

کنترل برداری بدون سنسور DFIG با رویتگر MRAS بر اساس جریان روتور در شرایط افت ولتاژ نامتعادل شبکه

عبدالمجید حسینی و رضا کیانی نژاد

روش‌های کنترل DFIG را می‌توان به دو گروه تقسیم کرد: با سنسور و بدون سنسور. الگوریتم‌های کنترل DFIG به کمیت‌های سرعت و موقعیت روتور نیاز دارد. روش‌های با سنسور، سرعت و موقعیت روتور را با اندازه‌گیری به دست آورده و به سیستم کنترل اعمال می‌کنند [۲] و [۳]. سنسورهای موقعیت و سرعت دارای معایبی هستند از قبیل نیاز به تعمیر و نگهداری، قیمت بالا، آسیب‌پذیری کابل ارتباطی بین سنسور و تابلوی کنترل، لذا کنترل برداری بدون استفاده از سنسور رواج پیدا کرده است. مقاله‌های مربوط به روش‌های کنترلی بدون سنسور سه دسته‌اند [۴: الف) روش‌های بدون سنسور حلقه باز، ب) روش‌های مبتنی بر MRAS و ج) روش‌های بدون سنسور دیگر (از قبیل PLL). مراجع [۵] تا [۹] با روش بدون سنسور حلقه باز، موقعیت روتور را با استفاده از مقایسه جریان تخمینی روتور با جریان اندازه‌گیری آن به دست آورده‌اند. روش حلقه باز فقط بر اساس تخمین جریان روتور بنا نشده، بلکه در [۱۰] رویتگری بر اساس i_m پیشنهاد شده و همچنین در [۱۱] رویتگری بر اساس شار روتور پیشنهاد گردیده که عیب این روش آن است که سرعت روتور از مشتق‌گیری θ_{slip} تخمینی به دست می‌آید، لذا نویز فرکانس بالا می‌تواند تقویت شود. مرجع [۱۲] اولین مقاله‌ای است که روش MRAS را برای کنترل بدون سنسور ماشین القایی قفس سنجایی مطرح کرد. در این مقاله، طراحی رویتگر بحث شده و یک مدل سیگنال کوچک نیز پیشنهاد شده است.

مراجع [۱۳] و [۱۴] اولین مقالاتی است که MRAS را برای کنترل‌کننده بدون سنسور DFIG به کار برده‌اند ولی در مورد دینامیک رویتگر، پروسه طراحی کنترل‌کننده، دقت تخمین بدون سنسور و حساسیت به تغییر پارامترهای ماشین ذکری به میان نیاورده است. متغیر تخمینی در [۱۵] عبارت است از شار استاتور. در مقاله بالا مدل سیگنال کوچک، حساسیت به تغییر پارامترهای ماشین و همچنین پروسه طراحی یک رویتگر MRAS ارائه شده است. همچنین جریان مغناطیس‌کننده مورد نیاز کاملاً از طرف شبکه تأمین می‌شود و لذا رویتگر پیشنهادی، سرعت روتور را به خوبی تخمین نمی‌زند.

در [۱۶] و [۱۷] یک رویتگر MRAS بر اساس جریان روتور i_r (RCMO) پیشنهاد شده که هم برای حالت جزیره‌ای و هم برای حالت متصل به شبکه قابل اعمال است. مزیت RCMO بر دیگر رویتگرهای MRAS این است که آن را می‌توان برای کنترل DFIG متصل به شبکه به کار برد. به عبارتی دیگر از آنجا که جریان مغناطیس‌کننده کاملاً از استاتور تأمین می‌شود اگر $i_{dr} = 0$ باشد چون i_r مخالف صفر است پس سیستم ناپایدار نمی‌شود. مزیت دیگر RCMO آن است که برای سنکرون کردن DFIG با شبکه مناسب است.

مراجع [۱۸] و [۱۹] روش جدیدی ارائه کرده‌اند که i_r را با رویتگر

چکیده: در این مقاله یک کنترل‌کننده بدون سنسور برای ژنراتور القایی از دو سو تغذیه DFIG در شرایط نامتعادلی ولتاژ شبکه طراحی شده و به جای اندازه‌گیری سرعت و زاویه روتور از تخمین آنها با RCMO استفاده شده است. ولتاژ نامتعادل شبکه، باعث ایجاد مؤلفه منفی ولتاژ و جریان DFIG می‌شود. توالی‌های مثبت و منفی مدل DFIG در چارچوب مرجع سنکرون در نظر گرفته شده‌اند. تغییر در توان مرجع اکتیو و راکتیو DFIG، یعنی P و Q با وجود مؤلفه منفی ولتاژ و جریان تعریف شده و دنباله‌روی توان تولیدی از مرجع تحقیق شده است. در این مقاله هدف سیستم کنترلی، حذف نوسان‌های جریان روتور می‌باشد و بدین منظور دو کنترل‌کننده در چارچوب مرجع استاتور dq برای هر یک از مؤلفه‌های مثبت و منفی در نظر گرفته شده که بتواند کنترل دقیق و صحیحی بر روی مؤلفه‌های جریان روتور (مؤلفه مثبت و منفی) ایجاد کند. برای ارزیابی الگوریتم پیشنهادی، شبیه‌سازی بر روی یک سیستم DFIG، ۲ MW در محیط نرم‌افزار MATLAB/Simulink انجام شده است. نتایج به دست آمده از شبیه‌سازی نشان می‌دهد الگوریتم کنترل برداری بدون سنسور پیشنهادی با وجود نامتعادلی ولتاژ شبکه، به خوبی سرعت و موقعیت روتور را تخمین زده و به علاوه همچون کنترل با سنسور، توان‌های مورد نیاز شبکه را نیز تأمین می‌کند.

کلیدواژه: کنترل برداری، بدون سنسور، توان اکتیو و راکتیو، DFIG، RCMO.

۱- مقدمه

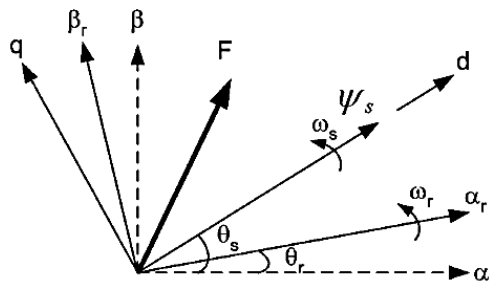
در سال‌های اخیر ظرفیت نیروگاه‌های بادی نصب‌شده رشد روزافزونی داشته و باعث افزایش تولید انرژی الکتریکی از باد شده است. ژنراتورهای به کار رفته در نیروگاه‌های بادی عبارتند از القایی (شامل القایی قفس-سنجایی و القایی از دو سو تغذیه) و سنکرون (شامل سنکرون مغناطیس دایم و سنکرون با تحریک روتور) [۱]. ژنراتور القایی از دو سو تغذیه $DFIG^1$ به دلیل مزایای فراوان آن، پرکاربردترین ژنراتور بادی شده است که از مزایای آن می‌توان به انعطاف‌پذیری (سرعت متغیر با فرکانس ثابت بهره‌برداری)، کوچک‌تر بودن مبدل (در حدود ۳۰٪ توان ژنراتور)، مقاوم‌بودن در برابر تغییر پارامترها، مشخصه PQ چهارناحیه‌ای، قیمت کمتر و تلفات پایین‌تر اشاره کرد. اما علی‌رغم نفوذ زیاد DFIG در شبکه‌های الکتریکی، هنوز هم مشکلات زیادی از قبیل پایداری و کیفیت توان شبکه، قابلیت غلبه بر افت ولتاژ و اتصال کوتاه و عدم تعادل فازها، کارکرد بدون سنسور و $MPPT^2$ وجود دارد.

این مقاله در تاریخ ۵ تیر ماه ۱۳۹۵ دریافت و در تاریخ ۱۵ آذر ماه ۱۳۹۵ بازنگری شد.

عبدالمجید حسینی، گروه برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه شهید چمران اهواز، اهواز، (email: hasani@acecr.ac.ir).

