مجله کنترل
ISSN 2008-8345
جلد ۱۰، شماره ۴، زمستان ۱۳۹۵، صفحه ۸۰-۶۹

کنترل غیرخطی بهینه مقاوم یک توربین بادی مجهز به ژنراتور القایی از دوسوتغذیه

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 کنترل‌کننده غیرخطی زیربهینه (یک تنظیم‌کننده و یک ردیاب) برای سیستم توربین بادی مجهز به ژنراتور القایی از دوسوتغذیه طراحی شده‌اند. اهداف کنترلی مورد نظر شامل افزایش حاشیه پایداری سیستم و ردیابی همزمان سیگنال‌های مطلوب گشتاور الکترومغناطیسی و توان راکتیو استاتور می‌باشند. در فرآیند طراحی کنترل‌کننده، از یک مدل غیرخطی برای مدل‌سازی رفتار دینامیکی توربین بادی مورد مطالعه استفاده شده است. عملکرد کنترل‌کننده طراحی شده جهت بهبود پایداری سیستم، در شرایط کاری مختلف توربین بادی با انجام یک مجموعه شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار متلب ارزیابی شده است. همچنین جهت بررسی تأثیر کنترل‌کننده طراحی شده در بهبود پایداری سیستم، تحلیل مقادیر ویژه هم انجام گرفته است. در عین حال عملکرد ردیاب طراحی شده، با انجام یک مجموعه شبیه‌سازی دیگر بررسی شده است. عملکرد سیستم کنترل شده در هر دو حالت ردیاب و پایدارساز در حضور عدم قطعیت در پارامترهای سیستم مورد ارزیابی قرار گرفته است. در مجموع نتایج شبیه‌سازی‌های انجام شده، نشان دهنده عملکرد مؤثر و مقاوم کنترل‌کننده‌های پیشنهادی می‌باشند.

کلمات کلیدی: توربین بادی، ژنراتور القایی از دوسوتغذیه، معادله ریکاتی وابسته به حالت، کنترل‌کننده غیرخطی زیربهینه.

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.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-29]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.4.5.1]

۱- مقدمه

در میان انواع ژنراتورهایی که در سیستم‌های مدرن تولید توان بادی به کار گرفته می‌شوند، ژنراتورهای القایی ازدوسوتغذیه 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 پیچیده‌تر 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 کنترل‌کننده‌های تناسبی– انتگرالی (PI) مقاوم انجام شده است. با این حال عملکرد سیستم تحت کنترل با وجود این کنترل‌کننده‌ها 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 خوش‌بینانه بوده و منجربه نتایج مربوط به یک نقطه کار خاص خواهد شد. به منظور تحلیل پایداری احتمالاتی چنین سیستمی روش شبیه‌سازی مونت‌کارلو[1] [۵-۷] در برخی از متون پیشنهاد شده است. در [۸] یک کنترل‌کننده PI بهینه چندهدفه با استفاده از الگوریتم تکامل تفاضلی (DE[2]) 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 بهینه‌سازی پارامترهای کنترل‌کننده به کار گرفته‌اند و جهت اعمال محدودیت‌ها و مسأله بهینه‌سازی چندهدفه از روش‌های خاصی استفاده شده که پیچیدگی طراحی کنترل‌کننده را افزایش می‌دهند. به منظور ردیابی توان بهینه سیستم توربین بادی DFIG یک کنترل‌کننده غیرخطی به روش مد لغزشی در [۱۱-۱۲] طراحی شده است. در رابطه با ژنراتورهای DFIG کنترل‌کننده‌های 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 استفاده شده برای کنترل سیستم توربین بادی DFIG می‌توان به مرجع [۱۳] مراجعه نمود.

روش SDRE برای اولین بار توسط پیرسون[3] 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 شبه‌خطی‌سازی[4] نامیده می‌شود [۱۵]، ایده اصلی روش SDRE است. پس از آن روش‌های بسیاری براساس شبه‌خطی‌سازی برای حل مسائل مختلف مانند طراحی فیلتر H_∞ مقاوم [۱۶]، طراحی کنترل‌کننده 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[5]) [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[6] 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 مدل‌سازی 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 کنترل‌کننده SDRE و دینامیک غیرخطی ژنراتورهای DFIG موجود در سیستم‌های قدرت مدرن، در این مقاله برآن شدیم که از کنترل‌کننده SDRE در راستای بهینه‌سازی عملکرد دینامیکی این سیستم‌ها استفاده کنیم. برای این منظور تمامی شرایط لازم جهت طراحی کنترل‌کننده 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

[1] Monte Carlo
[2] Differential evolution
[3] Pearson
[4] Pseudo-linearization
[5] Permanent magnet synchronous motor
[6] State dependent coefficient

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-29]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.4.5.1]

همزمان سیگنال‌های مطلوب گشتاور الکترومغناطیسی و توان راکتیو 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 کنترل‌کننده‌ی 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 درپارامترها، 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.

