

## تحلیل پایداری و کنترل توربین بادی مبتنی بر DFIG با به کارگیری استراتژی FBC

مجید طاوسی<sup>(۱)</sup> - بهادر فانی<sup>(۲)</sup> - احسان ادیب<sup>(۳)</sup>

(۱) کارشناس ارشد - دانشکده مهندسی برق، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد علوم و تحقیقات اصفهان

(۲) استادیار - دانشکده برق، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد نجفآباد

(۳) استادیار - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی اصفهان، اصفهان

تاریخ پذیرش: پاییز ۱۳۹۲

تاریخ دریافت: زمستان ۱۳۹۱

**خلاصه:** ژنراتور القایی تغذیه دویل مزایای متعددی نسبت به ژنراتورهای دیگر تولیدکنندهی برق بادی دارد. DFIG نسبت به کمبود ولتاژ پایانهی ژنراتور بسیار حساس است. زیرا افت ولتاژهای عمیق باعث القای ولتاژهای ضد محرکهی بزرگ در رتور می‌شود که این امر منجر به عبور جریانهای گذرای شدید از رتور و افزایش ولتاژ واسط dc در مبدل الکترونیک قدرت و در نتیجه آسیب دیدن مبدل الکترونیک قدرت می‌گردد. این مقاله در ابتدا به مدلسازی دینامیکی توربین باد DFIG در دستگاه مرجع شار استاتور می‌پردازد. سپس به کمک تحلیل سیگنال کوچک مشخص شده که رفتار دینامیکی توربین باد مبتنی بر DFIG در حین کمبودهای شدید ولتاژ اساساً تحت تأثیر دینامیکهای استاتور است. در ادامه یک ساختار کنترل غیرخطی مبتنی بر Flatness برای بهبود عملکرد گذرای DFIG پیشنهاد شده است. مزیت اصلی این روش، امکان پیش‌بینی رفتار متغیرهای حالت سیستم در حالت ماندگار و گذراست. با توجه به غیرخطی بودن دینامیکهای الکتریکی DFIG، کنترل غیرخطی تحت شرایط کمبود ولتاژ، مناسب‌تر از برنامه‌ی کنترل خطی عمل می‌کند. روش پیشنهادی دینامیکهای استاتور را از طریق کنترل ولتاژ رتور و فیلتر سمت شبکه پایدار می‌کند. مطالعات شبیه سازی حوزه زمان، سودمندی کنترل غیرخطی در بهبود عملکرد دینامیکی DFIG در خلال کمبود ولتاژ پایانه را نشان می‌دهد.

**کلمات کلیدی:** ژنراتور القایی تغذیه دویل، آنالیز سیگنال کوچک، کنترل مبتنی بر Flatness.

## Stability Analysis and Control of DFIG Based Wind Turbine Using FBC Strategy

Majid Tavoozi<sup>(1)</sup> - Bahador Fani<sup>(2)</sup> - Ehsan Adib<sup>(3)</sup>

(1) MSc - Department of Electrical Engineering, Science & Research of Isfahan, Branch, Islamic Azad University

Majid\_tavoozi@yahoo.com

(2) Assistant Professor - Department of Electrical Engineering, Najafabad Branch, Islamic Azad University  
Bahador\_fani@yahoo.com

(3) Assistant Professor - Department of Electrical Engineering, Isfahan University of Technology  
Adib.ehsan@gmail.com

Doubly fed induction generator has numerous advantages in wind power generation over other types of generators. Once a DFIG is subjected to a large voltage dip, a large rotor voltage induces in the rotor windings. This leads to a large transient current in rotor circuit and the dc-link overvoltage, and may block power electronic converter operation. This paper first discusses dynamic modeling of DFIG wind turbines with the stator flux orientation. Then, by small signal analysis, it is found that the dynamic behavior of the DFIG based WT during voltage dip, is strongly affected by the stator dynamics. Next, a nonlinear control strategy based on flatness is proposed to improve the DFIG transient performance. The main interest of this control method is the possibility to define the behavior of the state variable system in the steady state as well as in transients. Since the DFIG electrical dynamics are nonlinear; better control performance is achieved with nonlinear control, compared with the linear control scheme. The proposed approach stabilizes the stator dynamics through rotor and grid side filter voltage control. The results of time domain simulations validate the effectiveness the nonlinear control strategy during voltage dip of generator terminal.

**Index Terms:** Doubly-fed induction generator, small signal analysis, flatness based control.

**فهرست علائم**

$V_g, V_r, V_s$	ولتاژهای استاتور، رتور و سمت ac مبدل سمت شبکه
$\Psi_r, \Psi_s$	شارهای استاتور و رتور
$i_g, i_r, i_s$	جریان‌های استاتور، رتور و فیلتر سمت شبکه
$\omega_t, \omega_2, \omega_r, \omega_s, \omega_b$	سرعت‌های زاویه‌ای مینا، سنکرون، رتور، لغزش رتور و توربین
$R_r, R_s$	مقاومت‌های استاتور و رتور
$L_r, L_s$	اندوکتانس‌های خودی استاتور و رتور
$L_m$	اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی
$L_g, R_g$	مقاومت و اندوکتانس فیلتر سمت شبکه
$q, d$	اندیس نشان دهنده‌ی مؤلفه‌ی محور مستقیم یا عمود
~	علامت روی برخی متغیرها درون شکلها که به معنی متغیرهای محاسبه شده یا اندازه گیری شده است
0	اندیس مربوط به کمیت نقطه ی تعادل

**۱- مقدمه**

در سالهای اخیر همراه با پیشرفت‌های گوناگون صنعت برق، رشد روزافزون تقاضای برق با قابلیت اطمینان بالا، مشکلات زیست محیطی و اقتصادی نیروگاه‌های بزرگ، محدودیت در ساختن خطوط انتقال نیروی جدید، تشکیل بازارهای خصوصی صنعت برق و از طرفی پیشرفت‌های چشمگیر حاصل شده در ژنراتورهای کوچک، تجهیزات الکترونیک قدرت، ذخیره‌سازها و کشف روش‌های مختلف تولید انرژی از انرژی‌های تجدید پذیر، علاقه‌ی زیادی به استفاده از منابع تولید پراکنده در سراسر دنیا ایجاد شده است. فن آوری‌های امروزی تولید پراکنده از نظر بهره‌برداری، ظرفیت و قابلیت توسعه‌ی آتی بسیار قابل انعطاف می باشند. با توجه به توسعه‌ی فناوری و صرفه‌ی اقتصادی در تولید برق با ژنراتورهای بادی، کاربرد و درصد تولید توان توربین‌های بادی نسبت به سایر منابع موجود در شبکه رو به گسترش است [۱]. توربین بادی مبتنی بر ژنراتور القایی تغذیه دابل (DFIG) به صورت طرح غالب برای سیستم‌های تبدیل انرژی باد مورد استفاده قرار گرفته است. این به خاطر خصوصیات این طرح از جمله عملکرد سرعت متغیر، توانایی کار در چهار ناحیه‌ی مبادله‌ی توان اکتیو و راکتیو، کنترل مستقل توان‌های اکتیو و راکتیو، بازده بالا و مبدل‌های با توان کم است [۲]. شکل (۱) دیاگرام سیستم توربین بادی مبتنی بر DFIG را که از طریق یک امپدانس  $Z_e$  به شبکه بینهایت متصل شده است، نشان می‌دهد. سیم‌پیچی استاتور DFIG مستقیماً به شبکه وصل می‌شود و سیم پیچی رتور از طریق حلقه‌های لغزان با یک مبدل PWM<sup>۲</sup> پشت به پشت دو جهته با اندازه‌ی ۲۵ تا ۳۰ درصد از قدرت کل مجموعه به شبکه سه فاز اتصال می‌یابد. مبدل سمت رتور (RSC<sup>۳</sup>) اختلاف بین فرکانس زاویه‌ای مکانیکی ژنراتور و فرکانس شبکه را با تزریق جریان رتور فرکانس متغیر جبران می‌کند و بهره برداری در سرعت‌های متغیر باد را ممکن می‌سازد و نتیجتاً موجب حداکثرسازی

بازده توان باد می‌شود. مبدل سمت شبکه (GSC) و ولتاژ dc بین دو مبدل را کنترل می‌کند و بهره‌برداری DFIG در ضریب توان واحد را تضمین می‌نماید. رفتار DFIG در شرایط عادی و نیز شرایط غیرعادی توسط مبدل‌های قدرت و کنترل کننده‌های آن اداره می‌شود. اخیراً با نفوذ گسترده و رو به رشد ژنراتورهای بادی در شبکه‌ی قدرت، رفتار توربین‌های بادی و موضوع پایدار نگه داشتن و حفظ اتصال آنها به شبکه در برابر خطاها و کمبودهای ولتاژ شبکه اهمیت زیادی پیدا کرده است. سیستم‌های تبدیل انرژی باد در برابر نوسانات دینامیکی ولتاژ بخصوص افت ولتاژهای ناگهانی بسیار حساس و ناپایدارند. این امر در مورد توربین‌های بادی مبتنی بر DFIG بیشتر است. علت آن نیاز ژنراتور القایی به توان راکتیو و بالا بودن جریان مغناطیس‌کنندگی می‌باشد. در طول افت ولتاژهای عمیق شبکه ولتاژهای ضد محرکه‌ی بزرگی در سیم پیچ‌های رتور القاء می‌شود که این امر منجر به عبور جریانهای گذرای شدید از رتور و مبدل الکترونیک قدرت مربوطه و افزایش ولتاژ لینک dc و در نتیجه آسیب دیدن مبدل الکترونیک قدرت می‌گردد. جبران ولتاژهای ضد محرکه الکتریکی برگشتی (BEMF<sup>۴</sup>) رتور از روش‌های سودمند استفاده شده برای محدود کردن جریان هجومی رتور و کاهش نوسانات ولتاژ واسط dc می‌باشد [۳]. با این وجود این روش سایر دینامیک‌های سیستم را کاهش داده و لذا رفتار گذرای DFIG در طول خطای کمبود ولتاژ را خراب می‌کند [۴]. ویژگی مشترک اکثر کاربردهای توربین بادی مجهز به DFIG استفاده از روش کنترل برداری میدان برای کنترل سیستم DFIG است. این روش از کنترل کننده‌های PI<sup>۵</sup> استفاده می‌کند به طوری که با استفاده از جبران‌سازی بخش‌های غیرخطی از جمله ولتاژهای BEMF، مدل سیستم خطی شده و کنترل کننده‌ی خطی قابل اعمال می‌شود.

