

کنترل غیر خطی بهینه مقاوم یک توربین بادی مجهز به ژنراتور القایی از دوسو تغذیه

آزاده عزیزی^۱، علی حسامی نقشبندی^۲، یزدان باتمانی^۳

^۱ دانشجوی کارشناسی ارشد برق- کنترل، گروه مهندسی برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه کردستان، azadeh_azizi1986@yahoo.com

^۲ استادیار گروه مهندسی برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه کردستان، hesami@uok.ac.ir

^۳ استادیار گروه مهندسی برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه کردستان، yazdan_batmany@ee.kntu.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۵/۹/۱۲، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۵/۱۲/۴)

چکیده: در این مقاله با استفاده از روش معادله ریکاتی وابسته به حالت، دو کنترل کننده غیر خطی زیر بهینه (یک تنظیم کننده و یک ردیاب) برای سیستم توربین بادی مجهز به ژنراتور القایی از دوسو تغذیه طراحی شده اند. اهداف کنترلی مورد نظر شامل افزایش حاشیه پایداری سیستم و ردیابی همزمان سیگنال های مطلوب گشتاور الکترومغناطیسی و توان راکتیو استاتور می باشند. در فرآیند طراحی کنترل کننده، از یک مدل غیر خطی برای مدل سازی رفتار دینامیکی توربین بادی مورد مطالعه استفاده شده است. عملکرد کنترل کننده طراحی شده جهت بهبود پایداری سیستم، در شرایط کاری مختلف توربین بادی با انجام یک مجموعه شبیه سازی در محیط نرم افزار متلب ارزیابی شده است. همچنین جهت بررسی تأثیر کنترل کننده طراحی شده در بهبود پایداری سیستم، تحلیل مقادیر ویژه هم انجام گرفته است. در عین حال عملکرد ردیاب طراحی شده، با انجام یک مجموعه شبیه سازی دیگر بررسی شده است. عملکرد سیستم کنترل شده در هر دو حالت ردیاب و پایدار ساز در حضور عدم قطعیت در پارامترهای سیستم مورد ارزیابی قرار گرفته است. در مجموع نتایج شبیه سازی های انجام شده، نشان دهنده عملکرد مؤثر و مقاوم کنترل کننده های پیشنهادی می باشند.

کلمات کلیدی: توربین بادی، ژنراتور القایی از دوسو تغذیه، معادله ریکاتی وابسته به حالت، کنترل کننده غیر خطی زیر بهینه.

Robust Nonlinear Optimal Control of DFIG based Wind Turbine

Azadeh Azizi, Ali Hesami Naghshbandi, Yazdan Batmany

Abstract: In this paper, based on the state-dependent Riccati equation (SDRE) technique, two nonlinear suboptimal controllers (a regulator and a tracker) are designed for a wind turbine with doubly fed induction generator (DFIG). The control objectives include increasing the system stability margin and setting of the electromagnetic torque and the stator reactive power signals to the desired values. In the designed procedure of the controller, a nonlinear model is used for modeling the dynamical properties of the considered DFIG. The performance of the designed controllers to improve the system stability is evaluated in MATLAB software through some simulations for different working conditions of the wind turbine. In addition, an eigen-analysis of the closed-loop system is carried out to evaluate the effects of the proposed SDRE controller on the system stability. The performance of the designed SDRE tracking controller is also investigated through some simulations. In closing, simulation results demonstrate the effectiveness and robustness of the proposed SDRE controllers.

Keywords: Wind turbine, doubly fed induction generator, state-dependent Riccati equation, nonlinear suboptimal controller.

استفاده شده برای کنترل سیستم توربین بادی DFIG می‌توان به مرجع [۱۳] مراجعه نمود.

۱- مقدمه

روش SDRE برای اولین بار توسط پیرسون^۳ در سال ۱۹۶۲ به منظور حل تقریبی مسأله کنترل بهینه برای سیستم‌های غیرخطی پیشنهاد شد [۱۴]. نمایش یک سیستم غیرخطی به صورت یک سیستم خطی وابسته به حالت که شبه خطی سازی^۴ نامیده می‌شود [۱۵]، ایده اصلی روش SDRE است. پس از آن روش‌های بسیاری براساس شبه خطی سازی برای حل مسائل مختلف مانند طراحی فیلتر H_{∞} مقاوم [۱۶]، طراحی کنترل کننده مد لغزشی زیربهینه برای سیستم‌های تأخیردار [۱۷]، طراحی رؤیتگر برای سیستم‌های غیرخطی تأخیردار [۱۸] و غیره توسعه داده شده‌اند. این روش‌ها به طور مؤثری در زمینه‌های کاربردی بسیاری مانند تجویز دارو برای بیماری سرطان [۱۹] و کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم (PMSM) [۲۰] به کار گرفته شده‌اند. از جمله ویژگی‌های بسیار جذاب روش SDRE این است که طراح می‌تواند توسط تنظیم توابع وزنی کنترل و حالت، عملکرد سیستم را به صورت پیش‌بینی شده‌ای تحت تأثیر قرار دهد. به عنوان مثال جهت سرعت بخشیدن به پاسخ می‌توان تابع وزنی مربوط به حالت‌های سیستم را افزایش داد که منجر به افزایش تلاش کنترلی نیز خواهد شد. در عین حال طراح به دلیل وجود نمایش‌های SDC^۵ بی‌شمار برای سیستم غیرخطی دارای درجه آزادی بیشتری بوده که می‌تواند آن را به منظور بهبود عملکرد کلی سیستم مورد استفاده قرار دهد. از سوی دیگر روش SDRE به دلیل اینکه از هیچ گونه تقریبی در مدل سازی سیستم استفاده نمی‌کند، خصوصیات غیرخطی سیستم را حفظ می‌کند که از نقطه نظر عملی به ویژه زمانی که دینامیک سیستم پیچیده باشد، بسیار حائز اهمیت است. در [۱۵ و ۱۶] به مروری بر روش SDRE و نظریه‌های مرتبط با آن پرداخته شده است.

با توجه به ویژگی‌های جذاب کنترل کننده SDRE و دینامیک غیرخطی ژنراتورهای DFIG موجود در سیستم‌های قدرت مدرن، در این مقاله برآن شدیم که از کنترل کننده SDRE در راستای بهینه سازی عملکرد دینامیکی این سیستم‌ها استفاده کنیم. برای این منظور تمامی شرایط لازم جهت طراحی کنترل کننده بهینه SDRE برای یک ژنراتور DFIG بررسی شده است. در این مقاله از روش SDRE با دو هدف افزایش حاشیه پایداری سیستم با استفاده از طراحی پایدارساز و ردیابی

در میان انواع ژنراتورهایی که در سیستم‌های مدرن تولید توان بادی به کار گرفته می‌شوند، ژنراتورهای القایی ازدوسو تغذیه به علت دارا بودن مزایایی مانند عملکرد سرعت متغیر، امکان تنظیم مستقل توان اکتیو و راکتیو و هزینه کم مبدل، بیشترین توجه را به خود اختصاص داده‌اند [۱]. حضور گسترده توربین‌های بادی در سیستم‌های قدرت مدرن رفتار دینامیکی سیستم را تحت تأثیر قرار داده و سبب پیچیده تر شدن آن می‌شود. این موضوع اهمیت استفاده از روش‌های پیشرفته در کنترل این سیستم‌ها را بیشتر می‌کند. تاکنون روش‌های بسیاری در رابطه با کنترل DFIG ها به کار گرفته شده‌اند [۲-۷]. کنترل ادوات توان در مدار روتور DFIG عموماً توسط کنترل کننده‌های تناسبی-انتگرالی (PI) مقاوم انجام شده است. با این حال عملکرد سیستم تحت کنترل با وجود این کنترل کننده‌ها به دلیل نیاز به مقادیر پارامترهای ماشین و دینامیک‌های سیستم قدرت جهت تنظیم صحیح بهره‌های آن‌ها، مطلوب نمی‌باشند. مطالعات مربوط به تحلیل پایداری سیگنال کوچک مزارع بادی نوع DFIG در حالت متصل به شبکه عمدتاً یک رویکرد قطعی را برای تحلیل پایداری در نظر گرفته‌اند که برای طبیعت نوسانی باد چنین تحلیل‌هایی بسیار خوش بینانه بوده و منجر به نتایج مربوط به یک نقطه کار خاص خواهد شد. به منظور تحلیل پایداری احتمالاتی چنین سیستمی روش شبیه سازی مونت کارلو^۱ [۵-۷] در برخی از متون پیشنهاد شده است. در [۸] یک کنترل کننده PI بهینه چندهدفه با استفاده از الگوریتم تکامل تفاضلی (DE) برای سیستم توربین بادی DFIG پیشنهاد شده است که در آن توابع هدف، پایداری حالت ماندگار و عملکرد دینامیکی را در نقاط کار مختلف، جهت بهینه سازی پارامترهای کنترل کننده به کار گرفته‌اند و جهت اعمال محدودیت‌ها و مسأله بهینه سازی چندهدفه از روش‌های خاصی استفاده شده که پیچیدگی طراحی کنترل کننده را افزایش می‌دهند. به منظور ردیابی توان بهینه سیستم توربین بادی DFIG یک کنترل کننده غیرخطی به روش مد لغزشی در [۱۱-۱۲] طراحی شده است. در رابطه با ژنراتورهای DFIG کنترل کننده‌های PI نقش مهمی را ایفا می‌کنند. اما جهت دستیابی به سطوح کیفیت توان مطلوب که صنایع جدید نیازمند آن هستند، روش‌های پیشرفته‌تری به منظور کنترل این ژنراتورها مورد نیاز می‌باشند. برای اطلاع بیشتر در رابطه با روش‌های