رضا کیانی‌نژاد، گروه برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه شهید چمران اهواز، اهواز، (email: reza.kiani@scu.ac.ir).

1. Doubly Fed Induction Generator
2. Maximum Power Point Tracking



شکل ۳: نمودار برداری شار استاتور.

۲- مدل دینامیکی DFIG

مدار معادل DFIG را می‌توان در چارچوب مرجع‌های مختلفی مثل چارچوب مرجع ثابت، چارچوب مرجع روتور یا چارچوب مرجع سنکرون تعریف کرد. این چارچوب مرجع می‌تواند روی ولتاژ استاتور یا شار استاتور قرار گیرد. مدار معادل DFIG در چارچوب مرجع دلخواه که با سرعت ω می‌چرخد در شکل ۲ آمده [۲۳] و شار استاتور طبق شکل عبارت است از

$$\begin{cases} \psi_s = L_s I_s + L_m I_r \\ \psi_r = L_r I_r + L_m I_s \end{cases} \quad (۱)$$

از شکل ۲ و V_s و V_r در چارچوب مرجع دلخواه عبارت است از

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\psi_s}{dt} + j\omega\psi_s \quad (۲)$$

$$V_r = R_r I_r + \frac{d\psi_r}{dt} + j(\omega - \omega_r)\psi_r \quad (۳)$$

شار روتور و جریان استاتور از (۱) عبارت است از

$$\begin{cases} \psi_r = \frac{L_m}{L_s} \psi_s + \sigma L_r I_r \\ I_s = \frac{1}{L_s} (\psi_s - L_m I_r) \end{cases} \quad (۴)$$

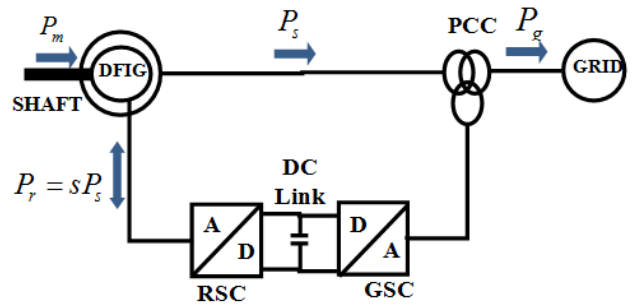
که $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ عبارت است از ضریب نشتی. با جایگذاری (۴) در (۳) ولتاژ روتور در چارچوب مرجع دلخواه عبارت است از

$$V_r = R_r I_r + \sigma L_r \frac{dI_r}{dt} + \frac{L_m}{L_s} \frac{d\psi_s}{dt} + j(\omega - \omega_r)(\sigma L_r I_r + \frac{L_m}{L_s} \psi_s) \quad (۵)$$

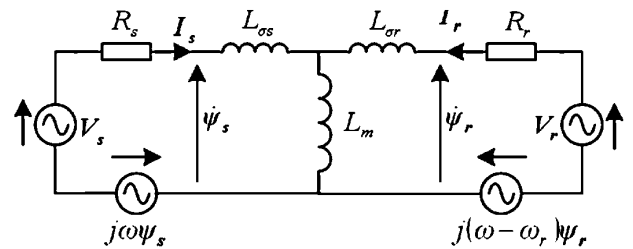
بر اساس مدار معادل DFIG و معادلات حاکم بر آن، معادلات حالت آن را در دو حالت اتصال به شبکه با ولتاژ متعادل و اتصال به شبکه با ولتاژ نامتعادل به دست می‌آوریم. زیرا در تغذیه با افت ولتاژ نامتعادل، مدل توالی مثبت به تنهایی پاسخ‌گویی رفتار ماشین نمی‌باشد و به همین علت استفاده هم‌زمان از مدل‌های توالی مثبت و منفی برای تحلیل رفتار ماشین‌های الکتریکی ضروری است.

۲-۱ معادله حالت در شبکه با ولتاژ متعادل

مدل DFIG در شرایط اتصال به شبکه با ولتاژ متعادل به این قرار است که اگر محور d مربوط به چارچوب مرجع بر روی شار استاتور که با سرعت ω_s می‌چرخد قرار گیرد در این صورت می‌توان روابط V_s و V_r در چارچوب مرجع جدید را با جایگزینی ω_s به جای ω در (۲) و (۳) و (۵) به دست آورد. شکل ۳ نمودار برداری متغیر F را نشان می‌دهد.



شکل ۱: نیروگاه بادی DFIG متصل به شبکه.



شکل ۲: مدار معادل DFIG در چارچوب مرجع دلخواه.

MRAS بر پایه گشتاور به دست آورده است (TBMO) در [۲۰] و [۲۱] کنترل بدون سنسور PLL پیشنهاد شده ولی تست عملی نشده است. بر اساس نتیجه [۲۲] مقبول‌ترین روش کنترل بدون سنسور DFIG، طرح RCMO است که پاسخ مناسبی را از DFIG فراهم می‌کند. در این مقاله تصریح شده که کمتر مقاله‌ای در مورد کنترل بدون سنسور DFIG در شرایط افت ولتاژ نامتعادل تحقیق کرده است. مقالات، بیشتر روش بدون سنسور RCMO را در حالت کار نرمال یعنی در حالت بدون افت ولتاژ شبکه متصل به DFIG بررسی و شبیه‌سازی کرده اند. در [۲۳] در شرایط افت ولتاژ نامتعادل شبکه، دو کنترل‌کننده یکی برای مؤلفه مثبت و دیگری برای مؤلفه منفی طراحی و برای کنترل با سنسور RSC اعمال شده است.

این مقاله، روشی جدید برای کنترل بدون سنسور DFIG با RCMO در شرایط افت ولتاژ نامتعادل شبکه ارائه می‌دهد و به جای اندازه‌گیری سرعت و زاویه روتور از تخمین آنها با RCMO استفاده شده است. با استفاده از مدل DFIG در شرایط افت ولتاژ نامتعادل، روابط توان‌های اکتیو و راکتیو با مؤلفه‌های مثبت و منفی ولتاژها و جریان‌ها بیان شده است. بر اساس هدف کنترلی تعریف‌شده، مؤلفه‌های جریان‌های مرجع روتور تعیین شده و سپس چهار کنترل‌کننده مؤلفه‌های مثبت و منفی با توجه به سرعت و زاویه تخمینی روتور طراحی می‌شود. خروجی این کنترل‌کننده‌ها عبارت است از ولتاژ اعمالی به RSC. در این مقاله فرض بر آن است که ولتاژ شبکه نامتعادل بوده و از کنترل برداری برای کنترل RSC استفاده شده است و کنترل GSC مد نظر نیست. شکل ۱ نمایی از یک ژنراتور از دو سو تغذیه متصل به شبکه را نشان می‌دهد.

این مقاله در پنج بخش تنظیم شده است: در بخش دوم مدل DFIG تشریح می‌شود. بخش سوم الگوریتم کنترل DFIG را در حالت متعادل و نامتعادل بیان می‌کند. بخش چهارم الگوریتم کنترل بدون سنسور سرعت و موقعیت روتور را ارائه می‌دهد. در بخش پنجم، شبیه‌سازی و نتایج آن نشان داده شده و سرانجام در بخش ششم، نتیجه‌گیری و پیشنهادات ارائه گردیده است.