## ۲- مدلسازی توربین باد مبتنی بر DFIG

هدف این بخش ارائه مدل سیستم توربین باد مبتنی بر DFIG در شکل (۱) به همراه مدل کنترل کننده‌ها با در نظر گرفتن کنترل برداری هم راستا با شار استاتور است. مدل سازی بر اساس فرض‌ها و شرایط زیر انجام شده است:

(۱) جهت مثبت جریان‌ها مطابق شکل (۱) در نظر گرفته شده است.  
 (۲) تمامی پارامترها و متغیرهای سیستم به صورت پریونیت داده شده‌اند و به سمت استاتور ارجاع یافته‌اند. پارامترهای سیستم در پیوست آورده شده است.

(۳) مبدل‌ها به صورت ایده‌آل مدل شده‌اند و از تلفات داخلی آنها به علت ناچیز بودن صرف نظر شده است.

به منظور مدلسازی ماشین، معادلات اساسی ژنراتور DFIG، معادله‌ی گشتاور الکترومغناطیسی و معادله‌ی توان راکتیو تزریق شده از DFIG به شبکه نیاز است. این معادلات در دستگاه مرجع dq سنکرون، در سیستم پریونیت و با قرارداد موتوری به شرح زیر است [۱۰]:

$$\dot{\Psi}_{sdq} = -\omega_b R_s i_{sdq} - j\omega_b \Psi_{sdq} + \omega_b V_{sdq} \quad (1)$$

$$\dot{\Psi}_{rdq} = -\omega_b R_r i_{rdq} - j\omega_b \Psi_{rdq} + \omega_b V_{rdq} \quad (2)$$

$$\Psi_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (3)$$

$$\Psi_r = L_m i_s + L_r i_r \quad (4)$$

$$T_e = L_m (\Psi_{sq} i_{rd} - \Psi_{sd} i_{rq}) / L_s \quad (5)$$

$$Q_s = V_{sd} i_{sq} - V_{sq} i_{sd} \quad (6)$$

$\omega$  سرعت دستگاه مرجع dq منطبق بر شار استاتور است.

## ۲-۱- مدل استاتور متصل به شبکه

با هم راستا کردن دستگاه مرجع dq سنکرون بر شار استاتور داریم:  $\Psi_{ds} = \Psi_s$  و  $\Psi_{qs} = 0$ . از معادلات (۱)، (۳) و (۴)، و با توجه به شکل (۱) و در نظر گرفتن نحوه‌ی ارتباط استاتور با باس بی نهایت، معادلات دینامیکی استاتور برحسب جریان‌های رتور و فیلتر سمت شبکه، شار استاتور و ولتاژ باس بینهایت به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\frac{d\Psi_{sd}}{dt} = \frac{\omega_b}{L_s + L_e} \left[ -(R_s + R_e) \Psi_{sd} + (R_s + R_e) L_m i_{rd} - L_s R_e i_{gd} - L_e L_m \omega i_{rq} + L_s L_e \omega i_{gd} + \frac{L_e L_m}{\omega_b} \frac{di_{rd}}{dt} \right] \quad (7)$$

$$\left[ -\frac{L_s L_e}{\omega_b} \frac{di_{gd}}{dt} + L_s V_\infty \cos \gamma \right]$$

$$\frac{d\gamma}{dt} = \omega_b (\omega_s - \omega) \quad (8)$$

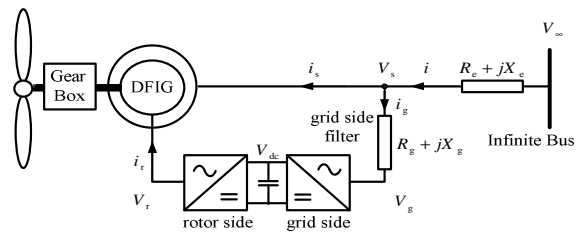
$$\omega = \left[ (R_s + R_e) L_m i_{rq} + \frac{1}{\omega_b} \frac{L_e L_m}{L_s} \frac{di_{rq}}{dt} - R_e L_s i_{gq} - \frac{L_s L_e}{\omega_b} \frac{di_{gq}}{dt} + L_s V_\infty \sin \gamma \right] \div \left[ (L_s + L_e) \Psi_{sd} - L_e L_m i_{rd} + L_s L_e i_{gd} \right] \quad (9)$$

$\gamma$  اختلاف بین زاویه‌ی ولتاژ باس بینهایت  $\theta_s = \omega \int \omega_s dt$  و زاویه‌ی

شار استاتور  $\theta = \omega \int \omega dt$  است.

(۳۳)

پارامترهای PI به طور معمول به صورت سعی و خطا یا با بکارگیری مدل‌های خطی سازی شده‌ی تقریبی تنظیم می‌شوند. در این صورت عملکرد مناسب دینامیکی سیستم در خلال حالت‌های گذرا قابل ضمانت نخواهد بود. از این رو باید روش‌های دیگری برای طراحی عملکرد بهینه‌ی برنامه‌ی کنترل برداری DFIG به کارگرفته شود. در این مورد برخی مراجع از روش‌های بهینه‌سازی برای طراحی بهینه‌ی ضرائب کنترل کننده‌ی PI بهره جستند [۵-۸]. در اکثر این کارها، الگوریتم‌های استفاده شده برای یک هدف مشخص توسعه یافته است. در مقاله‌ی حاضر با استفاده از تحلیل سیگنال کوچک، فعل و انفعالات دینامیکی سیستم توربین باد DFIG مورد بررسی قرار می‌گیرد و سپس تحلیل پایداری مدهای بحرانی ارائه می‌شود. در ادامه یک ساختار کنترل غیرخطی برای بهبود عملکرد گذرای DFIG مدل شده در دستگاه مرجع شار استاتور پیشنهاد شده است. با توجه به غیرخطی بودن دینامیک‌های الکتریکی DFIG، کنترل غیرخطی تحت شرایط کمبود ولتاژ، مناسب‌تر از برنامه‌ی کنترل خطی عمل می‌کند. برنامه‌ی کنترل غیرخطی تنها در بخشی از سیستم توربین باد DFIG جایگزین کنترل کننده‌های PI شده است و در واقع روش پیشنهادی ترکیب PI و کنترل غیرخطی مبتنی بر مدل Flatness دیفرانسیلی می‌باشد. روش مبتنی بر Flatness برای کنترل سیستم‌های غیرخطی در دو سطح تولید و تعقیب مسیر مطلوب به خوبی پذیرفته شده است و هدایت سیستم به سمت مقادیر مطلوب با ملاحظه‌ی قیود سیستم را به خوبی حاصل می‌کند [۹]. ساختار مقاله به شرح ذیل است. در بخش (۲) مدلسازی دینامیکی توربین بادی مبتنی بر DFIG به دست می‌آید. بخش (۳) تحلیل پایداری سیستم با استفاده از آنالیز مودال را ارائه می‌دهد. تحلیل شامل دینامیک‌های الکتریکی DFIG (دینامیک‌های استاتور، رتور، فیلتر سمت شبکه و کنترل کننده) است. در بخش (۴) کنترل کننده‌ی غیرخطی Flatness برای بهبود و پایداری رفتار گذرای DFIG پیشنهاد شده است. در بخش (۵) توسط شبیه سازی حوزه زمان، نتایج مطالعات تئوری و سودمندی روش کنترل غیرخطی در بهبود عملکرد دینامیکی DFIG مورد بررسی قرار گرفته است. در پایان، بخش (۶) به بیان برخی از نتایج مهم این تحقیق می‌پردازد.