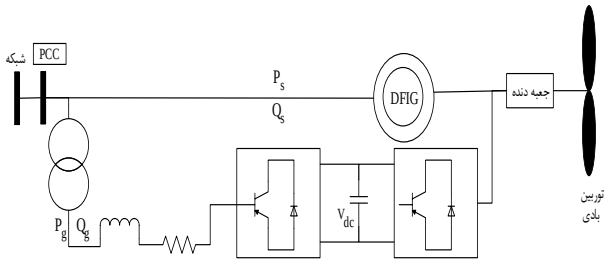
سایر قسمت‌های این مقاله به صورت زیر سازماندهی شده اند: در بخش دوم به معرفی سیستم شامل بخش‌های مختلف توربین بادی DFIG و مدل فضای حالت آن پرداخته شده است. بخش سوم به بررسی کنترل‌کننده SDRE، گام‌های لازم جهت طراحی و تئوری‌های پایداری آن پرداخته است. در این بخش مراحل مختلفی که برای طراحی پایدارساز و ردیاب 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:

$$
\begin{aligned}
\frac{1}{\omega_b}\frac{di_{ds}(t)}{dt} &= -\frac{\omega_s}{X_s'}\left(R_s+\frac{X_s-X_s'}{\omega_s T_0}\right)i_{ds}(t)+\omega_s i_{qs}(t)+\\
&\frac{\omega_r}{X_s'}E'_{ds}(t)-\frac{1}{X_s' T_0}E'_{qs}(t)+\frac{\omega_s L_m}{X_s' L_{rr}}v_{dr}(t)-\frac{\omega_s}{X_s'}v_{ds}(t),\\
\frac{1}{\omega_b}\frac{di_{qs}(t)}{dt} &= -\frac{\omega_s}{X_s'}\left(R_s+\frac{X_s-X_s'}{\omega_s T_0}\right)i_{qs}(t)-\omega_s i_{ds}(t)+\\
&\frac{\omega_r}{X_s'}E'_{qs}(t)+\frac{1}{X_s' T_0}E'_{ds}(t)+\frac{\omega_s L_m}{X_s' L_{rr}}v_{qr}(t)-\frac{\omega_s}{X_s'}v_{qs}(t),\\
\frac{1}{\omega_b}\frac{dE'_{ds}(t)}{dt} &= \frac{1}{T_0}\left(X_s-\acute{X}_s\right)i_{qs}(t)-\frac{1}{T_0}E'_{ds}(t)+\\
&\left(\omega_s-\omega_r(t)\right)E'_{qs}(t)-\frac{\omega_s L_m}{L_{rr}}v_{qr}(t),\\
\frac{1}{\omega_b}\frac{dE'_{qs}(t)}{dt} &= -\frac{1}{T_0}\left(X_s-\acute{X}_s\right)i_{ds}(t)-\frac{1}{T_0}E'_{qs}(t)-\\
&\left(\omega_s-\omega_r(t)\right)E'_{s}(t)-\frac{\omega_s L_m}{L_{rr}}v_{dr}(t),
\end{aligned}
\qquad (۱)
$$

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

$$
\begin{aligned}
\frac{d\omega_r(t)}{dt} &= \frac{1}{2H_g}\left(T_{sh}(t)-T_e(t)\right),\\
\frac{d\theta(t)}{dt} &= \omega_b\left(\omega_t(t)-\omega_r(t)\right),\\
\frac{d\omega_t(t)}{dt} &= \frac{1}{2H_t}\left(T_m-T_{sh}(t)\right),
\end{aligned}
\qquad (۲)
$$

که در آن $\omega_t(t)$ و $\theta(t)$ به ترتیب سرعت توربین و زاویه دوگانه محور و H_t و H_g 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:

$$T_e(t)=L_m\left(i_{qs}(t)i_{dr}(t)-i_{ds}(t)i_{qr}(t)\right), \qquad (۳)$$

$$T_{sh}(t)=K_{sh}\theta(t)+D_{sh}\omega_b\left(\omega_t(t)-\omega_r(t)\right), \qquad (۴)$$

