



کنترل برداری بدون سنسور ژنراتور از دو سو تغذیه با رویتگر RCMO در شرایط افت ولتاژ نامتعادل شبکه

عبدالمجید حسینی (نویسنده مسئول)، استادیار، پژوهشکده تکنولوژی تولید جهاد دانشگاهی

رضا کیانی نژاد، دانشیار، دانشگاه شهید چمران اهواز

چکیده

در این مقاله برای ژنراتور القایی از دو سو تغذیه، یک کنترل کننده ی بدون سنسور طراحی شده است. این طراحی در شرایط نامتعادلی ولتاژ شبکه انجام شده و بجای اندازه گیری سرعت و زاویه روتور از تخمین آنها با RCMO استفاده شده است. ولتاژ نامتعادل شبکه، باعث ایجاد مولفه منفی ولتاژ و جریان DFIG می شود. توالی های مثبت و منفی مدل DFIG در چارچوب مرجع سنکرون در نظر گرفته شده اند. تغییر در توان مرجع اکتیو و راکتیو DFIG، یعنی P و Q با وجود مولفه منفی ولتاژ و جریان تعریف شده است و دنباله روی توان تولیدی از مرجع تحقیق شده است. در این مقاله هدف سیستم کنترلی، حذف نوسان های جریان روتور می باشد. بدین منظور دو کنترل کننده در چارچوب مرجع استاتور dq برای هر یک از مولفه های مثبت و منفی در نظر گرفته شده است که بتواند کنترل دقیق و صحیحی بر روی مولفه های جریان روتور (مولفه مثبت و منفی) ایجاد کند. برای ارزیابی الگوریتم پیشنهادی، شبیه سازی بر روی یک سیستم DFIG، 2MW در محیط نرم افزار MATLAB/Simulink انجام شده است. نتایج بدست آمده از شبیه سازی نشان می دهد الگوریتم کنترل برداری بدون سنسور پیشنهادی با وجود نامتعادلی ولتاژ شبکه، بخوبی سرعت و موقعیت روتور را تخمین زده و بعلاوه همچون کنترل با سنسور، توان های مورد نیاز شبکه را نیز تامین می کند.

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



1- مقدمه

به در سالهای اخیر ظرفیت نیروگاه های بادی نصب شده رشد روز افزونی داشته و باعث افزایش تولید انرژی الکتریکی از باد شده است. ژنراتورهای به کار رفته در نیروگاههای بادی عبارتند از: القایی (شامل: القایی قفس سنجابی و القایی از دوسو تغذیه) و سنکرون (شامل: سنکرون مغناطیس دایم و سنکرون با تحریک روتور)[1]. ژنراتور القایی از دوسو تغذیه، DFIG، بدلیل مزایای فراوان آن، پرکاربردترین ژنراتور بادی شده است. از مزایای آن میتوان به انعطاف پذیری (سرعت متغیر با فرکانس ثابت بهره برداری)، کوچکتر بودن مبدل (در حدود 30% توان ژنراتور)، مقاوم بودن در برابر تغییر پارامترها، مشخصه PQ چهار ناحیه ای، قیمت کمتر و تلفات پایین تر اشاره کرد. اما علی رغم نفوذ زیاد DFIG در شبکه های 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 وجود دارد.

روشهای کنترل DFIG را می توان به دو گروه تقسیم کرد: باسنسور و بدون سنسور. الگوریتم های کنترل DFIG به کمیتهای سرعت و موقعیت روتور نیاز دارد. روشهای باسنسور، سرعت و موقعیت روتور را با اندازه گیری بدست آورده و به سیستم کنترل اعمال میکنند [2،3].

سنسورهای موقعیت و سرعت دارای معایبی هستند از قبیل نیاز به تعمیر و نگهداری، قیمت بالا، آسیب پذیری کابل ارتباطی بین سنسور و تابلوی کنترل؛ لذا کنترل برداری بدون استفاده از سنسور رواج پیدا کرده است. مقاله های مربوط به روشهای کنترلی بدون سنسور سه دسته اند [4]: الف) روشهای بدون سنسور حلقه باز ب) روشهای مبتنی بر MRAS ج) روشهای بدون سنسور دیگر (از قبیل PLL). [5-9] با روش بدون سنسور حلقه باز موقعیت روتور با استفاده از مقایسه جریان تخمینی روتور با جریان اندازه گیری آن بدست می آید. روش حلقه باز فقط بر اساس تخمین جریان روتور بنا نشده، بلکه در [10] رویتگری بر اساس i_m پیشنهاد شده همچنین در [11]، رویتگری بر اساس شار روتور پیشنهاد گردیده است که عیب این روش آن است که سرعت روتور از مشتق گیری q_{slip} تخمینی بدست می آید، لذا نویز فرکانس بالا میتواند تقویت شود. [12] اولین مقاله ای است که روش MRAS را برای کنترل بدون سنسور ماشین القایی قفس سنجابی مطرح کرد. در این مقاله، طراحی رویتگر بحث شده و یک مدل سیگنال کوچک نیز پیشنهاد شده است.

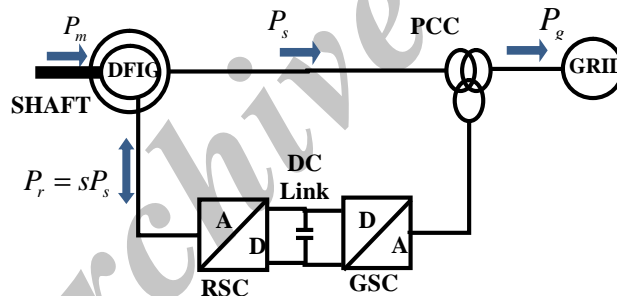
[13-14] اولین مقالاتی است که MRAS را برای کنترل کننده بدون سنسور DFIG بکار برده اند؛ ولی در مورد دینامیک رویتگر، پروسه طراحی کنترل کننده، دقت تخمین بدون سنسور، و حساسیت به تغییر پارامترهای ماشین ذکری به میان نیآورده است. متغیر تخمینی در [15] عبارتست از شار استاتور. در این مقاله مدل سیگنال کوچک، حساسیت به تغییر پارامترهای ماشین، و همچنین پروسه طراحی یک رویتگر MRAS ارائه شده است. در این مقاله جریان مغناطیس کننده ی مورد نیاز کاملاً از طرف شبکه تامین میشود؛ لذا رویتگر پیشنهادی، سرعت روتور را بخوبی تخمین نمی زند.