با فرض اين كه مؤلفه‌هاى توالى صفر وجود نداشته باشد مقادير سه‌فاز شبكه مثل ولتاژ، جريان و شار شبكه در شرايط نامتعادلى به دو مؤلفه توالى مثبت و منفى تجزيه مى‌شود. ولتاژ، جريان و شار در چارچوب مرجع ثابت $\alpha\beta$ را مى‌توان به مؤلفه‌هاى توالى مثبت و منفى زير تجزيه كرد [۱۲]

$$F_{\alpha\beta}(t) = F_{\alpha\beta+}(t) + F_{\alpha\beta-}(t) = |F_{\alpha\beta+}| e^{j(\omega_s t + \varphi_+)} + |F_{\alpha\beta-}| e^{-j(\omega_s t + \varphi_-)} \quad (۱۱)$$

كه φ_+ و φ_- شيفت فاز مربوط به مؤلفه‌هاى مثبت و منفى است. همان طور كه در شكل ۴ نشان داده شده است در چارچوب مرجع مثبت dq^+ محور d^+ بر روى شار مثبت استاتور قرار گرفته كه با سرعت ω_s مى‌چرخد در حالى كه براى چارچوب مرجع dq^- محور d^- با سرعت زاويه‌اى $-\omega_s$ مى‌چرخد و زاويه فاز آن نسبت به محور α عبارت است از $-\theta_s$. طبق شكل ۴ تبديل چارچوب بين $(\alpha\beta)$ ، $(dq)^+$ و $(dq)^-$ عبارت است از

$$\begin{cases} F_{dq^+}^+ = F_{\alpha\beta}^+ e^{-j\omega_s t} \\ F_{dq^+}^- = F_{\alpha\beta}^- e^{j\omega_s t} \end{cases} \quad (۱۲-الف)$$

$$\begin{cases} F_{dq^-}^+ = F_{\alpha\beta}^+ e^{-j\omega_s t} \\ F_{dq^-}^- = F_{\alpha\beta}^- e^{j\omega_s t} \end{cases} \quad (۱۲-ب)$$

شبيهه به مبدل‌هاى متصل به شبكه [۱۴]، (۸) را در شبكه نامتعادل مى‌توان به دو مؤلفه $(dq)^+$ و $(dq)^-$ چرخان با سرعت ω_s و $-\omega_s$ تجزيه كرد

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{rd+}^+ \\ I_{rq+}^+ \end{bmatrix} = [A_+] \begin{bmatrix} I_{rd+}^+ \\ I_{rq+}^+ \end{bmatrix} + \frac{L_m \omega_{slip+}}{\sigma L_r L_s} \begin{bmatrix} \psi_{sq+}^+ \\ -\psi_{rd+}^+ \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_r} \begin{bmatrix} V_{rd+}^+ \\ V_{rq+}^+ \end{bmatrix} \quad (۱۳-الف)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{rd-}^- \\ I_{rq-}^- \end{bmatrix} = [A_-] \begin{bmatrix} I_{rd-}^- \\ I_{rq-}^- \end{bmatrix} + \frac{L_m \omega_{slip-}}{\sigma L_r L_s} \begin{bmatrix} \psi_{sq-}^- \\ -\psi_{rd-}^- \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_r} \begin{bmatrix} V_{rd-}^- \\ V_{rq-}^- \end{bmatrix} \quad (۱۳-ب)$$

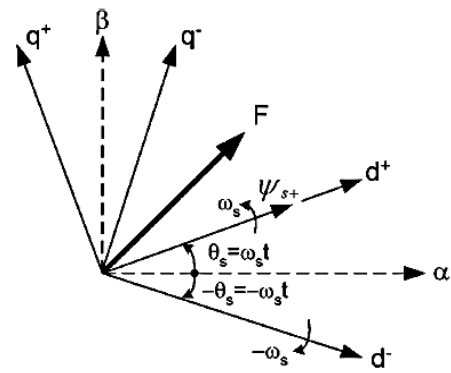
كه

$$[A_+] = \begin{bmatrix} \frac{-R_r}{\sigma L_r} & \omega_{slip+} \\ -\omega_{slip+} & \frac{-R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix}, \quad [A_-] = \begin{bmatrix} \frac{-R_r}{\sigma L_r} & \omega_{slip-} \\ -\omega_{slip-} & \frac{-R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix}$$

و $\omega_{slip+} = \omega_s - \omega_r$ و $\omega_{slip-} = -\omega_s - \omega_r$. زيرنويس + و - به مؤلفه‌هاى مثبت و منفى اشاره دارد و بالانويس‌هاى + و - به چارچوب‌هاى مرجع dq^+ و dq^- اشاره مى‌كند. رابطه (۱۳-الف) مؤلفه‌هاى توالى مثبت را در چارچوب مرجع مثبت dq^+ تعريف مى‌كند و (۱۳-ب) مؤلفه‌هاى توالى منفى را در چارچوب مرجع منفى dq^- .

طبق (۱۱) و (۱۲) و شكل ۴، بردارهاى جريان، ولتاژ و شار استاتور را مى‌توان به كمك مؤلفه‌هاى توالى مثبت و منفيشان بيان كرد

$$\begin{cases} F_{sdq}^+ = F_{sdq+}^+ + F_{sdq-}^+ = F_{sdq+}^+ + F_{sdq-}^+ e^{-j\omega_s t} \\ F_{rdq}^+ = F_{rdq+}^+ + F_{rdq-}^+ = F_{rdq+}^+ + F_{rdq-}^+ e^{-j\omega_s t} \end{cases} \quad (۱۴)$$



شكل ۴: روابط بين چارچوب مرجع $(\alpha\beta)$ ، $(dq)^+$ و $(dq)^-$.

مى‌تواند معرف ولتاژ، جريان يا شار در يکى از چارچوب‌هاى مرجع‌هاى (dq) شار استاتور، $\alpha\beta$ استاتور و $\alpha_r\beta_r$ روتور باشد [۱].

طبق شكل ۳ تبديل بين چارچوب‌هاى مرجع به شرح زير است

$$\begin{cases} F_{dq} = F_{\alpha\beta} e^{-j\theta_s} \\ F_{\alpha\beta} = F_{dq} e^{j\theta_s} \end{cases} \quad (۶)$$

چون بردار ولتاژ استاتور معمولاً ثابت است (با فرض فرکانس ثابت) لذا بردار شار استاتور نيز ثابت بوده و در نتيجه (۵) به صورت زير ساده مى‌شود

$$V_r = R_r I_r + \sigma L_r \frac{dI_r}{dt} + j\omega_{slip} (\sigma L_r I_r + \frac{L_m}{L_s} \psi_s) \quad (۷)$$

كه $\omega_{slip} = \omega_s - \omega_r$. تجزيه (۷)، معادله حالت (۸) را نتيجه مى‌دهد

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{L_m \omega_{slip}}{\sigma L_r L_s} \begin{bmatrix} \psi_{sq} \\ -\psi_{sd} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_r} \begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (۸)$$

كه عبارت است از

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-R_r}{\sigma L_r} & \omega_{slip} \\ -\omega_{slip} & \frac{-R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix}$$

توان (اكتيو و راکتيو) خروجى از استاتور را مى‌توان به صورت زير محاسبه كرد

$$\begin{aligned} P_s + jQ_s &= -\frac{3}{2} V_s \times \hat{I}_r \approx -\frac{3}{2} j\omega \psi_s \times \frac{1}{L_s} (\psi_s - L_m I_r) \\ &= -\frac{3}{2} \omega (j\psi_s) \times \frac{1}{L_s} [(\psi_s - L_m I_{rd}) + jL_m I_{rq}] \\ &= \frac{3}{2} \frac{\omega}{L_s} [\psi_s L_m I_{rq} - j\psi_s (\psi_s - L_m I_{rd})] \end{aligned} \quad (۹)$$

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} \frac{\omega_s}{L_s} \psi_s L_m I_{rq} \\ Q_s = -\frac{3}{2} \frac{\omega_s}{L_s} \psi_s (\psi_s - L_m I_{rd}) \end{cases} \quad (۱۰)$$

۲-۲ معادله حالت در شبكه با ولتاژ نامتعادل

همان طور كه قبلاً ذكر شد مدل توالى مثبت ماشين در شرايط افت ولتاژ نامتعادل شبكه، پاسخ‌گوى رفتار ماشين نيست و لذا در اين شرايط لازم است هم‌زمان از مدل‌هاى توالى مثبت و منفى مربوط به ماشين استفاده شود [۱].