که در آن K_{sh} ضریب سختی محور، D_{sh} ضریب میرایی آن و T_m گشتاور مکانیکی است که ورودی توان توربین بادی بوده و ثابت در نظر گرفته شده است.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-29]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.4.5.1]

با در نظر گرفتن معادلات (۱) تا (۴) مدل فضای حالت توربین بادی DFIG به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$\begin{aligned} &\dot{x}(t) = f\big(x(t)\big) + Bu(t), \\ &x(t) = \left[i_{ds}, i_{qs}, E'_{ds}, E'_{qs}, \omega_t, \omega_r, \theta\right]^T, \\ &u(t) = \left[v_{dr}(t), v_{qr}(t)\right]^T, \end{aligned} \qquad (۵)$$

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

۳- کنترل‌کننده زیربهینه غیرخطی 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 پایدارساز و ردیاب به تفکیک بیان شده است. با توجه به اشتراک هر دوی این روش‌ها در بحث شبه‌خطی‌سازی 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 شبه‌خطی‌سازی

سیستم غیرخطی زیر را در نظر بگیرید:

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

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 شبه‌خطی‌سازی بسیار ساده به نظر می‌رسد. به این صورت که یک فاکتورگیری به صورت $f(x(t)) = A\big(x(t)\big)x(t)$ انجام می‌شود، که در آن $A\big(x(t)\big): R^n \to R^{n\times n}$ 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 $f(x(t)) = A_1\big(x(t)\big)x(t)$ و $f(x(t)) = A_2\big(x(t)\big)x(t)$ باشند، 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 پایدارساز به روش SDRE

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

$$J\big(x_0, u(t)\big) = \frac{1}{2}\int_0^\infty \big(x^T(t)Q\big(x(t)\big)x(t) + u^T(t)R\big(x(t)\big)u(t)\big)dt, \qquad (۶)$$

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 کنترل‌کننده SDRE حل معادله ریکاتی وابسته به حالت زیر است:

$$\begin{aligned} &A^T\big(x(t)\big)P\big(x(t)\big) + P\big(x(t)\big)A\big(x(t)\big) - \\ &P\big(x(t)\big)B\big(x(t)\big)R^{-1}\big(x(t)\big)B^T\big(x(t)\big)P\big(x(t)\big) \\ &+Q\big(x(t)\big) = 0. \end{aligned} \qquad (۷)$$

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:

$$u(t) = -R^{-1}\big(x(t)\big)B^T\big(x(t)\big)P\big(x(t)\big)x(t). \qquad (۸)$$

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 کنترل‌پذیر نقطه به نقطه و رؤیت‌پذیر نقطه به نقطه باشند. کنترل‌پذیری نقطه به نقطه جفت $(A(x(t)), B(x(t)))$ و رؤیت‌پذیری نقطه به نقطه جفت $(A(x(t)), Q^{1/2}(x(t)))$ هم در صورتی برآورده می‌شود که به ترتیب ماتریس‌های کنترل‌پذیری نقطه به نقطه و رؤیت‌پذیری نقطه به نقطه زیر دارای رتبه کامل باشند:

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

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 کنترل‌کننده ردیاب زیربهینه SDRE

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

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-29]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.4.5.1]

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) + b(x(t))u(t), \quad x(0) = x_0, y(t) = h(x(t)), \tag{۹}$$

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 $f(x(t)) : R^n \to R^n$، $b(x) \neq 0$، $h(x(t)) : R^n \to R^p$ و $b(x(t)) : R^n \to R^{n\times m}$ می‌باشند. در $f(0) = h(0) = 0$ ادامه از روش مراجع [۲۴] و [۲۵] جهت طراحی کنترل‌کننده ردیاب به روش SDRE استفاده شده است.

مسأله 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:

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

که در آن $\gamma \geqslant 0$ 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:

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

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 $f_d(x_d(t)) : R^{n_d} \to R^{n_d}$، $h_d(x_d(t)) : R^{n_d} \to R^p$ و $f_d(0) = h_d(0) = 0$ می‌باشند.