در [16،17] یک رویتگر MRAS بر اساس جریان روتور (RCMO) پیشنهاد شده است که هم برای حالت جزیره ای 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 بکار برد. بعبارتی دیگر از آنجا که جریان مغناطیس کننده کاملاً از استاتور تامین می شود اگر

$i_{dr0} = 0$ باشد چون i_{r0} مخالف صفر است پس سیستم ناپایدار نمیشود. مزیت دیگر RCMO آن است که برای سنکرون کردن DFIG با شبکه مناسب است.



[18،19] روش جدیدی ارایه کرده است که i_r را با رویترگر MRAS بر پایه گشتاور بدست آورده است (TBM03). در [21،20] کنترل بدون سنسور PLL پیشنهاد شده ولی تست عملی نشده است. بر اساس نتیجه مقاله [22] مقبولترین روش کنترل بدون سنسور DFIG، طرح RCMO است که پاسخ مناسبی را از DFIG فراهم میکند. در این مقاله تصریح شده است 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 شبکه‌ی متصل به DFIG بررسی و شبیه سازی کرده اند. در [23] در شرایط افت ولتاژ نامتعادل شبکه، دو کنترل کننده یکی برای مولفه مثبت و دیگری برای مولفه منفی طراحی و برای کنترل باسنسور RSC اعمال شده است. این مقاله روشی جدید برای کنترل بدون سنسور DFIG با RCMO در شرایط افت ولتاژ نامتعادل شبکه ارایه می‌دهد. بجای 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 مولفه‌های مثبت و منفی ولتاژها و جریان‌ها بیان شده است. براساس هدف کنترلی تعریف شده، مولفه‌های جریانهای مرجع روتور تعیین میشود. سپس چهار کنترل کننده مولفه‌های مثبت و منفی با توجه به سرعت و زاویه تخمینی روتور طراحی می‌شود. خروجی این کنترل کننده‌ها عبارتست 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 1 نمایی از یک ژنراتور از دو سو تغذیه متصل به شبکه را نشان می‌دهد.



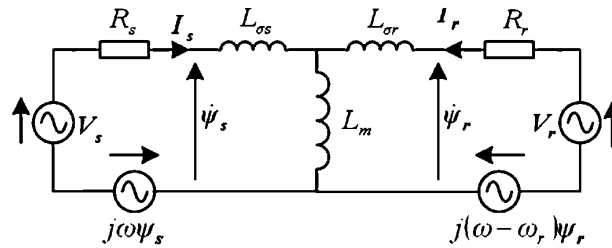
شکل 1 نیروگاه بادی DFIG متصل به شبکه

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

2- 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 بر روی ولتاژ استاتور یا شار استاتور قرارگیرد. مدار معادل DFIG چارچوب مرجع دلخواه که با سرعت ω می‌چرخد در شکل 2 نشان داده شده است [23].

³ Torque-based MRAS observer.



شکل 2. مدار معادل DFIG در چارچوب مرجع دلخواه

شار استاتور طبق شکل 2 عبارت است از:

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

V_s و V_r از شکل 2 در چارچوب مرجع دلخواه عبارت است از:

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\psi_s}{dt} + j\omega \psi_s \quad (2)$$

$$V_r = R_r I_r + \frac{d\psi_r}{dt} + j(\omega - \omega_r) \psi_r \quad (3)$$

شار روتور و جریان استاتور از رابطه (1) عبارت است از:

$$\begin{cases} \psi_r = \frac{L_m}{L_s} \psi_s + \sigma L_r I_r \\ I_s = \frac{1}{L_s} (\psi_s - L_m I_r) \end{cases} \quad (4)$$

که $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ عبارت است از ضریب نشتی. با جایگذاری (4) در (3) ولتاژ روتور در چارچوب مرجع دلخواه عبارت است از:

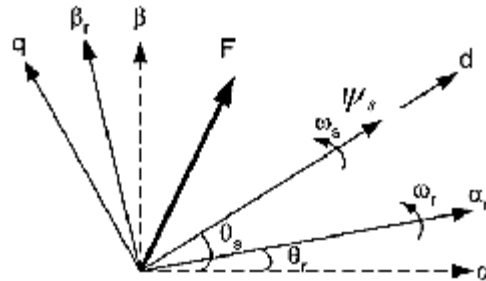
$$V_r = R_r I_r + \sigma L_r \frac{dI_r}{dt} + \frac{L_m}{L_s} \frac{d\psi_s}{dt} + j(\omega - \omega_r) \left(\sigma L_r I_r + \frac{L_m}{L_s} \psi_s \right) \quad (5)$$

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 بدست می آوریم.

1-2 معادله حالت در شبکه با ولتاژ متعادل

مدل DFIG در شرایط اتصال به شبکه با ولتاژ متعادل بقرار زیر است.

اگر محور d مربوط به چارچوب مرجع بر روی شار استاتور که با سرعت ω_s می چرخد قرار گیرد در اینصورت میتوان روابط V_r و V_s در چارچوب مرجع جدید را با جایگزینی ω_s به جای ω در روابط (2)، (3) و (5) بدست آورد. شکل 3 نمودار برداری متغیر F را نشان میدهد. F میتواند معرف ولتاژ، جریان یا شار در یکی از چارچوب مرجع های زیر باشد: (dq) شار استاتور، $\beta\alpha$ استاتور و $\alpha_r\beta_r$ روتور.