چارچوب شار استاتور طراحی کرد. عملکرد DFIG به متغیرهای حالت I_{rd} و I_{rq} نیاز دارد. یک ورودی کمکی $[U_{rd}, U_{rq}]$ را می‌توان مثل [۱۴] و [۱۵] تعریف کرد

$$\begin{cases} U_{rd} = \frac{dI_{rd}}{dt} = k_{p1}(I_{rd}^+ - I_{rd}) + k_{i1} \int (I_{rd}^* - I_{rd}) dt \\ U_{rq} = \frac{dI_{rq}}{dt} = k_{p1}(I_{rq}^+ - I_{rq}) + k_{i1} \int (I_{rq}^* - I_{rq}) dt \end{cases} \quad (21)$$

k_{p1} و k_{i1} ضریب تناسبی و انتگرالی کنترل کننده جریان است. پس طبق (۸) و (۲۱) ولتاژهای کنترل روتور در چارچوب مرجع سنکرون به شرح زیر است

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \sigma L \begin{bmatrix} U_{rd} \\ U_{rq} \end{bmatrix} - \sigma L_r [A] \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} - \omega_{slip} \frac{L_m}{L_s} \begin{bmatrix} \psi_{sq} \\ -\psi_{sd} \end{bmatrix} \quad (22)$$

طبق شکل ۳ تبدیل ولتاژ کنترل روتور از چارچوب مرجع dq به چارچوب مرجع $\alpha_r \beta_r$ به صورت زیر است

$$V_{r\alpha_r \beta_r} = V_{rdq} e^{j(\theta_s - \theta_r)} \quad (23)$$

۳-۲ الگوریتم کنترل DFIG در شرایط نامتعادل

از آنجا که در شرایط نامتعادلی افت ولتاژ شبکه، از مدل‌های توالی مثبت و منفی ماشین استفاده می‌شود، الگوریتم کنترلی DFIG با توجه به افزایش پیچیدگی دینامیک سیستم به شرح ذیل ارایه می‌شود: در شرایط ولتاژ نامتعادل شبکه، چهار مؤلفه جریان روتور وجود دارد که نیاز به کنترل دارد. یعنی $I_{rd-}^+, I_{rd+}^+, I_{rq-}^+, I_{rq+}^+$ که جدای از کنترل P_s, Q_s (توان متوسط اکتیو و راکتیو استاتور) که در (۱۹) و (۲۰) نشان داده شده، بیش از دو پارامتر را می‌توان کنترل کرد. برای مثال سیستم را می‌توان طوری طراحی کرد که یکی از اهداف کنترلی زیر به دست آید [۲۳]:

- هدف (۱) I_s متعادل: این هدف باعث گرمایش متعادل در سیم‌پیچ‌های سه‌فاز استاتور می‌گردد.
- هدف (۲) توان اکتیو خروجی ثابت: یعنی هیچ نوسانی در توان اکتیو خروجی وجود ندارد.
- هدف (۳) T_e ثابت: که باعث کاهش استرس مکانیکی روی سیستم توربین می‌شود.
- هدف (۴) I_r بدون نوسان یعنی جریان روتور مؤلفه منفی نداشته باشد [۲۲] و [۲۳].

اهداف کنترلی دیگری نیز می‌توان در نظر گرفت.

وقتی محور d^+ بر روی شار مثبت استاتور قرار گیرد یعنی $\psi_{sq+}^+ = 0$ ، مقادیر جریان‌های توالی منفی dq برای اهداف مختلف چهارگانه می‌تواند ساده شود که در جدول ۱ آمده است.

$$\begin{bmatrix} P_s \\ Q_s \\ P_s \sin \tau \\ P_s \cos \tau \\ Q_s \sin \tau \\ Q_s \cos \tau \end{bmatrix} = \frac{3\omega_s}{2L_s} \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ -\psi_{sd+}^+ & -\psi_{sq+}^+ & \psi_{sd+}^- & \psi_{sq+}^- \\ \psi_{sd+}^- & \psi_{sq+}^- & \psi_{sd+}^+ & \psi_{sq+}^+ \\ -\psi_{sd+}^- & \psi_{sd+}^- & \psi_{sq+}^+ & -\psi_{sd+}^+ \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd+}^+ \\ \psi_{sq+}^+ \\ \psi_{sd-}^- \\ \psi_{sq-}^- \end{bmatrix} + \frac{3L_m \omega}{2L_s} \begin{bmatrix} -\psi_{sq+}^+ & \psi_{sd+}^+ & \psi_{sq-}^- & -\psi_{sd-}^- \\ \psi_{sd+}^+ & \psi_{sq+}^+ & -\psi_{sd-}^- & -\psi_{sq-}^- \\ -\psi_{sd-}^- & -\psi_{sq-}^- & -\psi_{sd+}^+ & -\psi_{sq+}^+ \\ \psi_{sq-}^- & -\psi_{sd-}^- & -\psi_{sq+}^+ & \psi_{sd+}^+ \\ \psi_{sq-}^- & -\psi_{sd-}^- & \psi_{sq+}^+ & -\psi_{sd+}^+ \\ -\psi_{sd-}^- & -\psi_{sq-}^- & \psi_{sd+}^+ & \psi_{sq+}^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{rd+}^+ \\ L_{rq+}^+ \\ L_{rd-}^- \\ L_{rq-}^- \end{bmatrix} \quad (20)$$

جدول ۱: جریان توالی منفی مرجع استاتور.

	I_{rd-}^*	I_{rq-}^*
هدف ۱	$\frac{\psi_{sd-}^-}{L_m}$	$\frac{\psi_{sq-}^-}{L_m}$
هدف ۲	$\frac{2\psi_{sd-}^-}{L_m} - k_{dd} I_{rd+}^+ + k_{qd} I_{rq+}^+$	$\frac{2\psi_{sq-}^-}{L_m} - k_{qd} I_{rd+}^+ + k_{dd} I_{rq+}^+$
هدف ۳	$k_{dd} I_{rd+}^+ - k_{qd} I_{rq+}^+$	$k_{qd} I_{rd+}^+ - k_{dd} I_{rq+}^+$
هدف ۴	.	.

اگرچه ولتاژ استاتور در این بخش نامتعادل است ولی می‌توان آن را ثابت در نظر گرفت پس

$$\frac{d}{dt} \psi_{sdq+}^+ = 0, \quad \frac{d}{dt} \psi_{sdq-}^- = 0 \quad (15)$$

ولتاژ و جریان استاتور را در چارچوب مرجع مثبت $(dq)^+$ با صرف نظر از مقاومت استاتور با توجه به (۲)، (۴)، (۱۴) و (۱۵) می‌توان به صورت زیر نوشت

$$\begin{aligned} V_{sdq}^+ &= j\omega_s \psi_{sdq}^+ + \psi_{sdq}^- = j\omega_s (\psi_{sdq+}^+ + \psi_{sdq-}^- e^{-j\tau\omega_s t}) + \\ &\frac{d}{dt} (\psi_{sdq+}^+ + \psi_{sdq-}^- e^{-j\tau\omega_s t}) = \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} I_{sdq}^+ &= \frac{1}{L_s} (\psi_{sdq}^+ - L_m I_{rdq}^+) = \\ &\frac{1}{L_s} (\psi_{sdq+}^+ + \psi_{sdq-}^- e^{-j\tau\omega_s t}) - \frac{L_m}{L_s} (I_{rdq+}^+ + I_{rdq-}^- e^{-j\tau\omega_s t}) \end{aligned} \quad (17)$$