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

$$f(x(t)) = F(x)x(t), f_d(x_d) = F_d(x_d)x_d(t), \quad h(x(t)) = H(x)x(t), h_d(x_d) = H_d(x_d)x_d(t), \tag{۱۲}$$

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

$$J(X_0, U(t)) = \int_0^\infty (X^T(t) Q(e^{\gamma t}X(t)) X(t) + U^T(t) R U(t)) dt, \quad Q(e^{\gamma t}X(t)) = [H(x(t) \;\; -H_d(x_d(t))]^T \; Q_1 [H(x(t) \;\; -H_d(x_d(t))], \tag{۱۳}$$

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

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

اکنون با توجه به روابط (۹)، (۱۱) و (۱۲)، دینامیک‌های شبه‌خطی‌سازی شده بردار حالت $X(t)$ به صورت زیر خواهند بود:

$$\dot{X}(t) = \left(-\gamma I + \begin{bmatrix} F(x) & 0 \\ 0 & F_d(x_d) \end{bmatrix}\right) X(t) + \begin{bmatrix} b(x) \\ 0 \end{bmatrix} U(t) \triangleq A(e^{\gamma t}X(t))X(t) + B(e^{\gamma t}X(t))U(t), \tag{۱۴}$$

که در آن I و 0 به ترتیب ماتریس‌های واحد و صفر با ابعاد مناسب هستند. بنابراین یک مسأله تنظیم بهینه غیرخطی افق نامحدود توصیف شده توسط روابط (۱۳) و (۱۴) به جای مسأله ردیابی موجود حل خواهد شد. در نهایت قانون کنترل بهینه برای مسأله 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 یکتای 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 پایدارساز برای سیستم توربین بادی DFIG به روش SDRE

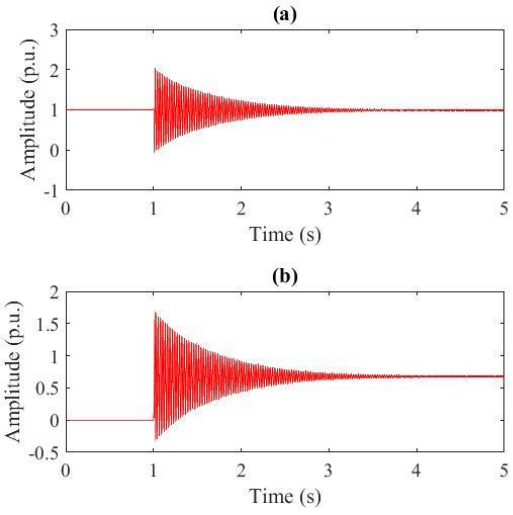
همانگونه که از معادلات ۱-۴ در بخش۲ مشاهده می‌شود، سیستم توربین بادی با ژنراتور DFIG یک سیستم غیرخطی است. مدلی که برای طراحی در این بخش استفاده شده است، یک مدل مرتبه ۷ با دو ورودی

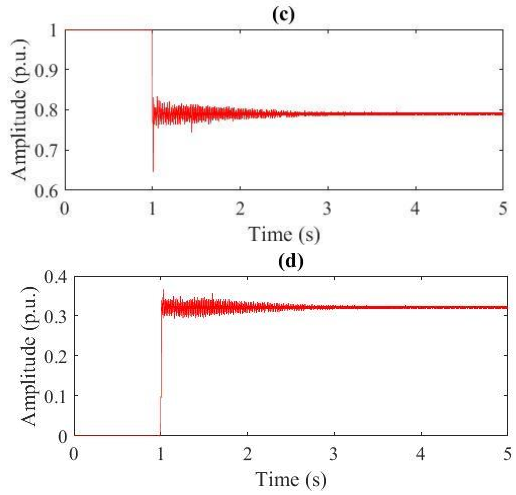
[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-29]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.4.5.1]

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.

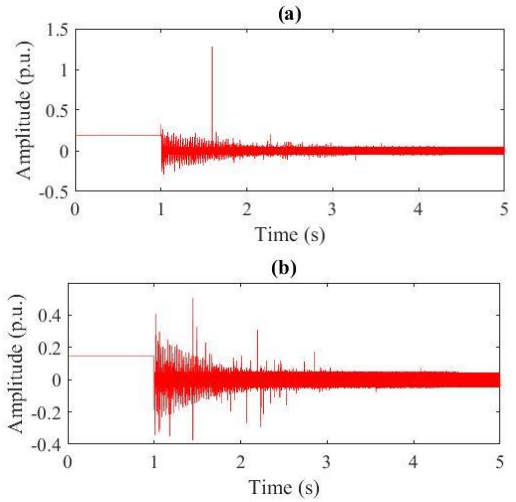
تذکر ۱: اگرچه روش‌هایی جهت انتخاب مدون ماتریس $A(X(t))$ وجود دارند [۲۷]، اما از میان بی‌شمار نمایش SDC ممکن، فقط یکی از آنها منجر به عملکرد بهینه سیستم حلقه بسته خواهد شدکه البته یافتن آن کار بسیار دشواری است. درنتیجه تنها قید مورد نظر جهت انتخاب $A(X(t))$ آن است که رابطه $f(X(t)) = A(X(t))X(t)$ برقرار 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 طراحی‌شده، 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 $v_{dr}(t)$ و $v_{qr}(t)$، سیگنال‌های کنترلی تولید شده به روش SDRE می‌باشند.