³ Pearson

⁴ Pseudo-linearization

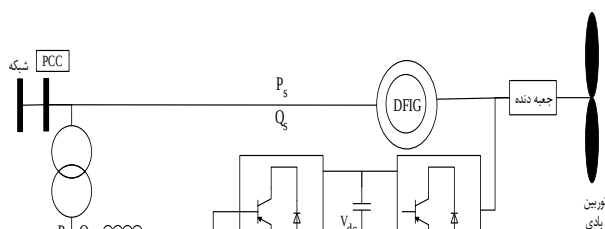
⁵ Permanent magnet synchronous motor

⁶ State dependent coefficient

¹ Monte Carlo

² Differential evolution

که در آن L_{ss} اندوکتانس خودی استاتور، L_{tr} اندوکتانس خودی روتور، L_m اندوکتانس متقابل، R_r مقاومت روتور، X_s راکتانس استاتور، T_0 ثابت زمانی مدار روتور، $X'_s = \omega_s(L_{ss} - L_m^2/L_{tr})$ راکتانس گذرای استاتور، $\omega_r(t)$ سرعت زاویه‌ای روتور، $E'_{qs}(t)$ و $E'_{ds}(t)$ به ترتیب ولتاژهای مربوط به راکتانس گذرای استاتور در راستای محورهای d و q ، ولتاژ روتور در راستای محور d ، ولتاژ روتور در راستای محور q ، $i_{qs}(t)$ و $i_{ds}(t)$ به ترتیب جریان‌های استاتور در راستای محورهای d و q و $v_{qs}(t)$ و $v_{ds}(t)$ ولتاژهای متناظر با این جریان‌ها هستند.



شکل ۱: دیاگرام توربین بادی با ژنراتور DFIG.

درایو توربین بادی شامل توربین، جعبه‌دنده‌ها، محورها و سایر اجزای مکانیکی است. در مطالعات پایداری سیستم قدرت استفاده از مدل دوجرمه برای درایو توربین دارای اهمیت زیادی است. دلیل این موضوع این است که محور توربین بادی از محوری که در نیروگاه‌های متداول توان استفاده می‌شود نسبتاً نرم‌تر است [۲۲]. معادلات مربوط به مدل دو جرمه درایو توربین بادی در زیر آورده شده است:

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_r(t)}{dt} &= \frac{1}{2H_g} (T_{sh}(t) - T_e(t)), \\ \frac{d\theta(t)}{dt} &= \omega_b(\omega_t(t) - \omega_r(t)), \\ \frac{d\omega_t(t)}{dt} &= \frac{1}{2H_t} (T_m - T_{sh}(t)), \end{aligned} \quad (2)$$

که در آن $\omega_t(t)$ و $\theta(t)$ به ترتیب سرعت توربین و زاویه دو گانه محور و H_g و H_t به ترتیب ثابت‌های اینرسی توربین و ژنراتور هستند. روابط مربوط به $T_e(t)$ ، گشتاور الکترومغناطیسی و $T_{sh}(t)$ ، گشتاور محور به صورت زیر می‌باشند:

$$T_e(t) = L_m (i_{qs}(t)i_{dr}(t) - i_{ds}(t)i_{qr}(t)), \quad (3)$$

$T_{sh}(t) = K_{sh}\theta(t) + D_{sh}\omega_b(\omega_t(t) - \omega_r(t))$ ، K_{sh} ضریب سختی محور، D_{sh} ضریب میرایی آن و T_m که در آن مکانیکی است که ورودی توان توربین بادی بوده و ثابت در نظر گرفته شده است.

همزمان سیگنال‌های مطلوب گشتاور الکترومغناطیسی و توان راکتور استاتور توسط طراحی کنترل‌کننده ردیاب استفاده شده است. با توجه به وجود پارامترهای نامعلوم در دینامیک سیستم مورد مطالعه، مقاوم بودن سیستم حلقه بسته حاصل از اعمال کنترل‌کننده SDRE در حضور نامعینی در پارامترهای سیستم نیز بررسی شده است. نتایج حاصل از شبیه‌سازی‌های انجام شده در محیط نرم‌افزار متلب دال بر بهبود عملکرد دینامیکی سیستم و مقاوم بودن عملکرد کنترل‌کننده طراحی شده در حضور عدم قطعیت در پارامترها، برای شرایط کاری مختلف سیستم است. در عین حال تحلیل مقادیر ویژه هم جهت بررسی کارایی روش پیشنهادی در بهبود حاشیه پایداری سیستم انجام شده است.

سایر قسمت‌های این مقاله به صورت زیر سازماندهی شده اند: در بخش دوم به معرفی سیستم شامل بخش‌های مختلف توربین بادی DFIG و مدل فضای حالت آن پرداخته شده است. بخش سوم به بررسی کنترل‌کننده SDRE، گام‌های لازم جهت طراحی و تئوری‌های پایداری آن پرداخته است. در این بخش مراحل مختلفی که برای طراحی پاداراساز و ردیاب به روش SDRE لازم است به تفکیک بیان شده است. در بخش چهارم نتایج حاصل از شبیه‌سازی‌های انجام شده در محیط نرم‌افزار متلب همراه با تحلیل آن‌ها ارائه شده است. در انتها، بخش پنجم به نتیجه‌گیری مقاله اختصاص داده شده است.

۲- معرفی سیستم

در این بخش معادلات مربوط به DFIG، جهت استفاده در بخش‌های دیگر مقاله بررسی می‌شوند. برای مطالعات پایداری سیستم قدرت، ژنراتور به عنوان یک منبع ولتاژ پشت راکتانس گذرا مدل می‌شود [۲۱]. دیاگرام سیستم در شکل ۱ نشان داده شده است. معادلات دیفرانسیل مدارهای استاتور و روتور ژنراتور القایی در چارچوب مرجع $d-q$ ، به صورت زیر می‌باشند:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\omega_b} \frac{di_{ds}(t)}{dt} &= -\frac{\omega_s}{X'_s} \left(R_s + \frac{X_s - X'_s}{\omega_s T_0} \right) i_{ds}(t) + \omega_s i_{qs}(t) + \frac{\omega_r}{X'_s} E'_{ds}(t) - \frac{1}{X'_s T_0} E'_{qs}(t) + \frac{\omega_s L_m}{X'_s L_{tr}} v_{dr}(t) - \frac{\omega_s}{X'_s} v_{ds}(t), \\ \frac{1}{\omega_b} \frac{di_{qs}(t)}{dt} &= -\frac{\omega_s}{X'_s} \left(R_s + \frac{X_s - X'_s}{\omega_s T_0} \right) i_{qs}(t) - \omega_s i_{ds}(t) + \frac{\omega_r}{X'_s} E'_{qs}(t) + \frac{1}{X'_s T_0} E'_{ds}(t) + \frac{\omega_s L_m}{X'_s L_{tr}} v_{qr}(t) - \frac{\omega_s}{X'_s} v_{qs}(t), \\ \frac{1}{\omega_b} \frac{dE'_{ds}(t)}{dt} &= \frac{1}{T_0} (X_s - \dot{X}_s) i_{qs}(t) - \frac{1}{T_0} E'_{ds}(t) + (\omega_s - \omega_r(t)) E'_{qs}(t) - \frac{\omega_s L_m}{L_{tr}} v_{qr}(t), \\ \frac{1}{\omega_b} \frac{dE'_{qs}(t)}{dt} &= -\frac{1}{T_0} (X_s - \dot{X}_s) i_{ds}(t) - \frac{1}{T_0} E'_{qs}(t) - (\omega_s - \omega_r(t)) E'_{ds}(t) - \frac{\omega_s L_m}{L_{tr}} v_{dr}(t), \end{aligned} \quad (1)$$

با در نظر گرفتن معادلات (۱) تا (۴) مدل فضای حالت توربین بادی

به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= f(x(t)) + Bu(t), \\ x(t) &= [i_{ds}, i_{qs}, E'_{ds}, E'_{qs}, \omega_r, \omega_r, \theta]^T, \\ u(t) &= [v_{dr}(t), v_{qr}(t)]^T,\end{aligned}\quad (5)$$

که در آن $x(t) \in R^7$ بردار متغیرهای حالت سیستم و $u(t) \in R^2$ بردار ورودی کنترل است.