شکل (۱): دیاگرام توربین بادی مجهز به DFIG

متصل شده به باس بینهایت

Fig. (1): Diagram of DFIG based wind turbine connected to the infinite bus

۲-۲- مدل رتور

با ترکیب روابط (۲) تا (۴) معادلات دینامیکی مؤلفه‌های dq جریان رتور به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$\frac{di_{rdq}}{dt} = \frac{\omega_b}{L'_r} (-R'_r i_{rdq} - j\omega_2 L'_r i_{rdq} - e_{dq} + V_{rdq}) \quad (10)$$

در معادله بالا  $R'_r = R_r + R_s (L_m / L_s)^2$  و  $L'_r = L_r - (L_m^2 / L_s)$  تعریف می‌شود. عبارت  $j\omega_2 L'_r i_{rdq}$  مربوط به مؤلفه‌های تزویج عرضی می‌باشد. متغیرهای  $e_{dq}$  ولتاژهای ضد محرکه الکتریکی برگشتی (BEMF) نام دارند و به صورت زیر هستند:

$$e_{dq} = \frac{L_m}{L_s} \left( V_{sdq} - j\omega_r \psi_{sdq} - \frac{R_s}{L_s} \psi_{sdq} \right) \quad (11)$$

ولتاژهای BEMF منعکس‌کننده اثر دینامیک استاتور روی دینامیک رتور هستند و نقش مهمی در عملکرد گذرای DFIG دارند. با جبران عبارات تزویج عرضی، حلقه‌های کنترل مؤلفه‌های dq جریان رتور از یکدیگر تفکیک می‌شوند. حلقه‌های کنترل مربوط به جریان رتور با در نظر گرفتن کنترل کننده PI در شکل (۲) رسم شده است. همچنین برای بهبود دینامیک جریانهای رتور می‌توان ولتاژهای BEMF را با استفاده از عبارات پیشرو در کنترل کننده جبران نمود. چنانکه در شکل (۲) مشاهده می‌کنید اگر  $K_{com} = 1$  باشد به معنی جبران ولتاژهای BEMF رتور است و اگر  $K_{com} = 0$  انتخاب شود این ولتاژها جبران نشده‌اند و به صورت اغتشاش در حلقه‌های کنترل مؤلفه‌های جریان رتور وجود دارند.

در رابطه فوق  $K_p^{Idq}$  و  $K_I^{Idq}$  به ترتیب بهره‌های تناسبی و انتگرالی حلقه‌های کنترلی جریان dq رتور می‌باشند و  $i_{rdq-ref}$  جریان‌های مرجع مؤلفه‌های dq جریان رتور هستند.

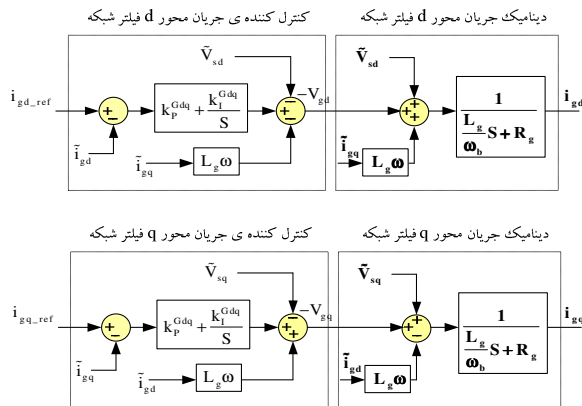
۳-۲- مدل فیلتر سمت شبکه

فیلتر سمت شبکه چنانکه در شکل (۱) مشخص است شامل مقاومت  $R_g$  و اندوکتانس  $L_g$  است. معادله‌ی زیر توصیف کننده‌ی دینامیک جریان فیلتر سمت شبکه می‌باشد:

$$\frac{di_{gdq}}{dt} = \frac{\omega_b}{L_g} (-R_g i_{gdq} - j\omega L_g i_{gdq} - V_{gdq} + V_{sdq}) \quad (13)$$

حلقه‌های کنترل مؤلفه‌های dq جریان فیلتر سمت شبکه تحت جبران عبارات تزویج عرضی و به کارگیری عبارت پیشرو برای جبران ولتاژهای استاتور  $V_{sdq}$  به منظور کاهش خطای تعقیب دینامیک‌های فیلتر سمت شبکه در شکل (۳) رسم شده است. با در نظر گرفتن ساختار کنترل شکل (۳)، ولتاژ فیلتر سمت شبکه در طرف GSC به صورت زیر به دست می‌آید:

$$V_{gdq}(t) = -K_p^{Gdq} (i_{gdq-ref}(t) - i_{gdq}(t)) - K_I^{Gdq} \int (i_{gdq-ref}(t) - i_{gdq}(t)) dt - j\omega L_g i_{gdq}(t) + V_{sdq}(t) \quad (14)$$

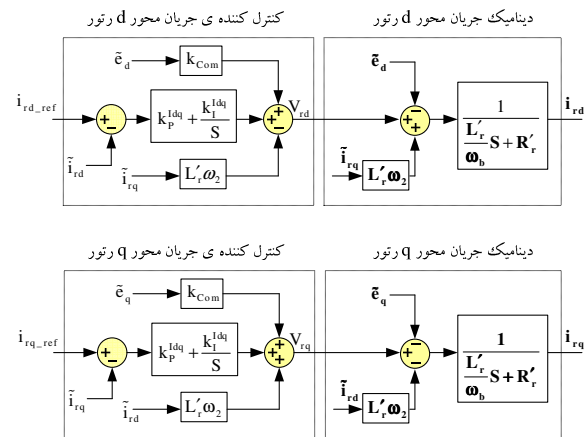


شکل (۳): حلقه‌های کنترل جریان فیلتر سمت شبکه  
Fig. (3): Grid filter current control loops

در رابطه فوق  $K_p^{Gdq}$  و  $K_I^{Gdq}$  به ترتیب بهره‌های تناسبی و انتگرالی حلقه‌های کنترلی جریان dq فیلتر سمت شبکه می‌باشند و  $i_{gdq-ref}$  جریان‌های مرجع مؤلفه‌های dq جریان فیلتر سمت شبکه هستند.

۲-۴- مدل محور انتقال قدرت<sup>۱</sup> و کنترل سرعت

محور انتقال قدرت شامل توربین، جعبه دنده، محورهای گردان سرعت پایین و سرعت بالا و مؤلفه‌های مکانیکی فرعی دیگری است. مدل دو جرمی drive train برای DFIG به صورت زیر است:



شکل (۲): حلقه‌های کنترل جریان رتور  
Fig. (2): Rotor current control loops

با در نظر گرفتن ساختار کنترل شکل (۲)، ولتاژ کنترل رتور به صورت زیر می‌شود:

$$V_{rdq}(t) = K_p^{Idq} (i_{rdq-ref}(t) - i_{rdq}(t)) + K_I^{Idq} \int (i_{rdq-ref}(t) - i_{rdq}(t)) dt + j\omega_2 L'_r i_{rdq}(t) + K_{com} e_{dq}(t) \quad (12)$$

## ۲-۶- کنترل ولتاژ واسط dc

معادله ی دینامیکی ولتاژ dc بین دو مبدل براساس اصل توازن توان برابر است با:

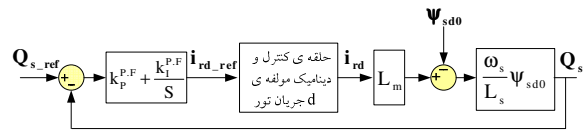
$$V_{dc} \left( \frac{C}{\omega_b} \frac{dV_{dc}}{dt} \right) = P_r - P_g \quad (22)$$

در این رابطه  $P_r$  و  $P_g$  به ترتیب توان رتور (با جهت در نظر گرفته شده از رتور به سمت RSC) و توان خارج شده از GSC هستند و برابرند با:

$$P_r = V_{rd} i_{rd} + V_{rq} i_{rq} \quad (23)$$

$$P_g = V_{gd} i_{gd} + V_{gq} i_{gq} \quad (24)$$

همان طور که قبلاً هم بیان شد مبدل طرف شبکه ولتاژ واسط dc را کنترل می کند و بهره برداری DFIG در ضریب توان واحد را تضمین می نماید. برای این منظور  $i_{gd-ref}$  بر روی مقدار صفر تنظیم می شود در حالی که  $i_{gq-ref}$  از حلقه کنترل ولتاژ dc خازن واسط دو مبدل تولید می شود:



شکل (۵): حلقه ی کنترل توان راکتیو

Fig. (5): Reactive power control loop

$$i_{gq-ref} = K_p^{V_{dc}} (V_{dc} - V_{dc-ref}) + x_{17} \quad (25)$$

$$\frac{dx_{17}}{dt} = K_I^{V_{dc}} (V_{dc} - V_{dc-ref}) \quad (26)$$

که در آن  $K_p^{V_{dc}}$  و  $K_I^{V_{dc}}$  به ترتیب بهره تناسبی و انتگرالی حلقه کنترلی ولتاژ dc خازن واسط دو مبدل و  $V_{dc-ref}$  ولتاژ مرجع خازن واسط دو مبدل است.

## ۳- تحلیل پایداری سیستم توربین باد مبتنی بر DFIG

به منظور بررسی فعل و انفعالات مدهای سیستم DFIG و رفتار نوسانی سیستم از روش تحلیل سیگنال کوچک روی مدل جامع سیستم استفاده می شود. در ادامه و پس از انجام تجزیه و تحلیل مقدار ویژه، آنالیز پایداری دینامیک های میرایی ضعیف ارائه می گردد.