در این حالت نیز توان اکتیو و راکتیو خروجی از DFIG را می‌توان به شرح زیر محاسبه کرد

$$P_s + jQ_s = -\frac{3}{2} V_{sdq}^+ \widehat{I}_{sdq}^+ \quad (18)$$

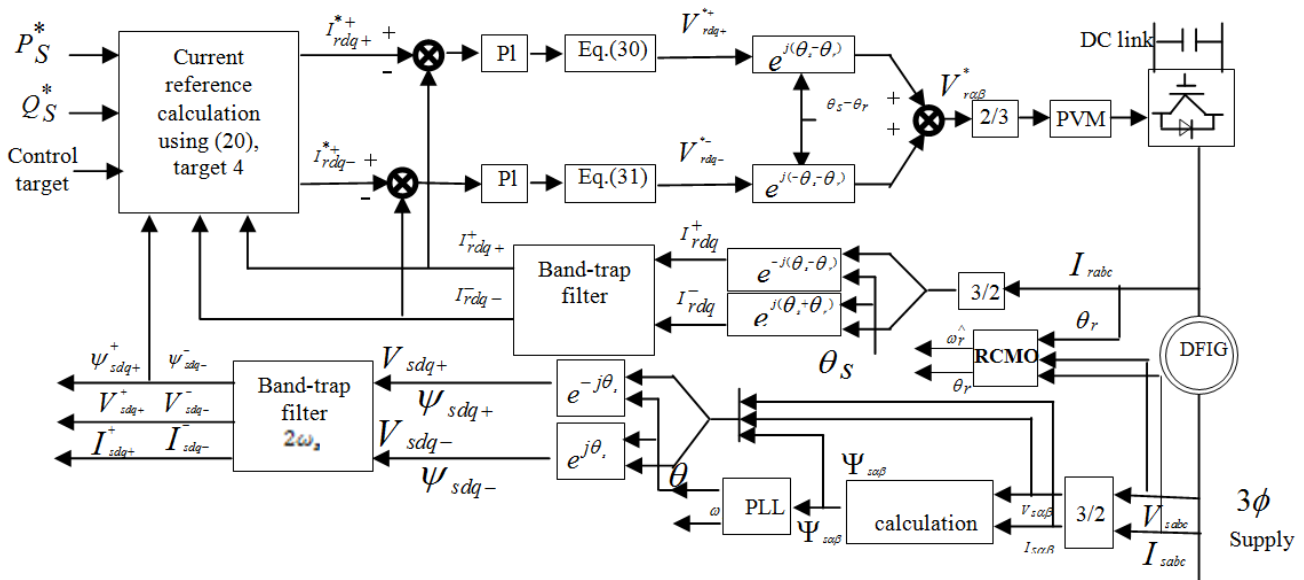
با جایگزینی (۱۶) و (۱۷) در (۱۸) و جداسازی توان اکتیو راکتیو به مؤلفه‌های نوسانی، (۱۹) و (۲۰) را داریم

$$\begin{cases} P_s = P_{S_0} + P_{S \sin \tau} \sin(2\omega_s t) + P_{S \cos \tau} \cos(2\omega_s t) \\ Q_s = Q_{S_0} + Q_{S \sin \tau} \sin(2\omega_s t) + Q_{S \cos \tau} \cos(2\omega_s t) \end{cases} \quad (19)$$

۳-۳ الگوریتم کنترل DFIG متصل به شبکه

۱-۳ الگوریتم کنترل DFIG در شرایط متعادل

الگوریتم کنترلی DFIG را می‌توان در شرایط افت ولتاژ متعادل شبکه، با توجه مدل دینامیکی این ماشین به شرح ذیل ارایه می‌شود: از (۱۰) مشخص است که P_s و Q_s را می‌توان به صورت مستقل به ترتیب با I_{rd} و I_{rq} کنترل کرد. بر اساس (۸) سیستم کنترل برای جریان محور d و محور q مربوط به روتور DFIG I_{rdq} را می‌توان در



شكل ۵: نمودار سيستم كنترل پيشنهاده.

۴- الگوريتم كنترل بدون سنسور سرعت

با توجه به اين كه هدف اين مقاله، كنترل DFIG در شرايط نامتعادل بدون استفاده از سنسور سرعت مي‌باشد در اين بخش، الگوريتم كنترل بدون سنسور سرعت DFIG ارائه مي‌شود.

با توجه به قابليت زياد روش MRAS، در اين مقاله از يك رويبنگر MRAS بر اساس جريان روتور به منظور تخمين سرعت و موقعيت روتور استفاده شده است. كنترل DFIG با استفاده از $\hat{\theta}_r$ و $\hat{\omega}_r$ تخميني صورت مي‌گيرد.

در روش پيشنهاده، متغير مدل مرجع، جريان اندازه‌گيري شده روتور i_r است و متغير مدل تطبيقي، جريان تخميني روتور \hat{i}_r است كه از ولتاژ و جريان استاتور به دست مي‌آيد. شكل ۶ نمودار RCMO را نشان مي‌دهد. در اين شكل مدل تطبيقي و مدل مرجع نشان داده شده و شار استاتور در چارچوب ايستا (s) عبارت است از

$$\lambda_s = L_s i_s + L_m i_r e^{j\theta_r} \quad (27)$$

جريان روتور را مي‌توان از عبارت (۲۷) به دست آورد

$$i_r = \frac{\lambda_s - L_s i_s}{L_m} e^{-j\theta_r} \quad (28)$$

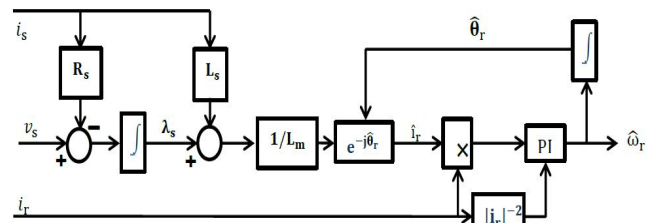
با جايگزيني $\hat{\theta}_r$ به جاي θ_r در (۲۸)، جريان تخميني روتور به دست مي‌آيد

$$\hat{i}_r = \frac{\lambda_s - L_s i_s}{L_m} e^{-j\hat{\theta}_r} \quad (29)$$

خطاي بين مؤلفه‌هاي $\beta\alpha$ جريان تخميني روتور \hat{i}_r و جريان اندازه‌گيري شده روتور i_r با ضرب خارجي آنها تعريف مي‌شود

$$\xi = \hat{i}_{ar} i_{\beta r} - \hat{i}_{\beta r} i_{ar} = |\hat{i}_r| |i_r| \sin \theta_{er} \quad (30)$$

زماني به تخمين صحيحي از $\hat{\theta}_r$ مي‌رسيم كه $\theta_{er} = 0$. همان گونه كه شكل ۵ آمده است خروجي تخمين گر RCMO عبارت است از $\hat{\theta}_r$ كه براي مدوله و دمدوله كردن جريان‌ها و ولتاژهاي روتور به كار مي‌رود. در اين حالت، i_{ms} را مي‌توان از روتور يا استاتور به دست آورد. براي تزريق Q به شبكه به كار مي‌رود و i_{qr} نيز براي تنظيم توان اکتيو به كار مي‌رود.



شكل ۶: نمودار RCMO.

پس از تعيين مرجع جريان‌هاي مثبت و منفي، سيستم كنترل به $I_{rd+}^+, I_{rd-}^+, I_{rq+}^+, I_{rq-}^+$ نياز دارد تا نقاط مرجع را دنباله‌روي كند. بر اساس (۱۳- الف) و (۱۳- ب) از دو كنترل جريان مي‌توان استفاده كرد. يكي از كنترل‌كننده‌ها در چارچوب $(dq)^+$ اجرا شود و جريان‌هاي توالي مثبت را كنترل نمايد و ديگري در چارچوب مرجع $(dq)^-$ اجرا گردد تا جريان‌هاي توالي منفي را كنترل كند.

همچنين داريم: $k_{qd} = \psi_{sq-}^- / \psi_{sd+}^+$ و $k_{dd} = \psi_{sd-}^- / \psi_{sd+}^+$. نمودار سيستم كنترل پيشنهاده در شكل ۵ نشان داده شده است.

