

کنترل مستقیم توان‌های اکتیو و راکتیو در نیروگاه‌های بادی مجهز به DFIG با استفاده از کنترل مد لغزشی مقاوم

احسان رنجبر^۱، کارشناس ارشد؛ محمد کریم‌الدینی^۲، استادیار؛ مهدی اسدی^۳، استادیار

۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی اراک - اراک - ایران - ehsan0000076@yahoo.com

۲- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی اراک - اراک - ایران - karimadini@arakut.ac.ir

۳- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی اراک - اراک - ایران - m.asadi@arakut.ac.ir

چکیده: در این مقاله دو هدف مهم دنبال می‌گردد. در ابتدا، یک مدل فضای حالت جدید با در نظر گرفتن عدم قطعیت در معادلات حالت برای DFIG ارائه می‌گردد. سپس، یک روش کنترل مستقیم توان اکتیو و راکتیو در نیروگاه‌های بادی مجهز به DFIG به کار گرفته می‌شود. استراتژی کنترل مستقیم توان، یک روش کنترلی مد لغزشی غیرخطی را برای محاسبه مستقیم ولتاژ کنترلی مورد نیاز روتور جهت از بین بردن خطاهای لحظه‌ای توان‌های اکتیو و راکتیو به کار می‌گیرد. بنابراین هیچ حلقه کنترل جریان اضافی مورد نیاز نیست، که این امر باعث تسهیل طراحی و افزایش عملکرد گذرای سیستم می‌شود. فرکانس کلیدزنی ثابت میدل با استفاده از روش مدولاسیون بردار فضایی به دست می‌آید، که طراحی مبدل قدرت و فیلترهارمونیک AC را ساده می‌نماید. قانون کنترل در سیستم کنترل مد لغزشی به نحوی تعیین می‌شود که علاوه بر ردیابی توان‌های اکتیو و راکتیو، سیستم کنترل نسبت به عدم قطعیت در مدل DFIG مقاوم می‌گردد. در نهایت، نتایج شبیه‌سازی برای یک سیستم DFIG متصل به شبکه با توان نامی ۲ مگاوات ارائه می‌شود، که نتایج شبیه‌سازی اثرپذیری روش کنترلی پیشنهادی را نشان می‌دهد.

واژه‌های کلیدی: ژنراتور القایی دو سو تغذیه، کنترل مد لغزشی، کنترل مستقیم توان، نیروگاه بادی.

Direct Power Control of DFIG -Based Wind Power systems Using Robust Sliding Mode Control Approach

E. Ranjbar¹, MSc; M. Karimadini², Assistant Professor; M. Asadi³, Assistant Professor

1- Faculty of Electrical and Computer Engineering, Arak University of Technology, Arak, Iran, Email: ehsan0000076@yahoo.com

2- Faculty of Electrical and Computer Engineering, Arak University of Technology, Arak, Iran, Email: karimadini@arakut.ac.ir

3- Faculty of Electrical and Computer Engineering, Arak University of Technology, Arak, Iran, Email: m.asadi@arakut.ac.ir

Abstract: This paper represents two main contributions. Firstly, a new state space model is represented for doubly fed induction generators (DFIG) by adding the uncertainty in the state equation. Secondly, a direct active and reactive power control (DPC) is designed for wind power systems with DFIG. The proposed DPC strategy employs a nonlinear sliding mode control scheme to directly calculate the required rotor and grid control voltages so as to eliminate the instantaneous errors of active and reactive powers. Constant converter switching is achieved by using space vector modulation, which eases the design power converter and the ac harmonic filter. As a result, no extra current control loops are required, and hence the design is simplified and the transient performance is improved. Finally, the proposed controller is applied to control a 2-MW grid-connected DFIG system, and the simulation results effectiveness of proposed control system.

Keywords: Doubly fed induction generator (DFIG), sliding mode control (SMC), direct power control (DPC), wind power.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۵/۰۴/۱۰

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۵/۰۶/۱۵

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۰۸/۲۷

نام نویسنده مسئول: محمد کریم‌الدینی

نشانی نویسنده مسئول: ایران - اراک - خیابان دانشگاه - دانشگاه صنعتی اراک - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر.

۱- مقدمه

امروزه، در میان تکنولوژی‌های تجدیدپذیر، تولید انرژی باد به علت رشد فناوری، زیرساخت‌های مناسب، هزینه مقایسه‌ای کمتر، کاهش گازهای آلاینده و در دسترس بودن فراوان، بیشتر رایج شده است. با توجه به ماهیت متغیر انرژی باد، ماشین‌های سرعت متغیر به‌ویژه ژنراتورهای القایی از دو سو تغذیه^۱ به یکی از سیستم‌های مهم بهره‌برداری از انرژی باد تبدیل شده است. استفاده از آن‌ها در سیستم‌های تبدیل انرژی باد به علت مزایایی از جمله هزینه کم، اندازه کوچک، توانایی تولید توان ماکزیمم در شرایط مختلف سرعت باد، حذف منابع خارجی dc، قابلیت کنترل مجزای توان اکتیو و راکتیو و اندازه مبدل‌هایی با مقیاس کوچک‌تر به‌شدت افزایش یافته است. کنترل توان اکتیو و راکتیو در یک شبکه الکتریکی، مهم‌ترین بخش سیستم کنترل یک شبکه برق است. این موضوع هنگام تولید توان توسط DFIG به‌ویژه در مورد سیستم‌های تبدیل انرژی باد از اهمیت بیشتری نیز برخوردار می‌گردد.

در صورتی که سیستم DFIG تحت کنترل مناسب قرار نگیرد، تغییر سرعت باد همراه با بارهای غیرقابل پیش‌بینی یا تغییر اتصالات، می‌تواند فشارهای زیادی را بر ژنراتورهای سیستم بادی وارد نماید.

کنترل کلاسیک در یک سیستم DFIG متصل به شبکه معمولاً بر اساس کنترل برداری با جهت‌یابی شار استاتور به منظور رسیدن به کنترل مجزای توان‌های اکتیو و راکتیو صورت می‌گیرد [۴]-[۱]. در این روش جریان روتور به دو مؤلفه توان اکتیو و توان راکتیو مجزا در قاب مرجع سنکرون تبدیل می‌شود و کنترل توان‌های اکتیو و راکتیو لحظه‌ای با تنظیم کردن مولفه‌های جریان روتور مجزا شده با استفاده از کنترل‌کننده‌های PI^۲ حاصل می‌گردد. نقطه ضعف اصلی روش کنترل برداری این است که عملکرد و کارایی آن وابستگی زیادی به تنظیم ضرایب PI و مقدار دقیق پارامترهای ماشین دارد. بنابراین ممکن است با وجود عدم قطعیت بر روی پارامترهای ماشین، سیستم دارای عملکرد مطلوبی نباشد.

روش‌های کنترل مستقیم درایوها به علت عملکرد دینامیکی ساده، سریع و کار پایدار مورد توجه قرار گرفته‌اند. اولین بار، در سال ۱۹۸۶ با در نظر گرفتن عملکرد گسسته اینورترهای منبع ولتاژی، ایده کنترل مستقیم گشتاور^۳ و شار برای رفع مشکلات ناشی از کنترل برداری از جمله وابستگی به پارامترها مطرح گردید و سپس این ایده برای DFIG در مقالات مختلف مورد توجه قرار گرفت [۵] و [۶]. این روش به منظور کنترل مستقیم گشتاور و شار در ماشین‌های القایی به کار گرفته می‌شود که بر مبنای علامت خطای گشتاور، علامت خطای شار روتور و همچنین مقدار و موقعیت بردار شار استاتور در یکی از بخش‌های صفحه مختصات (شش یا دوازده بخش) عمل می‌نماید. بر مبنای متغیرهای گفته شده یک بردار ولتاژ برای مدت زمان معین توسط اینورتر به ماشین اعمال می‌گردد. انتخاب بردار ولتاژ مناسب با استفاده از یک جدول کلیدزنی بهینه بر مبنای اطلاعات مربوط به گشتاور و

شار استاتور انجام می‌شود. مشکل اصلی این روش [۷] تغییر پذیری فرکانس کلیدزنی مبدل با توجه به شرایط عملکردی ماشین و پهنای باند کنترل‌کننده‌های هیستریزس شار و گشتاور است که باعث می‌گردد طراحی مدار مبدل به صورت قابل توجهی پیچیده شده و در نتیجه نوساناتی در گشتاور ماشین مشاهده گردد. همچنین عملکرد نامناسب آن در لحظه راه اندازی و در سرعت‌های خیلی پایین به دلیل تکرار زیاد بردارهای صفر انتخابی از دیگر نقاط ضعف اصلی این روش می‌باشد. مقالات [۸] تا [۱۱] به ارائه روش‌هایی برای حل این مشکلات پرداخته‌اند.

در سال ۱۹۹۸ کنترل مستقیم توان با الهام گرفتن از روش DTC برای یکسوسازهای سه فاز ارائه گردید. اخیراً محققان ایده کنترل مستقیم توان‌های اکتیو و راکتیو را در DFIG بیان کرده‌اند [۱۵]-[۱۲]. هدف از کنترل مستقیم توان در DFIG، کنترل مستقل و مستقیم توان‌های اکتیو و راکتیو بر مبنای شار استاتور است، که بر اساس یک جدول کلیدزنی بهینه مشتمل بر اطلاعات مربوط به علامت خطاهای توان و موقعیت شار استاتور در یکی از بخش‌های صفحه مختصات عمل می‌نماید. بنابراین بر مبنای همین متغیرهای ذکر شده، موثرترین بردارهای ولتاژ روتور برای کاهش خطای توان‌ها از مقادیر مرجع به عنوان ورودی اینورتر انتخاب می‌شوند. با این حال، در روش کنترل مستقیم توان همانند روش DTC فرکانس کلیدزنی مبدل تحت شرایط عملکردی مختلف و با تغییر کردن مقادیر توان‌های اکتیو و راکتیو مرجع و پهنای باند کنترل‌کننده‌های هیستریزس به طور قابل توجهی تحت تأثیر قرار می‌گیرد که باعث به وجود آمدن نوساناتی در توان تولیدی می‌گردد. مقالات [۱۳] و [۱۴] راه‌حلی را برای رفع این مشکل ارائه داده‌اند.