## ۳-۱- تحلیل مودال

فرم کلی مدل دینامیکی سیستم توربین باد مبتنی بر DFIG که در بخش (۲) ارائه شد، به صورت زیر نوشته می شود:

$$\dot{x} = f(X, U) \quad (27)$$

که در آن  $X$  و  $U$  به ترتیب بردارهای حالت و متغیرهای ورودی سیستم DFIG هستند. با تمرکز روی ناحیه ی MPPT و خطی سازی معادلات دینامیکی سیگنال بزرگ مرتبه ۱۷ که در بخش (۲) ارائه گردید، مدل خطی شده ی سیستم به فرم زیر به دست می آید:

$$\Delta \dot{x} = A \Delta x + B \Delta u \quad (28)$$

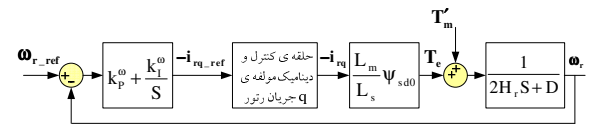
$$(25)$$

$$\frac{d\omega_l}{dt} = \frac{1}{2H_l} (T_m - T'_m) \quad (15)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{2H_r} (T_e + T'_m) \quad (16)$$

$$\frac{d\beta}{dt} = \omega_b (\omega_l - \omega_r) \quad (17)$$

که در آن  $T'_m = K_s \beta + D(\omega_l - \omega_r)$  به صورت  $T'_m$  تعریف می شود. در روابط اخیر  $T_e$  و  $T_m$  به ترتیب گشتاورهای الکترومغناطیسی و مکانیکی توربین،  $H_r$  و  $H_l$  ثابت های اینرسی روتور و توربین،  $K_s$  ضریب سختی محور،  $D$  ضریب میرایی محور و  $\beta$  زاویه پیچش محور بر حسب رادیان است. با کنترل برداری در راستای شار استاتور  $(\psi_{qs} = 0 \text{ و } \psi_{ds} = \psi_s)$  ارتباط مستقیمی بین سرعت رتور و مؤلفه ی q جریان رتور ایجاد می شود (نگاه کنید به معادلات (۵) و (۱۶)) و بنابراین با تنظیم جریان مؤلفه ی q روتور می توان سرعت رتور را کنترل کرد. حلقه ی کنترل سرعت در شکل (۴) نشان داده شده است.



شکل (۴): حلقه ی کنترل سرعت

Fig. (4): Speed control loop

مشاهده می کنید که مرجع مؤلفه ی q جریان رتور برابر سیگنال تولیدی رگولاتور PI حلقه ی کنترل سرعت است. معادلات کنترل کننده ی سرعت به صورت زیر است:

$$i_{rq-ref} = -K_p^\omega (\omega_{r-ref} - \omega_r) - x_8 \quad (18)$$

$$\frac{dx_8}{dt} = K_I^\omega (\omega_{r-ref} - \omega_r) \quad (19)$$

در روابط اخیر  $K_p^\omega$  و  $K_I^\omega$  به ترتیب بهره های تناسبی و انتگرالی حلقه ی کنترل سرعت می باشند.

## ۲-۵- کنترل توان راکتیو

با قرار دادن دستگاه مرجع سنکرون بر روی شار استاتور، ولتاژ استاتور و توان راکتیو مبادله شده بین استاتور DFIG و شبکه می تواند با مؤلفه ی d جریان رتور کنترل شود [۱۱]. بنابراین مرجع مؤلفه ی d جریان رتور توسط کنترل کننده ی توان راکتیو چنانکه در شکل (۵) ملاحظه می کنید، به دست می آید. با توجه به شکل (۵) معادلات کنترل کننده ی توان راکتیو به صورت زیر است:

$$i_{rd-ref} = K_p^{P.F} (Q_{s-ref} - Q_s) + x_7 \quad (20)$$

$$\frac{dx_7}{dt} = K_I^{P.F} (Q_{s-ref} - Q_s) \quad (21)$$

در این روابط  $K_p^{P.F}$  و  $K_I^{P.F}$  به ترتیب بهره های تناسبی و انتگرالی حلقه ی کنترل توان راکتیو می باشند.

Table (1): System modes and participation factors  
جدول (۱): مقادیر ویژه و ضرائب مشارکت سیستم

مقادیر ویژه ی سیستم	ضریب مشارکت (%)
$\lambda_1 = -1643$	$i_{rd} = 98.9$
$\lambda_2 = -1472$	$i_{gq} = 93.1$
$\lambda_{3,4} = -0.97 \pm j 376.72$	$\Psi_{sd} = 42.8, \gamma = 42.8$
$\lambda_5 = -749$	$i_{nq} = 98.8$
$\lambda_6 = -102$	$V_{dc} = 92$
$\lambda_{7,8} = -3.16 \pm j 12.82$	$\omega_r = 42.6, \beta = 49.1$
$\lambda_9 = -1573$	$i_{gd} = 99$
$\lambda_{10} = -1.94$	$x_6 = 96.6$
$\lambda_{11} = -1.98$	$x_5 = 99.4$
$\lambda_{12,13} = -0.48 \pm j 0.1$	$x_7 = 49, \omega_l = 42.3$
$\lambda_{14} = -0.54$	$x_8 = 92$
$\lambda_{15} = -0.5$	$x_{17} = 82.6$
$\lambda_{16} = -1$	$x_{15} = 99$
$\lambda_{17} = -1$	$x_{14} = 99$

مطالعه‌ی سیگنال کوچک در شرایط تعادل سیستم و تحت جبران ولتاژهای BEMF در جدول (۱) ارائه شده است. پارامترهای سیستم شکل (۱) و کنترل کننده‌ها برای شبیه‌سازی در پیوست آورده شده‌اند. در جدول (۱) مقادیر ویژه‌ی سیستم توربین باد DFIG و ضرائب مشارکت متغیرهای حالت به نمایش در آمده است. ضریب مشارکت در واقع درجه‌ی اثرگذاری هر متغیر حالت در مدهای سیستم را نشان می‌دهد و نحوه‌ی محاسبه‌ی آن در پیوست ج ارائه شده است. همان طور که از جدول (۱) مشاهده می‌شود مدهای  $\lambda_{3,4}$  از مدهای ناکافی میرای سیستم به شمار می‌روند. این مدها را مدهای استاتور می‌نامیم، زیرا دینامیک‌های غیرخطی استاتور ( $\gamma, \Psi_{sd}$ ) دارای بیشترین تأثیر در این مدها هستند. در بین سایر مدها، مدهای استاتور دارای کمترین نسبت میرایی ( $\zeta = 0.002$ ) و بیشترین فرکانس نوسان می‌باشند و به همین خاطر معمولاً در مراجع از آنها صرف‌نظر می‌شود [۴]. این در حالیست که در بین کلیه‌ی مدهای سیستم این مدها بالاترین اثر را روی عملکرد گذرا و رفتار پس از اختلال DFIG دارند. از علل تضعیف میرایی استاتور جبران ولتاژهای BEMF رتور است. جبران این ولتاژها باعث می‌شود دینامیک‌های رتور بهبود یابند و از دینامیک‌های استاتور مستقل شوند و بنابراین جریان هجومی رتور در طول خطاهای افت شدید ولتاژ، کاهش می‌یابد و متعاقباً نوسانات ولتاژ لینک dc حذف می‌گردد [۳]. با این وجود با جبران ولتاژهای BEMF، دینامیک‌های استاتور کم می‌شود و رفتار پس از خطای DFIG خراب می‌شود چرا که این ولتاژها منعکس کننده‌ی اثر دینامیک‌های استاتور روی دینامیک‌های رتور می‌باشند. با توجه به وجود وابستگی بین دینامیک‌های استاتور و دینامیک‌های رتور و فیلتر سمت شبکه می‌توان با بهبود عملکرد حلقه‌های کنترل داخلی RSC و GSC، حد پایداری مدهای استاتور را افزایش داد. در ادامه به تشریح ارتباط میان دینامیک‌های استاتور و دینامیک‌های رتور و فیلتر سمت شبکه می‌پردازیم و اثرپذیری مدهای استاتور ناشی از دینامیک‌های رتور و فیلتر سمت شبکه را بررسی می‌کنیم.

### ۳-۲- بررسی پایداری دینامیک‌های الکتریکی DFIG

با جبران ولتاژهای  $e_{dq}$  و عبارات تزویج عرضی در معادلات دینامیکی جریان رتور (با انتخاب مناسب قانون کنترل  $V_{rdq}$ ) و همچنین جبران ولتاژهای  $V_{sdq}$  و عبارات تزویج عرضی در معادلات دینامیکی جریان فیلتر سمت شبکه (با انتخاب مناسب قانون کنترل  $V_{gdq}$ ) این معادلات به فرم تفکیک شده تبدیل می‌شوند. متعاقباً عبارات  $di_{rdq}/dt$  و  $di_{gdq}/dt$  در دینامیک‌های استاتور نیز به ترتیب صرفاً تابعی از جریان‌های رتور و فیلتر سمت شبکه می‌شوند. در این حالت دینامیک‌های استاتور با معادلات (۷)، (۸) و (۹)، دینامیک‌های رتور با معادلات (۱۰) و (۱۲) و دینامیک‌های فیلتر سمت شبکه با معادلات (۱۳) و (۱۴) به صورت سیستم با قابلیت خطی‌پذیری فیدبک<sup>۱</sup> با فرم زیر رفتار می‌کنند.