شبيهه به حالت متعادل، ولتاژهاي روتور مورد نياز در چارچوب‌هاي مثبت و منفي عبارت است از

$$\begin{bmatrix} V_{rd+}^+ \\ V_{rq+}^+ \end{bmatrix} = \sigma L_r \begin{bmatrix} U_{rd+}^+ \\ U_{rq+}^+ \end{bmatrix} - \sigma L_r [A_+] \begin{bmatrix} I_{rd+}^+ \\ I_{rq+}^+ \end{bmatrix} - \omega_{siip+} \frac{L_m}{L_s} \begin{bmatrix} \psi_{sq+}^+ \\ -\psi_{sd+}^+ \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd-}^- \\ V_{rq-}^- \end{bmatrix} = \sigma L_r \begin{bmatrix} U_{rd-}^- \\ U_{rq-}^- \end{bmatrix} - \sigma L_r [A_-] \begin{bmatrix} I_{rd-}^- \\ I_{rq-}^- \end{bmatrix} - \omega_{siip-} \frac{L_m}{L_s} \begin{bmatrix} \psi_{sq-}^- \\ -\psi_{sd-}^- \end{bmatrix} \quad (25)$$

شبيهه به (۲۱) كه براي حالت متعادل است، چهار ورودی كمكي مربوط به (۲۴) و (۲۵) براي حالت نامتعادل طراحي مي‌شود و بنابر اين ولتاژ كنترل روتور تبديل مي‌شود

$$V_{r\alpha,\beta r} = V_{rdq+}^+ e^{j(\theta_s - \theta_r)} + V_{rdq-}^- e^{j(-\theta_s - \theta_r)} \quad (26)$$

جدول ۲: پارامترهای DFIG.

۲ MW	توان نامی
۵۰ Hz/۶۹۰ V	ولتاژ استاتور/فرکانس نامی
۰٫۱۰۸ PU	مقاومت استاتور
۰٫۱۲۱ PU	مقاومت روتور
۳٫۴۶۲ PU	اندوکتانس مغناطیس کننده
۰٫۱۱ PU/۰٫۱۰۲ PU	اندوکتانس نشتی استاتور/روتور
۰٫۳۳۳	نسبت دور استاتور به روتور
۰٫۵ S	ثابت اینرسی

۵- شبیه‌سازی کامپیوتری

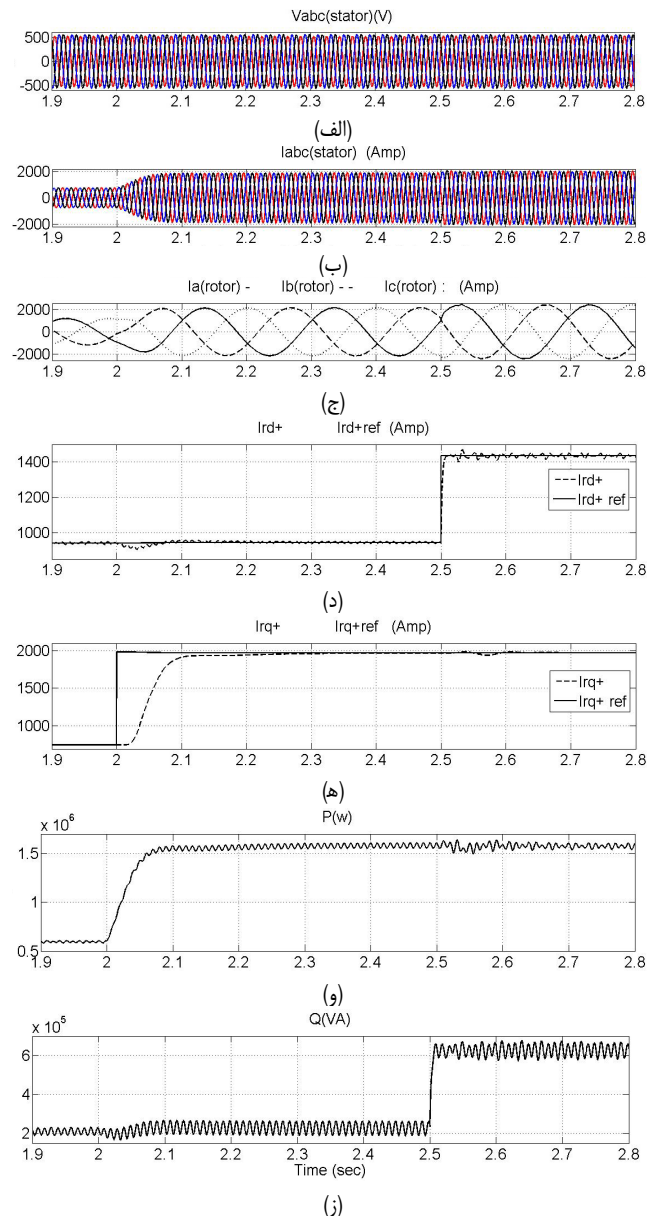
در این بخش، نیروگاه بادی DFIG متصل به شبکه را برای دو حالت، مطالعه کرده و صحت عملکرد مجموعه نیروگاه و مدار کنترلی را ارزیابی می‌نماییم. فرض بر آن است که ولتاژ شبکه نامتعادل است و از کنترل برداری برای کنترل RSC استفاده شده است. در این مقاله کنترل MATLAB/Simulink برای شبیه‌سازی از نرم‌افزار MATLAB/Simulink استفاده می‌شود. مقدار پارامترهای DFIG مطابق جدول ۲ می‌باشد [۲۳] و میزان افت ولتاژ دائمی در شبکه ۲٪ در نظر گرفته می‌شود [۲]، [۳]، [۲۲] و [۲۳].

۱-۵ شبیه‌سازی در شرایط با سنسور

در این حالت با در نظر گرفتن افت ولتاژ نامتعادل ۲٪ در نقطه PCC، توان اکتیو و راکتیو مرجع را تغییر و دنباله‌روی توان استاتور از آن را تحقیق می‌نماییم. در این بخش، جریان‌ها و ولتاژهای استاتور و روتور به دلیل افت ولتاژ نامتعادل به مؤلفه‌های مثبت و منفی تجزیه و از دو کنترل کننده توالی مثبت و منفی استفاده می‌شود. لذا به چهار کنترل کننده PI نیاز است. همچنین در این بخش سرعت و موقعیت روتور از اندازه‌گیری با سنسور به دست می‌آید. سرعت روتور ۱/۸ پریونیت است یعنی با توجه به این که سرعت سنکرون ۳۱۴ رادیان بر ثانیه است سرعت روتور در حدود ۳۴۶ رادیان بر ثانیه می‌باشد. توان اکتیو مرجع در ثانیه دوم از ۶۰۰ کیلووات به ۱۶۰۰ کیلووات و توان راکتیو مرجع در ثانیه ۲/۵ از ۲۰۰ کیلووات به ۶۰۰ کیلووات افزایش می‌یابد. شکل ۷ نمودارهای حاصل از شبیه‌سازی را در این حالت نشان می‌دهد. همان گونه که مشاهده می‌شود توان استاتور و جریان روتور، مقادیر مرجع را به خوبی دنبال کرده و همچنین میزان نوسان آنها بسیار کم می‌باشد. پس الگوریتم پیشنهادی در شرایط افت ولتاژ نامتعادل با وجود سنسور به خوبی توان‌های اکتیو و راکتیو DFIG را کنترل نموده است. در قسمت بعد با اضافه نمودن الگوریتم تخمین سرعت DFIG در همین شرایط (شرایط افت ولتاژ نامتعادل) الگوریتم را برای کارکرد در شرایط بدون سنسور ارزیابی کرده‌ایم.

۲-۵ شبیه‌سازی بدون سنسور

در این حالت سرعت و موقعیت روتور با روتیتگر RCMO تخمین زده می‌شود. دیگر شرایط کنترل همچون قسمت قبل می‌باشد. نتایج شبیه‌سازی بدون سنسور در شکل ۸ نمایش داده شده است. در حالی که شکل ۷، نتایج شبیه‌سازی را در حالت با سنسور نشان می‌دهد. همان طور که در شکل‌های ۷ و ۸ دیده می‌شود نمودارها، شباهت زیادی با هم دارند. در هر دو شکل، شکل الف، ولتاژ سه‌فاز استاتور را نشان می‌دهد. در شکل الف، ولتاژ فاز a دارای افت ولتاژ ۲٪ و ولتاژ فازهای b و c بدون افت است. شکل ب جریان سه‌فاز استاتور را نشان



شکل ۷: کنترل برداری با سنسور، (الف) ولتاژ استاتور، (ب) جریان استاتور، (ج) جریان سه‌فاز روتور، (د) جریان محور d روتور، (ه) جریان محور q روتور، (و) توان اکتیو استاتور و (ز) توان راکتیو استاتور.