کنترل مد لغزشی، یک روش کنترلی مؤثر و مناسب برای سیستم‌های غیرخطی با فرکانس کلیدزنی بالا و دارای عدم قطعیت می‌باشد [۱۹]-[۱۵]. از جمله مزایای روش کنترل مد لغزشی پیاده‌سازی ساده، حذف اغتشاشات، دست‌یابی به پاسخ گذرای سریع و مقاوم بودن آن است، اما متغیرهای کنترل شده سیستم ممکن است نوسانات نامطلوبی را حول نقطه کار از خود نشان دهند. امروزه روش کنترل مد لغزشی با توجه به مقاوم بودن در برابر اغتشاشات خارجی و دینامیک‌های مدل نشده، در توربین‌های بادی سرعت متغیر کاربرد زیادی پیدا کرده است. در این مقاله استراتژی کنترل مستقیم توان با استفاده از روش کنترل مد لغزشی غیرخطی برای محاسبه مستقیم ولتاژ کنترلی مورد نیاز روتور جهت از بین بردن خطاهای لحظه‌ای توان‌های اکتیو و راکتیو بدون هیچ حلقه کنترل جریان اضافی بیان می‌گردد. ولتاژ کنترلی مورد نیاز به طور مستقیم در قاب مرجع ساکن استاتور به دست می‌آید و روش SVM^۴ برای دست‌یابی به یک فرکانس کلیدزنی ثابت استفاده می‌شود که باعث تسهیل طراحی و بهبود عملکرد گذرای سیستم شده و همچنین طیف هارمونیک حالت ماندگار سیستم را در سطح مطلوبی حفظ می‌نماید. در ادامه ساختار

که $\sigma = 1 - \frac{L_r L_s}{L_m}$ ضریب نشتی را نشان می‌دهد.

از طرفی طبق معادلات مربوط به ماشین‌های القایی [۲۱] و با توجه به شکل ۱، بردارهای ولتاژ روتور و استاتور در قاب مرجع ساکن استاتور به صورت زیر به دست خواهند آمد:

$$\begin{cases} U_{s\alpha\beta}^s = R_s I_{s\alpha\beta}^s + \frac{d\varphi_{s\alpha\beta}^s}{dt} \\ U_{r\alpha\beta}^s = R_r I_{r\alpha\beta}^s + \frac{d\varphi_{r\alpha\beta}^s}{dt} - j\omega_r \varphi_{r\alpha\beta}^s \end{cases} \quad (5)$$

با توجه به رابطه‌های (۴) و (۵)، تغییرات لحظه‌ای جریان استاتور را می‌توان به صورت زیر بیان نمود:

$$\frac{dI_{s\alpha\beta}^s}{dt} = \frac{1}{\sigma L_m} \left[\frac{d\varphi_{r\alpha\beta}^s}{dt} - \frac{L_r}{L_m} \frac{d\varphi_{s\alpha\beta}^s}{dt} \right] \quad (6)$$

از طرفی طبق معادله (۵) خواهیم داشت:

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{s\alpha\beta}^s}{dt} = U_{s\alpha\beta}^s - R_s I_{s\alpha\beta}^s \\ \frac{d\varphi_{r\alpha\beta}^s}{dt} = U_{r\alpha\beta}^s - R_r I_{r\alpha\beta}^s + j\omega_r \varphi_{r\alpha\beta}^s \end{cases} \quad (7)$$

سپس با جایگذاری کردن رابطه (۴) در رابطه (۷) و در نتیجه با استفاده از رابطه (۶) داریم:

$$\begin{aligned} \frac{dI_{s\alpha\beta}^s}{dt} = & \frac{1}{\sigma L_m} \left[U_{r\alpha\beta}^s - R_r I_{r\alpha\beta}^s - \frac{L_r}{L_m} \left(U_{s\alpha\beta}^s - R_s I_{s\alpha\beta}^s \right) \right] \\ & + \frac{j\omega_r}{\sigma L_m} \left(\sigma L_m I_{s\alpha\beta}^s + \frac{L_r}{L_m} \varphi_{s\alpha\beta}^s \right) \end{aligned} \quad (8)$$

که در این معادلات R_r, R_s, L_m, L_r, L_s به ترتیب اندوکتانس متقابل استاتور، اندوکتانس متقابل روتور، اندوکتانس مغناطیسی، مقاومت استاتور و مقاومت روتور می‌باشند.

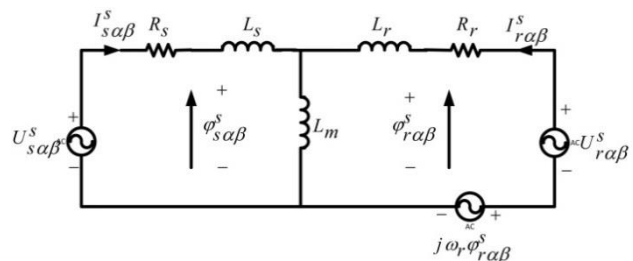
۲-۲ معادلات توان‌های اکتیو و راکتیو استاتور

طبق معادلات مربوط به ماشین‌های القایی [۲۱]، توان‌های اکتیو و راکتیو خروجی از استاتور DFIG به سمت شبکه با استفاده از رابطه‌های زیر محاسبه می‌شوند:

مقاله به صورت زیر سازماندهی شده است. در قسمت دوم این مقاله، رفتار دینامیکی DFIG [۲۰] در قاب مرجع ساکن و معادلات مربوط به توان‌های اکتیو و راکتیو لحظه‌ای و شار ماشین ارائه می‌گردد. سپس در بخش سوم روش کنترل مستقیم توان بر اساس مد لغزشی بیان و طراحی می‌شود. نوآوری مقاله تعیین قانون کنترلی به روش مد لغزشی بر اساس عدم قطعیت در مدل DFIG می‌باشد که در بخش سوم به طور مفصل تشریح شده است. بخش چهارم به بیان نتایج شبیه‌سازی برای یک ژنراتور القایی ۲ مگاواتی جهت اثبات کارایی روش کنترلی ارائه شده در طی تغییرات توان و پارامترهای ماشین می‌پردازد. در انتها، نتایج در بخش پنجم بیان خواهد شد.

۲-۲ مدل‌سازی رفتار دینامیکی DFIG در قاب مرجع ساکن استاتور

مدار معادل DFIG در قاب مرجع ساکن استاتور در شکل ۱ نشان داده شده است.



شکل ۱: مدار معادل DFIG در قاب مرجع ساکن استاتور [۴]

در ادامه با استفاده از شکل ۱ و معادلات موجود برای ماشین‌های

القایی به بیان مدل‌سازی رفتار دینامیکی DFIG خواهیم پرداخت.

۱-۲ معادلات شار استاتور و روتور در قاب مرجع سنکرون

با توجه به شکل ۱ معادلات شار روتور و استاتور در قاب مرجع ساکن استاتور به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\varphi_{s\alpha\beta}^s = L_s I_{s\alpha\beta}^s + L_m I_{r\alpha\beta}^s \quad (1)$$

$$\varphi_{r\alpha\beta}^s = L_m I_{s\alpha\beta}^s + L_r I_{r\alpha\beta}^s \quad (2)$$

با استفاده از معادله (۱) جریان‌های روتور در قاب مرجع ساکن

استاتور برابر است با:

$$I_{r\alpha\beta}^s = \frac{\varphi_{s\alpha\beta}^s - L_s I_{s\alpha\beta}^s}{L_m} \quad (3)$$

با جایگذاری کردن رابطه (۳) در رابطه (۲) خواهیم داشت:

$$\varphi_{r\alpha\beta}^s = L_m \sigma I_{s\alpha\beta}^s + \frac{L_r}{L_m} \varphi_{s\alpha\beta}^s \quad (4)$$

با جایگذاری روابط (۱۴) و (۱۵) در معادله (۱۲) خواهیم داشت:

$$\begin{bmatrix} \dot{P} \\ \dot{Q} \end{bmatrix} = -\frac{3}{2} \frac{1}{\sigma L_m} \begin{bmatrix} U_{s\alpha} & U_{s\beta} \\ U_{s\beta} & -U_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{r\alpha} \\ U_{r\beta} \end{bmatrix} \\ - \frac{3\omega_r L_r}{2\sigma L_m^2} \begin{bmatrix} U_{s\beta} & -U_{s\alpha} \\ -U_{s\alpha} & -U_{s\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} \\ - \frac{3}{2} \frac{R_r}{\sigma L_m} \begin{bmatrix} -U_{s\alpha} & -U_{s\beta} \\ -U_{s\beta} & U_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} \frac{L_r}{\sigma L_m} R_s & -\omega_{slip} \\ \omega_{slip} & \frac{L_r}{\sigma L_m} R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_s \\ Q_s \end{bmatrix} \\ + \frac{3}{2} \frac{L_r}{\sigma L_m} \begin{bmatrix} U_{s\alpha}^2 + U_{s\beta}^2 & \\ & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

که رابطه (۱۶)، بیان فضای حالت متغیرهای کنترلی توان‌های اکتیو و راکتیو را نشان می‌دهد.