$$\dot{\eta} = f(\eta, z) \quad (29)$$

$$\dot{z} = A_1 z + B u(t)$$

در این رابطه  $\eta = [\Psi_{sd}, \gamma]^T$ ،  $z = [i_{rd}, i_{rq}, i_{gd}, i_{gq}]^T$ ،  $u(t) = [V_{rd}, V_{rq}, V_{gd}, V_{gq}]^T$  (سیگنالهای کنترلی ولتاژ) و B ماتریس همانی  $4 \times 4$  است. نقطه تعادل سیستم رابطه‌ی (۲۹)  $\eta_0, z_0$  است. اگر  $\dot{\eta} = f(\eta, z_0)$  را در نظر بگیریم بدین معنی است که سیستم کنترل خطی تعقیب کامل متغیرهای حالت جریانهای رتور و فیلتر سمت شبکه را حاصل کرده و دینامیک‌های رتور و فیلتر سمت شبکه پایدار شده‌اند اما دینامیک‌های استاتور به حساب آورده نشده‌اند. در این حالت امکان پایداری نامناسب (یا ناپایداری) دینامیک‌های مدهای استاتور در یک سیستم حلقه بسته وجود دارد. وضعیت تعادل  $z_0$  با تنظیم جریانهای رتور و فیلتر سمت شبکه در میل به سمت مقادیر مطلوبشان حاصل می‌شود ( $i_{rdq} = i_{rdq-ref} = i_{rdq0}$  و  $i_{gdq} = i_{gdq-ref} = i_{gdq0}$ ). به دینامیک‌های استاتور در وضعیت  $z_0$  دینامیک صفر DFIG گفته می‌شود. با جایگذاری وضعیت  $z_0$  در معادلات دینامیکی استاتور و خطی سازی دینامیک‌های صفر استاتور حول نقطه تعادلشان ( $\gamma_0$  و  $\Psi_{sd} = Ipu$ ) داریم:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta \Psi_{sd} \\ \Delta \gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \Psi_{sd} \\ \Delta \gamma \end{bmatrix} \quad (30)$$

درایه‌های  $a_{11}, a_{12}, a_{21}, a_{22}$  در پیوست-د آورده شده‌اند. معادله مشخصه فرم فضای حالت (۳۰) به صورت زیر به دست می‌آید:

#### ۴-۱- FBC پیشنهاد شده برای حلقه های کنترل رتور

در ساختار FBC متغیرهایی که می‌بایست کنترل شوند و برای آنها مسیر و مقدار مطلوب تعریف می‌شود به عنوان خروجی مسطح در نظر گرفته می‌شوند. در اینجا نیز دینامیکهای رتور یعنی متغیرهای جریان dq رتور که باید با استفاده از برنامه‌ی کنترل غیرخطی پایدارتر گردند تا بدین وسیله حد پایداری دینامیکهای استاتور افزایش یابد، به عنوان خروجی‌های مسطح انتخاب می‌شوند. بنابراین بردار خروجی مسطح برابر است با:

$$y = [y_1 \quad y_2]^T = [i_{rd} \quad i_{rq}]^T = \phi(x_1, x_2) \quad (33)$$

همچنین از معادلات دینامیکی رتور که در بخش ۲-۲ ارائه گردید، ورودی‌های کنترل به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$\begin{cases} V_{rd} = \frac{L'_r}{\omega_b} \dot{y}_1 + R'_r y_1 - \omega_2 L'_r y_2 + e_d \\ V_{rq} = \frac{L'_r}{\omega_b} \dot{y}_2 + R'_r y_2 + \omega_2 L'_r y_1 + e_q \end{cases} \quad (34)$$

همان طور که از روابط (۳۳) و (۳۴) مشخص است، بردار حالت و بردار ورودی دینامیکهای رتور بر حسب خروجی‌های مسطح و مشتقاتشان به دست آمده‌اند. بنابراین این روابط مسطح بودن بخش غیرخطی رتور DFIG را اثبات می‌کنند و لذا می‌توان حلقه‌های کنترل رتور را بر اساس ویژگی Flatness دیفرانسیلی کنترل نمود.

برای تضمین همگرایی خروجی‌های مسطح به سمت مقادیر مرجعشان  $(i_{rd-ref}$  و  $i_{rq-ref})$  قانون کنترلی با عنوان تکنیک خطی سازی فیدبک مورد استفاده قرار می‌گیرد:

$$\begin{aligned} & ((di_{rdq}/dt) - (di_{rdq-ref}/dt)) + K_1 (i_{rdq} - i_{rdq-ref}) \\ & + K_2 \int_0^t (i_{rdq} - i_{rdq-ref}) d\tau = 0 \end{aligned} \quad (35)$$

با مقایسه‌ی روابط (۳۵) و معادله مشخصه‌ی مرتبه‌ی ۲ استاندارد  $(S^2 + 2\zeta\omega_n S + \omega_n^2 = 0)$  ضرائب قانون کنترل (۳۵) به دست می‌آید:

$$\begin{cases} K_1 = 2\zeta\omega_n \\ K_2 = \omega_n^2 \end{cases} \quad (36)$$

شرط پایداری به صورت  $k_1, k_2 \geq 0$  ( $\zeta, \omega_n \geq 0$ ) است. وقتی این شرط برقرار باشد یعنی خروجی مسطح سیستم به طور مجانبی پایدار نمایی است و لذا چون متغیرهای حالت نیز بر حسب خروجی مسطح بیان شده‌اند، پس پایدارند. با اعمال قوانین کنترل (۳۵) در عبارات پیشرو (۳۴) ولتاژ کنترل رتور در استراتژی FBC به صورت زیر است:

$$\begin{aligned} V_{rdq-ref} = & \frac{L'_r}{\omega_b} [(di_{rdq-ref}/dt) + K_1 (i_{rdq-ref} - i_{rdq}) \\ & + K_2 \int_0^t (i_{rdq-ref} - i_{rdq}) d\tau] \\ & + R'_r i_{rdq-ref} + j\omega_2 L'_r i_{rdq-ref} + e_{dq} \end{aligned} \quad (37)$$

همان طور که از رابطه‌ی اخیر مشاهده می‌کنید، FBC سیگنالهای مرجع را به جای مقادیر اندازه‌گیری شده به کار می‌برد، پس حساسیت

$$\begin{aligned} & S^2 + \left[ \frac{R_s + R_e}{L_s + L_e} \right. \\ & \left. + \frac{\left( \frac{R_s + R_e}{L_s} \right) \Psi_{sd0} - \left( \frac{R_s + R_e}{L_s} \right) L_m \cdot i_{rd0} + R_e \cdot i_{gd0}}{\left( 1 + \frac{L_e}{L_s} \right) \Psi_{sd0} + \left( \frac{L_e L_m}{L_s} \right) i_{rd0} + L_e \cdot i_{gd0}} \right] S \\ & + \omega_b^2 = 0 \end{aligned} \quad (31)$$

شرط پایداری دینامیکهای صفر استاتور از معادله مشخصه (۳۱) به صورت زیر است:

$$\begin{aligned} & \left[ \frac{L_m}{2} \left( 1 + \frac{L_e}{L_s + L_e} \right) i_{dr0} \right. \\ & \left. - \frac{L_s}{2} \left( \frac{R_e}{(R_s + R_e)} + \frac{L_e}{L_s + L_e} \right) i_{dg0} \right] < \Psi_{ds0} \end{aligned} \quad (32)$$

در صورت برقرار بودن نامعادله‌ی (۳۲) دینامیکهای غیر خطی استاتور به طور مجانبی پایدارند. از شرط پایداری (۳۲) واضح است که پایداری دینامیکهای صفر استاتور به شرایط بهره‌برداری  $i_{rd0}$  و  $i_{gd0}$  بستگی دارد. همچنین تحت کاهش ولتاژ،  $\Psi_{sd0}$  کوچکتر از مقدار نرمال خود می‌باشد. پس حد پایداری دینامیکهای استاتور تحت کاهش ولتاژ، کاهش می‌یابد.

#### ۴- کنترل توربین باد DFIB با به کارگیری استراتژی FBC

با توجه به وجود وابستگی بین دینامیکهای استاتور و دینامیکهای رتور و فیلتر سمت شبکه می‌توان با بهبود عملکرد حلقه‌های کنترل داخلی RSC و GSC، حد پایداری مدهای استاتور را افزایش داد. این هدف می‌تواند با به کارگیری کنترل غیر خطی به عنوان جایگزین کنترل‌کننده‌های PI مؤلفه‌های جریان رتور و فیلتر سمت شبکه تحقق یابد، چرا که دینامیکهای رتور و فیلتر سمت شبکه بدون لحاظ جبران‌سازهای پیشرو غیرخطی‌اند و سازگاری بیشتری با مفهوم غیرخطی کنترل دارند و عملکرد دینامیکی مقاوم‌تری با استفاده از کنترل‌کننده‌ی غیرخطی حاصل می‌شود. استراتژی FBC به دلیل سودمندی در تولید مسیر روان و نرم انتخاب شده است. این روش برای کنترل سیستم‌های غیرخطی در دو سطح تولید و تعقیب مسیر مطلوب به خوبی پذیرفته شده است و هدایت سیستم به سمت مقادیر مطلوب با ملاحظه‌ی قیود سیستم را به خوبی حاصل می‌کند. در حقیقت در این برنامه‌ی کنترلی، رفتار متغیرهای حالت سیستم می‌تواند براساس مسیرهای داده شده طرح ریزی شود [۱۲]. سیستم‌های مسطح ابتدا توسط فلیس و همکاران<sup>۱۱</sup> در سال ۱۹۹۵ با به کارگیری فرمول بندی جبر دیفرانسیل معرفی شد [۱۳]. در جبر دیفرانسیل یک سیستم به عنوان یک حوزه‌ی دیفرانسیلی که به وسیله‌ی مجموعه‌ای از متغیرها تولید می‌شود، شناخته می‌شود. سیستم را مسطح<sup>۱۱</sup> گویند اگر بتوان مجموعه‌ای از متغیرها را یافت (با عنوان خروجی مسطح<sup>۱۲</sup>)، به گونه‌ای که همه‌ی حالت‌ها و ورودی‌ها بتوانند بدون انتگرال گیری بر حسب این خروجی‌ها تعیین شوند [۱۲].