شکل 3. نمودار برداری شار استاتور

طبق شکل 3 تبدیل بین چارچوب های مرجع به شرح زیر است:

$$\begin{cases} F_{dq} = F_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\theta_s} \\ F_{\alpha\beta} = F_{dq} \cdot e^{j\theta_s} \end{cases} \quad (6)$$

چون بردار ولتاژ استاتور معمولاً ثابت است (با فرض فرکانس ثابت) لذا بردار شار استاتور نیز ثابت بوده و در نتیجه رابطه (5) به صورت زیر ساده میشود.

$$\begin{aligned} V_r &= R_r I_r + \sigma L_r \frac{dI_r}{dt} \quad (7) \\ &+ j\omega_{slip} \left(\sigma L_r I_r + \frac{L_m}{L_s} \psi_s \right) \\ \omega_{slip} &= \omega_s - \omega_r \end{aligned}$$

تجزیه رابطه (7)، معادله حالت (8) را نتیجه می دهد:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{L_m \omega_{slip}}{\sigma L_r L_s} \begin{bmatrix} \psi_{sq} \\ -\psi_{sd} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_r} \begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -R_r / (\sigma L_r) & \omega_{slip} \\ -\omega_{slip} & -R_r / (\sigma L_r) \end{bmatrix} \quad \text{که } A \text{ عبارتست از:}$$

توان (اکتیو و راکتیو) خروجی از استاتور را می توان به صورت زیر محاسبه کرد:

$$\begin{aligned} P_s + jQ_s &= -\frac{3}{2} V_s \times I_s \approx -\frac{3}{2} j\omega \psi_s \quad (9) \\ &\times \frac{1}{L_s} (\psi_s - L_m I_r) \\ &= -\frac{3}{2} \omega (j\psi_s) \times \frac{1}{L_s} [(\psi_s - L_m I_{rd}) + jL_m I_{rq}] \\ &= \frac{3}{2} \omega [\psi_s L_m I_{rq} - j\psi_s (\psi_s - L_m I_{rd})] \\ \begin{cases} P_s = \frac{3}{2} \omega \psi_s L_m I_{rq} \\ Q_s = -\frac{3}{2} \omega \psi_s (\psi_s - L_m I_{rd}) \end{cases} \quad (10) \end{aligned}$$

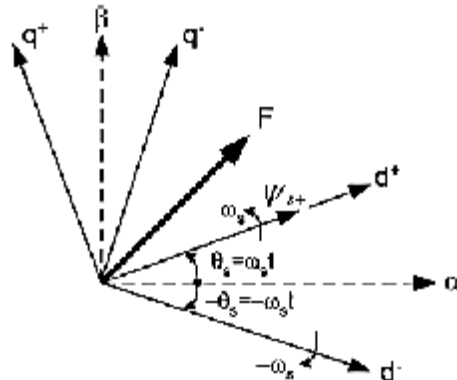
2-2 معادله حالت در شبکه با ولتاژ نامتعادل

با فرض اینکه مولفه های توالی صفر وجود نداشته باشد. مقادیر سه فاز شبکه مثل ولتاژ، جریان و شار شبکه در شرایط نامتعادلی به دو مولفه توالی مثبت و منفی تجزیه میشود. همچون مقاله [12] ولتاژ، جریان و شار در چارچوب مرجع ثابت $(\alpha\beta)$ را میتوان به مولفه های توالی مثبت و منفی زیر تجزیه کرد:

$$\begin{aligned} F_{\alpha\beta}(t) &= F_{\alpha\beta+}(t) + F_{\alpha\beta-}(t) \quad (11) \\ &= |F_{\alpha\beta+}| \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_+)} + |F_{\alpha\beta-}| \cdot e^{-j(\omega_s t + \varphi_-)} \end{aligned}$$



که φ_+ و φ_- شیفت فاز مربوط به مولفه های مثبت و منفی است. همانطور که در شکل 4 نشان داده شده است در چارچوب مرجع مثبت dq^+ محور d^+ بر روی شار مثبت استاتور قرار گرفته که با سرعت ω_s می چرخد در حالی که برای چارچوب مرجع dq^- محور d^- با سرعت زاویه ای $-\omega_s$ میچرخد و زاویه فاز آن نسبت به محور α عبارت است از $-\theta_s$.



شکل 4- روابط بین چارچوب مرجع $(\alpha\beta)$ ، $(dq)^+$ و $(dq)^-$

طبق شکل 4 تبدیل چارچوب بین $(\alpha\beta)$ ، $(dq)^+$ و $(dq)^-$ عبارت است از:

$$\begin{cases} F_{dq}^+ = F_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\omega_s t} \\ F_{dq}^- = F_{\alpha\beta} \cdot e^{j\omega_s t} \end{cases} \quad (12a)$$

$$\begin{cases} F_{dq}^+ = F_{dq}^- \cdot e^{-j2\omega_s t} \\ F_{dq}^- = F_{dq}^+ \cdot e^{j2\omega_s t} \end{cases} \quad (12b)$$

شبيه به مبدل های متصل به شبکه [14]، رابطه (8) را در شبکه نامتعادل می توان به دو مؤلفه dq^+ و dq^- چرخان با سرعت ω_s و $-\omega_s$ تجزیه کرد:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{rd+}^+ \\ I_{rq+}^+ \end{bmatrix} = [A_+] \begin{bmatrix} I_{rd+}^+ \\ I_{rq+}^+ \end{bmatrix} + \frac{L_m \omega_s \text{slip} +}{\sigma L_r L_s} \begin{bmatrix} \psi_{sq+}^+ \\ -\psi_{sd+}^+ \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_r} \begin{bmatrix} V_{rd+}^+ \\ V_{rq+}^+ \end{bmatrix} \quad (13a)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{rd-}^- \\ I_{rq-}^- \end{bmatrix} = [A_-] \begin{bmatrix} I_{rd-}^- \\ I_{rq-}^- \end{bmatrix} + \frac{L_m \omega_s \text{slip} -}{\sigma L_r L_s} \begin{bmatrix} \psi_{sq-}^- \\ -\psi_{sd-}^- \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_r} \begin{bmatrix} V_{rd-}^- \\ V_{rq-}^- \end{bmatrix} \quad (13b)$$

$$[A_-] = \begin{bmatrix} -R_r/(\sigma L_r) & \omega_{slip-} \\ -\omega_{slip-} & -R_r/(\sigma L_r) \end{bmatrix} \quad [A_+] = \begin{bmatrix} -R_r/(\sigma L_r) & \omega_{slip+} \\ -\omega_{slip+} & -R_r/(\sigma L_r) \end{bmatrix} \quad \text{که}$$

و $\omega_{slip-} = -\omega_s - \omega_r$ و $\omega_{slip+} = \omega_s - \omega_r$ زیر نویس + و - به مؤلفه های مثبت و منفی اشاره دارد و بالانویس های + و - به چارچوب های مرجع dq^+ و dq^- اشاره میکند. رابطه (13a) مؤلفه های توالی مثبت را در چارچوب مرجع مثبت dq^+ تعریف میکند و (13b) مؤلفه های توالی منفی را در چارچوب مرجع منفی dq^- .