۳- کنترل کننده زیر بهینه غیر خطی SDRE

با توجه به ویژگی‌های بسیار جذاب کنترل SDRE و دینامیک‌های غیرخطی توربین بادی DFIG، در این بخش روش SDRE و مراحل مختلف جهت پیاده‌سازی آن برای دو هدف کنترلی طراحی پایدار ساز و ردیاب به تفکیک بیان شده است. با توجه به اشتراک هر دوی این روش‌ها در بحث شبه‌خطی سازی ابتدا این مبحث در زیربخش ۳-۱ بیان شده است و سپس نیازمندی‌ها و مراحل لازم جهت طراحی کنترلی به منظور برآورده نمودن هر یک از اهداف فوق به روش SDRE به صورت مجزا آورده شده است.

۳-۱ شبه‌خطی سازی

سیستم غیرخطی زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) + Bu(t), x(0) = x_0,$$

که در آن $x(t) \in R^n$ و $u(t) \in R^m$ بوده و x_0 شرایط اولیه می‌باشد. در نگاه اول فرآیند شبه‌خطی سازی بسیار ساده به نظر می‌رسد. به این صورت که یک فاکتورگیری به صورت $f(x(t)) = A(x(t))x(t)$ انجام می‌شود، که در آن $A(x(t)): R^n \rightarrow R^{n \times n}$ یک ماتریس تابعی می‌باشد. نکته قابل توجه در این فاکتورگیری وجود ساختارهای مختلف برای تجزیه $f(x(t))$ به صورت ضربی از $x(t)$ است. برای نمونه چنانکه تابع $f(x(t))$ به صورت $f(x(t)) = A_1(x(t))x(t)$ و $f(x(t)) = A_2(x(t))x(t)$ باشد، آنگاه هر ترکیب خطی دیگری از $A_1(x(t))$ و $A_2(x(t))$ نیز یک ساختار شبه‌خطی دیگر را به صورت

$$A(x(t)) = \alpha(x(t))A_1(x(t)) + (1 - \alpha(x(t)))A_2(x(t)),$$

تشکیل می‌دهند، که در آن $\alpha(x(t))$ تابعی معلوم از $x(t)$ است. در رابطه با سیستم‌های غیراسکالر، بی‌نهایت راه جهت تشکیل ماتریس حالت $A(x(t))$ وجود دارد که این خود یکی از مزیت‌های روش SDRE است که درجه اضافی از آزادی را در اختیار طراح قرار می‌دهد.

۳-۲ طراحی پایدار ساز به روش SDRE

طراحی پایدار ساز به منظور صفر کردن تمامی حالت‌ها در سیستم انجام می‌شود. در این مورد از یک کنترل کننده SDRE افق نامحدود استفاده می‌شود که هدف از این کنترل کننده، صفر کردن تمامی حالت‌ها بوده در حالی که تابع هزینه زیر را کمینه می‌کند:

$$J(x_0, u(t)) = \frac{1}{2} \int_0^\infty (x^T(t)Q(x(t))x(t) + u^T(t)R(x(t))u(t))dt, \quad (6)$$

که در آن $R(x(t))$ و $Q(x(t))$ ماتریس‌های وزنی وابسته حالت هستند و به ترتیب باید مثبت معین و مثبت نیمه معین باشند.

گام اصلی طراحی کنترل کننده SDRE حل معادله ریکاتی وابسته به حالت زیر است:

$$\begin{aligned}A^T(x(t))P(x(t)) + P(x(t))A(x(t)) - \\ P(x(t))B(x(t))R^{-1}(x(t))B^T(x(t))P(x(t)) \\ + Q(x(t)) = 0.\end{aligned}\quad (7)$$

پس از حل این معادله، قانون کنترل بهینه‌ای که تابع هزینه مرتبه دوم تعریف شده در رابطه (۶) را حداقل می‌سازد به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$u(t) = -R^{-1}(x(t))B^T(x(t))P(x(t))x(t). \quad (8)$$

نکته بسیار مهم آن است که معادله (۷) دارای حل یکتای مثبت معین متقارن $P(x(t))$ است اگر و تنها اگر زوج‌های $(A(x(t)), B(x(t)))$ و $(A(x(t)), Q^{1/2}(x(t)))$ به ترتیب کنترل پذیر نقطه به نقطه و رؤیت پذیر نقطه به نقطه باشند. کنترل پذیری نقطه به نقطه جفت $(A(x(t)), B(x(t)))$ و رؤیت پذیری نقطه به نقطه جفت $(A(x(t)), Q^{1/2}(x(t)))$ هم در صورتی برآورده می‌شود که به ترتیب ماتریس‌های کنترل پذیری نقطه به نقطه و رؤیت پذیری نقطه به نقطه زیر دارای رتبه کامل باشند:

$$\begin{aligned}\varphi_c &= [B(x) \ A(x)B(x) \ \dots \ A^{n-1}(x)B(x)], \\ \varphi_o &= [Q^{1/2}(x) \ Q^{1/2}(x)A(x) \ \dots \ Q^{1/2}(x)A^{n-1}(x)]^T\end{aligned}$$

به دلیل وجود نمایش‌های SDC بی‌شمار برای ماتریس $A(x(t))$ ، این امکان فراهم می‌شود که طراح بتواند با آزادی عمل بیشتری در انتخاب نمایش SDC مناسب، شرایط فوق را برآورده نماید.

۳-۳ طراحی کنترل کننده ردیاب زیر بهینه SDRE

کنترل کننده ردیاب به منظور ردیابی یک مسیر مطلوب، توسط سیگنال خروجی مورد نظر طراحی می‌گردد، به گونه‌ای که سیگنال خروجی می‌بایست مسیر مطلوب را با حضور کنترل کننده طراحی شده، دنبال نماید. سیستم غیرخطی زیر را در نظر بگیرید:

اکنون با توجه به روابط (۹)، (۱۱) و (۱۲)، دینامیک‌های

شبه‌خطی‌سازی شده بردار حالت $X(t)$ به صورت زیر خواهند بود:

$$\dot{X}(t) = \left(-\gamma I + \begin{bmatrix} F(x) & 0 \\ 0 & F_d(x_d) \end{bmatrix} \right) X(t) + \begin{bmatrix} b(x) \\ 0 \end{bmatrix} U(t) \quad (۱۴)$$

$$\triangleq A(e^{\gamma t} X(t)) X(t) + B(e^{\gamma t} X(t)) U(t),$$

که در آن I و 0 به ترتیب ماتریس‌های واحد و صفر با ابعاد مناسب هستند. بنابراین یک مسئله تنظیم بهینه غیرخطی افق نامحدود توصیف شده توسط روابط (۱۳) و (۱۴) به جای مسئله ردیابی موجود حل خواهد شد. در نهایت قانون کنترل بهینه برای مسئله ردیابی موردنظر به صورت زیر حاصل می‌شود [۲۴]:

$$u(x(t), x_d(t)) = -R^{-1} B^T(x) P(x, x_d) [x^T(t) \ x_d^T(t)]^T,$$

که در آن ماتریس P ، حل یکنای متقارن مثبت معین معادله ریکاتی زیر است:

$$A^T(e^{\gamma t} X(t)) P(e^{\gamma t} X(t)) + P(e^{\gamma t} X(t)) A(e^{\gamma t} X(t)) - P(e^{\gamma t} X(t)) B(e^{\gamma t} X(t)) R^{-1} B^T(e^{\gamma t} X(t)) P(e^{\gamma t} X(t)) + Q(e^{\gamma t} X(t)) = 0.$$

در مرجع [۲۴] نشان داده شده است که قانون کنترل فوق منجر به ردیابی مجانبی سیگنال $y_d(t)$ توسط خروجی $y(t)$ می‌شود.