۲-۳ معادلات دینامیکی شار استاتور

با در دست داشتن روابط (۱۰) و (۱۱)، می‌توان فرم ماترسی آن‌ها را به صورت زیر بیان نمود:

$$\begin{bmatrix} P_s \\ Q_s \end{bmatrix} = -\frac{3}{2} \begin{bmatrix} U_{s\alpha} & U_{s\beta} \\ U_{s\beta} & -U_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (17)$$

با معکوس کردن رابطه (۱۷) داریم:

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \frac{-2}{3|U_s|^2} (U_{s\alpha} P_s + U_{s\beta} Q_s) \\ i_{s\beta} = \frac{-2}{3|U_s|^2} (U_{s\beta} P_s - U_{s\alpha} Q_s) \end{cases} \quad (18)$$

همچنین با جایگذاری رابطه (۱۸) در معادله (۵) خواهیم داشت:

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = \frac{-2}{3} \frac{R_s}{|V_s|^2} (U_{s\alpha} P_s + U_{s\beta} Q_s) + \dot{\varphi}_{s\beta} \\ U_{s\beta} = \frac{-2}{3} \frac{R_s}{|V_s|^2} (U_{s\beta} P_s - U_{s\alpha} Q_s) + \omega_r \varphi_{s\beta} + \dot{\varphi}_{s\alpha} \end{cases} \quad (19)$$

بنابراین با توجه به رابطه (۱۹)، خواهیم داشت:

$$P_s + jQ_s = -1.5 U_{s\alpha\beta}^s \times \dot{f}_{s\alpha\beta}^s \quad (9)$$

که خواهیم داشت:

$$P_s = -\frac{3}{2} (U_{s\alpha} i_{s\alpha} + U_{s\beta} i_{s\beta}) \quad (10)$$

$$Q_s = -\frac{3}{2} (U_{s\beta} i_{s\alpha} - U_{s\alpha} i_{s\beta}) \quad (11)$$

با مشتق گرفتن از معادله‌های (۱۰) و (۱۱) داریم:

$$\begin{cases} \frac{dP_s}{dt} = -\frac{3}{2} (U_{s\alpha} \frac{di_{s\alpha}}{dt} + i_{s\alpha} \frac{dU_{s\alpha}}{dt} + U_{s\beta} \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ + i_{s\beta} \frac{dU_{s\beta}}{dt}) \\ \frac{dQ_s}{dt} = -\frac{3}{2} (U_{s\beta} \frac{di_{s\alpha}}{dt} + i_{s\alpha} \frac{dU_{s\beta}}{dt} - U_{s\alpha} \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ - i_{s\beta} \frac{dU_{s\alpha}}{dt}) \end{cases} \quad (12)$$

از آنجا که در رابطه (۱۲)، تغییرات مربوط به ولتاژ شبکه نیاز می‌باشد، با در نظر گرفتن یک شبکه ایده‌آل خواهیم داشت:

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = U_S \sin(\omega_s t) \\ U_{s\beta} = U_S \sin(\omega_s t - \pi/2) = -U_S \cos(\omega_s t) \end{cases} \quad (13)$$

در نتیجه تغییرات لحظه‌ای ولتاژ شبکه به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\begin{cases} \frac{dU_{s\alpha}}{dt} = \omega_s U_S \cos(\omega_s t) = -\omega_s U_{s\beta} \\ \frac{dU_{s\beta}}{dt} = \omega_s U_S \sin(\omega_s t) = \omega_s U_{s\alpha} \end{cases} \quad (14)$$

با توجه به رابطه (۸)، برای مولفه‌های α و β تغییرات لحظه‌ای جریان استاتور داریم:

$$\begin{aligned} \frac{di_{s\alpha}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_m} [U_{r\alpha} - R_r i_{r\alpha} - \frac{L_r}{L_m} (U_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha})] \\ &- \frac{\omega_r}{\sigma L_m} \left(\sigma L_m i_{s\beta} + \frac{L_r}{L_m} \varphi_{s\beta} \right) \end{aligned} \quad (15-الف)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{s\beta}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_m} [U_{r\beta} - R_r i_{r\beta} - \frac{L_r}{L_m} (U_{s\beta} - R_s i_{s\beta})] \\ &+ \frac{\omega_r}{\sigma L_m} \left(\sigma L_m i_{s\alpha} + \frac{L_r}{L_m} \varphi_{s\alpha} \right) \end{aligned} \quad (15-ب)$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{3}{2} \frac{L_r}{\sigma L_m} |U_s|^2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

(۲۴)

که:

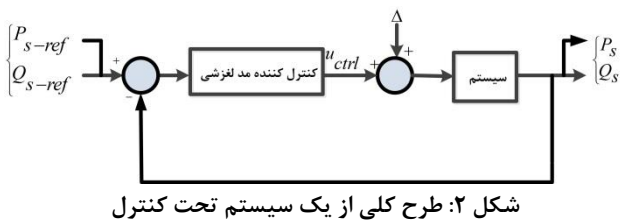
$$\begin{cases} U_{r\alpha} = -\frac{3}{2} \frac{1}{\sigma L_m} (U_{s\alpha} U_{r\alpha} + U_{s\beta} U_{r\beta}) + \frac{3}{2} \frac{L_r}{\sigma L_m} |U_s|^2 \\ U_{r\beta} = -\frac{3}{2} \frac{1}{\sigma L_m} (U_{s\beta} U_{r\alpha} - U_{s\alpha} U_{r\beta}) \\ a_{11} = a_{22} = \frac{2L_r R_s}{\sigma L_m} \\ a_{13} = -a_{24} = \frac{3}{2} \frac{1}{\sigma L_m^2} (R_r U_{s\alpha} - \omega_r L_r U_{s\beta}) \\ a_{14} = a_{23} = \frac{3}{2} \frac{1}{\sigma L_m^2} (R_r U_{s\beta} + \omega_r L_r U_{s\alpha}) \\ a_{s1} = \frac{p^2}{J} \frac{\varphi_{s\beta} U_{s\alpha} - \varphi_{s\alpha} U_{s\beta}}{|U_s|^2} \\ a_{s2} = \frac{p^2}{J} = \frac{\varphi_{s\alpha} U_{s\alpha} + \varphi_{s\beta} U_{s\beta}}{|U_s|^2} \end{cases}$$

(۲۵)

جایی که ω_r سرعت چرخشی توربین، J ثابت اینرسی، T_e گشتاور الکترومغناطیسی ماشین و T_m گشتاور خروجی توربین را نشان می‌دهند که T_m را می‌توان از منحنی گشتاور سرعت بهینه برای یک گستره مشخصی از سرعت باد محاسبه نمود. همچنین در رابطه (۲۱)، p شمار جفت قطب‌های ماشین را نشان داده و از اصطکاک و تلفات چرخشی صرف نظر شده است. بنابراین در بخش بعد با در دست داشتن معادله فضای حالت (۲۴)، می‌توان به طراحی کنترل‌کننده مد لغزشی برای سیستم DFIG پرداخت.

۳- طراحی کنترل‌کننده مد لغزشی

شکل ۲ طرح کلی از یک سیستم کنترل شده توسط روش مد لغزشی نشان می‌دهد.



شکل ۲: طرح کلی از یک سیستم تحت کنترل

$$\begin{cases} \dot{\varphi}_{s\beta} = \frac{2}{3} \frac{R_s}{|U_s|^2} (U_{s\alpha} P_s + U_{s\beta} Q_s) + U_{s\alpha} \\ \dot{\varphi}_{s\alpha} = \frac{2}{3} \frac{R_s}{|U_s|^2} (U_{s\beta} P_s - U_{s\alpha} Q_s) - \omega_r \varphi_{s\beta} + U_{s\beta} \end{cases}$$

(۲۰)

که معادله (۲۰)، تغییرات شار استاتور را نشان می‌دهد.

۴-۲ مدل‌سازی دینامیکی ژنراتور القایی از دو سو تغذیه

معادله دینامیکی یک سیستم بادی مجهز به DFIG به صورت زیر بیان می‌شود:

(۲۱)

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p}{J} (T_e - T_m)$$

از طرفی برای محاسبه گشتاور الکترومغناطیسی DFIG می‌توان از

رابطه زیر استفاده نمود [۲۱]:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha})$$

(۲۲)

در نتیجه با استفاده از روابط (۲۱) و (۲۲)، معادله دینامیکی را

می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\dot{\omega}_r = \frac{3}{2} \frac{p^2}{J} (\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha}) - \frac{p}{J} T_m$$

(۲۳)

بنابراین می‌توان فرم نهایی و ساده شده‌ی معادلات فضای حالت

سیستم توربین بادی مجهز به DFIG را به صورت زیر نوشت:

$$\begin{bmatrix} \dot{P}_s \\ \dot{Q}_s \\ \dot{\varphi}_{s\alpha} \\ \dot{\varphi}_{s\beta} \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & -\omega_{slip} & a_{13} & a_{14} & 0 \\ \omega_{slip} & a_{22} & a_{23} & a_{24} & 0 \\ \frac{2}{3} \frac{R_s U_{s\beta}}{|U_s|^2} & -\frac{2}{3} \frac{R_s U_{s\alpha}}{|U_s|^2} & 0 & -\omega_r & 0 \\ \frac{2}{3} \frac{R_s U_{s\alpha}}{|U_s|^2} & \frac{2}{3} \frac{R_s U_{s\beta}}{|U_s|^2} & 0 & 0 & 0 \\ a_{s1} & a_{s2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_s \\ Q_s \\ \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{3}{2} \frac{1}{\sigma L_m} U_{s\alpha} & -\frac{3}{2} \frac{1}{\sigma L_m} U_{s\beta} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{3}{2} \frac{1}{\sigma L_m} U_{s\beta} & \frac{3}{2} \frac{1}{\sigma L_m} U_{s\alpha} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{r\alpha} \\ U_{r\beta} \\ U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \\ -p/J T_m \end{bmatrix}$$

$$\left\{ \begin{aligned} A_{11} &= \begin{bmatrix} a_{11} & -\omega_{slip} \\ \omega_{slip} & a_{22} \end{bmatrix}, A_{12} = \begin{bmatrix} a_{13} & a_{14} \\ a_{23} & a_{24} \end{bmatrix} \\ B_{11} &= \begin{bmatrix} -\frac{3}{2} \frac{1}{\sigma L_m} U_s \alpha & -\frac{3}{2} \frac{1}{\sigma L_m} U_s \beta \\ -\frac{3}{2} \frac{1}{\sigma L_m} U_s \beta & \frac{3}{2} \frac{1}{\sigma L_m} U_s \alpha \end{bmatrix} \\ U &= \begin{bmatrix} U_r \alpha \\ U_r \beta \end{bmatrix}, C = -\frac{3}{2L_g} \begin{bmatrix} U_s^2 \\ 0 \end{bmatrix}, \varphi_s = \begin{bmatrix} \varphi_s \alpha \\ \varphi_s \beta \end{bmatrix} \end{aligned} \right. \quad (28)$$

