باید بگونه‌ای باشد که معادله (۲۶) همواره پایدار بماند.

$$\dot{E}_d + \frac{\partial p(X)}{\partial X} g \cdot E_d = 0, \quad E_d = d - \hat{d} \quad (26)$$

از طرفی، بهره روتینگر نیز با استفاده از معادله (۲۷) بدست می‌آید.

$$l(X) = \frac{\partial p(X)}{\partial X} \quad (27)$$

حال برای اینکه مقدار تخمین به مقدار واقعی همگرا شود $p(X)$ بصورت رابطه (۲۸) انتخاب شده است.

$$p(X) = l(X) \cdot X = \begin{bmatrix} l_1 L_d & 0 \\ 0 & l_2 L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (28)$$

که برای سادگی یک رابطه خطی از X انتخاب شده است. بنابراین بهره روتینگر با استفاده از معادله (۲۷) بصورت رابطه (۲۹) بدست می‌آید.

$$l(X) = \frac{\partial p(X)}{\partial X} = \begin{bmatrix} l_1 L_d & 0 \\ 0 & l_2 L_q \end{bmatrix} \quad (29)$$

بنابراین داریم:

$$\dot{E}_d + \frac{\partial p(X)}{\partial X} g E_d = 0 \rightarrow \dot{E}_d + \begin{bmatrix} l_1 & 0 \\ 0 & l_2 \end{bmatrix} E_d = 0 \quad (30)$$

در آخر، برای آنکه شرط پایداری معادله برقرار باشد ضرایب l_1 و l_2 باید همواره در شرط $l_1, l_2 > 0$ صدق کنند. با جایگذاری پارامترهای معلوم و سیگنال کنترل بدست آمده در بخش قبل در معادله روتینگر، تخمین اغتشاش در دسترس خواهد بود.

۸- تحلیل پایداری

در این بخش، اثبات پایداری سیستم حلقه بسته تحت سیگنال کنترل بدست آمده در بخش طراحی کنترل کننده، انجام شده است. از طرفی، در فرآیند اثبات پایداری توسط تابع لیاپانوف پارامترهای کنترل کننده K و Σ نیز بصورت تطبیقی بدست می‌آیند. به علاوه، از آنجایی که سیگنال کنترل شامل تخمین اغتشاش توسط روتینگر است، بنابراین برای اثبات پایداری معادلات روتینگر در سیستم حلقه بسته نیز در نظر گرفته شده است. به این منظور، برای اینکه سیستم برای هر اغتشاش دلخواه بصورت مجانبی پایدار شود، یک بخش از سیگنال کنترل باید مطابق معادله (۳۱) بصورت خطی به اغتشاش d وابسته باشد [۳۵].

$$u_{total} = \beta(X) + \gamma(X)d \quad (31)$$

با مقایسه رابطه فوق با سیگنال کنترل بدست آمده در رابطه (۲۵) داریم:

$$\beta(X) = b^{-1}(-f(X) + \dot{X}_d - \Omega E - \Sigma S - \bar{K} \text{sign}(S)) \quad (32)$$

و همچنین:

$$\gamma = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$S = D^{1-\alpha} E + \Omega (I^\alpha E), \quad E = X - X_d \quad (18)$$

که در آن E بردار خطای ردیابی و X_d بردار حالت مطلوب است. Ω ماتریس قطری معین مثبت و $D^{1-\alpha}$ و I^α نیز به ترتیب اپراتورهای مشتق و انتگرال مرتبه کسری هستند که در آن $0 < \alpha < 1$ است. با مشتق‌گیری از سطح لغزش و به کارگیری خواص مشتق مرتبه کسری، در نهایت معادله ماتریسی رابطه (۱۹) بدست آمده است.

$$D^\alpha(S) = \dot{E} + \Omega E \quad (19)$$

برای بدست آوردن سیگنال کنترل معادل مطابق رابطه (۲۰) مشتق مرتبه کسری سطح لغزش برابر صفر قرار داده شده است.

$$\begin{aligned} D^\alpha(S) &= \dot{E} + \Omega E = 0 \\ \rightarrow \dot{X} - \dot{X}_d + \Omega E &= 0 \end{aligned} \quad (20)$$

با جایگذاری معادلات PMSG در رابطه فوق رابطه (۲۱) بدست می‌آید.

$$f(X) + bu + gd - \dot{X}_d + \Omega E = 0 \quad (21)$$

در نهایت، سیگنال کنترل معادل، مطابق رابطه (۲۲) بدست آمده است.

$$u_{eq} = b^{-1}(-f(X) + \dot{X}_d - \Omega E - gd) \quad (22)$$

سیگنال سوئیچینگ در رابطه (۲۳) داده شده است.

$$u_{switch} = b^{-1}(-\Sigma S - K \text{sign}(S)) \quad (23)$$

که در آن Σ و K ماتریس‌های قطری معین مثبت بوده و $\text{sign}(\cdot)$ تابع علامت است. برای محاسبه مقادیر d و Σ و K در سیگنال کنترل به منظور تضمین پایداری سیستم حلقه بسته، دانستن کران بالای نامعینی‌ها و اغتشاشات لازم است که محاسبه این کران بالا برای مسائل کاربردی از جمله توربین بادی مشکل بوده و با خطا همراه است. انتخاب مقادیر بزرگ برای Σ و K می‌تواند سرعت رسیدن به سطح لغزش را افزایش دهد اما از طرفی دیگر باعث افزایش چترینگ خواهد شد. لذا لازم است تا مقادیر این پارامترها به صورت تطبیقی تغییر کند تا یک مصالحه مناسب بین افزایش سرعت رسیدن به سطح لغزش و کاهش چترینگ وجود داشته باشد. لذا این مقادیر توسط قوانین تطبیقی که در ادامه مقاله طراحی خواهند شد، بصورت برخط تخمین زده می‌شوند و مقدار d نیز توسط یک روتینگر اغتشاش در لحظه تخمین زده می‌شود. لذا، در رابطه نهایی سیگنال کنترل از مقادیر تخمینی $\hat{\Sigma}$ و \hat{K} به منظور افزایش سرعت همگرایی متغیرهای حالت به مقدار مرجع استفاده شده، همچنین، مقادیر تخمینی $\hat{\Sigma}$ و \hat{K} که در هر لحظه با اعمال نامعینی و اغتشاش خود را به‌روز می‌کنند که سبب افزایش قوام سیستم در برابر اغتشاش خارجی و نامعینی پارامتری می‌گردد. رابطه نهایی ورودی کنترل در معادله (۲۴) داده شده است.