۴- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش ابتدا در قسمت ۴-۱ نتایج حاصل از شبیه‌سازی‌ها در محیط نرم‌افزار متلب جهت طراحی کنترل‌کننده SDRE به منظور بهبود پایداری سیستم توربین بادی DFIG آورده شده است. شبیه‌سازی‌ها برای شرایط کاری مختلف سیستم شامل سرعت‌های مختلف باد انجام شده است. همچنین تحلیل مقادیر ویژه سیستم در حضور کنترل‌کننده SDRE پیشنهادی انجام شده است. در عین حال عملکرد مقاوم کنترل‌کننده‌ی SDRE در حضور نامعینی در پارامترهای سیستم بررسی شده است. در قسمت ۴-۲ نتایج حاصل از طراحی کنترل‌کننده ردیاب زیربهینه به روش SDRE جهت ردیابی سیگنال‌های مطلوب توان راکتیو استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی ژنراتور DFIG که به صورت سیگنال‌های متغیر با زمان در نظر گرفته شده‌اند و بررسی عملکرد کنترل‌کننده ردیاب طراحی شده در حضور عدم قطعیت در پارامترهای سیستم آورده شده است.

۴-۱ طراحی پایدار ساز برای سیستم توربین بادی

DFIG به روش SDRE

همانگونه که از معادلات ۱-۴ در بخش ۲ مشاهده می‌شود، سیستم توربین بادی با ژنراتور DFIG یک سیستم غیرخطی است. مدلی که برای طراحی در این بخش استفاده شده است، یک مدل مرتبه ۷ با دو ورودی

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) + b(x(t))u(t), \quad (۹)$$

$$x(0) = x_0, y(t) = h(x(t)),$$

که در آن $x(t) \in R^n$ بردار حالت سیستم، $u(t) \in R^m$ بردار ورودی کنترل و $y(t) \in R^p$ بردار خروجی سیستم بوده و توابع $h(x(t)): R^n \rightarrow R^p$ ، $b(x) \neq 0$ ، $f(x(t)): R^n \rightarrow R^n$ و $b(x(t)): R^n \rightarrow R^{n \times m}$ می‌باشند. در ادامه از روش مراجع [۲۴] و [۲۵] جهت طراحی کنترل‌کننده ردیاب به روش SDRE استفاده شده است.

مسئله ردیابی بهینه غیرخطی افق نامحدود با تابع هزینه تخفیف‌یافته [۲۴]، یافتن تابع کنترل $u(t)$ است به گونه‌ای که خروجی سیستم، مسیر مطلوب $y_d(t)$ را ردیابی کرده و تابع هزینه زیر کمینه شود:

$$J(x_0, u(t), y_d(t)) = \int_0^\infty e^{-2\gamma t} \left((y(t) - y_d(t))^T Q_1 (y(t) - y_d(t)) + u^T(t) R u(t) \right) dt \quad (۱۰)$$

که در آن $\gamma > 0$ عامل تخفیف بوده و $R \in R^{m \times m}$ و $Q_1 \in R^{q \times q}$ به ترتیب ماتریس‌های متقارن مثبت معین و مثبت نیمه معین هستند.

فرض کنید مسیر مطلوب دارای معادلاتی به صورت زیر باشد:

$$\dot{x}_d(t) = f_d(x_d), x_d(0) = x_{d0}, y_d(t) = h_d(x_d), \quad (۱۱)$$

که در آن $x_d(t) \in R^{n_d}$ و $y_d(t) \in R^p$ به ترتیب بردار حالت و خروجی مربوط به مسیر مطلوب بوده و توابع $f_d(x_d(t)): R^{n_d} \rightarrow R^{n_d}$ ، $h_d(x_d(t)): R^{n_d} \rightarrow R^p$ و $f_d(0) = h_d(0) = 0$ می‌باشند.

بر اساس ایده شبه‌خطی‌سازی، برای حل مسئله فوق ابتدا توابع $f(x(t))$ ، $h(x(t))$ ، $f_d(x_d(t))$ و $h_d(x_d(t))$ به فرم شبه‌خطی خود (SDC) بازنویسی می‌شوند:

$$f(x(t)) = F(x)x(t), f_d(x_d) = F_d(x_d)x_d(t), \quad (۱۲)$$

$$h(x(t)) = H(x)x(t), h_d(x_d) = H_d(x_d)x_d(t),$$

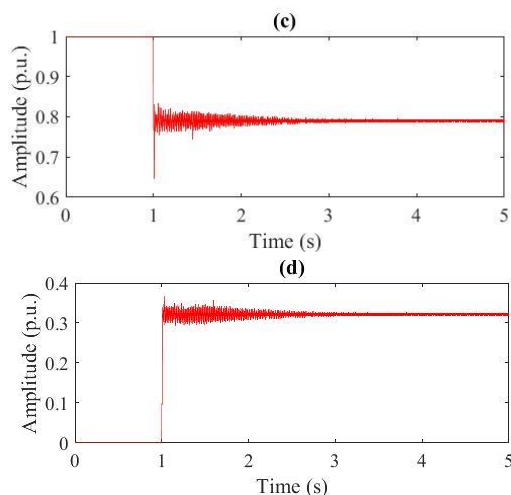
که در آن توابع به صورت $F(x(t)): R^n \rightarrow R^{n \times n}$ ، $F_d(x_d(t)): R^{n_d} \rightarrow R^{n_d \times n_d}$ و $H(x(t)): R^n \rightarrow R^{p \times n}$ ، $H_d(x_d(t)): R^{n_d} \rightarrow R^{p \times n_d}$ هستند. با استفاده از تعاریف $U(t) = e^{-\gamma t} u(t)$ ، $X(t) = e^{-\gamma t} [x^T(t) \ x_d^T(t)]^T \in R^{n+n_d}$ تابع هزینه (۷) به فرم زیر تبدیل می‌شود:

$$J(X_0, U(t)) = \int_0^\infty (X^T(t) Q (e^{\gamma t} X(t)) X(t) + U^T(t) R U(t)) dt, \quad (۱۳)$$

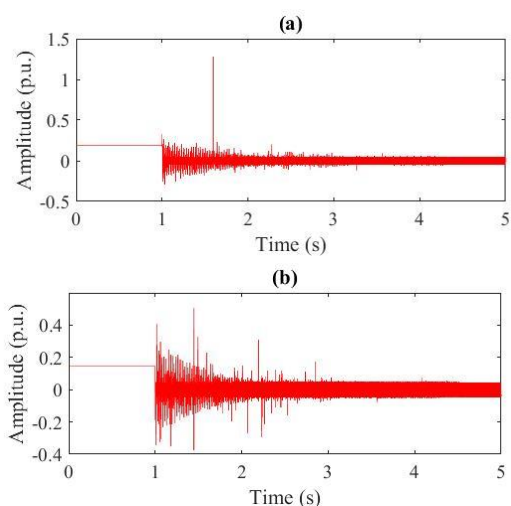
$$Q(e^{\gamma t} X(t)) = [H(x(t) - H_d(x_d(t)))]^T Q_1 [H(x(t) - H_d(x_d(t)))],$$

در این صورت دینامیک متغیر حالت جدید $X(t)$ به صورت زیر می‌باشد:

$$\dot{X}(t) = -\gamma X(t) + e^{-\gamma t} [\dot{x}^T(t) \ \dot{x}_d^T(t)]^T$$



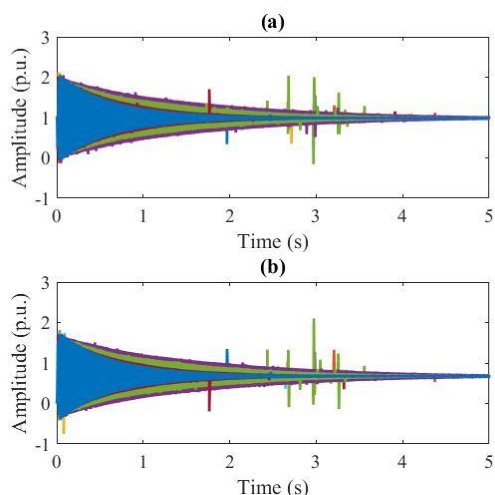
شکل ۲: نمودارهای (a)، (b)، (c) و (d) به ترتیب مربوط به سیگنال‌های جریان

استاتور $i_{ds}(t)$ ، $i_{qs}(t)$ و ولتاژ گذرای آن $E'_{ds}(t)$ ، $E'_{qs}(t)$ 

شکل ۳: نمودارهای (a) و (b) به ترتیب مربوط به سیگنال‌های ولتاژ روتور در

راستای محور d ، $v_{dr}(t)$ و محور q ، $v_{qr}(t)$ ورودی‌های کنترل حاصل

شده به روش SDRE



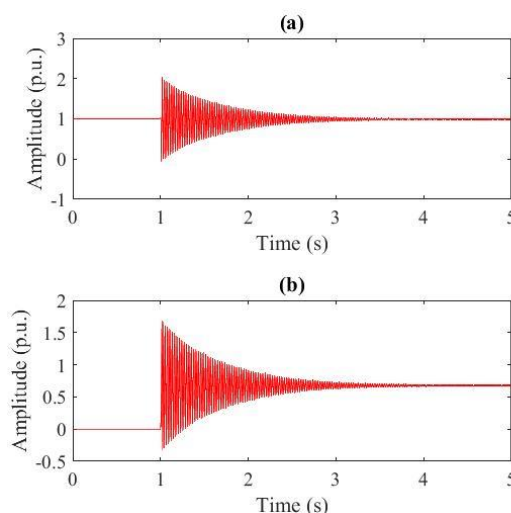
شکل ۴: نمودارهای (a) و (b) به ترتیب مربوط به سیگنال‌های جریان استاتور در