بر طبق روابط (11) و (12) و شکل 4، بردارهای جریان، ولتاژ و شار استاتور را میتوان به کمک مؤلفه های توالی مثبت و منفی شان بیان کرد.



$$\begin{cases} F_{sdq}^+ = F_{sdq+}^+ + F_{sdq-}^+ \\ = F_{sdq+}^+ + F_{sdq-}^- \cdot e^{-j2\omega_s t} \\ F_{rdq}^+ = F_{rdq+}^+ + F_{rdq-}^+ \\ = F_{rdq+}^+ + F_{rdq-}^- \cdot e^{-j2\omega_s t} \end{cases} \quad (14)$$

اگر چه 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 روابط (2)، (4)، (14) و (15) میتوان به صورت زیر نوشت:

$$\begin{aligned} V_{sdq}^+ &= j\omega_s \psi_{sdq}^+ + \psi_{sdq}^+ \quad (16) \\ &= j\omega_s (\psi_{sdq+}^+ + \psi_{sdq-}^- \cdot e^{-j2\omega_s t}) \\ &\quad + \frac{d}{dt} (\psi_{sdq+}^+ + \psi_{sdq-}^- \cdot e^{-j2\omega_s t}) \\ &= j\omega_s (\psi_{sdq+}^+ + \psi_{sdq-}^- \cdot e^{-j2\omega_s t}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{sdq}^+ &= \frac{1}{L_s} (\psi_{sdq}^+ - L_{m1} I_{rdq}^+) \quad (17) \\ &= \frac{1}{L_s} (\psi_{sdq+}^+ + \psi_{sdq-}^- \cdot e^{-j2\omega_s t}) \\ &\quad - \frac{L_{m1}}{L_s} (I_{rdq+}^+ + I_{rdq-}^- \cdot e^{-j2\omega_s t}) \end{aligned}$$

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

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

با جایگزینی روابط (16) و (17) در رابطه (18) و جداسازی توان اکتیو راکتیو به مولفه های نوسانی داریم:

$$\begin{cases} P_s = P_{s0} + P_s \sin 2 \cdot \sin(2\omega_s t) \\ \quad + P_s \cos 2 \cdot \cos(2\omega_s t) \\ Q_s = Q_{s0} + Q_s \sin 2 \cdot \sin(2\omega_s t) \\ \quad + Q_s \cos 2 \cdot \cos(2\omega_s t) \end{cases} \quad (19)$$

$$= \frac{3\omega_s}{2L_s} \begin{bmatrix} P_{s0} \\ Q_{s0} \\ P_s \sin 2 \\ P_s \cos 2 \\ Q_s \sin 2 \\ Q_s \cos 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd+}^+ \\ \psi_{sq+}^+ \\ \psi_{sd-}^- \\ \psi_{sq-}^- \end{bmatrix} \quad (20)$$



$$+ \frac{2L_m\omega}{2L_s} \begin{bmatrix} -\psi_{sq+}^+ & \psi_{sd+}^+ & \psi_{sq-}^- & -\psi_{sd-}^- \\ \psi_{sd+}^+ & \psi_{sq+}^+ & -\psi_{sd-}^- & -\psi_{sq-}^- \\ -\psi_{sd-}^- & -\psi_{sq-}^- & -\psi_{sd+}^+ & -\psi_{sq+}^+ \\ \psi_{sq-}^- & -\psi_{sd-}^- & -\psi_{sq+}^+ & \psi_{sd+}^+ \\ \psi_{sq-}^- & -\psi_{sd-}^- & \psi_{sq+}^+ & -\psi_{sd+}^+ \\ -\psi_{sd-}^- & -\psi_{sq-}^- & \psi_{sd+}^+ & \psi_{sq+}^+ \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} L_{rd+}^+ \\ I_{rq+}^+ \\ I_{rd-}^- \\ I_{rq-}^- \end{bmatrix}$$

سیستم کنترل

1-3 حالت متعادل:

از رابطه (10) مشخص است که F_d و Q_d را میتوان بصورت مستقل به ترتیب با I_{rd} و I_{rq} کنترل کرد. بر اساس رابطه (8) سیستم کنترل برای جریان محور d و محور q مربوط به روتور DFIG (I_{rdq}) را میتوان در 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 [14,15] تعریف کرد.

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

k_{p1} و k_{i1} ضریب تناسبی و انتگرالی کنترل کننده جریان است.

پس طبق (8) و (21) ولتاژهای کنترل روتور در چارچوب مرجع سنکرون به شرح زیر است:

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \sigma L_r \begin{bmatrix} U_{rd} \\ U_{rq} \end{bmatrix} - \sigma L_r [A] \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} - \omega_{slip} \frac{L_m}{L_s} \begin{bmatrix} \psi_{sq} \\ -\psi_{sd} \end{bmatrix} \quad (28)$$

طبق شکل (3) تبدیل ولتاژ کنترل روتور از چارچوب مرجع dq به چارچوب مرجع $\alpha_r\beta_r$ به صورت زیر است:

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

2-3 حالت نامتعادل

در شرایط ولتاژ نامتعادل شبکه، چهار مولفه جریان روتور وجود دارد که نیاز به کنترل دارد. یعنی $I_{rd+}^+, I_{rd-}^-, I_{rq+}^+, I_{rq-}^-$ که جدای از کنترل Q_{sd}, P_{sd} (توان متوسط اکتیو و راکتیو استاتور) که در (19) و (20) 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 بدست آید [23]:



- هدف (1) I_d^+ متعادل: این هدف باعث گرمایش متعادل در سیم پیچهای سه فاز استاتور می گردد.
- هدف (2) توان اکتیو خروجی ثابت: یعنی هیچ نوسانی در توان اکتیو خروجی وجود ندارد.
- هدف (3) T_e ثابت: که باعث کاهش استرس مکانیکی روی سیستم توربین می شود.
- هدف (4) I_r بدون نوسان یعنی جریان روتور مولفه منفی نداشته باشد.
- اهداف کنترلی دیگری نیز میتوان در نظر گرفت [23].