جریان اندازه‌گیری شده روتور i_r با سرعت $\omega_e - \omega_r$ و جریان تخمینی روتور \hat{i}_r با سرعت $\omega_e - \hat{\omega}_r$ می‌چرخد و لذا \hat{i}_r نسبت به i_r با سرعت $\omega_r - \hat{\omega}_r$ می‌چرخد. با صرف نظر از شرایط اولیه داریم

$$\theta_{er} = \frac{\omega_r - \hat{\omega}_r}{s} \quad (31)$$

با فرض این که همه پارامترهای ماشین به درستی شناسایی و معرفی شده باشد در نقطه کار داریم $\theta_{er} = 0$ ، $\hat{i}_r = i_r$ و لذا با خطی کردن (۳۰) خواهیم داشت

$$\xi = |i_r|^T \theta_{er} \rightarrow \xi = |i_r|^T \frac{\omega_r - \hat{\omega}_r}{s} \quad (32)$$

در شکل ۶ کنترل کننده PI، سرعت تخمینی روتور $\hat{\omega}_r$ را تنظیم و خطای (۲۸) را به صفر می‌رساند. با تغییر توان خروجی DFIG، $|i_r|$ نیز تغییر می‌کند، پس در (۳۰) یک گین متغیر وجود دارد. برای جبران این مطلب، یک گین متغیر $|i_r|^{-T}$ در بلوک دیاگرام به کار رفته است.

شكل‌ها هويداست مقدار جريان توليدى روتور در هر دو محور، دنباله‌روى خوب و مناسبى از مقدار مرجع دارد ولى در حالت بدون سنسور مشاهده مى‌شود جريان مرجع روتور در محور q تا لحظه $t = ۲.۵s$ داراى نوسان‌هاى است كه در حالت با سنسور، اين نوسان‌ها وجود ندارد. علت اين نوسان، مربوط به ضرايب كنترل‌كننده PI رويتگر RCMO است.

شكل‌هاى ۷- و ۸- و همچنين ۷- و ۸- ز توان‌هاى توليدى استاتور را نشان مى‌دهند كه به خوبى توان‌هاى مرجع را دنبال مى‌كنند. در هر دو شكل نوسان‌هاى وجود دارد. شكل ۸- ح سرعت تخمينى روتور را در مقايسه با سرعت واقعى آن نشان مى‌دهد. همان طور كه در شكل ديده مى‌شود سرعت تخمينى به خوبى سرعت واقعى را دنبال مى‌كند.

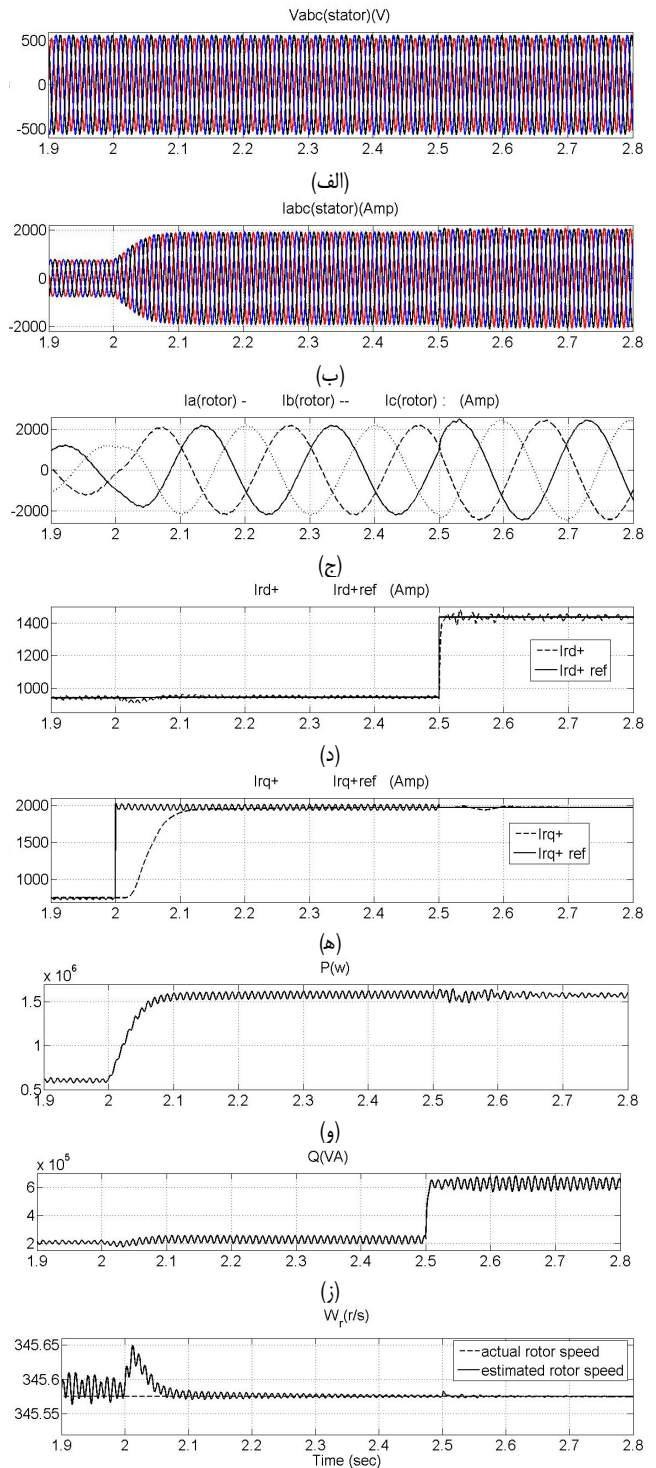
از مقايسه اين دو شكل مشاهده مى‌شود كه كنترل بدون سنسور با رويتگر RCMO در شرايط افت ولتاژ نامتعادل در شبكه همچون كنترل با سنسور، پاسخ مطلوب و مناسبى ارائه مى‌نمايد.

۶- نتيجه‌گيرى

در اين مقاله يك روش كنترل‌كننده بدون سنسور براى DFIG در شرايط نامتعادلى ولتاژ شبكه ارائه گرديده و به جاى اندازه‌گيرى سرعت و زاويه روتور از تخمين آنها با RCMO استفاده شده است. مدل DFIG در چارچوب مرجع مثبت و منفى در نظر گرفته مى‌شود. ولتاژ نامتعادل شبكه، باعث ايجاد مؤلفه منفى در ولتاژ و جريان DFIG مى‌شود. تغييرات P و Q استاتور ژنراتور با وجود مؤلفه منفى ولتاژ و جريان تعريف شده و هدف كنترلى عبارت است از حذف نوسان در جريان روتور. همچنين در اين مقاله از دو جفت كنترل‌كننده در چارچوب مرجع استاتور dq استفاده شده است (در مجموع از چهار كنترل‌كننده PI) يك جفت براى مؤلفه‌هاى مثبت و جفت ديگر براى مؤلفه‌هاى منفى كه بتواند كنترل دقيق و صحيحى بر روى مؤلفه‌هاى جريان روتور (مؤلفه مثبت و منفى) ايجاد كند. شبیه‌سازى بر روى يك سيستم DFIG با توان ۲ MW با نرم‌افزار MATLAB/Simulink انجام شده و نتايج شبیه‌سازى نشان مى‌دهد توان توليدى DFIG دنباله‌روى مناسبى از توان‌هاى مرجع دارد و همچنين سرعت تخمينى به خوبى و سريع، سرعت واقعى را دنبال مى‌كند. به عبارتى ديگر كنترل بردارى بدون سنسور در شرايط نامتعادلى ولتاژ شبكه، به خوبى كنترل بردارى با سنسور عمل مى‌كند.