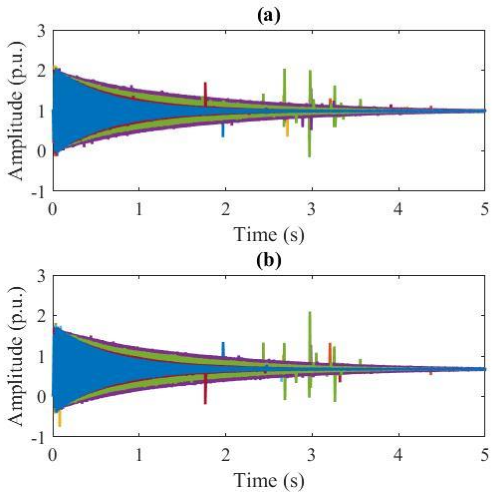




شکل ۲: نمودارهای (a)، (b)، (c) و (d) به ترتیب مربوط به سیگنال‌های جریان استاتور $i_{ds}(t)$، $i_{qs}(t)$ و ولتاژ گذرای آن $E'_{ds}(t)$، $E'_{qs}(t)$.



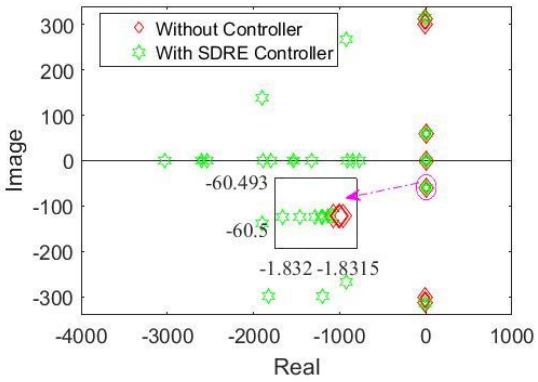
شکل ۳: نمودارهای (a) و (b) به ترتیب مربوط به سیگنال‌های ولتاژ روتور در راستای محور d، $v_{dr}(t)$ و محور q، $v_{qr}(t)$، ورودی‌های کنترل حاصل شده به روش SDRE.



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.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-29]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.4.5.1]

همانطور که گفته شد یکی از مزایای کنترل‌کننده SDRE مقاوم بودن ذاتی آن است. بنابراین انتظار می‌رود که کنترل‌کننده طراحی شده دارای پایداری مقاوم مناسبی باشد. به منظور تأیید این ویژگی، شبیه‌سازی‌هایی در حضور نامعینی در پارامترهای سیستم با وجود کنترل‌کننده SDRE انجام شده است. به این منظور، طراحی کنترل‌کننده 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. (p^*) در اینجا نشان دهنده مقدار نامی پارامترها است و در شبیه‌سازی‌های انجام شده $\varepsilon = 0.1 * rand$ در نظر گرفته شده است. با قرار دادن مقادیر تغییر یافته‌ی 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 کنترل‌کننده پیشنهادی دارد. به گونه‌ای که در حضور کنترل‌کننده طراحی شده با همان پارامترهای قبلی، سیگنال‌های مربوطه باز هم به مقادیر نقاط تعادل خود میرا شده‌اند. به عنوان مثال نمودارهای (a) و (b) در شکل ۴ که به ترتیب مربوط به سیگنال‌های جریان استاتور در راستای محورهای d و q هستند، در حضور نامعینی در پارامترهای سیستم دچار نوساناتی شده‌اند ولی این نوسانات حول نقطه تعادل سیستم بوده و در نهایت مقادیر سیگنال‌ها به مقادیر نقطه تعادل خود میرا شده‌اند.