مشابه بخش قبل از مقایسه‌ی قانون کنترل (۴۰) و معادله مشخصه‌ی مرتبه ۲ استاندارد، ضرائب کنترل استراتژی FBC برای حلقه‌های کنترل فیلتر شبکه به دست می‌آید:

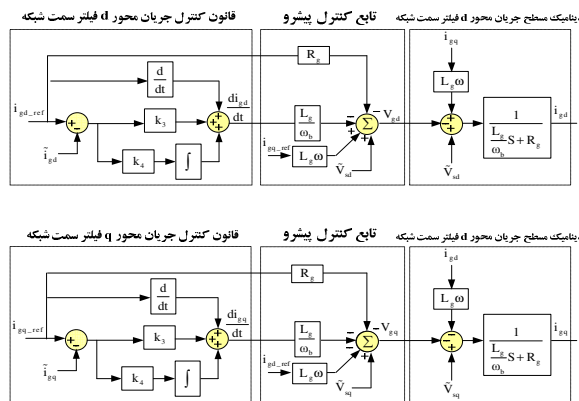
$$\begin{cases} K_3 = 2\zeta\omega_n \\ K_4 = \omega_n^2 \end{cases} \quad (41)$$

شرط پایداری دینامیک‌های جریان فیلتر سمت شبکه به صورت  $k_3, k_4 \geq 0$  ( $\zeta, \omega_n \geq 0$ ) است چرا که برقراری این شرط به معنی پایدار بودن خروجی مسطح  $y_3$  و  $y_4$  است و لذا چون متغیرهای حالت برحسب خروجی مسطح بیان شده‌اند، پس پایدار خواهند بود. با اعمال قوانین کنترل (۴۰) در عبارات پیشرو (۳۹) ولتاژ کنترل فیلتر سمت شبکه در استراتژی FBC به صورت زیر است:

در برابر نویز اندازه‌گیری و خطاها در مقایسه با ساختار کنترل PI کمتر است. همچنین در ساختار FBC با حصول تعقیب به طور کامل، بدون نیاز به سیگنالهای فیدبک decoupling جملات تزویج عرضی را نتیجه می‌دهد در حالی که در کنترل برداری با PI برای decoupling به فیدبک نیاز داریم. شکل (۶) حلقه‌ی کنترل مؤلفه‌های dq جریان رتور مبتنی بر Flatness را نشان می‌دهد.

**۴-۲- FBC پیشنهاد شده برای حلقه‌های کنترل فیلتر شبکه**  
در این قسمت حلقه‌های کنترل غیرخطی مربوط به جریانهای فیلتر سمت شبکه ارائه می‌شود. مؤلفه‌های dq جریان فیلتر سمت شبکه به عنوان خروجی‌های مسطح انتخاب شده‌اند:

$$y = [y_3 \quad y_4]^T = [i_{gd} \quad i_{gq}]^T = \phi(x_3, x_4) \quad (38)$$



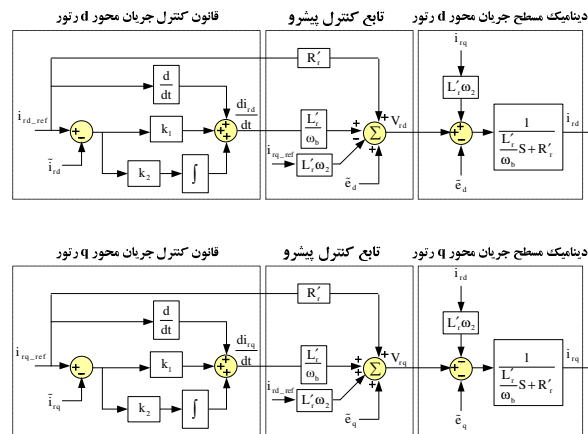
شکل (۷): دیاگرام کنترل مبتنی بر Flatness بخش فیلتر شبکه  
Fig. (7): Diagram of grid filter flatness based controller

$$\begin{aligned} V_{gdq-ref} = & -\frac{L_g}{\omega_b} \left[ (di_{gdq-ref}/dt) + K_3 (i_{gdq-ref} - i_{gdq}) \right. \\ & \left. + K_4 \int_0^t (i_{gdq-ref} - i_{gdq}) d\tau \right] \\ & - R_g i_{gdq-ref} - j\omega L_g i_{rdq-ref} + V_{sdq} \end{aligned} \quad (42)$$

شکل (۷) حلقه‌ی کنترل مؤلفه‌های dq جریان فیلتر سمت شبکه مبتنی بر Flatness را نشان می‌دهد.

### ۵- نتایج شبیه سازی

در این بخش نتایج شبیه‌سازی حوزه‌ی زمان سیستم توربین باد مبتنی بر DFIG شکل (۱) با پارامترهای داده شده در پیوست ارائه می‌شود. مطالعه‌ی حوزه‌ی زمان نمایشی از رفتار دینامیکی DFIG است. شبیه‌سازی‌ها به طور همزمان برای هر دو حالت به کارگیری کنترل کننده‌ی خطی و کنترل غیرخطی، به منظور اعتبار سنجی عملکرد کنترل کننده‌ی غیر خطی در شرایط کمبود ولتاژ انجام شده است و نتایج برای کمیت‌های مهم DFIG به نمایش در آمده است. مبنای شبیه‌سازی حوزه‌ی زمان در این قسمت معادلات دینامیکی سیگنال بزرگ توربین باد DFIG است که در بخش (۲) به طور کامل ارائه



شکل (۶): دیاگرام کنترل مبتنی بر Flatness بخش رتور  
Fig. (6): Diagram of rotor flatness based controller

از معادله‌ی (۱۳) ورودیهای کنترل فیلتر سمت شبکه برابریند با:

$$\begin{cases} V_{gd} = -\frac{L_g}{\omega_b} \dot{y}_3 - R_g y_3 + \omega L_g y_4 + V_{sd} \\ V_{gq} = -\frac{L_g}{\omega_b} \dot{y}_4 - R_g y_4 - \omega L_g y_3 + V_{sq} \end{cases} \quad (39)$$

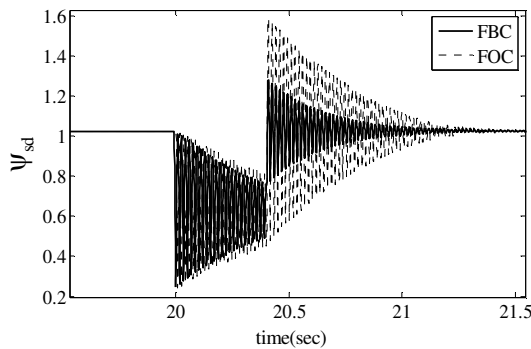
همان طور که از روابط (۳۸) و (۳۹) مشاهده می‌شود، بردار حالت و بردار ورودی دینامیک‌های فیلتر سمت شبکه برحسب خروجی‌های مسطح  $y_3$  و  $y_4$  به دست آمده‌اند و بنابراین بخش غیرخطی فیلتر سمت شبکه‌ی DFIG نیز مسطح است و می‌توان این بخش را با اعمال استراتژی کنترل غیرخطی Flatness کنترل نمود. قانون کنترل برای تضمین همگرایی خروجیهای مسطح فیلتر شبکه به سمت مقادیر مرجعشان ( $i_{gd-ref}$  و  $i_{gq-ref}$ ) به صورت زیر است:

$$\begin{aligned} & ((di_{gdq}/dt) - (di_{gdq-ref}/dt)) + K_3 (i_{gdq} - i_{gdq-ref}) \\ & + K_4 \int_0^t (i_{gdq} - i_{gdq-ref}) d\tau = 0 \end{aligned} \quad (40)$$



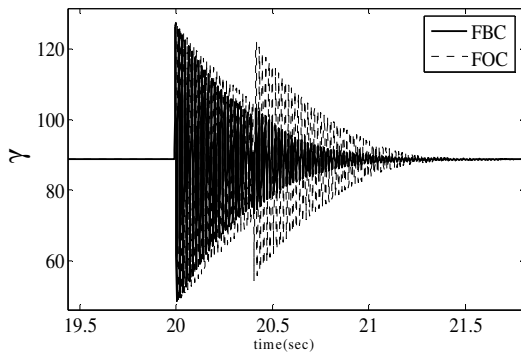
برای بخش شبیه‌سازی، کمبود ولتاژ سه فاز ۴۰٪ با طول زمان ۴۰۰ میلی ثانیه در زمان ۲۰ ثانیه در ترمینال DFIG اعمال شده است. شکل (۸) و (۹) رفتار گذرای مؤلفه‌های dq رتور در حین کمبود ولتاژ ترمینال DFIG را نشان می‌دهند. همان طور که مشاهده می‌کنید رفتار پس از خطای مؤلفه‌های جریان رتور بهبود یافته است و کاهش نوسانات این مؤلفه‌ها با FBC را شاهد هستیم. منشأ این نوسانات شار پیوندی استاتور می‌باشد و همان طور که در شکل (۱۰) و (۱۱) مشاهده می‌کنید مدهای استاتور با توسعه‌ی کنترل‌کننده‌ی غیرخطی پایدارتر شده‌اند. در واقع استراتژی غیرخطی FBC به دلیل سازگاری بیشتر با دینامیک‌های غیرخطی رتور و فیلتر سمت شبکه در شرایط تغییر نقطه تعادل و بهبود گذرای مؤلفه‌های dq جریان رتور و فیلتر سمت شبکه، موجب افزایش حد پایداری دینامیک‌های میرایی ضعیف استاتور شده است.