$$\begin{aligned} u_{total} &= u_{eq} + u_{switch} \\ &= b^{-1}(-f(X) + \dot{X}_d - \Omega E - gd - \hat{\Sigma} S - \hat{K} \text{sign}(S)) \end{aligned} \quad (24)$$

با جایگذاری، سیگنال کنترل نهایی به صورت رابطه (۲۵) بدست می‌آید.

$$\begin{aligned} u_{total} &= \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_d} i_{sd} - \frac{L_q}{L_d} i_{sq} \omega_r \\ \frac{L_d}{L_q} i_{sd} \omega_r + \frac{R_s}{L_q} i_{sq} + \frac{\phi}{L_q} \omega_r \end{bmatrix} \right. \\ &\quad + \begin{bmatrix} \frac{di_{sd}^*}{dt} \\ \frac{di_{sq}^*}{dt} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \omega_d & 0 \\ 0 & \omega_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \\ &\quad - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{\sigma}_d & 0 \\ 0 & \hat{\sigma}_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix} \\ &\quad \left. - \begin{bmatrix} \hat{k}_d & 0 \\ 0 & \hat{k}_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sign}(s_d) \\ \text{sign}(s_q) \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (25)$$

در نهایت داریم:

$$D^\alpha(V) \leq -\hat{\sigma}_d s_d^2 - \hat{\sigma}_q s_q^2 - \hat{k}_d |s_d| - \hat{k}_q |s_q| + Q \quad (۴۲)$$

با فاکتورگیری از عوامل مشترک قوانین تطبیق بدست می آید:

$$\begin{aligned} \hat{\sigma}_i \left(-s_i^2 + \frac{1}{\eta_i} D^\alpha(\hat{\sigma}_i) \right) &= 0 \Rightarrow D^\alpha(\hat{\sigma}_i) = \eta_i s_i^2 \\ \Rightarrow \hat{\sigma}_i &= I^\alpha(\eta_i s_i^2), \quad i = d, q \\ \hat{k}_i \left(-|s_i| + \frac{1}{\zeta_i} D^\alpha(\hat{k}_i) \right) &\Rightarrow D^\alpha(\hat{k}_i) = \zeta_i |s_i| \\ \Rightarrow \hat{k}_i &= I^\alpha(\zeta_i |s_i|), \quad i = d, q \end{aligned} \quad (۴۳)$$

حال قرار دادن قوانین تطبیقی بدست آمده فوق در مشتق تابع لیپانوف

نتیجه می دهد:

$$D^\alpha(V) \leq -\sigma_d s_d^2 - \sigma_q s_q^2 - k_d |s_d| - k_q |s_q| < 0 \quad (۴۴)$$

که با شرط معین مثبت بودن دو ماتریس Σ و K مشتق مرتبه کسری تابع لیپانوف معین منفی بوده و سیستم حلقه بسته پایدار مجانبی است.

۲-۸- اثبات پایداری با فرض $(d \neq \hat{d})$

در این بخش، فرض بر این است که تخمین اغتشاش توسط روتینگر دقیقاً در تمام لحظات منطبق بر مقدار واقعی نیست. با جایگزین کردن تخمین اغتشاش به جای آن در سیگنال کنترل رابطه (۳۱) معادله (۴۵) برای سیگنال کنترل بدست می آید.

$$u_{total} = \beta(X) + \gamma \hat{d} \quad (۴۵)$$

با جایگذاری معادله فوق در سیستم رابطه (۹)، سیستم حلقه بسته بصورت زیر بدست می آید.

$$\begin{aligned} \dot{X} &= f(X) + b(\beta(X) + \gamma \hat{d}) + g d \\ &= f(X) + b\beta(X) + g(d - \hat{d}) \end{aligned} \quad (۴۶)$$

با افزودن معادلات روتینگر اغتشاش به سیستم فوق معادلات سیستم حلقه بسته تحت کنترل کننده ترکیبی بصورت رابطه (۴۷) است.

$$\dot{X} = f(X) + b\beta(X) + g\hat{d}, \quad \hat{d} = d - \hat{d} \quad (۴۷)$$

که در آن \hat{d} خطای تخمین اغتشاش توسط روتینگر است. از طرفی، با استفاده از معادلات روتینگر اغتشاش رابطه (۴۸) اثبات می شود.

$$\dot{\hat{d}} = \dot{d} - \dot{\hat{d}} = \dot{d} - (z + p(X)) = \dot{d} - l(X)g\hat{d} \quad (۴۸)$$

به علاوه، از آنجایی که ثابت شد سیستم حلقه بسته $\dot{X} = f(X) + b\beta(X)$ پایدار است، پس بنابر معکوس قضیه لیپانوف یک تابع لیپانوف معین مثبت مانند $V_c(X)$ برای آن وجود دارد طوری که مشتق آن در جهت سیستم بصورت رابطه (۴۹) است.

$$\dot{V}_c(X) = \frac{\partial V_c(X)}{\partial X} (f(X) + b\beta(X)) < -\chi \|X\| \quad (۴۹)$$

که در آن χ یک اسکالر اکیدا مثبت است. حال برای سیستم کنترل حلقه بسته کلی همراه با روتینگر اغتشاش یک تابع لیپانوف مطابق رابطه (۵۰) در نظر گرفته شده است.

$$V(X, \hat{d}) = V_c(X) + V_o(X) = V_c(X) + \rho \hat{d}^T P \hat{d} \quad (۵۰)$$

که در آن ρ یک اسکالر اکیدا مثبت و P ماتریس معین مثبت متقارن است. بنابراین با توجه به مربعی بودن بخش دوم رابطه فوق، عبارت $\rho \hat{d}^T P \hat{d}$ نیز معین مثبت است. از آنجایی که قبلاً نیز ثابت شد علامت $V_c(X)$ نیز معین مثبت است پس تابع لیپانوف رابطه (۵۰) معین مثبت می باشد. مشتق $V(X, \hat{d})$ نسبت به زمان برابر است با:

$$\begin{aligned} \dot{V}(X, \hat{d}) &= \frac{\partial V_c(X)}{\partial X} (f(X) + b\beta(X) + g\hat{d}) \\ &\quad + \rho (\hat{d}^T P \dot{\hat{d}} + \dot{\hat{d}}^T P \hat{d}) \end{aligned} \quad (۵۱)$$