مراجع

- [1] G. Abad, *Doubly Fed Induction Machine*, John Wiley & Sons, Inc., Publication, IEEE Press, 2011.
- [2] M. A. Asha Rani, C. Nagamani, G. Saravana Ilango, and A. Karthikeyan, "An effective reference generation scheme for DFIG with unbalanced grid voltage," *IEEE Trans. on Sustainable Energy*, vol. 5, no. 3, pp. 1010-1018, Jul. 2014.
- [3] H. Nian, P. Cheng, and Z. Q. Zhu, "Independent operation of DFIG-based WECS using resonant feedback compensators under unbalanced grid voltage conditions," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 30, no. 7, pp. 3650-3661, Jul. 2015.
- [4] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, and G. D. Marques, "Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 4, pp. 1019-1027, Jul./Aug. 2001.
- [5] M. Abolhassani, P. Niazi, H. Toliyat, and P. Enjeti, "A sensorless integrated doubly-fed electric alternator/active filter (IDEA) for variable speed wind energy system," in *Proc. 38th IEEE IAS Annu. Meeting*, pp. 507-514, 12-16 Oct. 2003.
- [6] R. Datta and V. T. Ranganathan, "A simple position-sensorless algorithm for rotor-side field-oriented control of wound-rotor induction machine," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 4, pp. 786-793, Aug. 2001.
- [7] L. Morel, H. Godfroid, A. Mirzaian, and J. M. Kauffmann, "Doubled-fed induction machine: converter optimisation and field oriented



شكل ۸: كنترل بردارى بدون سنسور، (الف) ولتاژ استاتور، (ب) جريان استاتور، (ج) جريان سه‌فاز روتور، (د) جريان محور d روتور، (ه) جريان محور q روتور، (و) توان اکتیو استاتور، (ز) توان راکتیو استاتور و (ح) سرعت روتور.

مى‌دهد. نوسان جريان سه‌فاز، نامتعادل بوده و ميزان آن بيش از ۲٪ است. شكل‌هاى ۷- و ۸- ج جريان سه‌فاز روتور را نشان مى‌دهد. همان طور كه در اين شكل ديده مى‌شود عدم تعادل در جريان روتور تقريباً حذف مى‌شود ولى با افزايش توان مرجع، جريان سه‌فاز روتور علاوه بر افزايش دامنه، جابه‌جايى فاز نيز دارد تا بتواند توان توليدى استاتور را تغيير دهد.

شكل‌هاى ۷- و ۸- د و همچنين ۷- و ۸- ه مؤلفه مثبت جريان روتور را در محورهاى d و q نشان مى‌دهند. همان طور كه از اين

- IEEE Int. Symp. on Industrial Electronics, ISIE'10*, pp. 3077-3082, 26-30 Mar. 2010.
- [19] F. Castelli-Dezza, G. Foglia, M. F. Iacchetti, and R. Perini, "An MRAS observer for sensorless DFIM drives with direct estimation of the torque and flux rotor current components," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 5, pp. 2576-2584, May 2012.
- [20] B. Mwinyiwiwa, Y. Zhang, B. Shen, and B. T. Ooi, "Rotor position phase-locked loop for decoupled P-Q control of DFIG for wind power generation," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 3, pp. 758-765, Sep. 2009.
- [21] K. Gogas, G. Joos, B. T. Ooi, Y. Z. Zhang, and B. Mwinyiwiwa, "Design of a robust speed and position sensorless decoupled P-Q controlled doubly-fed induction generator for variable-speed wind energy applications," in *Proc. IEEE Canada Electrical Power Conf., EPC'07*, pp. 62-67, 25-26 Oct. 2007.
- [22] R. Cardenas, R. Pena, S. Alepuz, and G. Asher, "Overview of control systems for the operation of DFIGs in wind energy applications," *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, vol. 60, no. 7, pp. 2776-2798, Jul. 2013.
- [23] L. Xu and Y. Wang, "Dynamic modeling and control of DFIG-based wind turbines under unbalanced network conditions," *IEEE Trans. Power Sys.*, vol. 22, no. 1, pp. 314-323, Feb. 2007.
- control without position sensor," *IEE Proceedings - Electric Power Applications Elect. Power Appl.*, vol. 145, no. 4, pp. 360-368, Jul. 1998.
- [8] E. Bogalecka and Z. Krzeminski, "Sensorless control of a double-fed machine for wind power generators," in *Proc. EPE-PMC, Dubrovnik and Cavtat, Croatia, 2002*.
- [9] B. Hopfensperger, D. J. Atkinson, and R. A. Lakin, "Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine with and without position encoder," *IEE Proceedings - Electric Power Applications Elect. Power Appl.*, vol. 147, no. 4, pp. 241-250, Jul. 2000.
- [10] O. A. Mohammed, Z. Liu, and S. Liu, "A novel sensorless control strategy of doubly fed induction motor and its examination with the physical modeling of machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 5, pp. 1852-1855, May 2005.
- [11] L. Xu and W. Cheng, "Torque and reactive power control of a doubly fed induction machine by position sensorless scheme," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 3, pp. 636-642, May/Jun. 1995.
- [12] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1054-1061, Sep./Oct. 1992.
- [13] R. Ghosn, C. Asmar, M. Pietrzak-David, and B. De Fornel, "A MRAS sensorless speed control of doubly fed induction machine," in *Proc. Int. Conf. Elect. Mach.*, pp. 90-92, 2002.
- [14] R. Ghosn, C. Asmar, M. Pietrzak-David, and B. De Fornel, "A MRAS-Luenberger sensorless speed control of doubly fed induction machine," in *Proc. Eur. Power Electron. Conf.*, 2003.
- [15] R. Cardenas, R. Pena, J. Proboste, G. Asher, and J. Clare, "MRAS observer for senseless control of standalone doubly fed induction generators," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 4, pp. 710-718, Dec. 2005.
- [16] R. Pena, R. Cardenas, J. Proboste, G. Asher, and J. Clare, "Sensorless control of doubly-fed induction generators using a rotor-current-based MRAS observer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 330-339, Jan. 2008.
- [17] R. Pena, R. Cardenas, J. Proboste, G. Asher, and J. Clare, "Sensorless control of a slip ring induction generator based on rotor current MRAS observer," in *Proc. 36th IEEE Power Electronics Specialists Conf., PESC'05*, pp. 2508-2513, 16-16 Jun. 2005.
- [18] M. S. Carmeli, M. Iacchetti, and R. Perini, "A MRAS observer applied to sensorless doubly fed induction machine drives," in *Proc.*
- عبدالمجید حسینی** در سال ۱۳۷۱ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی امیرکبیر و در سال ۱۳۷۴ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه تربیت مدرس دریافت نمود. از سال ۱۳۸۹ به دوره دکترای مهندسی برق در دانشگاه شهید چمران اهواز وارد گردید و در سال ۱۳۹۵ موفق به اخذ درجه دکترا در رشته برق از دانشگاه مذکور گردید. ایشان از سال ۱۳۷۱ به عنوان عضو هیأت علمی در جهاد دانشگاهی خوزستان به کار مشغول بوده است. زمینه‌های علمی مورد علاقه نام‌برده متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند انرژی‌های نو و درایو می‌باشد.
- رضا کیانی‌نژاد** تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی رشته برق در سال ۱۳۶۷ از دانشگاه شهید چمران اهواز و در مقطع کارشناسی ارشد برق در سال ۱۳۷۴ از دانشگاه تربیت مدرس و دکتری برق در سال ۱۳۸۵ از دانشگاه پیکاردی فرانسه به پایان رسانده است و هم‌اکنون استاد دانشکده فنی و مهندسی دانشگاه شهید چمران اهواز می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: درایو و الکترونیک صنعتی.