با اضافه و کم کردن مقدار $A_{11}F^* - A_{11}F^*$ به رابطه (۲۷)، معادله زیر به دست خواهد آمد:

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \dot{F}^* - \dot{F} = \dot{F}^* - A_{11}F - A_{12}\varphi_s - B_{11}U - C \\ + A_{11}F^* - A_{11}F^* &= A_{11}e - B_{11}U + R \end{aligned} \quad (29)$$

که در رابطه (۲۹) داریم:

$$R = \dot{F}^* - A_{12}\varphi_s - A_{11}F^* - C \quad (30)$$

در استراتژی SMC، از روش لیاپانوف برای به دست آوردن شرایطی از قانون کنترلی استفاده می‌شود که تضمین نماید حالت‌های سیستم همواره پیرامون سطح لغزشی حرکت و به نقطه تعادل خواهند رسید. تابع لیاپانوف به صورت زیر انتخاب می‌شود:

$$V(e) = \frac{1}{2} e^T e \quad (31)$$

که با مشتق گرفتن از رابطه (۳۱) خواهیم داشت:

$$\dot{V} = e^T \dot{e} = e^T (A_{11}e - B_{11}U + R) \quad (32)$$

از طرفی قانون کنترلی باید به گونه‌ای انتخاب شود که مشتق زمانی V در رابطه (۳۲) همواره منفی و مخالف صفر گردد. بنابراین ورودی کنترلی را به صورت زیر انتخاب می‌کنیم:

$$U = (B_{11}^{-1})(A_{11}e + R - u_n) \quad (33)$$

که $u_n = -k \begin{bmatrix} \text{sgn}(e_P) \\ \text{sgn}(e_Q) \end{bmatrix}$ قانون کنترلی، k یک بهره کنترلی مثبت، $\text{sgn}(e_P)$ و $\text{sgn}(e_Q)$ توابع کلیدزنی برای توان‌های اکتیو و راکتیو استاتور می‌باشند.

استراتژی SMC، براساس طراحی یک سیگنال کنترلی ناپیوسته است که مدهای عملکردی سیستم را به سمت سطوح لغزشی ویژه‌ای در فضای حالت سوق می‌دهد. این سطوح لغزشی به گونه‌ای انتخاب می‌شوند که سیستم کنترلی، هنگامی که مدهای عملکردی به سطوح لغزش موردنظر همگرا می‌شوند دارای رفتار و پاسخ مطلوبی خواهند بود. در این مقاله یک استراتژی SMC براساس مفهوم DPC، برای کنترل مستقیم توان‌های اکتیو و راکتیو DFIG به کار برده می‌شود. در این بخش پس از تعیین سطح لغزش مناسب، یک قانون کنترلی بر اساس روش پایداری لیاپانوف ارائه خواهد شد. سپس مقاوم بودن سیستم کنترلی ارائه شده در مواجهه با عدم قطعیت‌های موجود بررسی می‌گردد. در انتهای این بخش نیز طرح کلی سیستم کنترل پیشنهادی معرفی می‌شود.

نخستین هدف، انتخاب سطح لغزش مناسب می‌باشد. در این مقاله اهداف کنترلی برای سیستم‌های DFIG، ردیابی توان‌های اکتیو و راکتیو استاتور با توجه به مقادیر از پیش تعیین شده می‌باشد و سطوح لغزشی به صورت خطای اختلاف بین مقادیر مرجع و سیگنال‌های واقعی کنترل‌شونده (توان‌های اکتیو و راکتیو استاتور) تعریف می‌شود. بنابراین سطح لغزشی را به صورت ذیل خواهیم داشت:

$$[e] = \begin{bmatrix} e_P \\ e_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_s^* \\ Q_s^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} P_s \\ Q_s \end{bmatrix} = [F^* - F] = 0 \quad (26)$$

که: $F = \begin{bmatrix} P_s \\ Q_s \end{bmatrix}$ و $F^* = \begin{bmatrix} P_s^* \\ Q_s^* \end{bmatrix}$

تا زمانی که مدهای عملکردی سیستم بر روی سطح $[e] = [0]$ نگه داشته شوند، توان‌های شبکه مقادیر مرجع خود F^* را دنبال خواهند نمود.

هدف بعدی، انتخاب یک قانون کنترلی مناسب است که پایداری سیستم را تحت شرایط اغتشاش‌ها و عدم قطعیت‌های موجود تضمین نماید. در این قسمت نیز، یک قانون کنترلی برای به دست آوردن سیگنال کنترلی ورودی محاسبه می‌شود. این ورودی کنترلی تضمین می‌نماید که خطای $[e]$ ، در طی یک زمان محدود به سمت صفر میل کرده و سپس $[e] = [0]$ برای زمان‌های بعدی نیز حفظ می‌گردد.

با در نظر گرفتن رابطه (۲۶) و با در دست داشتن رابطه (۲۵)، می‌توان معادله دینامیکی خطای توان را به صورت زیر نوشت:

$$\dot{e} = \dot{F}^* - \dot{F} = \dot{F}^* - A_{11}F - A_{12}\varphi_s - B_{11}U - C \quad (27)$$

که در این رابطه خواهیم داشت:

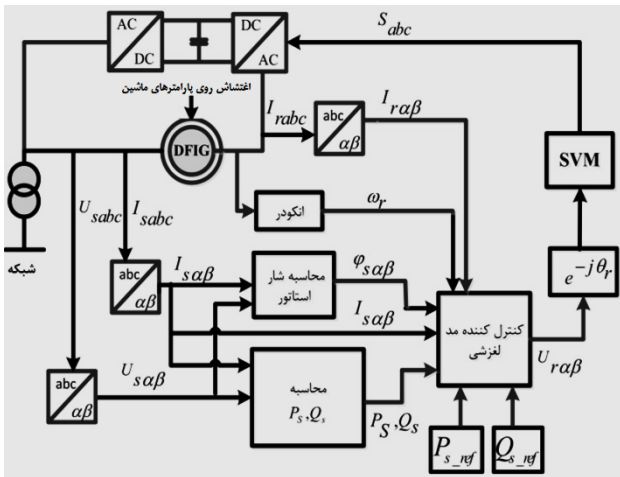
$$\begin{cases} U = (B_{11}^{-1})(A_{11}e + R_1 - ksgn(e)) = U_{eq} + U_{sw} \\ U_{eq} = (B_{11}^{-1})(A_{11}e + R_1) \\ U_{sw} = (B_{11}^{-1})(-ksgn(e)) \end{cases} \quad (40)$$

که U_{eq} و U_{sw} به ترتیب ورودی کلید زنی و ورودی معادل می‌باشند.

بروز چترینگ در کنترل مد لغزشی یک پدیده معمول است، جهت کاهش این پدیده می‌توان بجای به‌کارگیری از $sgn(e)$ از توابع اشباع به‌عنوان نمونه به شکل زیر استفاده نمود:

$$sat(\sigma, \varepsilon) = \begin{cases} 1 & \sigma > \varepsilon \\ \frac{\sigma}{\varepsilon} & -\varepsilon \leq \sigma \leq \varepsilon \\ -1 & \sigma < -\varepsilon \end{cases} \quad (41)$$

شکل ۲ شماتیک کلی از روش کنترل مستقیم توان بر اساس مد لغزشی طراحی شده را نشان می‌دهد.



شکل ۳: شماتیک کلی روش کنترل مستقیم توان مبتنی بر مد لغزشی

همان‌طور که مشاهده می‌شود، روش کنترل مد لغزشی بیان شده قادر است به طور مستقیم ولتاژهای مرجع را برای مبدل سمت روتور بر اساس خطاهای لحظه‌ای توان در قاب مرجع ساکن تولید نماید. سپس، این بردارهای ولتاژ تولید شده به قاب مرجع روتور تبدیل می‌شوند.

۴- نتایج شبیه‌سازی

استراتژی کنترل مستقیم توان بر اساس روش مد لغزشی که در قسمت قبل برای ژنراتور القایی از دو سو تغذیه ارائه گردید، در زیر با استفاده از نرم افزار متلب^۵ و جعبه افزار سیمولینک^۶ آن شبیه‌سازی شده است. شکل ۴ بلوک دیاگرام کلی از سیستم طراحی شده را نشان می‌دهند.

اثبات مقاوم بودن روش کنترلی سومین هدف می‌باشد. در کاربردهای عملی، سطوح لغزشی انتخاب شده به وسیله تغییرات پارامترها، خطاهای نمونه‌برداری، نویزهای اندازه‌گیری تحت تأثیر قرار می‌گیرند.

در این مقاله عدم قطعیت روی پارامترهای مدل مد نظر است بنابراین رابطه (۳۴) به صورت $\dot{x} = (A + \Delta A)x + (B + \Delta B)u + \Delta$ در نظر گرفته شده است. در این رابطه $\Delta = \Delta Ax + \Delta Bu$ می‌باشد و قانون کنترل باید به نحوی ارائه شود که اثر ماتریس Δ بسیار ناچیز گردد، در این صورت سیستم کنترل ارائه شده نسبت به تغییرات مدل نیز مقاوم خواهد بود. برای اثبات مقاوم بودن روش مورد نظر سیستم کنترلی رابطه (۲۴) را به صورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$\dot{x} = Ax + Bu + \Delta \quad (34)$$

که $\Delta = \begin{bmatrix} \Delta_1 \\ \Delta_2 \end{bmatrix}$ اغتشاشات سیستم را نشان می‌دهد.