گردید. توجه شود که نتایج برای کنترل‌کننده‌ی غیر خطی با جایگزین کردن معادلات مربوط به استراتژی FBC به جای معادلات کنترل‌کننده‌ی خطی بخش رتور و فیلتر سمت شبکه حاصل می‌شود. پارامترهای مربوط به کنترل‌کننده‌های PI ( $K_p^{\omega}, K_p^{\omega}, K_p^{P.F}, K_p^{P.F}, K_1^{\omega}, K_1^{\omega}, K_1^{P.F}, K_1^{P.F}$ ) و ساختار FBC ( $K_1, K_2, K_3, K_4$ ) در پیوست آمده است. نتایج در حالت استفاده از کنترل غیر خطی (FBC) با نتایج کنترل برداری معمولی ( $FOC^{13}$ ) به طور همزمان نمایش داده شده‌اند و موفقیت آمیز بودن استراتژی کنترل غیرخطی در بهبود رفتار گذرای DFIG در مقایسه با کنترل خطی معمولی تحت شرایط کمبود ولتاژ نشان داده شده است. مقدار مرجع توان راکتیو مبدل RSC برابر صفر (ضریب توان واحد) تنظیم شده و  $P_{N-ref}$  برابر ۱ پریونیت در نظر گرفته شده است.



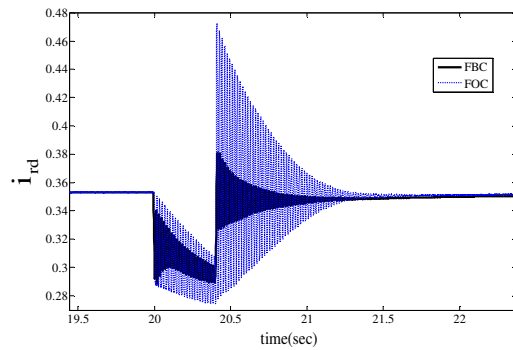
شکل (۱۰): پاسخ حوزه‌ی زمان شار استاتور با کمبود ولتاژ سه فاز ۴۰٪ در لحظه‌ی ۲۰ ثانیه با طول زمان ۴۰۰ میلی ثانیه

Fig. (10): Time domain response of stator flux under 40% voltage dip with duration of 400 ms, at t=20 sec



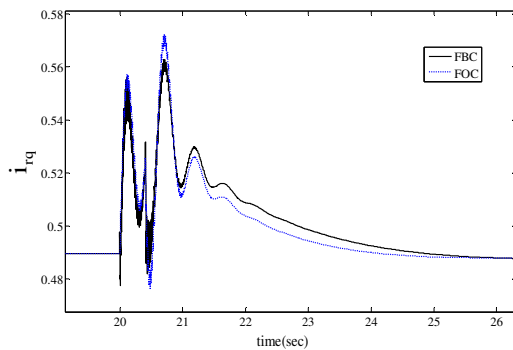
شکل (۱۱): پاسخ حوزه‌ی زمان زاویه‌ی شار استاتور با کمبود ولتاژ سه فاز ۴۰٪ در لحظه‌ی ۲۰ ثانیه با طول زمان ۴۰۰ میلی ثانیه

Fig. (11): Time domain response of stator flux angle under 40% voltage dip with duration of 400 ms, at t=20 sec



شکل (۸): پاسخ حوزه‌ی زمان مؤلفه‌ی محور d جریان رتور با کمبود ولتاژ سه فاز ۴۰٪ در لحظه‌ی ۲۰ ثانیه با طول زمان ۴۰۰ میلی ثانیه

Fig. (8): Time domain response of d-axis rotor current under 40% voltage dip with duration of 400 ms, at t=20 sec



شکل (۹): پاسخ حوزه‌ی زمان مؤلفه‌ی محور q جریان رتور با کمبود ولتاژ سه فاز ۴۰٪ در لحظه‌ی ۲۰ ثانیه با طول زمان ۴۰۰ میلی ثانیه

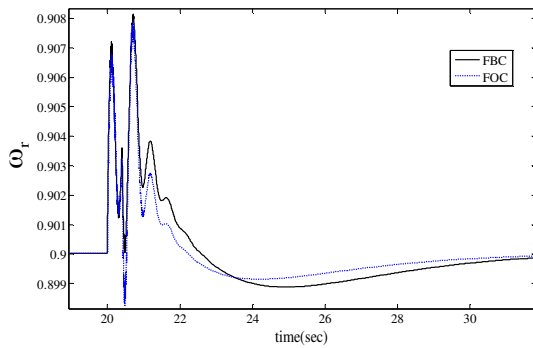
Fig. (9): Time domain response of q-axis rotor current under 40% voltage dip with duration of 400 ms, at t=20 sec

شده است. همان طور که ملاحظه می‌کنید، با به کارگیری کنترل غیرخطی مقادیر حداکثر و زمان رسیدن به وضعیت تعادل پس از رفع خطا در متغیرهای حالت کاهش می‌یابد.

#### ۶- نتیجه گیری

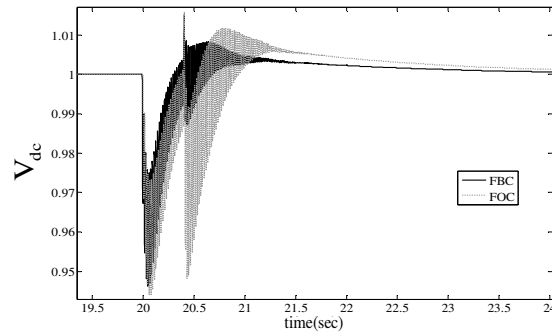
با انجام تحلیل سیگنال کوچک روی مدل جامع سیستم توربین باد مبتنی بر DFIG متصل به باس بینهایت، فعل و انفعالات دینامیکی مدهای سیستم مورد مطالعه قرار گرفت. مدهای میرایی ضعیف استاتور که مربوط به دینامیک‌های غیرخطی استاتور می‌شوند، به عنوان اثر گذارترین مدها در تعیین رفتار گذرای DFIG در شرایط کمبود ولتاژ ترمینال ژنراتور شناخته شدند.

شکل (۱۲) و (۱۳) به ترتیب رفتار ولتاژ واسط dc و مؤلفه‌ی q جریان فیلتر سمت شبکه را نشان می‌دهد. نوسانات ولتاژ خازن در مدار واسط dc دو مبدل قدرت از این جهت که تعیین‌کننده ظرفیت نامی مبدل‌ها می‌باشد، دارای اهمیت است. هر چه نوسانات ولتاژ خازن، در شرایط اختلال بیشتر باشد، مبدل با ظرفیت بالاتری نیاز است و اگر نوسانات ولتاژ dc از حد مجاز ظرفیت مبدل‌ها بالاتر رود مبدل‌ها از مدار خارج می‌شوند و قادر به ادامه‌ی بهره‌برداری نخواهند بود. با توجه به شکل (۱۲) مشاهده می‌شود که نوسانات ولتاژ واسط dc دو مبدل با کنترل مبتنی بر Flatness کاهش یافته است. البته باید توجه داشت که به دلیل ظرفیت محدود RSC جبران کامل ولتاژهای BEMF در طول خطاهای کمبود ولتاژ عملاً امکان پذیر نخواهد بود.