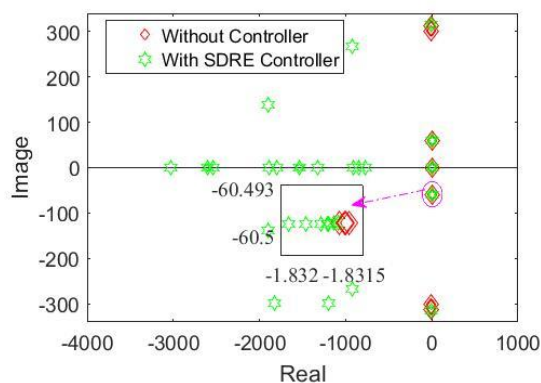
راستای محور d ، $i_{ds}(t)$ و محور q ، $i_{qs}(t)$ با وجود نامعینی در پارامترها.

کنترلی طبق روابط (۱) تا (۵) می‌باشد. مقادیر مربوط به پارامترهای سیستم در جدول (۱)، بخش ضمیمه آورده شده است. برای طراحی کنترل‌کننده به روش SDRE ابتدا ماتریس $A(x(t))$ به گونه‌ای انتخاب شده است که حتی اگر سیستم به طور کامل کنترل‌پذیر نقطه‌ای نباشد اما شرط پایدارپذیری نقطه‌ای جفت $(A(x(t)), B(x(t)))$ برآورده شود. پس از تعیین نمایش SDC مناسب، ماتریس‌های وزنی R و Q جهت طراحی کنترل‌کننده مورد نظر تعیین شده است. ماتریس‌های استفاده شده $A(x(t))$ و $B(x(t))$ جهت طراحی کنترلی به صورت آمده شده در پایین صفحه بعد می‌باشند.

تذکره ۱: اگرچه روش‌هایی جهت انتخاب مدون ماتریس $A(X(t))$ وجود دارند [۲۷]، اما از میان بی‌شمار نمایش SDC ممکن، فقط یکی از آنها منجر به عملکرد بهینه سیستم حلقه بسته خواهد شد که البته یافتن آن کار بسیار دشواری است. در نتیجه تنها قید مورد نظر جهت انتخاب $A(X(t))$ آن است که رابطه $f(X(t)) = A(X(t))X(t)$ برقرار باشد.

نتایج مربوط به شبیه‌سازی‌های انجام شده در حضور کنترل‌کننده SDRE پیشنهادی در شکل ۲ آورده شده است. نمودارهای (a) تا (d) در شکل ۲ به ترتیب مربوط به سیگنال‌های جریان استاتور و ولتاژ گذرای آن در راستای محورهای d و q هستند. فرض شده است که به سیستم در لحظه $t = 1s$ اغتشاشی اعمال شده است. سیگنال‌های فوق در حضور کنترل‌کننده SDRE طراحی شده، با میرا نمودن نوسانات به وجود آمده، به نقطه تعادل مطلوب خود تنظیم شده‌اند. نمودارهای (a) و (b) در شکل ۳ هم به ترتیب مربوط به $v_{qr}(t)$ و $v_{dr}(t)$ سیگنال‌های کنترلی تولید شده به روش SDRE می‌باشند.





شکل ۵: مقادیر ویژه سیستم در نقطه کار نامی آن (سرعت سنکرون) با حضور

کنترل کننده SDRE

به منظور بررسی عملکرد کنترل کننده SDRE پیشنهادی در بهبود حاشیه پایداری سیستم مورد نظر، تحلیل مقادیر ویژه سیستم حلقه بسته نیز انجام شده است. شبیه سازی ها برای شرایط کاری مختلف توربین بادی شامل سرعت سنکرون ($V_{Wind} = 12 \text{ m/s}$)، سرعت زیرسنکرون ($V_{Wind} = 8 \text{ m/s}$) و سرعت فوق سنکرون ($V_{Wind} = 15 \text{ m/s}$) انجام شده است. نتایج به دست آمده گواه بر توانایی قابل توجه کنترل کننده SDRE طراحی شده، در افزایش حاشیه پایداری سیستم است. نمودار مربوط به مقادیر ویژه سیستم کنترل شده، در سرعت باد نامی در شکل ۵ نشان داده شده است. همانگونه که مشاهده می شود با وجود کنترل کننده SDRE، قسمت های حقیقی مقادیر ویژه سیستم منفی تر شده اند و حاشیه پایداری سیستم به میزان قابل توجهی افزایش یافته است. البته برخی از مکان ها که مربوط به مدهای کنترل ناپذیر سیستم هستند، بدون تغییر باقی

همانطور که گفته شد یکی از مزایای کنترل کننده SDRE مقاوم بودن آن است. بنابراین انتظار می رود که کنترل کننده طراحی شده دارای پایداری مقاوم مناسبی باشد. به منظور تأیید این ویژگی، شبیه سازی هایی در حضور نامعینی در پارامترهای سیستم با وجود کنترل کننده SDRE انجام شده است. به این منظور، طراحی کنترل کننده بر مبنای مقادیر نامی پارامترها (p^*) انجام شده است در حالی که مقادیر پارامترها در مدل فضای حالت سیستم به صورت مجموع مقدار نامی و یک مقدار تصادفی، ($p^* \pm \varepsilon p^*$) در نظر گرفته شده است. در اینجا نشان دهنده مقدار نامی پارامترها است و در شبیه سازی های انجام شده $\varepsilon = 0.1 * rand$ در نظر گرفته شده است. با قرار دادن مقادیر تغییر یافته پارامترهای مدل به صورت ذکر شده در بالا و پس از ۵۰ بار اجرای برنامه در متلب، نتایج حاصل شده، نشان از عملکرد مقاوم سیستم در برابر عدم قطعیت در پارامترهای مدل سیستم در حضور کنترل کننده پیشنهادی دارد. به گونه ای که در حضور کنترل کننده طراحی شده با همان پارامترهای قبلی، سیگنال های مربوطه باز هم به مقادیر نقاط تعادل خود میرا شده اند. به عنوان مثال نمودارهای (a) و (b) در شکل ۴ که به ترتیب مربوط به سیگنال های جریان استاتور در راستای محورهای d و q هستند، در حضور نامعینی در پارامترهای سیستم دچار نوساناتی شده اند ولی این نوسانات حول نقطه تعادل سیستم بوده و در نهایت مقادیر سیگنال ها به مقادیر نقطه تعادل خود میرا شده اند.

$$A(x(t)) = \begin{bmatrix} -\frac{\omega_s \omega_r}{X'_s} \left(R_s + \frac{X_s - X'_s}{\omega_s T_o} \right) & \omega_s \omega_r & \frac{\omega_s \omega_r(t)}{X'_s} & -\frac{\omega_s}{X'_s T_o} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_s \omega_r & -\frac{\omega_s \omega_r}{X'_s} \left(R_s + \frac{X_s - X'_s}{\omega_s T_o} \right) & \frac{\omega_s}{X'_s T_o} & \frac{\omega_s \omega_r(t)}{X'_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\omega_s}{T_o} (X_s - X'_s) & -\frac{\omega_s}{T_o} & \omega_s (\omega_s - \omega_r(t)) & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\omega_s}{T_o} (X_s - X'_s) & 0 & -\omega_s (\omega_s - \omega_r(t)) & -\frac{\omega_s}{T_o} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2H_t} D_{sh} \omega_s & \frac{1}{2H_t} D_{sh} \omega_s & -\frac{K_{sh}}{2H_t} \\ -\frac{E'_{qs}(t)}{2H_g \omega_s} & -\frac{E'_{qs}(t)}{2H_g \omega_s} & 0 & 0 & \frac{1}{2H_g} D_{sh} \omega_s & -\frac{1}{2H_g} D_{sh} \omega_s & \frac{K_{sh}}{2H_g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_s & -\omega_s & 0 \end{bmatrix}$$

$$B(x(t)) = \begin{bmatrix} \frac{\omega_s \omega_r L_m}{X'_s L_r} & 0 & 0 & \frac{\omega_s \omega_r L_m}{L_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\omega_s \omega_r L_m}{X'_s L_r} & -\frac{\omega_s \omega_r L_m}{L_r} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$a_3 = \omega_s - ((\sigma - 1)/\sigma)\omega_r(t)$, $a_2 = -(3n_p^2 l_m/8j)i_{dr}(t)$
و $a_4 = \omega_s - \omega_r(t)/\sigma$ تعریف می‌شوند. خروجی‌های مورد نظر جهت ردیابی توسط کنترل کننده طراحی شده، سیگنال‌های گشتاور الکترومغناطیسی و توان راکتیو استاتور هستند که می‌بایست با استفاده از کنترل کننده طراحی شده، سیگنال‌های مرجع متغیر با زمان خود را ردیابی نمایند. توان راکتیو استاتور به منظور ثابت نگه داشتن مقدار ضریب توان الکتریکی، pf_s در تریمینال استاتور، تحت کنترل قرار گرفته است. روابط موجود برای سیگنال‌های گشتاور الکترومغناطیسی، $T_e(t)$ و توان راکتیو استاتور، $Q_s(t)$ به صورت زیر می‌باشند:

$$T_e(t) = i_r^T(t) M_{T_e} i_s(t), M_{T_e} = \frac{3}{4} n_p l_m \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$Q_s(t) = v_s^T(t) M_Q i_s(t), M_Q = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