با ساده سازی و استفاده از رابطه (۴۸) داریم:

$$\dot{V}(X, \hat{d}) = \frac{\partial V_c(X)}{\partial X} (f(X) + b\beta(X)) + \frac{\partial V_c(X)}{\partial X} (g\hat{d})$$

با جایگذاری ورودی کنترل (۳۱) در سیستم رابطه (۹) سیستم حلقه بسته بصورت معادله (۳۴) بدست می آید.

$$\dot{X} = f(X) + b\beta(X) + b\gamma d + g d \quad (۳۴)$$

از آنجایی که رابطه $b\gamma = -g$ برقرار است، و با فرض اینکه مقدار اغتشاش با تخمین آن برابر است ($d = \hat{d}$)، معادله سیستم حلقه بسته مطابق رابطه (۳۵) بدست می آید.

$$\dot{X} = f(X) + b\beta(X) \quad (۳۵)$$

بنابراین کافی است $\beta(X)$ طوری طراحی شود که پایداری مجانبی سیستم را تضمین کند. اما از آنجایی که فرض برابری مقدار اغتشاش و تخمین آن همیشه صحیح نیست (به خصوص در زمان های اولیه که مقدار روتینگر هنوز به اندازه کافی به مقدار مرجع همگرا نشده است). به این منظور، در ادامه محث اثبات پایداری کنترل کننده به همراه روتینگر در دو بخش جداگانه بررسی شده است. بخش اول، با فرض $d = \hat{d}$ به بررسی پایداری سیستم تحت سیگنال کنترل $\beta(X)$ پرداخته است. در این بخش علاوه بر اثبات پایداری سیستم با استفاده از تابع لیپانوف، پارامترهای کنترل Σ و K نیز بصورت تطبیقی بدست آمده اند. در بخش دوم، با فرض $d \neq \hat{d}$ (لحاظ دینامیک روتینگر) در فرآیند اثبات پایداری و به کارگیری نتایج بخش اول، پایداری سیستم حلقه بسته بصورت کلی اثبات شده است.

۱-۸- اثبات پایداری تحت سیگنال کنترل $\beta(X)$ (با فرض $d = \hat{d}$)

ابتدا یک تابع لیپانوف مانند رابطه (۳۶) در نظر گرفته شده است.

$$V = \frac{1}{2} S^T S + \frac{1}{2\eta_d} \hat{\sigma}_d^2 + \frac{1}{2\eta_q} \hat{\sigma}_q^2 + \frac{1}{2\zeta_d} \hat{k}_d^2 + \frac{1}{2\zeta_q} \hat{k}_q^2 \quad (۳۶)$$

که S سطح لغزش، $\hat{\sigma}_i = \hat{\sigma}_i - \sigma_i$, $i = d, q$ ، $\hat{k}_i = \hat{k}_i - k_i$, $i = d, q$ و η_i, ζ_i ضرایب مثبت ثابت هستند. با مشتق گیری از تابع لیپانوف و استفاده از قضیه ۱ داریم:

$$\begin{aligned} D^\alpha(V) &\leq S^T (D^\alpha S) + \frac{1}{\eta_d} \hat{\sigma}_d D^\alpha(\hat{\sigma}_d) + \frac{1}{\eta_q} \hat{\sigma}_q D^\alpha(\hat{\sigma}_q) \\ &\quad + \frac{1}{\zeta_d} \hat{k}_d D^\alpha(\hat{k}_d) + \frac{1}{\zeta_q} \hat{k}_q D^\alpha(\hat{k}_q) \end{aligned} \quad (۳۷)$$

با جایگذاری سطح لغزش و ساده سازی داریم:

$$\begin{aligned} D^\alpha(V) &\leq S^T (f(X) + b\beta(X) - \dot{X}_d + \Omega E) \\ &\quad + \frac{1}{\eta_d} (\hat{\sigma}_d - \sigma_d) D^\alpha(\hat{\sigma}_d) + \frac{1}{\eta_q} (\hat{\sigma}_q - \sigma_q) D^\alpha(\hat{\sigma}_q) \\ &\quad + \frac{1}{\zeta_d} (\hat{k}_d - k_d) D^\alpha(\hat{k}_d) + \frac{1}{\zeta_q} (\hat{k}_q - k_q) D^\alpha(\hat{k}_q) \end{aligned} \quad (۳۸)$$

حال با قرار دادن قانون کنترل $\beta(X)$ بدست آمده در رابطه (۳۲) در عبارت فوق خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} D^\alpha(V) &\leq S^T (f(X) + b(b^{-1}(-f(X) + \dot{X}_d - \Omega E - \Sigma S \\ &\quad - \bar{K} \text{sign}(S))) - \dot{X}_d + \Omega E) + Q \end{aligned} \quad (۳۹)$$

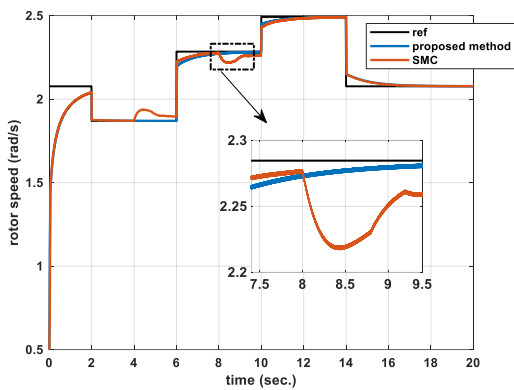
که در آن Q برابر است با:

$$\begin{aligned} Q &= + \frac{1}{\eta_d} \hat{\sigma}_d D^\alpha(\hat{\sigma}_d) - \frac{1}{\eta_d} \sigma_d D^\alpha(\hat{\sigma}_d) + \frac{1}{\eta_q} \hat{\sigma}_q D^\alpha(\hat{\sigma}_q) \\ &\quad - \frac{1}{\eta_q} \sigma_q D^\alpha(\hat{\sigma}_q) + \frac{1}{\zeta_d} \hat{k}_d D^\alpha(\hat{k}_d) - \frac{1}{\zeta_d} k_d D^\alpha(\hat{k}_d) \\ &\quad + \frac{1}{\zeta_q} \hat{k}_q D^\alpha(\hat{k}_q) - \frac{1}{\zeta_q} k_q D^\alpha(\hat{k}_q) \end{aligned} \quad (۴۰)$$