وقتی محور d^+ بر روی شار مثبت استاتور قرار گیرد یعنی $\psi_{sd}^+ = 0$. مقادیر جریانهای dq توالی منفی برای اهداف مختلف چهارگانه میتواند ساده شود که در جدول 1 آمده است.

یکبار مرجع جریانهای مثبت و منفی تعیین میشود، سیستم کنترل به $I_{rd}^+, I_{rq}^+, I_{rd}^-, I_{rq}^-$ نیاز دارد تا نقاط مرجع را دنباله روی کند. بر اساس روابط (13a) و (13b) از دو کنترل جریان میتوان استفاده کرد. یکی از کنترل کنندهها در چارچوب $(dq)^+$ اجرا شود و جریانهای توالی مثبت را کنترل نماید و دیگری در چارچوب مرجع $(dq)^-$ اجرا گردد تا جریانهای توالی منفی را کنترل نماید.

جدول 1- جریان توالی منفی مرجع استاتور

	I_{rd}^-	I_{rq}^-
هدف 1	ψ_{sd}^- / L_m	ψ_{sq}^- / L_m
هدف 2	$\frac{2\psi_{sd}^-}{L_m} - k_{rd} I_{rd}^+ + k_{rq} I_{rq}^+$	$\frac{2\psi_{sq}^-}{L_m} - k_{rd} I_{rd}^+ + k_{rq} I_{rq}^+$
هدف 3	$k_{rd} I_{rd}^+ - k_{rq} I_{rq}^+$	$k_{rd} I_{rd}^+ - k_{rq} I_{rq}^+$
هدف 4	0	0

که داریم: $k_{rd} = \psi_{sd}^- / \psi_{sd}^+, k_{rq} = \psi_{sq}^- / \psi_{sd}^+$

نمودار سیستم کنترل پیشنهادی در شکل 5 نشان داده شده است.

اگر در این حالت از مولفه های مثبت و منفی استفاده نشود بعبارتی فقط، معادله (13a) بتنهایی بکار گرفته شود شبیه سازی، واگرا شده و توان تولیدی DFIG بجای اینکه مرجع را دنبال کند بشدت نوسانی شده و سیستم ناپایدار می گردد. بهمین دلیل، در مقاله از توالی مثبت و منفی استفاده شده است.

شبهه به حالت متعادل، ولتاژهای روتور مورد نیاز در چارچوب های مثبت و منفی عبارت است از:

$$\begin{bmatrix} V_{rd}^+ \\ V_{rq}^+ \end{bmatrix} = \sigma L_r \begin{bmatrix} U_{rd}^+ \\ U_{rq}^+ \end{bmatrix} - \sigma L_r [A_+] \begin{bmatrix} I_{rd}^+ \\ I_{rq}^+ \end{bmatrix} \quad (24)$$



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

که چهار ورودی کمکی شبیه به معادله (21) که برای حالت متعادل طراحی میشود.

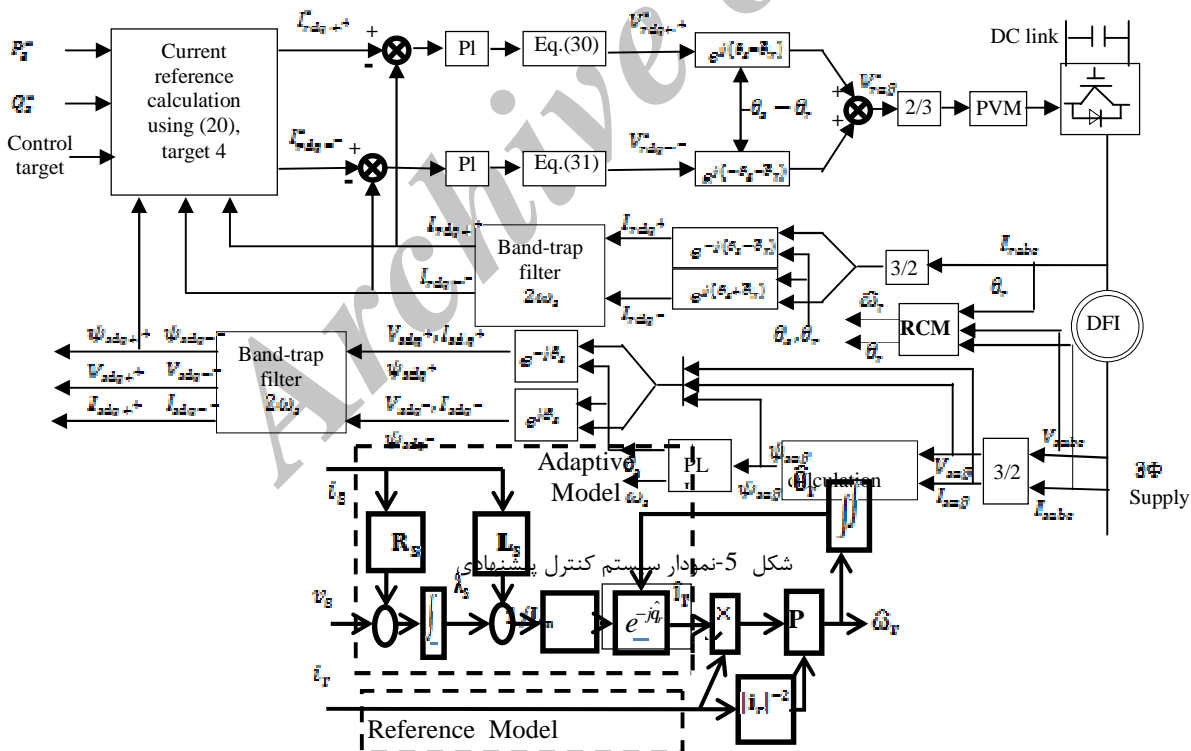
پس ولتاژ کنترل روتور تبدیل میشود:

$$V_{r\alpha\beta r} = V_{rdq+}^+ e^{j(\theta_s - \theta_r)} + V_{rdq-}^- e^{j(-\theta_s - \theta_r)} \quad (32)$$

تخمین سرعت و موقعیت روتور با RCMO

در این مقاله یک رویکرد MARS که بر پایه جریان روتور طراحی شده، سرعت و موقعیت روتور DFIG را تخمین می‌زند. کنترل DFIG با استفاده از \hat{q}_r و $\hat{\omega}_r$ تخمینی صورت می‌گیرد.