سیگنال‌های مربوط به توان راکتیو استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی ژنراتور DFIG با استفاده از ضریب توان الکتریکی pf_s به صورت $Q_s(t) = (p_s(t)/pf_s)\sqrt{1-pf_s^2}$, $p_s(t) \approx \omega_s T_e(t)$ در ارتباط هستند. یعنی عملاً با کنترل یکی از دو سیگنال $T_e(t)$ یا $Q_s(t)$ عمل ردیابی مقادیر مطلوب انجام می‌شود.

با تشکیل ماتریس کنترل‌پذیری سیستم به صورت زیر، به بررسی کنترل‌پذیری نقطه‌ای زوج $(A(x(t)), B(x(t)))$ پرداخته شده است.

$$\varphi_c = \begin{bmatrix} B(x(t)) & A(x(t))B(x(t)) & \dots & (A(x(t)))^4 B(x(t)) \end{bmatrix}$$

$$= [\varphi_c^1 \ \varphi_c^2 \ \varphi_c^3 \ \varphi_c^4 \ \varphi_c^5 \ \varphi_c^6 \ \varphi_c^7 \ \varphi_c^8 \ \varphi_c^9 \ \varphi_c^{10}],$$

که در آن φ_c^1 تا φ_c^{10} ستون‌های ماتریس کنترل‌پذیری نقطه‌ای به دست آمده می‌باشند. با یافتن یک کهاد مرتبه ۵ از ماتریس φ_c ، که درمیان غیرصفر داشته باشد می‌توان نتیجه گرفت که φ_c دارای رتبه کامل بوده و سیستم به طور کامل کنترل‌پذیر نقطه‌ای است. با تشکیل کهاد حاصل از ۵ ستون اول ماتریس φ_c جهت بررسی کنترل‌پذیری نقطه‌ای زوج $(A(x(t)), B(x(t)))$ ، به محاسبه درمیان ماتریس حاصل پرداخته شد.

$$[\varphi_c^1 \ \varphi_c^2 \ \varphi_c^3 \ \varphi_c^4 \ \varphi_c^5]$$

$$\varphi_c^1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 20.9 \\ 0 \\ 21.9 \\ 0 \end{bmatrix}, \varphi_c^2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 20.9 \\ 0 \\ 21.9 \end{bmatrix}, \varphi_c^3 = \begin{bmatrix} 2.4 \times 10^4 a_1 \\ -7.5 \times 10^3 \\ 20.9 a_3 - 3.9 \times 10^3 \\ -7.3 \times 10^3 \\ 21.9 a_3 - 4.1 \times 10^3 \end{bmatrix},$$

$$\varphi_c^4 = \begin{bmatrix} -2.4 \times 10^4 a_2 \\ -20.9 a_3 + 3.9 \times 10^3 \\ -7.5 \times 10^3 \\ -21.9 a_3 + 4.1 \times 10^3 \\ -7.3 \times 10^3 \end{bmatrix},$$

مانده‌اند. در عین حال حضور کنترل کننده SDRE طراحی شده در هر سه شرایط کاری سرعت سنکرون، زیرسنکرون و فوق‌سنکرون توربین بادی، افزایش حاشیه پایداری سیستم را به دنبال داشته است که نشان می‌دهد عملکرد کنترل کننده طراحی شده محدود به یک نقطه کار خاص نیست و این خود یک مزیت قابل توجه در رابطه با کنترل کننده SDRE پیشنهادی، می‌باشد. در اینجا جهت اختصار، نتایج فقط برای نقطه کار نامی سیستم (سرعت نامی باد) نمایش داده شده است.

۴-۲ طراحی کنترل کننده ردیاب زیربهینه برای توربین

بادی DFIG به روش SDRE

مدل استفاده شده به منظور طراحی کنترل کننده ردیاب با استفاده از روش SDRE جهت ردیابی سیگنال‌های مطلوب گشتاور الکترومغناطیسی و توان راکتیو استاتور، به فرم معادلات زیر می‌باشد [۲۶]:

$$\dot{x}(t) = A(x(t))x(t) + B(x(t))u(t) + D_t v_s + H_t$$

$$x(t) = [\omega_r(t), i_{ds}(t), i_{qs}(t), i_{dr}(t), i_{qr}(t)]^T$$

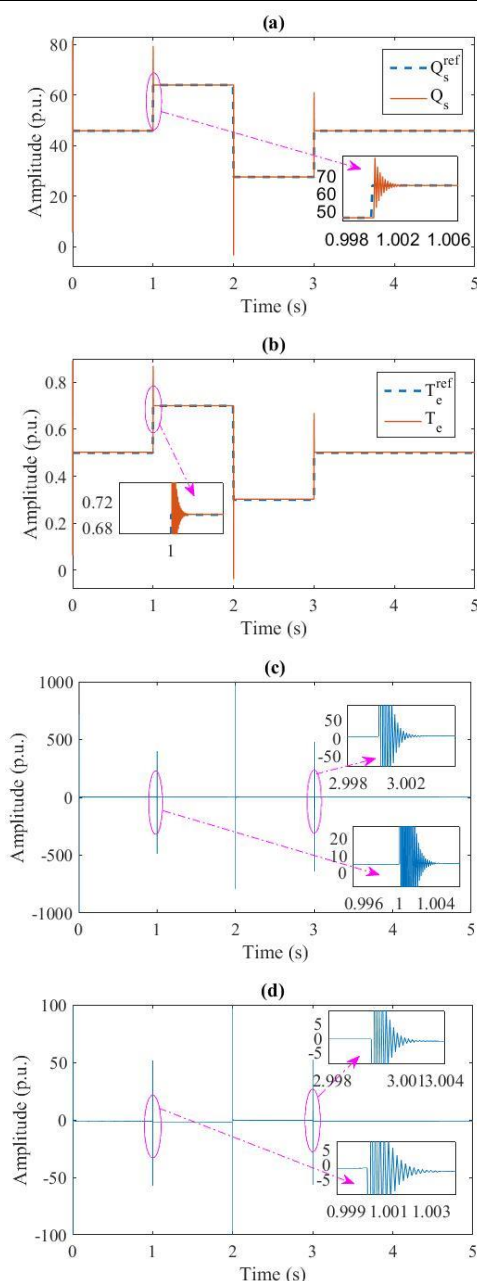
$$y(t) = Cx(t) \quad (15)$$

$u(t) = [v_{dr}(t), v_{qr}(t)]^T$,
 $v_s(t) = [v_{ds}(t), v_{qs}(t)]^T$,
که در آن سیگنال‌های سرعت روتور، جریان استاتور و جریان روتور به عنوان متغیرهای حالت در نظر گرفته شده‌اند. ماتریس خروجی C یک ماتریس واحد مرتبه ۵ بوده و ماتریس‌های $A(x(t))$ ، $B(x(t))$ و D_t به H_t به صورت زیر می‌باشند:

$$A(x(t)) = \begin{bmatrix} 0 & a_1 & a_2 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{l_s \sigma} & a_3 & -\frac{l_m R_r}{l_s l_r \sigma} - \frac{l_m}{l_s \sigma} \omega_r(t) & -\frac{l_m R_r}{l_s l_r \sigma} \\ 0 & -a_3 & -\frac{R_s}{l_s \sigma} & \frac{l_m}{l_s \sigma} \omega_r(t) & -\frac{l_m R_r}{l_s l_r \sigma} \\ 0 & -\frac{l_m R_s}{l_s l_r \sigma} & \frac{l_m}{l_r \sigma} \omega_r(t) & -\frac{R_r}{l_r \sigma} & a_4 \\ 0 & -\frac{l_m}{l_r \sigma} \omega_r(t) & -\frac{l_m R_s}{l_s l_r \sigma} & -a_4 & -\frac{R_r}{l_r \sigma} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & \frac{l_m}{l_s l_r \sigma} \\ \frac{l_m}{l_s l_r \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{l_m}{l_r \sigma} \\ \frac{1}{l_r \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{l_r \sigma} \end{bmatrix}, D_t = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{l_s \sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{l_s \sigma} \\ -\frac{l_m}{l_s l_r \sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{l_m}{l_s l_r \sigma} \end{bmatrix}, H_t = \begin{bmatrix} \frac{n_p T_m}{2J} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