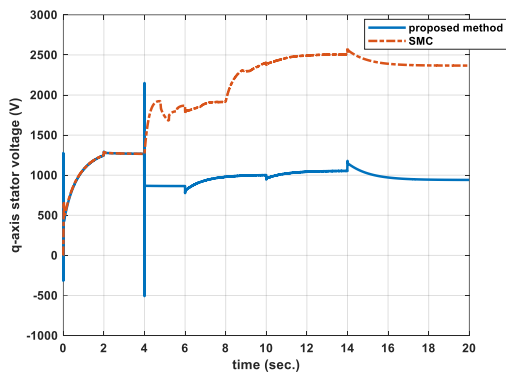
با ساده سازی داریم:

$$\begin{aligned} D^\alpha(V) &\leq -S^T (\Sigma S + \bar{K} \text{sign}(S)) + Q \\ &= -[s_d \quad s_q] \begin{bmatrix} \hat{\sigma}_d & 0 \\ 0 & \hat{\sigma}_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix} \\ &\quad - [s_d \quad s_q] \begin{bmatrix} \hat{k}_d & 0 \\ 0 & \hat{k}_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sign}(s_d) \\ \text{sign}(s_q) \end{bmatrix} + Q \end{aligned} \quad (۴۱)$$

عملکرد بهتری از خود نشان داده است. لازم به ذکر است تخمین اغتشاش توسط رویتر و نیز حضور پارامترهای کنترل تطبیقی در جبران هرچه بهتر اثر اغتشاش اعمالی موثر بوده‌اند. همانطور که در جدول ۱ آمده است هر دو شاخص IAE و ITAE در روش پیشنهادی از روش مد لغزشی مرتبه صحیح کم‌تر است که خود نشان دهنده قابلیت کنترل‌کننده پیشنهادی در ردیابی بهتر و دفع اثر اغتشاش است. شکل ۶ سیگنال کنترل را نشان می‌دهد. همانطور که از شکل مشخص است کنترل‌کننده در زمان اعمال اغتشاش با اعمال تلاش بیشتر سعی در دفع اثر اغتشاش خارجی دارد. به‌علاوه، ملاحظه می‌شود در روش پیشنهادی اثر پدیده چترینگ تا حد امکان تضعیف شده است. همچنین، دامنه سیگنال کنترل روش پیشنهادی در مقایسه با روش مد لغزشی مرتبه صحیح کم‌تر می‌باشد. در شکل ۷ سطوح لغزش به تصویر کشیده شده است. همانطور که از شکل مشخص است پس از تغییر آنی سرعت باد و نیز اعمال اغتشاش، سطوح لغزش در مدت محدودی به صفر همگرا شده‌اند که این خود نشان از پایداری سطح لغزش دارد. از طرفی، همگرایی سطوح لغزش به صفر خود تضمین‌کننده ردیابی درست در خروجی است.



شکل ۵: ردیابی سرعت ژنراتور در حضور اغتشاش در سناریو اول



شکل ۶: سیگنال کنترل (ولتاژ محور q استاتور) در سناریو اول

$$+\rho\left(\left(\dot{d}^T - \dot{d}^T g^T l^T(X)\right)P\dot{d} + \dot{d}^T P(\dot{d} - l(X)g\dot{d})\right) \quad (52)$$

با استفاده از نتیجه رابطه (۴۹) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}(X, \dot{d}) < -\chi \cdot \|X\| + \frac{\partial V_c(X)}{\partial X}(g\dot{d}) \\ -\rho\left(\dot{d}^T(g^T l^T(X)P + Pl(X)g)\dot{d}\right) \\ +\rho(\dot{d}^T P\dot{d} + \dot{d}^T P\dot{d}) \end{aligned} \quad (53)$$

و با ساده‌سازی عبارت فوق داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}(X, \dot{d}) < -\chi \cdot \|X\| + \frac{\partial V_c(X)}{\partial X}(g\dot{d}) \\ -\rho\left(\dot{d}^T(g^T l^T(X)P + Pl(X)g)\dot{d}\right) \\ +\rho(2\dot{d}^T P\dot{d}) \end{aligned} \quad (54)$$

از طرفی رابطه (۵۵) همواره برقرار است [۳۶].

$$2\dot{d}^T P\dot{d} \leq \frac{1}{n}\dot{d}^T P\dot{d} + n\dot{d}^T P\dot{d} \quad (55)$$

که در آن $n \in \mathbb{Z}$. از طرفی باتوجه به فرض ۱ داریم:

$$2\dot{d}^T P\dot{d} \leq \dot{d}^T \frac{I}{n}\dot{d} \quad (56)$$

که در آن I ماتریس واحد با ابعاد متناسب است. حال قرار دادن عبارت فوق در رابطه (۵۴) نتیجه می‌دهد:

$$\begin{aligned} \dot{V}(X, \dot{d}) < -\chi \cdot \|X\| + \frac{\partial V_c(X)}{\partial X}(g\dot{d}) \\ -\rho\left(\dot{d}^T\left(g^T l^T(X)P + Pl(X)g - \frac{I}{n}\right)\dot{d}\right) \end{aligned} \quad (57)$$

با توجه به آنچه در [۳۷] ارائه شده، علامت $\frac{\partial V_c(X)}{\partial X}(g\dot{d})$ همواره منفی است. برای منفی بودن علامت مشتق تابع لیاپانوف باید شرط $g^T l^T(X)P + Pl(X)g - \frac{I}{n} > 0$ همراه با رویتر اغتشاش تحت شرط فوق داریم:

$$\dot{V}(X, \dot{d}) < 0 \quad (58)$$

بنابراین همواره پایداری مجانبی برای سیستم حلقه بسته کلی همراه با رویتر اغتشاش برقرار است.