در روش پیشنهادی، متغیر مدل مرجع، جریان اندازه‌گیری شده روتور i_r است و متغیر مدل تطبیقی، جریان تخمینی روتور \hat{i}_r است که از ولتاژ و جریان استاتور بدست می‌آید. شکل 6 نمودار RCMO را نشان می‌دهد.



شکل 6-نمودار RCMO

در این شکل مدل تطبیقی و مدل مرجع با نقطه‌چین نشان داده شده است. شار استاتور در چار چوب ایستا (s) عبارت است از:

$$I_s = L_s i_s + L_m i_r e^{jq_r} \quad (27)$$



جریان روتور را میتوان از عبارت (27) بدست آورد:

$$i_r = \frac{I_s - L_s i_s}{L_m} e^{-jq_r} \quad (28)$$

با جایگزینی \hat{q}_r به جای q_r در (28)، جریان تخمینی روتور بدست می آید:

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

خطای بین مولفه های $\beta\alpha$ جریان تخمینی روتور \hat{i}_r و جریان اندازه گیری شده روتور i_r با ضرب خارجی آنها تعریف می شود.

$$x = \hat{i}_{ar} i_{br} - \hat{i}_{br} i_{ar} = |i_r| |\hat{i}_r| \sin(q_{er}) \quad (30)$$

زمانی به تخمین صحیحی از \hat{q}_r می رسیم که: $q_{er} = 0$. همانگونه که شکل 5 نشان می دهد خروجی تخمینگر RCMO عبارتست از \hat{q}_r که برای مدوله و دمدوله کردن جریان ها و ولتاژهای روتور بکار می رود.

در این حالت، i_{ms} را می توان از روتور یا استاتور بدست آورد. برای تزریق Q به شبکه بکار می رود. i_{qr} نیز برای تنظیم توان اکتیو بکار می رود.

جریان اندازه گیری شده روتور i_r با سرعت $w_e - w_r$ و جریان تخمینی روتور \hat{i}_r با سرعت $w_e - \hat{w}_r$ می چرخد لذا نسبت به i_r با سرعت $w_r - \hat{w}_r$ می چرخد. با صرف نظر از شرایط اولیه داریم:

$$q_{er} = (w_r - \hat{w}_r) / s \quad (31)$$

$$i_{r0} = \hat{i}_{r0} ; q_{er} = 0$$

با فرض اینکه همه پارامترهای ماشین بدرستی شناسایی و معرفی شده باشد در نقطه کار داریم:
لذا با خطی کردن رابطه (30) خواهیم داشت:

$$x = |i_{r0}|^2 q_{er} \rightarrow x = |i_{r0}|^2 \frac{w_r - \hat{w}_r}{s} \quad (32)$$

در شکل 6 کنترل کننده PI، سرعت تخمینی روتور \hat{w}_r را تنظیم و خطای رابطه (28) را به صفر میرساند. با تغییر توان خروجی DFIG، $|i_r|$ نیز تغییر میکند،

پس در معادله (30) یک گین متغیر وجود دارد. برای جبران این مطلب، یک گین متغیر $|i_{r0}|^{-2}$ در بلوک دیاگرام بکار رفته است.

5- شبیه سازی کامپیوتری

در این بخش، نیروگاه بادی DFIG متصل به شبکه را برای دو حالت، مطالعه می کنیم و صحت عملکرد مجموعه نیروگاه و مدار کنترلی را ارزیابی می نماییم. فرض بر آن است که ولتاژ شبکه نامتعادل است و از کنترل برداری برای کنترل RSC استفاده شده است. در این مقاله کنترل GSC مد نظر نیست. برای شبیه سازی از نرم افزار MATLAB/Simulink استفاده می شود. مقدار پارامترهای DFIG مطابق جدول 2 می باشد [23].

جدول 2- پارامترهای DFIG

توان نامی	2MW
ولتاژ استاتور/ فرکانس نامی	50 HZ / 690 V
مقاومت استاتور	0.0108 PU



0.0121 PU	مقاومت روتور
3.362 PU	اندوکتانس مغناطیس کننده
0/11PU /0/102PU	اندوکتانس نشتی استاتور/ روتور
0/333	نسبت دور استاتور به روتور
0/5 S	ثابت اینرسی

1-5 کنترل برداری باسنسور

در این حالت با در نظر گرفتن افت ولتاژ نامتعادل 2% در نقطه PCC، توان اکتیو و راکتیو مرجع را تغییر و دنباله روی توان استاتور از آن را تحقیق می نماییم. در این بخش، جریان ها و ولتاژهای استاتور و روتور بدلیل افت ولتاژ نامتعادل به مولفه های مثبت و منفی تجزیه و از دو کنترل کننده توالی مثبت و منفی استفاده می شود. لذا به چهار کنترل کننده PI نیاز است. همچنین در این بخش سرعت و موقعیت روتور از اندازه گیری بدست می آید. سرعت روتور 1.1 پریونیت است یعنی با توجه باینکه سرعت سنکرون 314 رادیان بر ثانیه است سرعت روتور در حدود 346 رادیان بر ثانیه می باشد. توان اکتیو مرجع در ثانیه دوم از 600 کیلووات به 1600 کیلووات و توان راکتیو مرجع در ثانیه 2.5 از 200 کیلووار به 600 کیلووار افزایش می یابد. شکل 7(A) نمودارهای حاصل از شبیه سازی را در این حالت نشان می دهد. همانگونه که مشاهده می شود توان استاتور و جریان روتور، مقادیر مرجع را بخوبی دنبال کرده و همچنین میزان نوسان آنها بسیار کم می باشد. پس الگوریتم پیشنهادی در شرایط افت ولتاژ نامتعادل با وجود سنسور بخوبی توان های اکتیو و راکتیو DFIG را کنترل نموده است. در قسمت بعدی با اضافه نمودن الگوریتم تخمین سرعت DFIG در همین شرایط (شرایط افت ولتاژ نامتعادل) الگوریتم را برای کارکرد در شرایط بدون سنسور نیز ارزیابی کرده ایم.