که در آن l_s اندوکتانس خودی استاتور، l_r اندوکتانس خودی روتور، J ممان اینرسی، n_p تعداد قطب‌ها، $\sigma = 1 - l_m^2/l_s l_r$ ، $i_{qr}(t)$ و $i_{dr}(t)$ به ترتیب جریان‌های روتور در راستای محورهای d و q و $T_e(t)$ سیگنال گشتاور الکترومغناطیسی می‌باشند. متغیرهای a_1 ، a_2 ، a_3 و a_4 موجود در رابطه $A(x(t))$ به صورت $a_1 = (3n_p^2 l_m/8j)i_{qr}(t)$



شکل ۶: نمودارهای (a)، (b)، (c) و (d) به ترتیب مربوط به عملکرد ردیابی توان راکتیو استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی در حضور کنترل کننده SDRE و سیگنال های $v_{dr}(t)$ و $v_{qr}(t)$ سیگنال های کنترلی طراحی شده.

همانگونه که از نمودارهای (a) و (b) در شکل ۶ مشاهده می شود سیگنال های توان راکتیو استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی در حضور کنترل کننده پیشنهادی، به خوبی مقادیر مرجع خود را دنبال نموده اند به گونه ای که خطای ردیابی مقادیر مرجع، عملاً قابل چشم پوشی است و این تأییدی بر توانایی قابل توجه روش SDRE جهت طراحی کنترل کننده ردیاب برای سیستم غیرخطی بحث شده است. نمودارهای (c) و (d) در شکل ۶ هم به ترتیب سیگنال های ولتاژ روتور، $v_{dr}(t)$ و $v_{qr}(t)$

$$\varphi_c^5 = \begin{bmatrix} -2.3 \times 10^6 a_1 - 2.4 \times 10^4 a_2 a_3 - 1.1 \times 10^7 \\ 1.8 \times 10^4 a_3^2 - 7.8 \times 10^4 a_3 - 1.9 \times 10^{11} \\ -9.3 \times 10^3 a_3 + 2.8 \times 10^6 \\ -21.9 a_3^2 - 1.03 \times 10^5 a_3 + 1.8 \times 10^6 \\ -9.2 \times 10^3 a_3 + 2.7 \times 10^6 \end{bmatrix}$$

که در آن $a_3 = \omega_r(t)$ و $a_2 = i_{dr}(t)$ ، $a_1 = i_{qr}(t)$ است. درترمینان ماتریس فوق، برابر عبارت $0.0037(a_1 - 1.6 \times 10^{17} a_2)$ می باشد. با توجه به تعریف a_1 و a_2 و با توجه به مقادیر نقطه تعادل آنها، می توان از جمله a_1 در برابر جمله $1.6 \times 10^{17} a_2$ صرف نظر کرد. در نتیجه درترمینان ماتریس فوق برابر $6.1 \times 10^{14} a_2$ است که با توجه به نقطه تعادل، نتیجه می گیریم که این درترمینان مقداری غیر صفر دارد. بنابراین زوج $(A(X(t)), B(X(t)))$ در نظر گرفته شده، کنترل پذیر نقطه به نقطه است. به طور مشابه با تشکیل ماتریس رؤیت پذیری نقطه ای، می توان رؤیت پذیری نقطه ای زوج $(A(X(t)), (Q(X(t))^{1/2})$ را بررسی کرد. می توان نشان داد که این شرط در رابطه با نمایش SDC استفاده شده، برقرار بوده است که به دلیل حجم بالای محاسبات از آوردن آن ها امتناع شده است.

به منظور طراحی کنترل کننده ردیاب برای سیستم توصیف شده توسط روابط (۱۵)، پارامترهای موجود به صورت جدول (۲) در بخش ضمیمه تعریف شده اند. نتایج حاصل از شبیه سازی ها در شکل ۶ نمایش داده شده است. همانگونه که از شکل موج ها پیداست سیگنال های توان راکتیو استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی به خوبی مقادیر مرجع خود را دنبال می کنند. به گونه ای که عمل ردیابی با سرعتی خوب و با میرا کردن نوسانات به وجود آمده حاصل از تغییر سیگنال مرجع، انجام شده است. در واقع ردیابی سیگنال مطلوب توان راکتیو استاتور نشان دهنده ثابت ماندن ضریب توان الکتریکی pf_s است. شبیه سازی ها در شرایطی انجام گرفته که مقادیر مطلوب در نظر گرفته شده برای سیگنال های $T_e(t)$ و $Q_s(t)$ ، به صورت زیر تغییر یافته اند:

- ابتدا $T_e^{\text{ref}} = 0.5 \text{ N.m}$ و $Q_s^{\text{ref}} = 45.86 \text{ Var}$ می باشد.
- در $t = 2 \text{ s}$ مقادیر مطلوب به $Q_s^{\text{ref}} = 63.97 \text{ Var}$ و $T_e^{\text{ref}} = 0.7 \text{ N.m}$ تغییر می یابند.
- در $t = 3 \text{ s}$ مقادیر مرجع به صورت $Q_s^{\text{ref}} = 27.6 \text{ Var}$ و $T_e^{\text{ref}} = 0.3 \text{ N.m}$ می باشد.
- در زمان $t = 4 \text{ s}$ مقادیر مطلوب به $Q_s^{\text{ref}} = 45.86 \text{ Var}$ و $T_e^{\text{ref}} = 0.5 \text{ N.m}$ تغییر یافته اند.

مراجع

- [1] A. Grauers, "Efficiency of three wind energy generator system," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 11, no. 3, pp. 650–657, 1996.
- [2] A. Feijoo, J. Cidras, and C. Carrillo, "A third order model for the doubly-fed induction machine," Electric Power Systems Research, vol. 56, no. 1, pp. 121–127, 2000.
- [3] R.G. Almeida, J.A.P. Lopes, and J.A.L. Barreiros, "Improving power system dynamic behavior through doubly fed induction machines controlled by static converter using fuzzy control," IEEE Transactions on Power Systems, vol. 19, no. 4, pp. 1942–1950, 2004.
- [4] A. Mullane, G. Lightbody, and R. Yacamini, "Wind-turbine fault ride through enhancement," IEEE Transactions on Power Systems, vol. 20, no. 4, pp. 1929–1937, 2005.
- [5] J.L. Rueda, D.G. Colomé, and I. Erlich, "Assessment and enhancement of small signal stability considering uncertainties," IEEE Transactions on Power Systems, vol. 24, no. 1, pp. 198–207, 2009.
- [6] L.B. Shi, C. Wang, L.Z. Yao, L.M. Wang, and Y.X. Ni, "Analysis of impact of grid-connected wind power on small signal stability," Wind Energy, vol. 14, no. 4, pp. 517–537, 2011.
- [7] S.Q. Bu, W. Du, H.F. Wang, Z. Chen, L.Y. Xiao, and H.F. Li, "Probabilistic analysis of small-signal stability of large-scale power systems as affected by penetration of wind generation," IEEE Transactions on Power Systems, vol. 27, no. 2, pp. 762–770, 2012.
- [8] L. Yang, G.Y. Yang, Z. Xu, Z.Y. Dong, K.P. Wong, and X. Ma, "Optimal controller design of a doubly-fed induction generator wind turbine system for small signal stability enhancement," IET Generation, Transmission and Distribution, vol. 4, no. 5, pp. 579–597, 2010.
- [9] F. Wu, X.P. Zhang, P. Ju, and M.J.H. Sterling, "Decentralized nonlinear control of wind turbine with doubly fed induction generator," IEEE Transactions on Power Systems, vol. 23, no. 2, pp. 613–621, 2008.
- [10] F. Wu, Z. Zhang, K. Godfrey, and P. Ju, "Small signal stability analysis and optimal control of a wind turbine with doubly fed induction generator," IET Generation, Transmission and Distribution, vol. 1, no. 5, pp. 751–760, 2007.

سیگنال‌های کنترلی تولید شده به روش SDRE جهت ردیابی سیگنال‌های مطلوب ذکر شده، می‌باشند.