۹- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش نتایج شبیه‌سازی با استفاده از محیط سیمولینک نرم افزار MATLAB آورده شده است. پارامترهای مدل PMSG و توربین باد در جدول ۲ داده شده است. همچنین پارامترهای کنترل‌کننده به صورت $\alpha = 0.5$ و $\omega_q = \omega_d = 2$ و $\eta_1 = \eta_2 = \eta_3 = \eta_4 = 1$ و $l_1 = l_2 = 2$ به ترتیب در این بخش به منظور بررسی عملکرد کنترل‌کننده دو سناریو مختلف بررسی شده است. در سناریو اول پروفیل تغییرات باد بصورت پله بوده و به منظور بررسی عملکرد کنترل‌کننده در برابر اغتشاش خارجی یک اغتشاش پله به ولتاژ استاتور اعمال شده است. در سناریو دوم تغییرات سرعت باد بصورت سینوسی است و درصدی نامعینی به پارامترهای سیستم اعمال شده است بدین ترتیب میزان مقاومت سیستم در برابر تغییرات پارامترها نیز سنجیده می‌شود. به علاوه، جهت اثبات برتری روش پیشنهادی نتایج با روش مد لغزشی مرتبه صحیح متداول مقایسه شده است. در جدول ۱ شاخص‌های IAE و ITAE برای سرعت روتور توسط این دو کنترل‌کننده آورده شده است. همچنین، شرایط اولیه سیستم بصورت $[i_{sd} \ i_{sq} \ w_r]^T = [0 \ 0 \ 0.5]^T$ است.

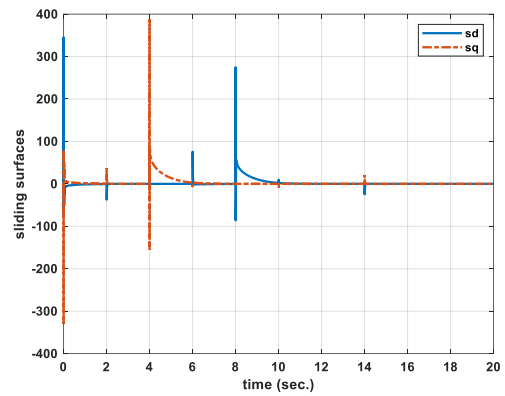
۹-۱- سناریو اول

در این بخش یک اغتشاش پله با دامنه ۴۰۰ ولت در زمان $t = 4$ s و $t = 8$ s به ورودی سیستم اعمال شده است. شکل ۵ ردیابی سرعت ژنراتور بهینه را در حضور اغتشاش نشان می‌دهد. همانطور که از شکل مشخص است ردیابی در مدت زمان محدود و با دقت کافی صورت گرفته و روش پیشنهادی در مقایسه با روش مد لغزشی مرسوم مرتبه صحیح، در مواجهه با اغتشاش

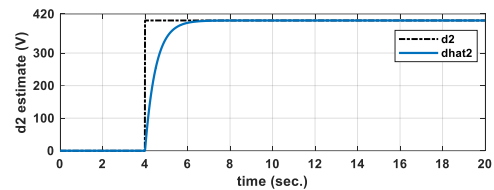
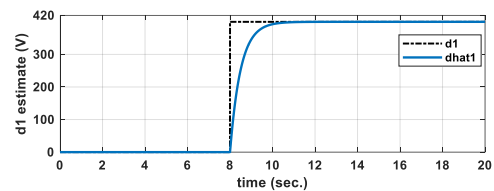
شکل ۸ خروجی روینگر اغتشاش را نشان می‌دهد. همانطور که دیده می‌شود، اغتشاش اعمالی ظرف مدت محدودی توسط روینگر تخمین زده شده است. کنترل‌کننده از تخمین اغتشاش جهت جبران هر چه بهتر اثر اغتشاش بهره برده است. ردگیری مقدار λ_{opt} در حضور اغتشاش پله توسط روش پیشنهادی در شکل ۹ آمده است. در آخر، مقادیر مربوط به پارامترهای تطبیقی در شکل ۱۰ آورده شده است. همانطور که از شکل مشخص است، پارامترهای تطبیقی پس از تغییرات سرعت باد و به ویژه پس از اعمال اغتشاش جهت مقابله با تغییرات اعمالی خود را به روز کرده‌اند.

۲-۹- سناریو دوم

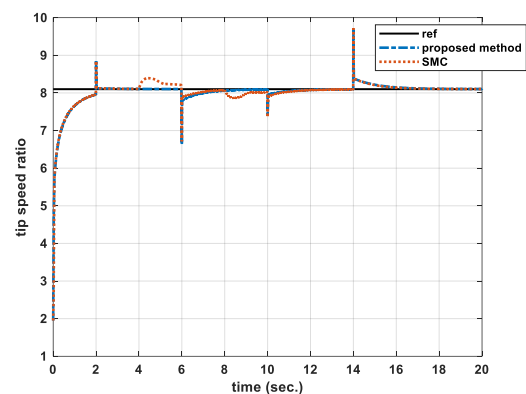
در این قسمت تغییرات سرعت به صورت سینوسی بوده و یک نامعینی به میزان ۵۰ درصد همزمان به مقاومت و اندوکتانس استاتور اعمال شده است. ردیابی سرعت ژنراتور در حضور نامعینی پارامتری در شکل ۱۱ آمده است. این شکل نشان می‌دهد که به منظور دستیابی به نقطه حداکثر توان، سرعت روتور به خوبی مسیر مرجع را ردگیری نموده و اثر نامعینی اعمالی به سیستم توسط کنترل‌کننده دفع شده است. همچنین، سرعت همگرایی در روش پیشنهادی نسبت به روش مد لغزشی مرتبه صحیح بیشتر و دقت ردیابی بالاتر است. این موضوع از جدول ۱ نیز مشخص است، چراکه شاخص‌های کمی IAE و ITAE در کنترل‌کننده مرتبه کسری در مقایسه با مد لغزشی مرتبه صحیح مطلوب‌تر هستند. شکل ۱۲ سیگنال کنترل ورودی را نشان می‌دهد. سه عامل الگوریتم کنترل، الگوریتم تطبیقی و خروجی روینگر در دستیابی به سیگنال کنترل نقش داشته‌اند. تغییرات سطوح لغزش مرتبه کسری در حضور نامعینی پارامتری و سرعت باد سینوسی در شکل ۱۳ آمده است. همان‌طور که مشخص است، علی‌رغم حضور نامعینی پارامتری سطوح لغزش خود را در نزدیکی مقدار صفر نگه داشته‌اند که این امر نشان دهنده قوام کنترل‌کننده در برابر تغییر پارامترهای سیستم است. قوامی که به دلیل به‌کارگیری روینگر اغتشاش و الگوریتم تطبیق در فرآیند طراحی کنترل‌کننده، حاصل شده است. در شکل ۱۴ خروجی روینگر اغتشاش به تصویر کشیده شده است. در این شکل خروجی‌های مربوط به تخمین روینگر ناشی از نامعینی پارامتری اعمالی به سیستم است. کنترل‌کننده از این اطلاعات جهت حذف اثر نامعینی بهره برده است. شکل ۱۵ مقدار TSR را در حضور نامعینی پارامتری و سرعت باد سینوسی نشان می‌دهد. همانطور دیده می‌شود سرعت همگرایی مقدار λ در کنترل‌کننده پیشنهادی از روش مد لغزشی مرتبه صحیح بیشتر است. در نهایت، پارامترهای تطبیقی در حضور نامعینی و تغییرات باد سینوسی در شکل ۱۶ آمده است.