2-5 کنترل برداری بدون سنسور با RCMO

در این حالت سرعت و موقعیت روتور با رویترگر RCMO تخمین زده می شود. دیگر شرایط کنترل همچون قسمت (A) می باشد. نتایج شبیه سازی در شکل 7(B) نمایش داده شده است.



همانطور که در شکلهای 7(A) و 7(B) دیده می شود نمودارها، شباهت زیادی با هم دارند.

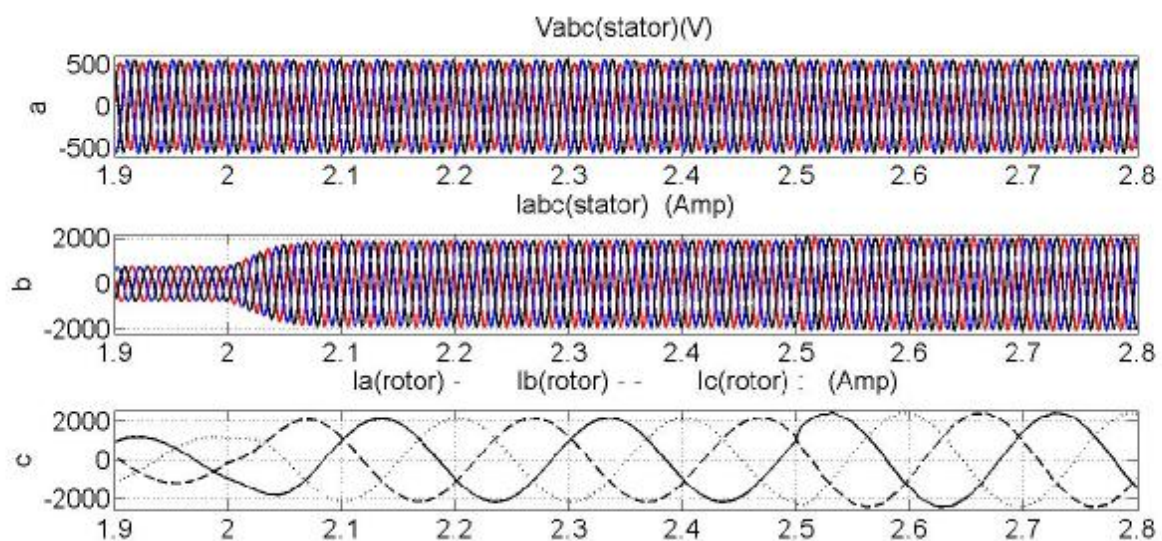
در هر دو شکل فوق، شکل a، ولتاژ سه فاز استاتور را نشان می دهد. در این شکل، ولتاژ فاز a دارای افت ولتاژ 2% و ولتاژ فازهای b و c بدون افت است. شکل b جریان سه فاز استاتور را نشان می دهد نوسان جریان سه فاز، نامتعادل بوده و میزان آن بیش از 2% است.

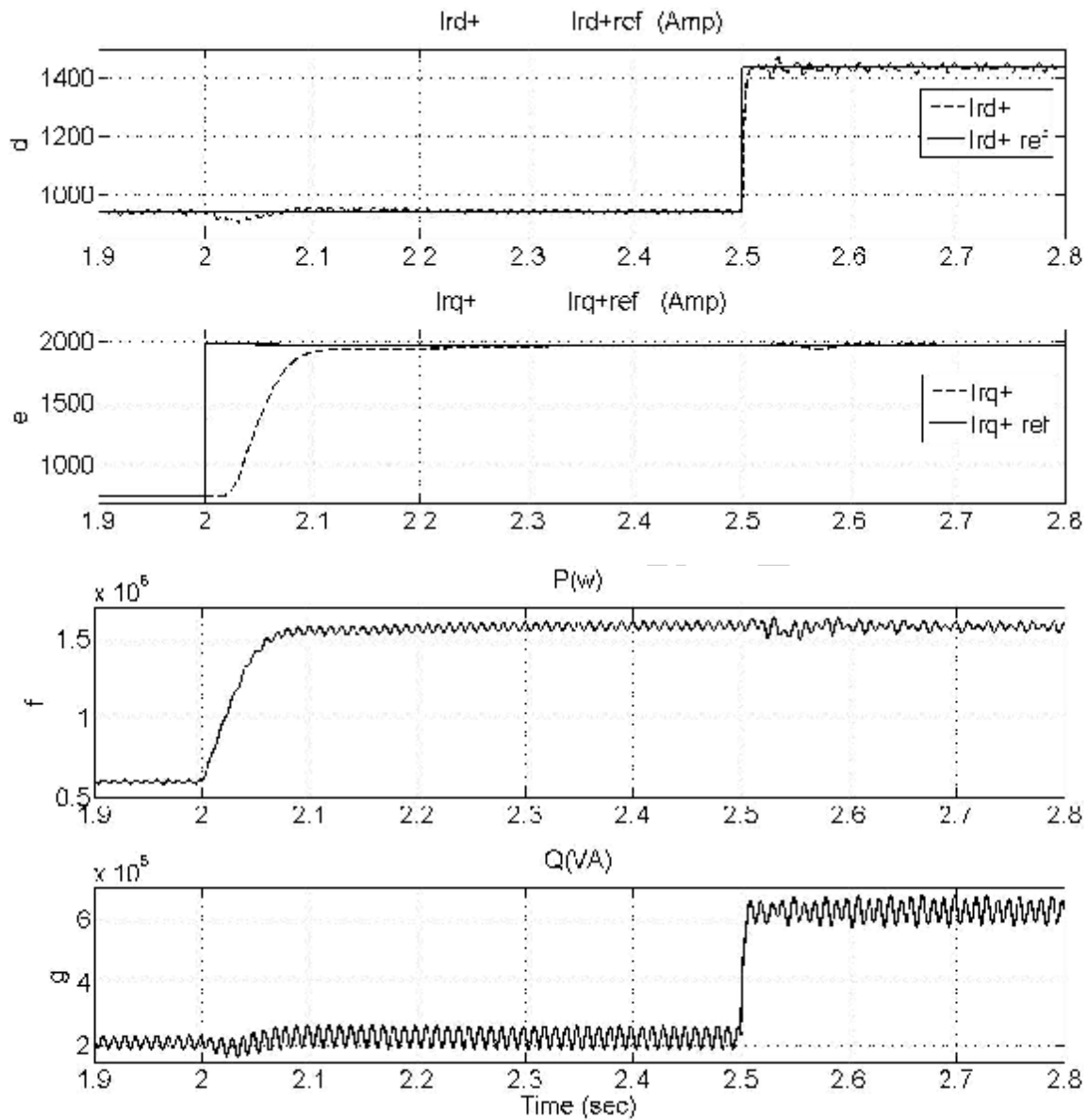
شکل 7c جریان سه فاز روتور را نشان می دهد. همانطور که در این شکل دیده می شود عدم تعادل در جریان روتور تقریباً حذف می شود ولی با افزایش توان مرجع، جریان سه فاز روتور علاوه بر افزایش دامنه، جابجایی فاز نیز دارد تا بتواند توان تولیدی استاتور را تغییر دهد.