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

به منظور بررسی عملکرد کنترل‌کننده‌ی SDRE پیشنهادی در بهبود حاشیه پایداری سیستم مورد نظر، تحلیل مقادیر ویژه سیستم حلقه بسته نیز انجام شده است. شبیه‌سازی‌ها برای شرایط کاری مختلف توربین بادی شامل سرعت سنکرون $(V_{\text{Wind}} = 12\,m/s)$، سرعت زیرسنکرون $(V_{\text{Wind}} = 8\,m/s)$ و سرعت فوق‌سنکرون $(V_{\text{Wind}} = 15\,m/s)$ انجام شده است. نتایج به دست آمده گواه برتوانایی قابل توجه کنترل‌کننده‌ی 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 می‌شود با وجود کنترل کننده SDRE ، قسمت‌های حقیقی مقادیر ویژه سیستم منفی‌تر شده‌اند و حاشیه پایداری سیستم به میزان قابل توجهی افزایش یافته است. البته برخی از مکان‌ها که مربوط به مدهای کنترل‌ناپذیر سیستم هستند، بدون تغییر باقی

$$A(x(t)) = \begin{bmatrix} -\frac{\omega_b\omega_s}{X'_s}\left(R_s + \frac{X_s - X'_s}{\omega_s T_0}\right) & \omega_b\omega_s & \frac{\omega_b\omega_r(t)}{X'_s} & -\frac{\omega_b}{X'_s T_0} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_b\omega_s & -\frac{\omega_b\omega_s}{X'_s}\left(R_s + \frac{X_s - X'_s}{\omega_s T_0}\right) & \frac{\omega_b}{X'_s T_0} & \frac{\omega_b\omega_r(t)}{X'_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\omega_b}{T_0}(X_s - X'_s) & -\frac{\omega_b}{T_0} & \omega_b(\omega_s - \omega_r(t)) & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\omega_b}{T_0}(X_s - X'_s) & 0 & -\omega_b(\omega_s - \omega_r(t)) & -\frac{\omega_b}{T_0} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2H_t}D_{sh}\omega_b & \frac{1}{2H_t}D_{sh}\omega_b & -\frac{K_{sh}}{2H_t} \\ -\frac{E'_{ds}(t)}{2H_g\omega_s} & -\frac{E'_{qs}(t)}{2H_g\omega_s} & 0 & 0 & \frac{1}{2H_g}D_{sh}\omega_b & -\frac{1}{2H_g}D_{sh}\omega_b & \frac{K_{sh}}{2H_g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_b & -\omega_b & 0 \end{bmatrix}$$

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

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-29]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.4.5.1]

مانده‌اند. در عین حال حضور کنترل‌کننده 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 کنترل‌کننده طراحی شده محدود به یک نقطه کار خاص نیست و این خود یک مزیت قابل توجه در رابطه با کنترل‌کننده SDRE پیشنهادی، می‌باشد. در اینجا جهت اختصار، نتایج فقط برای نقطه کار نامی سیستم (سرعت نامی باد) نمایش داده شده است.

۲-۴ طراحی کنترل‌کننده ردیاب زیربهینه برای توربین بادی DFIG به روش SDRE

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

$$\begin{aligned}&\dot{x}(t) = A\big(x(t)\big)x(t) + B\big(x(t)\big)u(t) + D_t v_s + H_t\\ &x(t) = [\omega_r(t), i_{ds}(t), i_{qs}(t), i_{dr}(t), i_{qr}(t)]^T\\ &y(t) = Cx(t)\\ &u(t) = [v_{dr}(t), v_{qr}(t)]^T,\\ &v_s(t) = [v_{ds}(t), v_{qs}(t)]^T,\end{aligned} \quad (۱۵)$$

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 $A\big(x(t)\big)$، $B\big(x(t)\big)$، D_t و H_t به صورت زیر می‌باشند:

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

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

که در آن l_s اندوکتانس خودی استاتور، l_r اندوکتانس خودی روتور، J ممان اینرسی، n_p تعداد قطب‌ها، $\sigma = 1 - l_m^2/l_s l_r$ و $i_{dr}(t)$ و $i_{qr}(t)$ 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 $a_1 = \big(3n_p^2 l_m/8J\big)i_{qr}(t)$، $a_2 = -\big(3n_p^2 l_m/8J\big)i_{dr}(t)$ $a_3 = \omega_s - ((\sigma-1)/\sigma)\omega_r(t)$ و $a_4 = \omega_s - \omega_r(t)/\sigma$ تعریف می‌شوند. خروجی‌های مورد نظر جهت ردیابی توسط کنترل‌کننده طراحی شده، سیگنال‌های گشتاور الکترومغناطیسی و توان راکتیو استاتور هستند که می‌بایست با استفاده از کنترل‌کننده 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 ترمینال 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:

$$\begin{aligned}&T_e(t) = i_r^T(t) M_{T_e} i_s(t),\ M_{T_e} = \tfrac{3}{4} n_p l_m \begin{bmatrix} 0 & -1\\ 1 & 0\end{bmatrix},\\ &Q_s(t) = v_s^T(t) M_Q i_s(t),\ M_Q = \tfrac{3}{2}\begin{bmatrix} 0 & -1\\ 1 & 0\end{bmatrix},\end{aligned}$$