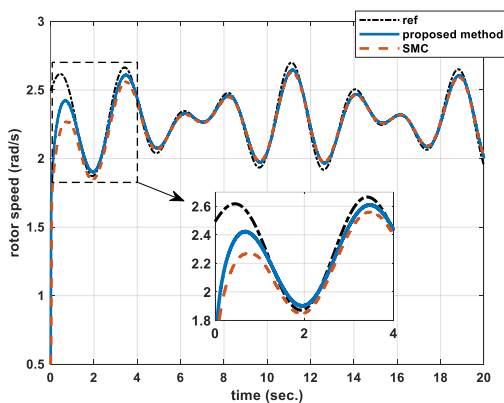
شکل ۷: سطوح لغزش در سناریو اول



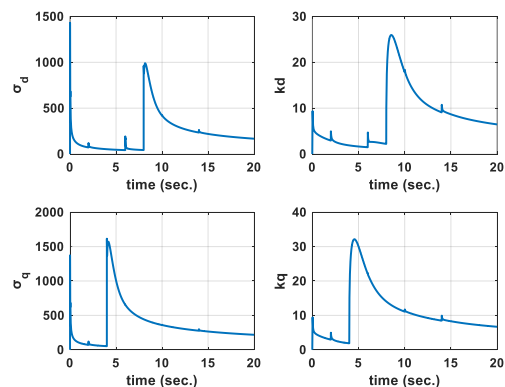
شکل ۸: تخمین اغتشاش توسط روینگر در سناریو اول



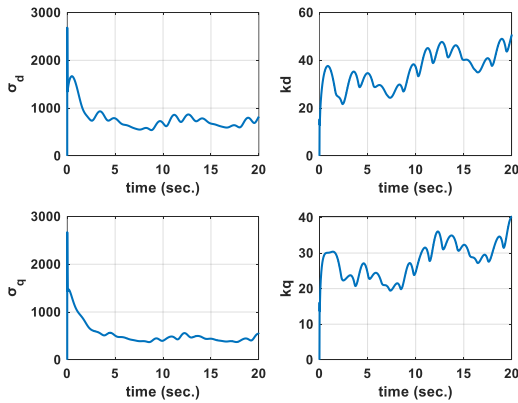
شکل ۹: مقدار TSR بدست آمده در سناریو اول



شکل ۱۱: ردیابی سرعت ژنراتور در حضور نامعینی در سناریو دوم



شکل ۱۰: پارامترهای تطبیقی در سناریو اول



شکل ۱۶: پارامترهای تطبیقی در سناریو دوم

جدول ۱: مقایسه شاخص عملکرد IAE و ITAE برای سرعت روتور

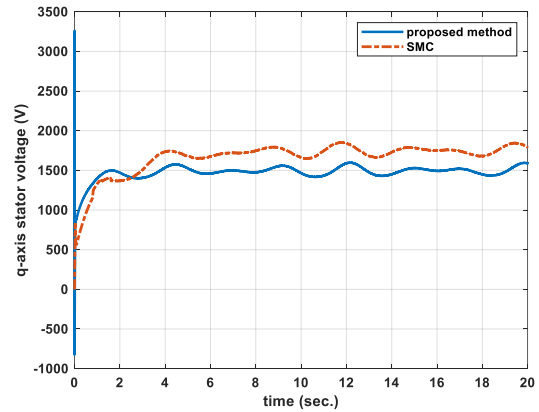
| ITAE | | IAE | | شاخص |
|------------|----------|------------|----------|-------------|
| مد لغزشی | پیشنهادی | مد لغزشی | پیشنهادی | روش |
| مرتبه صحیح | | مرتبه صحیح | | |
| ۳/۲۲۲۸ | ۲/۳۵۵۹ | ۰/۶۹۶۷ | ۰/۵۶۳۰ | سناریوی اول |
| ۵/۹۸۰۶ | ۵/۲۷۸۲ | ۱/۱۰۱۵ | ۰/۸۰۱۷ | سناریوی دوم |

جدول ۲: پارامترهای مربوط به مدل PMSG و توربین بادی [۲۱].