به منظور بررسی عملکرد کنترل‌کننده ردیاب طراحی شده در مواجهه با عدم قطعیت در پارامترهای سیستم هم شبیه‌سازی‌هایی در حضور نامعینی ۱۰ درصدی پارامترها، همانند آنچه برای پایدارساز طراحی شده به روش SDRE در زیربخش ۴-۱ بیان شد، انجام شده است. نتایج به دست آمده در اینجا هم مقاوم بودن عملکرد این کنترل‌کننده را در حضور عدم قطعیت در پارامترهای سیستم تأیید می‌نماید. به گونه‌ای که در حضور اغتشاش وارده به سیستم، عمل ردیابی مقادیر مطلوب سیگنال‌های گشتاور الکترومغناطیسی و توان راکتیو استاتور به خوبی در حضور کنترل‌کننده ردیاب طراحی شده به روش SDRE انجام می‌شود. جهت رعایت اختصار از آوردن شکل موج‌های مربوطه اجتناب شده است.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله، روش غیرخطی و زیربهینه SDRE به منظور بهبود عملکرد سیستم غیرخطی توربین بادی مجهز به ژنراتور DFIG به کار گرفته شده است. روش پیشنهادی با دو هدف بهبود حاشیه پایداری سیستم و ردیابی همزمان سیگنال‌های مطلوب گشتاور الکترومغناطیسی و توان راکتیو استاتور استفاده شده است. نتایج حاصل از شبیه‌سازی‌ها برای کنترل‌کننده طراحی شده به روش SDRE، تأییدی بر عملکرد مطلوب سیستم در حضور کنترل‌کننده پیشنهادی برای نقاط کار مختلف سیستم است. علاوه بر شبیه‌سازی‌های حوزه زمان، تحلیل مقادیر ویژه هم برای شرایط کاری مختلف شامل سرعت‌های مختلف باد، با وجود کنترل‌کننده SDRE انجام گرفته است که نشان از افزایش قابل توجه حاشیه پایداری سیستم کنترل شده به روش SDRE دارد. در عین حال نتایج به دست آمده در رابطه با ردیاب بهینه طراحی شده به روش SDRE، نشان از ردیابی مطلوب سیگنال‌های مرجع متغیر با زمان گشتاور الکترومغناطیسی و توان راکتیو استاتور دارد. در نهایت بررسی عملکرد سیستم کنترل شده به روش SDRE در هر دو حالت تنظیم‌کننده و ردیاب در حضور عدم قطعیت در پارامترهای آن، تأییدی بر ویژگی مقاوم بودن ذاتی این کنترل‌کننده در حضور نامعینی در پارامترهای سیستم است. با توجه به نتایج قابل توجه حاصل شده در این مقاله که ناشی از طراحی منظم کنترل‌کننده‌های SDRE بوده است، می‌توان انتظار داشت که در صورت اعمال روش پیشنهادی در محیط نرم‌افزار FAST، نتایج قابل قبولی استخراج گردد، که این گام یک گام اساسی جهت پیاده‌سازی عملی روش پیشنهادی است.

- [19] Y. Batmani and H. Khaloozadeh, "On the design of observer for nonlinear time-delay systems," *Asian Journal of Control*, vol. 16, no. 4, pp. 1191–1201, 2014.
- [20] Y. Batmani and H. Khaloozadeh, "Optimal chemotherapy in cancer treatment: state dependent Riccati equation control and extended Kalman filter," *Optimal Control Applications and Methods*, vol. 34, no. 5, pp. 562–577, 2013.
- [21] T.D. Do, H.H. Choi, and J.W. Jung, "SDRE-based near optimal control system design for PM synchronous motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 11, pp. 4063–4074, 2012.
- [22] P. Kundur, "Power System Stability and Control," (McGraw-Hill, New York, 1994).
- [23] V. Khmatov, "Induction Generators for Wind Power," (Multi-science Publishing Company Ltd, Brentwood, 2005).
- [24] Y. Batmani, M. Davoodi, and N. Meskin, "Nonlinear suboptimal tracking controller design using state-dependent Riccati equation technique," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, pp. 1–7, 2016, DOI: 10.1109/TCST.2016.2617285.
- [25] Y. Batmani, M. Davoodi, and N. Meskin, "On design of suboptimal tracking controller for a class of nonlinear systems," *American Control Conference (ACC)*, IEEE, pp. 1094–1098, 2016, DOI: 10.1109/ACC.2016.7525061.
- [26] F. Ornelas-Tellez, J. Jesus Rico, and R. Ruiz-Cruz, "Optimal tracking for state-dependent coefficient factorized nonlinear systems," *Asian Journal of Control*, vol. 16, no. 3, pp. 890–903, 2014.
- [27] Jeff S. Shamma, and R. Cloutier. James "Existence of SDRE stabilizing feedback." *IEEE Transactions on Automatic Control* vol. 48, no. 3, pp. 513-517, 2003.
- [11] I. Munteanu, S. Bacha, A.I. Bratcu, J. Guiraud, and D. Roze, "Energy-reliability optimization of wind energy conversion systems by sliding mode control," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 3, pp. 985–997, 2008.
- [12] C. Evangelista, P. Puleston, and F. Valenciaga, "A simple robust controller for power maximization of a variable-speed wind turbine," *International Journal of Renewable Energy Research*, vol. 34, no. 10, pp. 924–932, 2009.
- [13] H.T. Jadhav and R. Roy, "A comprehensive review on the grid integration of doubly fed induction generator," *Electrical Power and Energy Systems*, vol. 49, no. 1, pp. 8–18, 2013.
- [14] R. Pena, J.C. Clare, and G.M. Asher, "Doubly fed induction generator using back to back PWM converters and its application to variable speed wind energy generation," *IEEE Proceedings, Electric Power Applications*, vol. 143, no. 3, pp. 231–241, 1996.
- [15] T. Cimen, "Systematic and effective design of nonlinear feedback controllers via the state-dependent Riccati equation (SDRE) methode," *Annual Reviews in control*, vol. 34, no. 1, pp. 32–51, 2010.
- [16] T. Cimen, "Survey of state-dependent Riccati equation in nonlinear optimal feedback control synthesis," *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, vol. 35, no. 4, pp. 1025–1047, 2012.
- [17] K. Reif, F. Sonnemann, and R. Unbehauen, "Nonlinear state observation using H_∞ -filtering Riccati design," *IEEE Transactions on Automatic control*, vol. 44, no. 1, pp. 203–208, 1999.
- [18] Y. Batmani and H. Khaloozadeh, "On the design of suboptimal sliding manifold for a class of nonlinear uncertain time-delay systems," *International Journal of Systems Science*, vol. 47, no. 11, pp. 1–10, 2015.

ضمیمه : پارامترهای مورد نیاز جهت طراحی

جدول ۱: پارامترهای سیستم توربین بادی DFIG به منظور طراحی

کنترل کننده پایدار ساز [۸].

$L_s = 0.171 \text{ p.u.}$	اندوکتانس استاتور
$L_r = 0.156 \text{ p.u.}$	اندوکتانس روتور
$K_{sh} = 10 \text{ p.u.}$	ضریب سختی شفت
$X_s = 94.4 \text{ p.u.}$	راکتانس استاتور
$H_t = 3 \text{ s}$	ثابت اینرسی توربین
$\omega_{rated} = 1.1 \omega_s$	سرعت نامی روتور
$\omega_b = 314 \text{ rad/s}$	فرکانس پایه
$\omega_s = 1 \text{ p.u.}$	سرعت سنکرون
$R_s = 0.00706 \text{ p.u.}$	مقاومت استاتور
$R_r = 0.005 \text{ p.u.}$	مقاومت روتور
$L_m = 3.5 \text{ p.u.}$	اندوکتانس متقابل
$H_g = 0.5 \text{ s}$	ثابت اینرسی ژنراتور
$D_{sh} = 0.01$	ضریب میرایی توربین
$T_0 = 24.2051$	ثابت زمانی مدار روتور

جدول ۲: پارامترهای سیستم توربین بادی DFIG به منظور طراحی

کنترل کننده ردیاب [۲۶].

$\omega_s = 240\pi / n_p$	سرعت سنکرون
$\omega_b = 2\pi 60$	فرکانس پایه
$n_p = 4$	تعداد قطب‌ها
$L_m = 0.4775$	اندوکتانس مغناطیسی
$J = 0.0024 \text{ kg.m}^2$	ممان اینرسی
$L_r = 0.5008$	اندوکتانس روتور
$X_m = 180 \Omega$	راکتانس مغناطیسی
$X_{ls} = 8.8 \Omega$	راکتانس نشتی استاتور
$X_{lr} = 8.8 \Omega$	راکتانس نشتی روتور
$R_s = 12.5 \Omega$	مقاومت استاتور
$R_r = 3.9 \Omega$	مقاومت روتور
$L_s = 0.5008$	اندوکتانس استاتور