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 عملا 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.

$$\begin{aligned}\varphi_c &= \Big[B(x(t))\ \ A(x(t))B(x(t)) \dots \big(A(x(t))\big)^4 B(x(t))\Big]\\ &= [\varphi_c^1\ \varphi_c^2\ \varphi_c^3\ \varphi_c^4\ \varphi_c^5\ \varphi_c^6\ \varphi_c^7\ \varphi_c^8\ \varphi_c^9\ \varphi_c^{10}],\end{aligned}$$

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 دترمینان 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 دترمینان ماتریس حاصل پرداخته شد. $[\varphi_c^1\ \varphi_c^2\ \varphi_c^3\ \varphi_c^4\ \varphi_c^5]$،

$$\varphi_c^1 = \begin{bmatrix} 0\\ 20.9\\ 0\\ 21.9\\ 0\end{bmatrix}, \varphi_c^2 = \begin{bmatrix} 0\\ 0\\ 20.9\\ 0\\ 21.9\end{bmatrix}, \varphi_c^3 = \begin{bmatrix} 2.4\times10^4 a_1\\ -7.5\times10^3\\ 20.9a_3 - 3.9\times10^3\\ -7.3\times10^3\\ 21.9a_3 - 4.1\times10^3\end{bmatrix},$$

$$\varphi_c^4 = \begin{bmatrix} -2.4\times10^4 a_2\\ -20.9a_3 + 3.9\times10^3\\ -7.5\times10^3\\ -21.9a_3 + 4.1\times10^3\\ -7.3\times10^3\end{bmatrix},$$

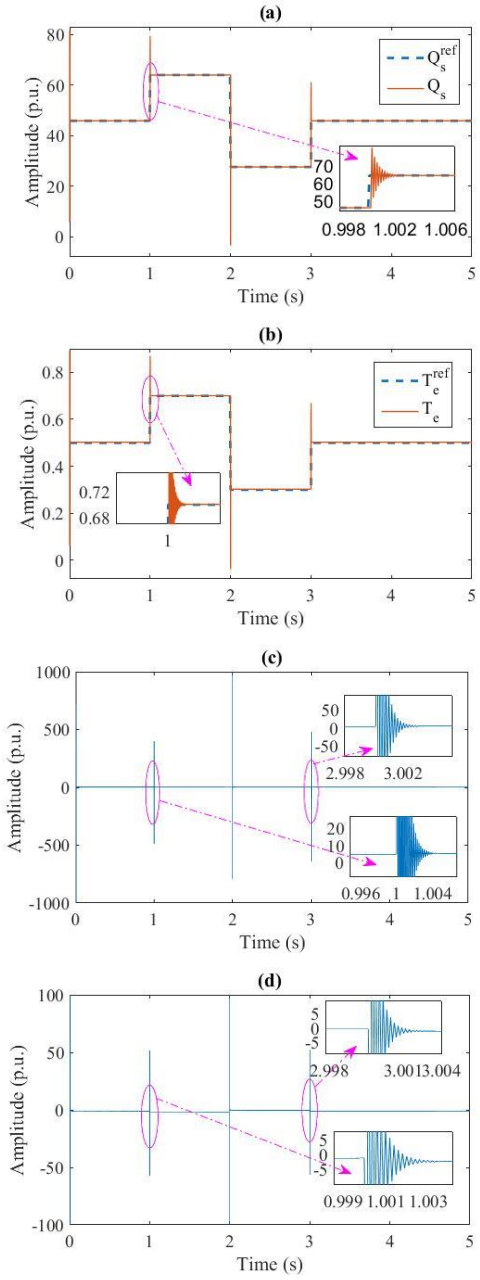
[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-29]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.4.5.1]

$$\varphi_c^5 = \begin{bmatrix} -2.3\times10^6 a_1 - 2.4\times10^4 a_2 a_3 - 1.1\times10^7 \\ 1.8\times10^4 a_3^2 - 7.8\times10^4 a_3 - 1.9\times10^{11} \\ -9.3\times10^3 a_3 + 2.8\times10^6 \\ -21.9 a_3^2 - 1.03\times10^5 a_3 + 1.8\times10^6 \\ -9.2\times10^3 a_3 + 2.7\times10^6 \end{bmatrix}$$