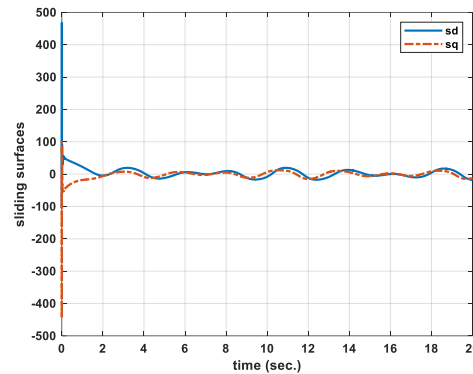
| مقدار | پارامتر |
|--------------------------|--------------------------|
| ۲۵۰۰ kW | توان نامی |
| ۳۹ m | شعاع توربین |
| ۱۱ | زوج قطب |
| ۱۲ m/s | سرعت باد نامی |
| ۷/۸ mH | اندوکتانس محور d استاتور |
| ۳/۸۹ mH | اندوکتانس محور q استاتور |
| ۵۰ mΩ | مقاومت استاتور |
| ۰/۲۵۳۲ | شار ناشی مغناطیس دائم |
| ۱۰۰۰ Kg/m ² | اینرسی کل |
| ۱/ Kg/m ³ ۲۰۵ | چگالی هوا |

۱۰- جمع‌بندی و نتیجه‌گیری

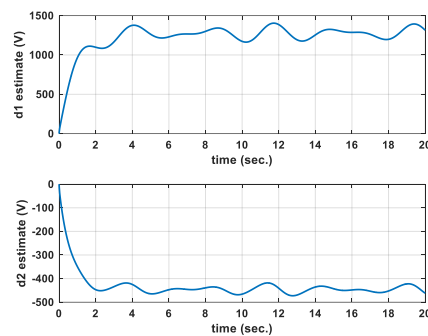
در این مقاله، از ترکیب حسابان کسری و روش مد لغزشی در ردیابی نقطه حداکثر توان (MPPT) برای سیستم توربین بادی استفاده شده است. علاوه بر این، بهره‌گیری از الگوریتم‌های تطبیقی و رویکرد اغتشاش در کنار کنترل‌کننده اصلی سبب افزایش سرعت همگرایی و نیز افزایش قوام سیستم در برابر اغتشاش خارجی و نامعینی پارامتری شده است. در نهایت، نتایج شبیه‌سازی‌های عددی در دو حالت جداگانه ارائه شد. در حالت اول تغییرات سرعت باد پله همراه با اغتشاش خارجی و در حالت دوم تغییرات سرعت باد سینوسی به همراه نامعینی پارامتری مورد تحلیل و ارزیابی قرار گرفته است. برای ارزیابی بهتر نتایج، کنترل‌کننده پیشنهادی مرتبه کسری با روش کنترل مد لغزشی مرتبه صحیح مقایسه شده است. نتایج نشان می‌دهد ردیابی در حضور اغتشاش و نامعینی با سرعت و دقت کافی صورت گرفته و کنترل‌کننده پیشنهادی قادر به ردیابی دقیق تر نقطه حداکثر توان است. به علاوه، در سیگنال کنترل بدست آمده توسط روش پیشنهادی اثر پدیده چترینگ تا حد امکان تضعیف شده و دامنه



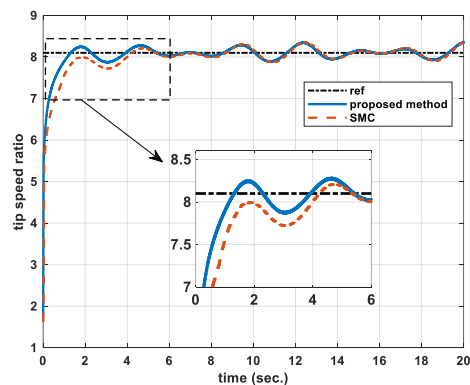
شکل ۱۲: سیگنال کنترل (ولتاژ محور q استاتور) در سناریو دوم