با استفاده از روش لیپانوف برای اثبات مقاوم بودن روش کنترلی بیان شده داریم:

$$V(e) = \frac{1}{2} e^T e \Rightarrow \dot{V} = e^T \dot{e} = e^T (A_{11}e - B_{11}U + R_1) \quad (35)$$

جاییکه R_1 برابر است با:

$$R_1 = F^* - A_{12}\phi_s - A_{11}F^* - C - \Delta \quad (36)$$

با انتخاب ورودی کنترلی به صورت زیر:

$$U = (B_{11}^{-1})(A_{11}e + R - u_n) \quad (37)$$

و با استفاده از رابطه‌های (۳۰)، (۳۵)، (۳۶) و (۳۷) خواهیم داشت:

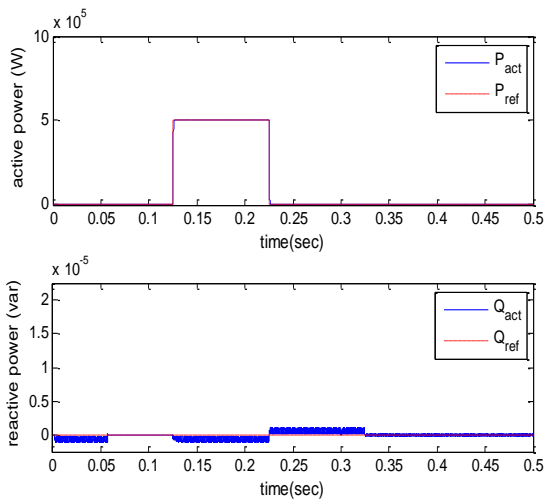
$$\begin{cases} \dot{e} = u_n + R_0 \\ R_0 = -\Delta \\ \dot{V} = e^T (u_n + R_0) \end{cases} \quad (38)$$

حال با انتخاب $u_n = - \begin{bmatrix} K_p & 0 \\ 0 & K_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} sgn(e_p) \\ sgn(e_q) \end{bmatrix}$ مشتق

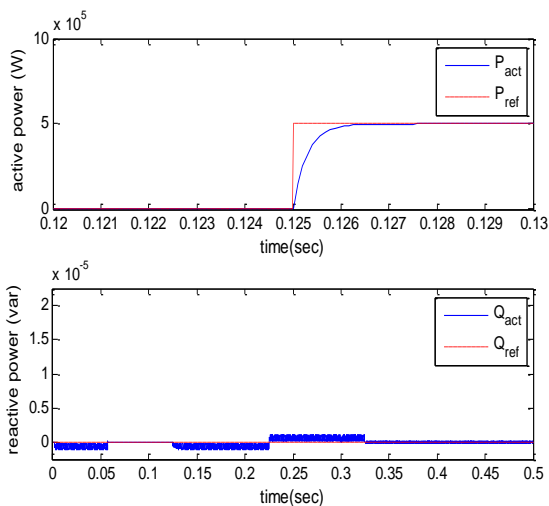
زمانی V در رابطه (۲۱) منفی می‌گردد اگر و تنها اگر

$$k > \|R_0\|_\infty \quad (39)$$

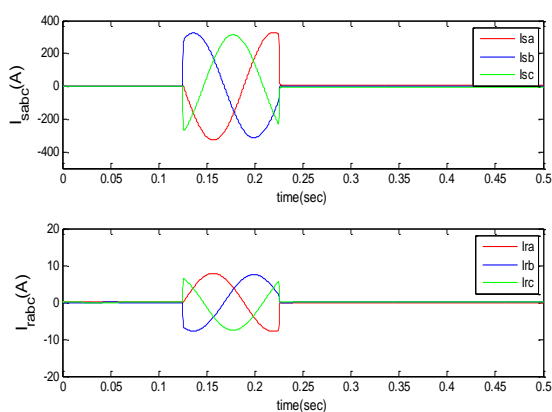
بنابراین با انتخاب ورودی کنترلی به شکل زیر، علاوه بر پایداری، مقاوم بودن سیستم کنترل نیز تضمین خواهد شد:



(الف)

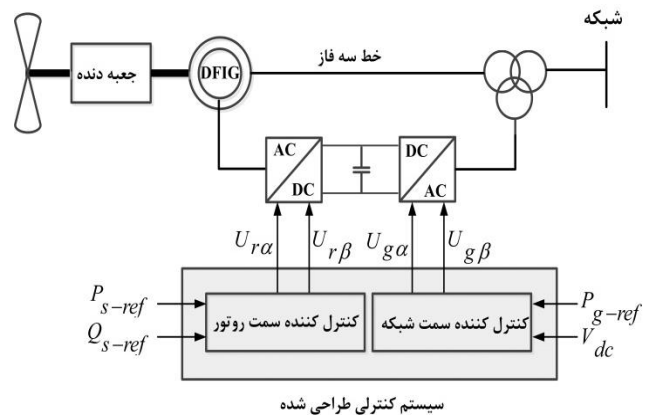


(ب)



(ج)

شکل ۵: نمودار پاسخ‌های گذرا در طی تغییرات پله‌ای توان اکتیو (الف) نمای واقعی توان برحسب مگاوات (ب) نمای بزرگ شده توان (ج) جریان‌های استاتور و روتور بر حسب آمپر



شکل ۴: بلوک دیاگرام کلی سیستم

توان نامی DFIG، ۲ مگاوات و پارامترهای مربوط به آن در جدول ۱ آمده است.

جدول ۱: پارامترهای کلی سیستم طراحی شده [۳]

۶۹۰	ولتاژ خط (ولت)
۵۰	فرکانس شبکه (هرتز)
۰.۰۰۱۵۱۸	مقاومت استاتور (اهم)
۰.۰۰۲۰۸۷	مقاومت روتور (اهم)
۰.۰۵۹۹۰۶	اندوکتانس نشستی استاتور (میلی هانری)
۰.۰۸۲۰۶۰	اندوکتانس نشستی روتور (میلی هانری)
۲.۴	اندوکتانس مغناطیسی (میلی هانری)
۴	تعداد قطب
۱۷.۲۳	ثابت اینرسی (کیلوگرم در متر مربع)
۳۵۰۰۰	بهره‌های مثبت K_p و K_q برای مبدل سمت روتور

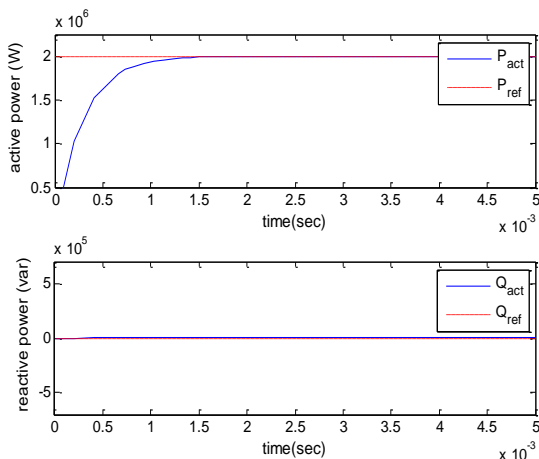
۴-۱- بررسی پاسخ گذرا

شکل ۵ و شکل ۶، پاسخ‌های گذرای سیستم را در طول تغییرات پله‌ای توان‌های اکتیو و راکتیو نشان می‌دهند. در اینجا فرض می‌کنیم که DFIG در مد کنترل سرعت قرار دارد یعنی سرعت روتور سیستم توسط عوامل بیرونی تنظیم می‌گردد. در شکل ۵، توان اکتیو (توان ارسال شده از DFIG به سمت شبکه) در زمان ۰/۱۲۵ ثانیه، از ۰ تا ۰/۵ مگاوات تغییر کرده و سپس در زمان ۰/۲۲۵ ثانیه به مقدار صفر باز می‌گردد. در حالی که توان راکتیو در شکل ۶، در زمان ۰.۱ ثانیه، از مقدار ۱- تا ۱ تغییر کرده و سپس در زمان ۰.۲ ثانیه به مقدار اولیه خود برمی‌گردد. لازم به ذکر است که سیگنال مرجع به صورت پاسخ پله با مقدار زیاد در نظر گرفته شده است، تا علاوه بر بررسی عملکرد صحیح سیستم کنترل، پایداری سیستم کنترل ارائه شده برای اغتشاشات زیاد نیز مورد ارزیابی قرار گیرد. البته این تغییرات زیاد مستلزم این است که کانورترهای بکارگرفته شده نیز پاسخ سریع از خود نشان دهند، که این موضوع می‌تواند از محدودیت‌های عملی به حساب آید.

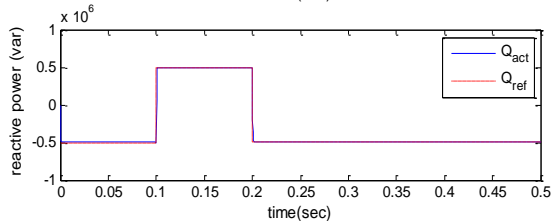
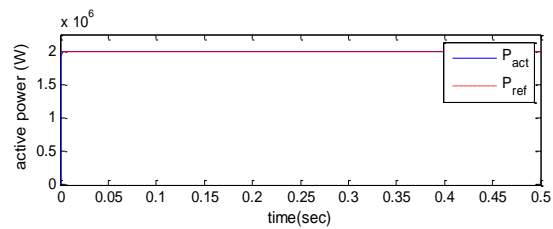
تغییرات پله‌ای هر یک از متغیرهای کنترلی (توان اکتیو یا راکتیو) بر عملکرد متغیر دیگر تأثیر ندارد و هیچ فراجهدی در توان‌های اکتیو و راکتیو یا جریان استاتور مشاهده نمی‌گردد. مقدار خطای موجود بسیار ناچیز و تقریباً برابر صفر می‌باشد، که این نشان از مؤثر بودن روش پیشنهادی مورد نظر است. از طرفی، همان طور که در نمودارهای جریان مربوط به شکل‌های ۵ و ۶ مشاهده می‌شود در ابتدا و انتهای بازه مربوط به تغییرات توان، نوسان‌های حول نقطه کار نامطلوبی به وجود می‌آید که باعث ناپایداری سیستم می‌گردد. برای رفع این مشکل می‌توان از روش‌های مد لغزشی با مرتبه بالاتر یا از تابع اشباع به جای تابع علامت در قانون کنترلی طراحی شده استفاده گردد.