که در آن $a_1 = i_{qr}(t)$، $a_2 = i_{dr}(t)$ و $a_3 = \omega_r(t)$ است. درترمینان ماتریس فوق، برابر عبارت $0.0037(a_1 - 1.6\times10^{17} a_2)$ می‌باشد. با توجه به تعریف a_1 و a_2 و با توجه به مقادیر نقطه تعادل آنها، می‌توان از جمله a_1 در برابر جمله $1.6\times10^{17} a_2$ صرف‌نظر کرد. درنتیجه دترمینان ماتریس فوق برابر $6.1\times10^{14} a_2$ است که با توجه به نقطه تعادل، نتیجه می‌گیریم که این دترمینان مقداری غیرصفر دارد. بنابراین زوج $(A(X(t)), B(X(t)))$ در نظر گرفته شده، کنترل‌پذیر نقطه به نقطه است. به طور مشابه با تشکیل ماتریس رؤیت‌پذیری نقطه‌ای، می‌توان رؤیت‌پذیری نقطه‌ای زوج $(A(X(t)), (Q(X(t))^{1/2})$ را بررسی کرد. می‌توان نشان داد که این شرط در رابطه با نمایش SDC استفاده شده، برقرار بوده است که به دلیل حجم بالای محاسبات از آوردن آن‌ها امتناع شده است.

به منظور طراحی کنترل‌کننده ردیاب برای سیستم توصیف شده توسط روابط (۱۵)، پارامترهای موجود به صورت جدول (۲) در بخش ضمیمه تعریف شده‌اند. نتایج حاصل از شبیه‌سازی‌ها در شکل ۶ نمایش داده شده است. همانگونه که از شکل موج‌ها پیداست سیگنال‌های توان راکتیو استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی به خوبی مقادیر مرجع خود را دنبال می‌کنند. به گونه‌ای که عمل ردیابی با سرعتی خوب و با میرا کردن نوسانات به وجود آمده‌ی 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. شبیه‌سازی‌ها در شرایطی انجام گرفته که مقادیر مطلوب در نظر گرفته شده برای سیگنال‌های $T_e(t)$ و $Q_s(t)$، به صورت زیر تغییر یافته‌اند:

- ابتدا $Q_s^{ref} = 45.86$ Var و $T_e^{ref} = 0.5$ N.m می‌باشد.
- در $t = 2$ s مقادیر مطلوب به $Q_s^{ref} = 63.97$ Var و $T_e^{ref} = 0.7$ N.m تغییر می‌یابند.
- در $t = 3$ s مقادیر مرجع به صورت $Q_s^{ref} = 27.6$ Var و $T_e^{ref} = 0.3$ N.m می‌باشد.
- در زمان $t = 4$ s مقادیر مطلوب به $Q_s^{ref} = 45.86$ Var و $T_e^{ref} = 0.5$ N.m تغییر یافته‌اند.



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

همانگونه که از نمودارهای (a) و (b) در شکل ۶ مشاهده می‌شود سیگنال‌های توان راکتیو استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی در حضور کنترل‌کننده پیشنهادی، به خوبی مقادیر مرجع خود را دنبال نموده‌اند به گونه‌ای که خطای ردیابی مقادیر مرجع، عملا قابل چشم‌پوشی است و این تأییدی بر توانایی قابل توجه روش SDRE جهت طراحی کنترل‌کننده ردیاب برای سیستم غیرخطی بحث شده است. نمودارهای (c) و (d) در شکل ۶ هم به ترتیب سیگنال‌های ولتاژ روتور، $v_{dr}(t)$ و $v_{qr}(t)$،

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-29]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.4.5.1]

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

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.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-29]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.4.5.1]

[11] I. Munteanu, S. Bacha, A.I. Bratcu, J. Guiraud, and D. Roye, "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.

[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.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-29]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.4.5.1]

ضمیمه : پارامترهای مورد نیاز جهت طراحی

جدول ۱ : پارامترهای سیستم توربین بادی DFIG به منظور طراحی کنترل‌کننده پایدارساز [۸].

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

جدول ۲ : پارامترهای سیستم توربین بادی DFIG به منظور طراحی کنترل‌کننده ردیاب [۲۶].

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

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-29]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.4.5.1]