شکل ۱۳: سطوح لغزش بدست آمده در سناریو دوم



شکل ۱۴: تخمین نامعینی توسط رویکرد اغتشاش در سناریو دوم



شکل ۱۵: مقدار TSR بدست آمده در سناریو دوم

- [۱۷] S. S. Ray, S. Sahoo, and S. Das, "Formulation and solutions of fractional continuously variable order mass-spring-damper systems controlled by viscoelastic and viscous-viscoelastic dampers," *Advances in Mechanical Engineering*, vol. 8, no. 5, p. 1687814016646505, 2016.
- [۱۸] H. Delavari, R. Ghaderi, A. Ranjbar, and S. Momani, "Synchronization of chaotic nonlinear gyros using fractional order controller," in *New Trends in Nanotechnology and Fractional Calculus Applications*: Springer, 2010, pp. 479-485.
- [۱۹] H. Delavari and M. Mohadeszadeh, "Robust finite-time synchronization of non-identical fractional-order hyperchaotic systems and its application in secure communication," *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, vol. 6, no. 1, pp. 228-235, 2016.
- [۲۰] س. ب. فاضلی اصل، س. س. موسی پور، "طراحی کنترل کننده مد لغزشی دینامیکی مرتبه کسری تطبیقی برای سیستم ژيروسکوپ سه محوره بر اساس روش بازگشت به عقب"، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، دوره ۴۹، شماره ۲، صفحه ۷۳۴-۷۲۱، سال ۱۳۹۸.
- [۲۱] L. Xiong, P. Li, M. Ma, Z. Wang, and J. Wang, "Output power quality enhancement of PMSG with fractional order sliding mode control," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 115, p. 105402, 2020.
- [۲۲] M. Abolfvaei and S. Ganjefar, "Two novel approaches to capture the maximum power from variable speed wind turbines using optimal fractional high-order fast terminal sliding mode control," *European Journal of Control*, vol. 60, pp. 78-94, 2021.
- [۲۳] I. Sami, S. Ullah, N. Ullah, and J.-S. Ro, "Sensorless fractional order composite sliding mode control design for wind generation system," *ISA transactions*, vol. 111, pp. 275-289, 2021.
- [۲۴] M. Mohamed, H. Wang, and Y. Tiang, "Indirect power control of DFIG based wind turbine using fractional order intelligent proportional integral sliding mode controller," in *2021 40th Chinese Control Conference (CCC)*, 2021: IEEE, pp. 5939-5944.
- [۲۵] N. Ullah, I. Sami, M. S. Chowdhury, K. Techato, and H. I. Alkhamash, "Artificial intelligence integrated fractional order control of doubly fed induction generator-based wind energy system," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 5734-5748, 2020.
- [۲۶] N. Ullah, M. A. Ali, A. Ibeas, and J. Herrera, "Adaptive fractional order terminal sliding mode control of a doubly fed induction generator-based wind energy system," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 21368-21381, 2017.
- [۲۷] H. Delavari and K. Zamanizadeh, "Fractional order fault-tolerant control of doubly-fed induction generator based wind turbine," in *IEEE International Power System Conference (PSC)*, pp. 174-180, 2019.
- [۲۸] L. Pan and X. Wang, "Variable pitch control on direct-driven PMSG for offshore wind turbine using Repetitive-TS fuzzy PID control," *Renewable Energy*, vol. 159, no. 0960-1481, pp. 221-237, 2020.
- [۲۹] A. Uehara et al., "A coordinated control method to smooth wind power fluctuations of a PMSG-based WECS," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 26, no. 2, pp. 550-558, 2011.
- [۳۰] H. Duan, M. Lu, Y. Sun, J. Wang, C. Wang, and Z. Chen, "Fault diagnosis of PMSG wind power generation system based on LMD and MSE," *Complexity*, vol. 2020, 2020.
- [۳۱] S. Das, *Functional fractional calculus*. Springer Science & Business Media, 2011.
- [۳۲] I. Podlubny, *Fractional differential equations: an introduction to fractional derivatives, fractional differential equations, to methods of their solution and some of their applications*. Elsevier, 1998.
- [۳۳] H. Dai and W. Chen, "New power law inequalities for fractional derivative and stability analysis of fractional order systems," *Nonlinear Dynamics*, vol. 87, no. 3, pp. 1531-1542, 2017.
- [۳۴] N. Aguila-Camacho, M. A. Duarte-Mermoud, and J. A. Gallegos, "Lyapunov functions for fractional order systems," *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 19, no. 9, pp. 2951-2957, 2014.
- [۳۵] W.-H. J. I. A. t. o. m. Chen, "Disturbance observer based control for nonlinear systems," vol. 9, no. 4, pp. 706-710, 2004.
- [۳۶] "High-order sliding mode control for variable speed PMSG-wind turbine-based disturbance observer," *International Journal of*
- آن نیز نسبت به روش مد لغزشی کم تر است. در آخر، نتایج شبیه سازی حاکی از عملکرد مطلوب کنترل کننده پیشنهادی و قوام بیشتر آن در برابر اغتشاشات و نامعینی های پارامتری در مقایسه با روش کنترل مد لغزشی مرتبه صحیح است.
- ### مراجع
- [۱] P. Enevoldsen, S. V. Valentine, and B. K. Sovacool, "Insights into wind sites: critically assessing the innovation, cost, and performance dynamics of global wind energy development," *Energy policy*, vol. 120, pp. 1-7, 2018.
- [۲] م. رحیمی، ع. حقی، م. بلالی، "مقایسه روشهای کنترل مبدل سمت ماشین در توربین ژنراتور بادی مبدل کامل با ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم"، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، دوره ۴۹، شماره ۲، صفحه ۵۹۹-۵۸۷، سال ۱۳۹۸.
- [۳] P. Li, L. Xiong, F. Wu, M. Ma, and J. Wang, "Sliding mode controller based on feedback linearization for damping of sub-synchronous control interaction in DFIG-based wind power plants," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 107, pp. 239-250, 2019.
- [۴] A. Dali, S. Abdelmalek, A. Bakdi, and M. Bettayeb, "A new robust control scheme: Application for MPP tracking of a PMSG-based variable-speed wind turbine," *Renewable Energy*, vol. 172, pp. 1021-1034, 2021.
- [۵] E. H. Dursun and A. A. Kulaksiz, "Second-order sliding mode voltage-regulator for improving MPPT efficiency of PMSG-based WECS," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 121, p. 106149, 2020.
- [۶] L. Pan and C. Shao, "Wind energy conversion systems analysis of PMSG on offshore wind turbine using improved SMC and Extended State Observer," *Renewable Energy*, vol. 161, pp. 149-161, 2020.
- [۷] Y. Berrada and I. Boumhidi, "New structure of sliding mode control for variable speed wind turbine," *IFAC Journal of Systems and Control*, vol. 14, p. 100113, 2020.
- [۸] W. Xin, Z. Wan-li, S. Ceng, and Q. Bin, "Chattering free sliding mode pitch control of PMSG wind turbine," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 47, no. 3, pp. 6758-6763, 2014.
- [۹] A. Azizi, H. Nourisola, and S. Shoja-Majidabad, "Fault tolerant control of wind turbines with an adaptive output feedback sliding mode controller," *Renewable energy*, vol. 135, pp. 55-65, 2019.
- [۱۰] H. Schulte and E. Gauterin, "Fault-tolerant control of wind turbines with hydrostatic transmission using Takagi-Sugeno and sliding mode techniques," *Annual Reviews in Control*, vol. 40, pp. 82-92, 2015.
- [۱۱] M. Sami and R. J. Patton, "Fault tolerant adaptive sliding mode controller for wind turbine power maximisation," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 45, no. 13, pp. 499-504, 2012.
- [۱۲] M. Shajjee, S. K. H. Sani, S. Shamaghdari, and M. B. Naghibi-Sistani, "Design of a robust H_∞ dynamic sliding mode torque observer for the 100 KW wind turbine," *Sustainable Energy, Grids and Networks*, vol. 24, p. 100393, 2020.
- [۱۳] T. D. Do, "Disturbance observer-based fuzzy SMC of WECSs without wind speed measurement," *IEEE access*, vol. 5, pp. 147-155, 2016.
- [۱۴] H. Habibi, I. Howard, S. Simani, and A. Fekih, "Decoupling adaptive sliding mode observer design for wind turbines subject to simultaneous faults in sensors and actuators," *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, vol. 8, no. 4, pp. 837-847, 2021.
- [۱۵] A. Tohidi, H. Hajieghrary, and M. A. Hsieh, "Adaptive disturbance rejection control scheme for DFIG-based wind turbine: Theory and experiments," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 3, pp. 2006-2015, 2016.
- [۱۶] J. Gómez-Aguilar, H. Yépez-Martínez, R. Escobar-Jiménez, C. Astorga-Zaragoza, and J. Reyes-Reyes, "Analytical and numerical solutions of electrical circuits described by fractional derivatives," *Applied Mathematical Modelling*, vol. 40, no. 21-22, pp. 9079-9094, 2016.

[۳۷] A. Isidori, E. Sontag, and M. Thoma, *Nonlinear control systems*. Springer, 1995.

Modelling, Identification and Control, vol. 32, no. 1, pp. 85-92, 2019.