۴-۲- بررسی رفتار ردیابی

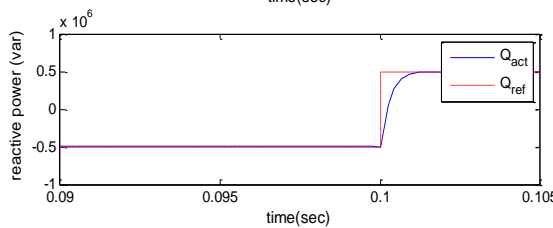
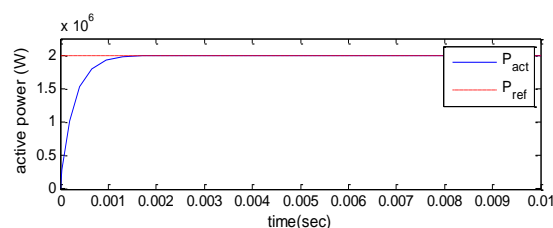
در کاربردهای عملی از سیستم‌های تبدیل انرژی بادی، معمولاً سرعت در شرایط عملکردی مختلف تغییر می‌نماید؛ بنابراین، ممکن است توان‌های اکتیو و راکتیو مرجع استاتور مورد نیاز نیز تغییر نمایند. لذا استراتژی کنترلی پیشنهادی باید تضمین نماید که مقادیر واقعی قادر به ردیابی کردن مقادیر مرجع خود می‌باشند. شکل‌های ۷ تا ۹، نتایج شبیه‌سازی شده را برای مقادیر و توابع مختلفی از توان‌های مرجع نشان می‌دهند، جایی که در شکل ۷، ابتدا توان‌های اکتیو و راکتیو استاتور به ترتیب دارای مقادیر ثابت $P_s = 2$ مگاوات و $Q_s = 0$ مگاوار بوده و سپس توان اکتیو مرجع در شکل ۸، به صورت یک تابع پالس در زمان ۰/۱ ثانیه از ۱ تا ۵ مگاوات تغییر کرده و در زمان ۰/۳ ثانیه به مقدار اولیه خود باز می‌گردد. همچنین تغییرات توان راکتیو مرجع در شکل ۸، نیز به صورت یک تابع پله بوده که در زمان‌های ۰/۱ تا ۰/۳ ثانیه از مقدار ۰/۵- تا ۰/۵ مگاوار تغییر می‌نماید. در ادامه نیز، شکل ۹ نتایج شبیه‌سازی را برای تغییرات تصادفی سیگنال‌های توان اکتیو و راکتیو نشان می‌دهد.



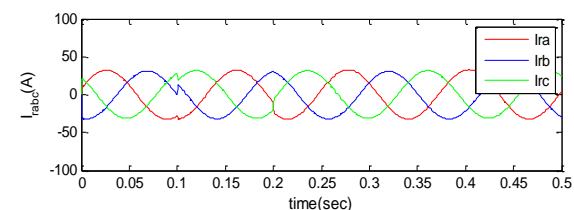
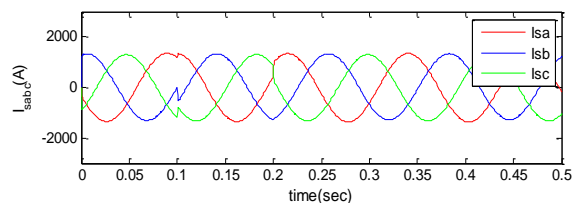
شکل ۷: توان‌های اکتیو و راکتیو مرجع و واقعی ردیابی شده استاتور



(الف)



(ب)



(ج)

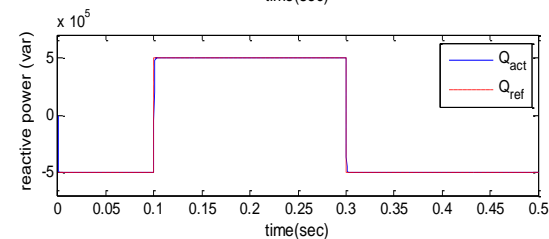
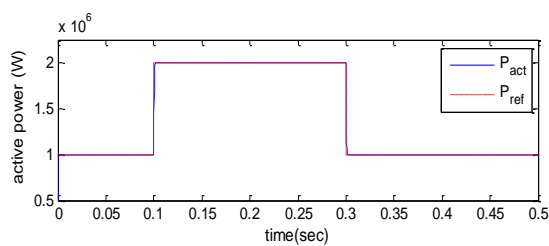
شکل ۶: نمودار پاسخ‌های گذرا در طی تغییرات پله‌ای توان راکتیو (الف) نمای واقعی توان‌های اکتیو و راکتیو برحسب مگاوات (ب) نمای بزرگ شده توان (ج) جریان استاتور و روتور بر حسب آمپر

همان‌طور که از نتایج شبیه‌سازی مشاهده می‌گردد، بازه زمانی مربوط به پاسخ‌های گذرای توان‌های اکتیو و راکتیو بسیار کم و در حد چند میلی ثانیه است. همچنین نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که

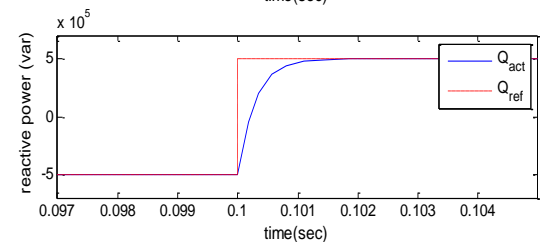
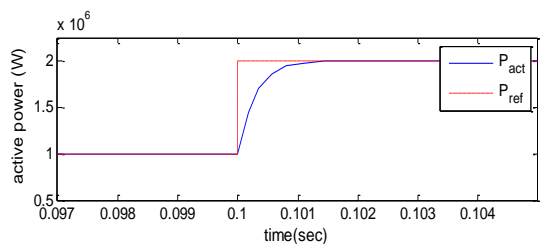
برای بررسی تأثیر عدم قطعیت روی روش کنترلی ارائه شده، تغییرات پله‌ای به توان اکتیو و راکتیو اعمال شده است و رفتار دینامیکی ماشین مورد ارزیابی قرار گرفته است. شکل‌های ۱۰ تا ۱۲ نتایج شبیه‌سازی، تأثیر عدم قطعیت پارامترهای ماشین با روش کنترل مستقیم توان بر اساس روش مد لغزشی نشان می‌دهند.

تغییرات پله‌ای به توان‌های استاتور اعمال شده است، توان اکتیو مرجع در زمان ۰/۱۵ ثانیه از مقدار ۱ مگاوات به مقدار ۲ مگاوات تغییر کرده و سپس در زمان ۰/۲۵ ثانیه به مقدار اولیه خود باز می‌گردد. همچنین توان مرجع راکتیو از مقدار ۱ مگا وار در زمان ۰/۱ ثانیه تغییر کرده و سپس در زمان ۰/۳ ثانیه به مقدار اولیه خود باز می‌گردد.

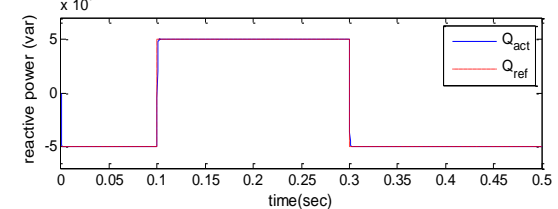
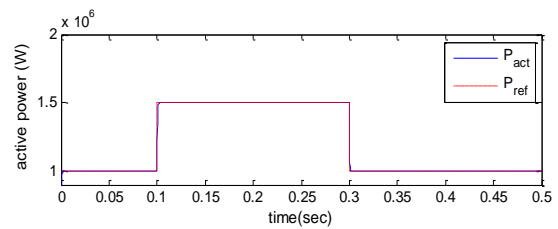
شکل ۱۰ رفتار دینامیکی سیستم کنترل و همچنین تغییرات جریانهای رتور و استاتور را در شرایط بدون عدم قطعیت نشان می‌دهد. همانطور که ملاحظه می‌شود، زمان نشست برای توان اکتیو و راکتیو حدود ۰/۰۱ ثانیه است. همچنین در همین زمان کوتاه جریانهای استاتور و رتور خودشان را براساس تغییرات توان تطبیق می‌دهند.