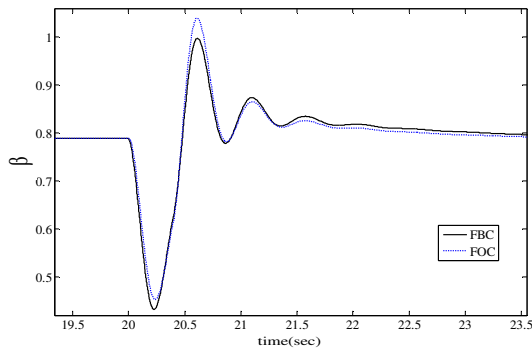
شکل (۱۴): پاسخ حوزه‌ی زمان سرعت رتور با کمبود ولتاژ سه فاز ۴۰٪ در لحظه‌ی ۲۰ ثانیه با طول زمان ۴۰۰ میلی ثانیه

Fig. (14): Time domain response of rotor speed under 40% voltage dip with duration of 400 ms, at t=20 sec



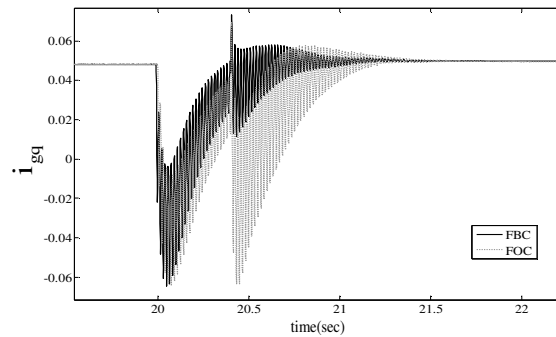
شکل (۱۲): پاسخ حوزه‌ی زمان ولتاژ واسط dc با کمبود ولتاژ سه فاز ۴۰٪ در لحظه‌ی ۲۰ ثانیه با طول زمان ۴۰۰ میلی ثانیه

Fig. (12): Time domain response of dc link voltage under 40% voltage dip with duration of 400 ms, at t=20 sec



شکل (۱۵): پاسخ حوزه‌ی زمان زاویه‌ی پیچش محور توربین باد با کمبود ولتاژ سه فاز ۴۰٪ در لحظه‌ی ۲۰ ثانیه با طول زمان ۴۰۰ میلی ثانیه

Fig. (15): Time domain response of wind turbine shaft twist angle under 40% voltage dip with duration of 400 ms, at t=20 sec



شکل (۱۳): پاسخ حوزه‌ی زمان مؤلفه‌ی محور q جریان فیلتر سمت شبکه با کمبود ولتاژ سه فاز ۴۰٪ در لحظه‌ی ۲۰ ثانیه با طول زمان ۴۰۰ میلی ثانیه

Fig. (13): Time domain response of q-axis grid side filter current under 40% voltage dip with duration of 400 ms, at t=20 sec

با انجام تحلیل پایداری دینامیک‌های الکتریکی DFIG مشخص شد حد پایداری دینامیک‌های غیرخطی استاتور وابسته به شرایط بهره

سرعت خروجی ژنراتور DFIG و زاویه‌ی پیچش محور توربین باد در حین کمبود ولتاژ شبکه به ترتیب در شکل‌های (۱۴) و (۱۵) نشان

ج- ضرائب مشارکت مد آام:

$$P_{ki} = \frac{|\Psi_{ik}| |\Phi_{ik}|}{\sum_{k=1}^n |\Psi_{ik}| |\Phi_{ik}|} \quad (1-ج)$$

$P_{ki}$ : درصد مشارکت  $k$  امین متغیر حالت در  $i$  امین مقدار ویژه

$\Psi_{ik}$ :  $k$  امین عنصر بردار ویژهی چپ برای مود  $i$  ام

$\Phi_{ik}$ :  $k$  امین عنصر بردار ویژهی راست برای مود  $i$  ام

د- درایه های ماتریس حالت دینامیکهای صفر:

$$a_{11} = -\omega_b \left( \frac{R_s + R_e}{L_s + L_e} + \frac{(L_s i_{qg0} - L_m i_{qr0}) L_e}{A} \omega \right) \quad (1-د)$$

$$a_{12} = \frac{\omega_b L_s}{L_s + L_e} \left[ \frac{(L_s i_{qg0} - L_m i_{qr0}) L_e V_{inf} \cos \gamma_0}{A} \right. \quad (2-د)$$

$$\left. -V_{inf} \sin \gamma_0 \right] \quad (3-د)$$

$$a_{21} = \frac{\omega_b (L_s + L_e)}{A} \omega \quad (3-د)$$

$$a_{22} = \frac{-\omega_b (L_s V_{inf} \cos \gamma_0)}{A} \quad (4-د)$$

$$A = (L_s + L_e) \Psi_{ds0} + L_e (L_s i_{dg0} - L_m i_{dr0}) \quad (5-د)$$

ه- پارامترهای کنترل کنندهی Flatness در فصل چهارم:

$K_2 = 4225$	$K_1 = 110.5$
$K_4 = 90000$	$K_3 = 420$

برداری متغیرهای حالت جریان رتور و فیلتر سمت شبکه است. با لحاظ وابستگی بین دینامیکهای استاتور و دینامیکهای رتور و فیلتر سمت شبکه، ساختار FBC برای حلقه‌های کنترل رتور و فیلتر سمت شبکه به جای کنترل کنندهی خطی PI مورد استفاده قرار گرفت. نتایج شبیه سازی نوسانات کاهش یافتهی دینامیکهای رتور و فیلتر سمت شبکه و متعاقباً بهبود پایداری مدهای بحرانی DFIG (دینامیک استاتور) در شرایط کمبود گذرا را نشان می‌دهند. ساختار کنترل غیرخطی در مقایسه با کنترل برداری مرسوم عملکرد گذرای DFIG پس از برطرف شدن کمبود ولتاژ ترمینال را بهبود داده است.

پی‌نوشت:

1. Doubly Fed Induction Generator
2. Pulse Width Modulation
3. Rotor Side Converter
4. Grid Side Converter
5. Back Electric Motive Force
6. Proportional Integral
7. Cross Coupling
8. Drive Train
9. Feedback Linearizable
10. Fliess et al
11. Flat
12. Flat Output
13. Field Oriented Control

پیوست

الف- پارامترهای توربین باد DFIG  $1.76MW, 575v, 60Hz$

$R_g = 0.003(\text{pu})$	$L_g = 0.3(\text{pu})$
$R_e = 0.05(\text{pu})$	$L_e = 0.05(\text{pu})$
$R_s = 0.00706(\text{pu})$	$L_s = .07(\text{pu})$
$R_r = 0.005(\text{pu})$	$L_r = 3.056(\text{pu})$
$\omega_s = 1(\text{pu})$	$L_m = 2.9(\text{pu})$
$D = 1.2(\text{pu})$	$K_s = 0.6(\text{pu / elec.rad})$
$H_r = 0.75\text{s}$	$H_l = 4.3\text{s}$

ب- پارامترهای کنترل کننده های PI و ورود برای بخش ۱-۳:

$K_I^{Idq} = 1.25$	$K_P^{Idq} = 0.625$
$K_I^{Gdq} = 1.25$	$K_P^{Gdq} = 1.25$
$K_I^{P.F} = 1.25$	$K_P^{P.F} = 1.25$
$K_I^\omega = 2.5$	$K_P^\omega = 10$
$K_I^{Vdc} = 1.25$	$K_P^{Vdc} = 2.5$
$V_w = 9 \text{ (m/s)}, V_{dc-ref} = V_\infty = 1 \text{ pu}, Q_{s-ref} = i_{gd-ref} = 0 \text{ pu}$	

### References

- [1] GWEC. 2012. Global Wind Energy Council. Available from: <http://www.gwec.net>.
- [2] M. Tazil, V. Kumar, R.C. Bansal, S. Kong, Z.Y. Dong, W. Freitas, H.D. Mathur, "Three-phase doubly fed induction generators: an overview", IET Elec. Pow. Appl., No.4, pp.75-89, 2010.
- [3] A. Petersson, L.Harnefors, T. Thiringer, "Evaluation of current control methods for wind turbines using doubly-fed induction machines", IEEE Trans. Pow. Elec., Vol. 20, No. 1, pp. 227-235, 2005.
- [4] M. Rahimi, M. Parniani, "Transient performance improvement of wind turbine with doubly fed induction generators using nonlinear control strategy", IEEE Trans. Energy Conv., Vol. 25, No. 2, pp.514-525, 2010.
- [5] L. Yang, G.Y. Yang, Z. Xu, Z.Y. Dong, K.P. Wong, X. Ma, "Optimal controller design of a doubly-fed induction generator wind turbine system for small signal stability enhancement", IET Gen., Trans. and Dis., No.4, pp.579-597, 2010.
- [6] J.P.A. Vieira, M.V.A. Nunes, U.H. Bezerra, A.C. Nascimento, "Designing optimal controllers for DFIGs using a genetic algorithm", IET Gen., Trans. and Dist., No.3, pp. 472-484, 2009.
- [7] X.P. Wu, K. Zhang, P. Ju. Godfrey, "Small signal stability analysis and optimal control of a wind turbine with doubly fed induction generator", IET Gen., Trans. and Dist., No.1, pp. 751-760, 2007.
- [8] Y. Mishra, S. Mishra, M. Tripath, N. Senroy, Z. Dong, "Improving stability of a DFIG-based wind power system with tuned damping controller", IEEE Trans. Ene. Con., Vol. 24, No. 3, pp. 650-660, 2009.
- [9] M.H. Variani, K. Tomsovic, "Distributed automatic generation control using flatness-based approach for high penetration of wind generation", IEEE Trans. Power Sys., Vol. 1, No.1, pp. 1-8, 2013.
- [10] P. Ledesma, J. Usaola, "Doubly fed induction generator model for transient stability analysis", IEEE Trans. Ene. Con., Vol. 20, No. 2, pp.388-397, 2005.
- [11] T. Ackerman, Wind Power in Power Systems. New York: Wiley, 2005.
- [12] A. Houari, H. Renaudineau, J.P. Martin, S. Pierfederici, F. MeibodyTabar, "Flatness-based control of three-phase inverter with output LC filter", IEEE Trans. Ind. Elec., Vol. 59, No.7, pp. 2890-2897, 2012.
- [13] M. Fliess, J.L. Evine, P.H. Martin, P. Rouchon, "Flatness and defect of nonlinear systems: Introductory theory and examples", Int. J. Cont., No. 6, pp. 1327-1361, 1995.