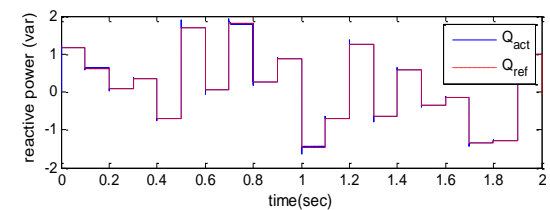
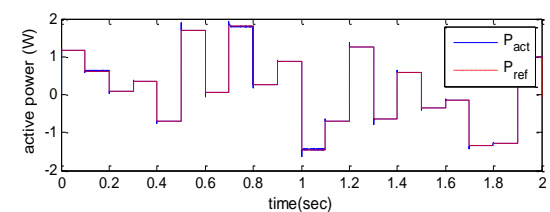
الف



ب



شکل ۸: توان‌های اکتیو و راکتیو مرجع و واقعی ردیابی شده استاتور

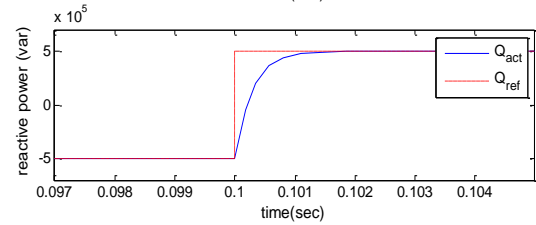
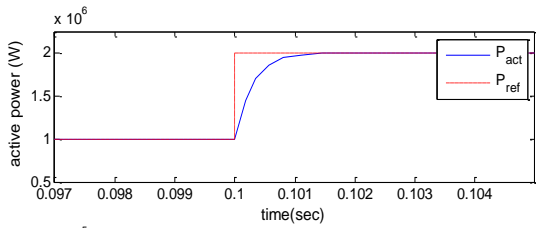


شکل ۹: توان‌های اکتیو و راکتیو مرجع و واقعی ردیابی شده استاتور

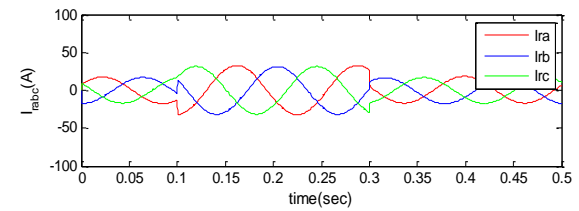
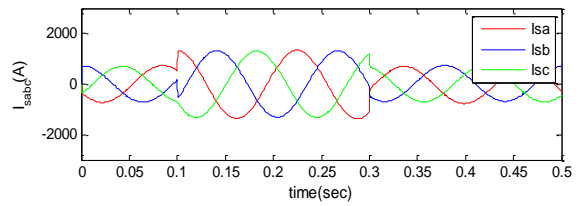
همان‌طور که مشاهده می‌شود، روش کنترل مستقیم توان بر حسب مد لغزشی قادر به ردیابی دقیق مقادیر مرجع توان‌های اکتیو و راکتیو متغیر با زمان خود بوده، در حالی که پاسخ‌گذاری مناسب خود را حفظ می‌نماید. همچنین نتایج نشان می‌دهند که پاسخ سیستم دارای هیچ‌گونه فراجهدی نبوده و دارای زمان نشست بسیار ناچیز ۰/۰۰۳ ثانیه است، که حاکی از ردیابی مطلوب روش کنترلی است.

۴-۳- مقاوم بودن در مقابل تغییرات پارامترها

با توجه به گذشت زمان و تأثیرات عمر در مواد مغناطیسی و همچنین تغییرات فاصله هوایی حتی به میزان کم (در اثر نیروهای وزنی و الکترومغناطیسی وارد شده به شفت ماشین)، تغییرات اندوکتانسهای نشتی در سمت رتور و استاتور اجتناب‌ناپذیر است، علاوه بر این، مقاومت‌های اهمی در سیم پیچهای استاتور و رتور با تغییرات دما دستخوش تغییرات می‌شوند، لذا در نظر گرفتن عدم قطعیت برای مقاومت‌های اهمی سیم پیچهای استاتور و رتور نیز ضروری می‌باشد. برای هریک از پارامترهای نامبرده، حدکثر عدم قطعیت ۲۵ درصد در نظر گرفته شده است.

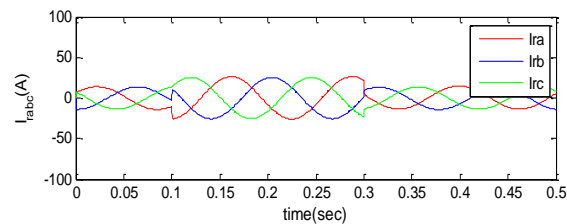
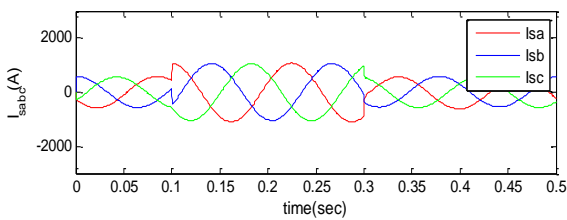


(ب)



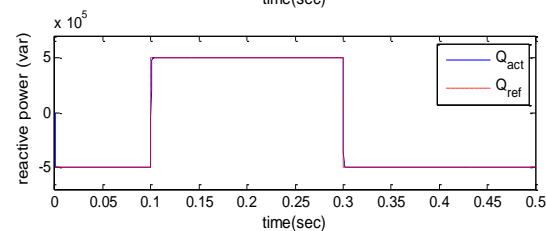
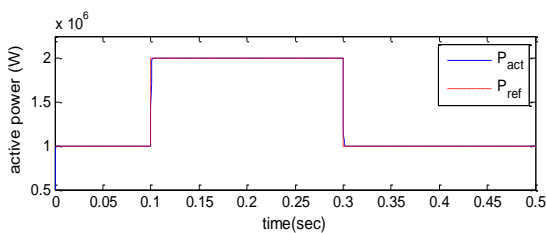
(ج)

شکل ۱۰: نتایج شبیه سازی تحت تغییرات توان‌های اکتیو و راکتیو و بدون عدم قطعیت بر روی پارامترها الف) نمای واقعی توان‌های اکتیو و راکتیو بر حسب مگاوات ب) نمای بزرگ‌نمایی شده توان‌های اکتیو و راکتیو ج) جریان‌های استاتور و روتور بر حسب آمپر

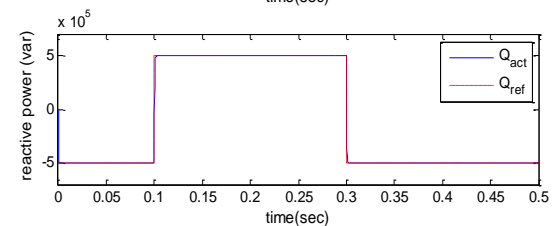
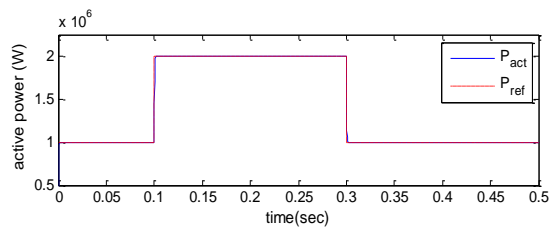


(ج)

شکل ۱۱: نتایج شبیه سازی تحت تغییرات توان‌های اکتیو و راکتیو و با ۲۵٪ عدم قطعیت بر روی پارامترها الف) نمای واقعی توان‌های اکتیو و راکتیو بر حسب مگاوات ب) نمای بزرگ‌نمایی شده توان‌های اکتیو و راکتیو ج) جریان‌های استاتور و روتور بر حسب آمپر



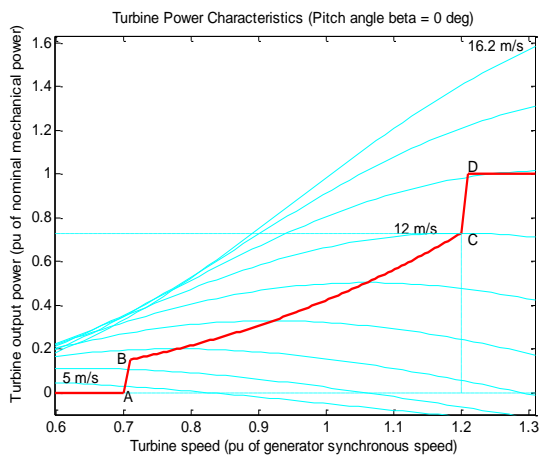
(الف)



(الف)

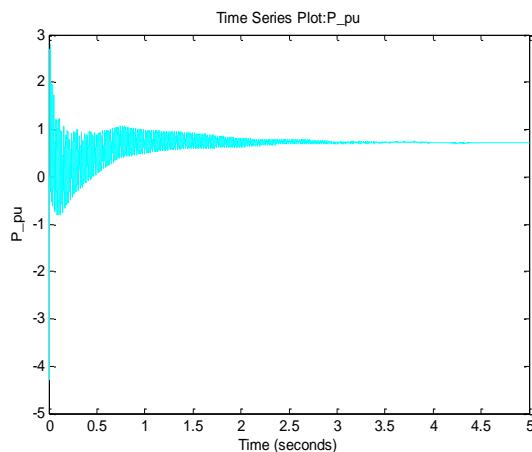
برای شبیه سازی عدم قطعیت و ارزیابی مقاوم بودن سیستم کنترل ارائه شده، بدترین شرایط در دو حالت در نظر گرفته شده است. در حالت اول فرض شده است تغییرات اندوکتانسهای نشتی و مقاومتها در حداکثر مقدار خود، معادل ۲۵٪ درصد افزایش قرار گیرند و در حالت دوم فرض شده است این تغییرات برای پارامترهای ذکر شده معادل ۲۵٪ درصد باشند. شکل ۱۱ و ۱۲ نتایج شبیه سازی در هر دو حالت را نشان می‌دهند. همانطور که ملاحظه می‌شود، نه تنها رفتار دینامیکی سیستم کنترل تغییر نکرده است بلکه زمان نشست در هر دو حالت بررسی شده، مشابه زمانبست که عدم قطعیت معادل صفر است. ثابت ماندن رفتار دینامیکی نشان دهنده مقاوم بودن سیستم کنترل ارائه شده می‌باشد.

می‌باشد. در حد فاصل بین نقاط A و B، مشخصه ردیابی به صورت یک خط راست است که سرعت نقطه B باید بزرگتر از سرعت نقطه A باشد. فاصله بین نقاط A تا B را ناحیه توان ماکزیمم توربین بادی می‌نامند. همچنین مشخصه ردیابی از نقطه C تا D یک خط راست بوده که مقدار توان در نقطه D برابر یک پریونیت می‌باشد. در سرعت‌های بالاتر از نقطه D، مشخصه ردیابی یک خط راست را با مقدار ثابت توان یک پریونیت نشان می‌دهد.

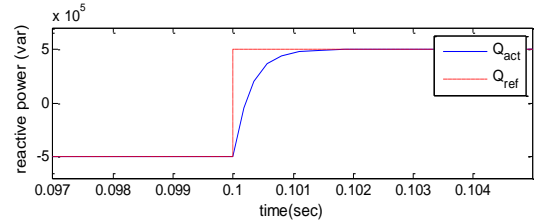
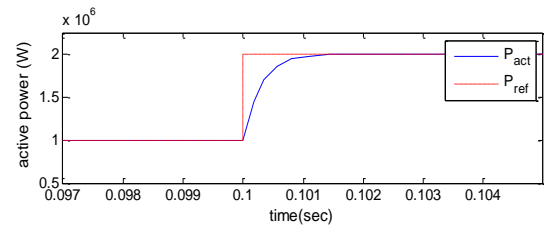


شکل ۱۳: مشخصه ردیابی توان مکانیکی توربین بادی

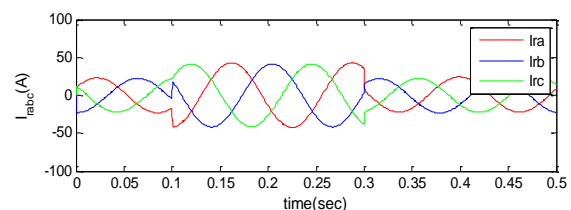
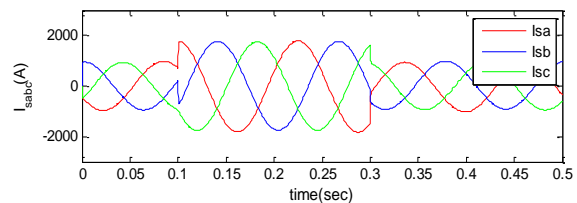
نتایج حاصل از شبیه‌سازی برای روش کنترل مستقیم توان بر اساس مد لغزشی از یک توربین بادی با ژنراتور القایی دو سویه، با مقدار سرعت روتور ۱/۲ پریونیت، سرعت باد ۱۲ متر بر ثانیه و زاویه پره صفر درجه در شکل ۱۴ آورده شده است. با توجه به منحنی مشخصه توضیح داده شده در بالا، می‌توان مقدار توان اکتیو در ناحیه توان ماکزیمم توربین بادی را به ازای سرعت‌های مختلف باد و روتور ژنراتور به دست آورد. توان اکتیو ماکزیمم در سرعت باد ۱۲ متر بر ثانیه و سرعت روتور ژنراتور ۱/۲ پریونیت، دارای مقدار ۰/۷۳ پریونیت است. نتایج حاصل از شبیه‌سازی حاکی از آن است که عملکرد روش کنترلی مورد نظر مطلوب و ماکزیمم توان ردیابی شده توربین بادی برای سرعت باد ۱۲ متر بر ثانیه و سرعت روتور ۱/۲ پریونیت حاصل می‌گردد.



شکل ۱۴: مشخصه توان اکتیو ردیابی شده ماکزیمم



(ب)



(ج)

شکل ۱۲: نتایج شبیه‌سازی تحت تغییرات توان‌های اکتیو و راکتیو و ۲۵٪- عدم قطعیت بر روی پارامترها الف) نمای واقعی توان‌های اکتیو و راکتیو بر حسب مگاوات ب) نمای بزرگ‌شده توان‌های اکتیو و راکتیو ج) جریان‌های استاتور و روتور بر حسب آمپر

از مقایسه شکل‌های ۱۰ تا ۱۲، می‌توان مشاهده نمود که کنترل‌کننده طراحی شده با روش مورد نظر، در مقابل تغییرات مختلف پارامترهای ماشین و تحت شرایط عملکردی مختلف، مقاوم و با ریبیل توان کمی بوده و دارای پاسخ‌های گذرا و حالت دائم مطلوبی می‌باشند.

۴-۴- بررسی رسیدن به حداکثر پاسخ ردیابی شده

توان استخراج شده از توربین بادی به منظور دنبال کردن یک منحنی مشخصه سرعت-توان از پیش تعیین شده باید کنترل گردد. شکل ۱۳، مشخصه ردیابی توان مکانیکی را برای یک توربین بادی نشان می‌دهد. منحنی قرمز رنگ ABCD نشان شده در شکل ۱۳، بیانگر نمودار ردیابی ماکزیمم توان یک توربین بادی به ازای سرعت‌های مختلف باد است. توان مکانیکی مربوط به هر سرعت روتور ژنراتور بر روی مشخصه توان توربین بادی، به عنوان توان مرجع برای حلقه کنترل توان در نظر گرفته شده است. بر روی مشخصه ردیابی چهار نقطه A، B، C و D وجود دارد. از سرعت صفر تا سرعت نقطه A، توان مرجع صفر

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک روش کنترل مستقیم توان با استفاده از روش مدل‌گزینی برای سیستم‌های DFIG ارائه گردید. نتایج شبیه‌سازی برای یک سیستم DFIG با توان نامی ۲ مگاوات انجام شده است. نتایج به دست آمده نشان می‌دهند که روش کنترل پیشنهادی، دارای نتایج مطلوبی بوده و از جمله ویژگی‌های اصلی روش ارائه شده در زیر آمده است:

- ۱) عدم نیاز به داشتن سنسور به منظور دست‌یابی به اطلاعات زاویه فاز ولتاژ شبکه و شار استاتور
- ۲) بهبود پاسخ گذرا، پاسخ سریع و زمان نشست کم
- ۳) بهبود طیف هارمونیک‌های جریان‌های استاتور، روتور و شبکه
- ۴) مقاوم بودن و عدم حساسیت پاسخ‌های گذرا به تغییرات پارامترهای ماشین
- ۵) به دست آمدن ماکزیمم توان ردیابی شده
- ۶) داشتن خطای توان بسیار ناچیز و در حد صفر

مراجع

- vector modulation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1045–1053, Sep. 1992.
- [11] J. Kang and S. Sul, "New direct torque control of induction motor for minimum torque Ripple and constant switching frequency," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 5, pp. 1076–1082, Sep./Oct. 1999.
- [12] R. Datta and V. T. Ranganathan, "Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 3, pp. 390–399, May 2001.
- [13] L. Xu and P. Cartwright, "Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 3, pp. 750–758, Sep. 2006.
- [14] G. Abad, M. A. Rodriguez, and J. Poza, "Two-level VSC-based predictive direct power control of the doubly fed induction machine with reduced power ripple at low constant switching frequency," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 2, pp. 570–580, Jun. 2008.
- [15] D. Zhi and L. Xu, "Direct power control of DFIG with constant switching frequency and improved transient performance," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 1, pp. 110–118, Mar. 2007.
- [16] J. Hu, Y. He, and L. Xu, "Dynamic modeling and direct power control of wind turbine driven DFIG under unbalanced network voltage conditions," *J. Zhejiang Univ. Sci. A*, vol. 9, no. 12, pp. 1731–1740, Dec. 2008.
- [17] V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 40, no. 1, pp. 23–36, Feb. 1993.
- [۱۸] مدیرروستا علی‌رضا، خداینده مهدی «طراحی یک روش کنترل مد لغزشی انترگالی تطبیقی برای پایداری‌سازی زمان محدود و مقاوم پرنده چهارمخه»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، دوره ۴۶، شماره ۱، صفحه ۳۲۱–۳۳۲، ۱۳۹۵.
- [۱۹] نوجوان زاده دنیا، بادامچی زاده محمدعلی «کنترل جرنقیل هوایی دو درجه آزادی توسط کنترل‌کننده مدل‌گزینی تطبیقی»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، دوره ۴۵، شماره ۴، صفحه ۲۰۳–۲۰۹، ۱۳۹۴.
- [۲۰] معظمی مجید، هوشمند رحمت‌الله، خدابخش‌یان امین، بهوندی عبدالرضا «یک روش جدید تشخیص جزیره‌ای شدن اکتیو در سیستم‌های ریزشبهه با استفاده از تزریق جریان توالی منفی»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، دوره ۴۶، شماره ۲، صفحه ۲۷۹–۲۹۳، ۱۳۹۵.
- [۲۱] واحدی ابوالفضل، افشارنیا سعید «تئوری و شبیه‌سازی ماشین‌های الکتریکی»، *انتشارات دانشگاه تهران*، ۱۳۹۲.
- [1] S. Muller, M. Deicke, and R. W. De Doncker, "Doubly fed induction generator systems for wind turbines," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 8, no. 3, pp. 26–33, May/Jun. 2002.
- [2] J. Hu, Y. He, L. Xu, and B. W. Williams, "Improved control of DFIG systems during network unbalance using PI-R current regulators," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 2, pp. 439–451, Feb. 2009.
- [3] R. Pena, J. C. Clare, and G. M. Asher, "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converter and its application to variable-speed wind-energy generation," *Proc. IEE B Electr. Power Appl.*, vol. 143, no. 3, pp. 231–241, May 1996.
- [4] J. Hu and Y. He, "Dynamic modeling and robust current control of wind turbine used DFIG during AC voltage dip," *J. Zhejiang Univ. Sci. A*, vol. 7, no. 10, pp. 1757–1764, Oct. 2006.
- [5] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA- 22, no. 5, pp. 820–827, Sep. 1986.
- [6] M. Depenbrock, "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PEL-3, no. 4, pp. 420–429, Oct. 1988.
- [7] G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski, "Direct torque control of PWM inverter-fed ac motors—a survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 4, pp. 744–755, Aug. 2004.
- [8] Y. S. Lai and J. H. Chen, "A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant inverter switching frequency and torque ripple reduction," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 16, no. 3, pp. 220–227, Sep. 2001.
- [9] N. R. N. Idris and A. H. M. Yatim, "Direct torque control induction machines with constant switching frequency and reduced torque ripple," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 4, pp. 758–767, Aug. 2004.
- [10] T.G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, and L.M. Tolbert, "Direct torque control of induction machines using space

زیرنویس‌ها

- ¹ Doubly Fed Induction Generator (DFIG)
- ² Proportional Integral
- ³ Direct Power Control (DTC)
- ⁴ Space Vector Modulation
- ⁵ Matlab
- ⁶ Simulink
- ⁷ Chattering