شکل 7d و 7e مولفه مثبت جریان روتور را در محورهای d و q نشان می دهد. همانطور که از این شکلها هویداست مقدار جریان تولیدی روتور در هر دو محور، دنباله روی خوب و مناسبی از مقدار مرجع دارد ولی در حالت بدون سنسور مشاهده می شود جریان مرجع روتور در محور q تا لحظه $(t=2.5s)$ دارای نوسانهایی است که در حالت باسنسور، این نوسانها وجود ندارد. علت این نوسان، مربوط به ضرایب کنترل کننده PI رویترگر RCMO است.

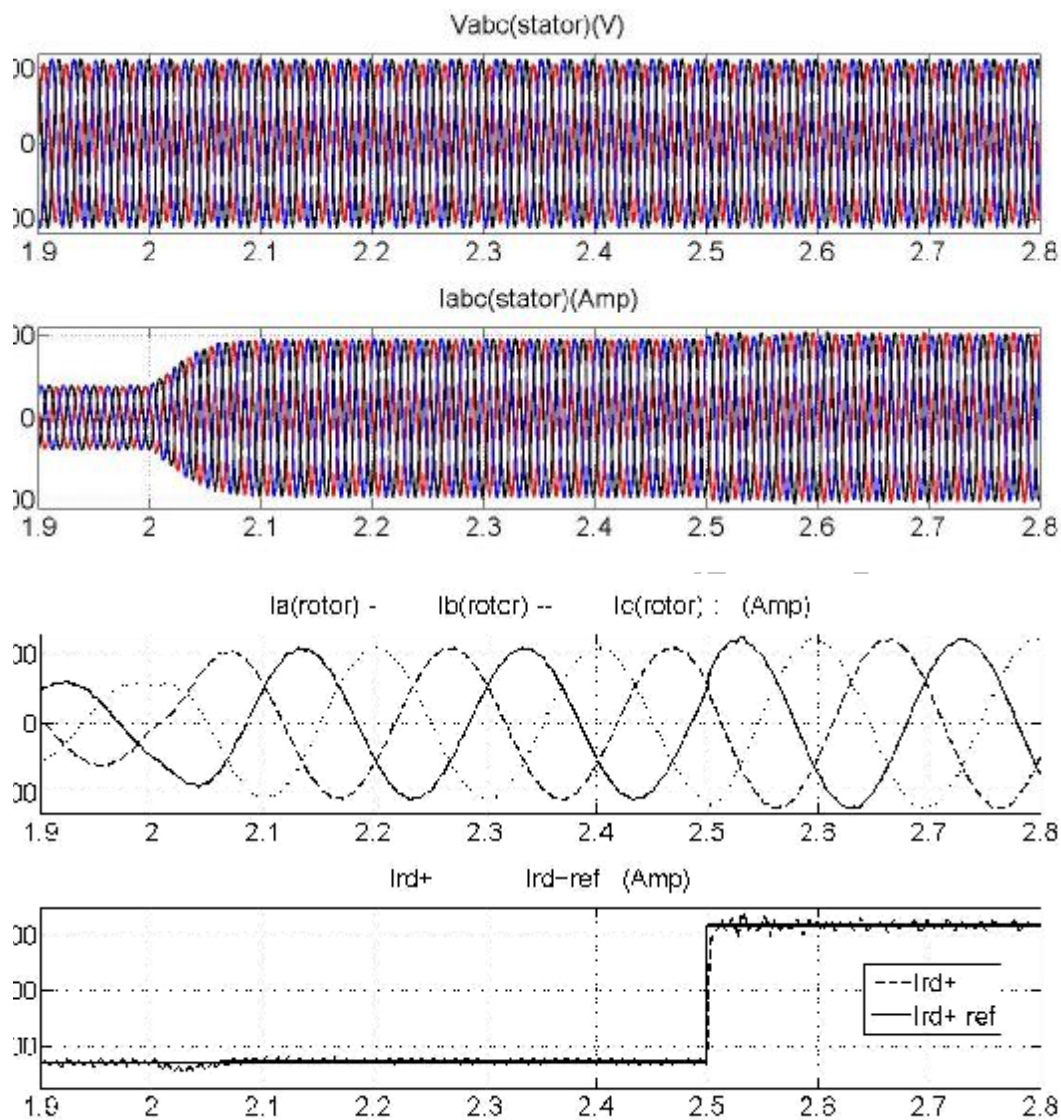
شکل 7f و 7g توانهای تولیدی استاتور را نشان می دهد که بخوبی توانهای مرجع را دنبال می کند. در هر دو شکل نوسانهایی وجود دارد. شکل 7h در حالت (B) سرعت تخمینی روتور را در مقایسه با سرعت واقعی آن نشان می دهد. همانطور که در شکل دیده می شود سرعت تخمینی بخوبی سرعت واقعی را دنبال می کند.

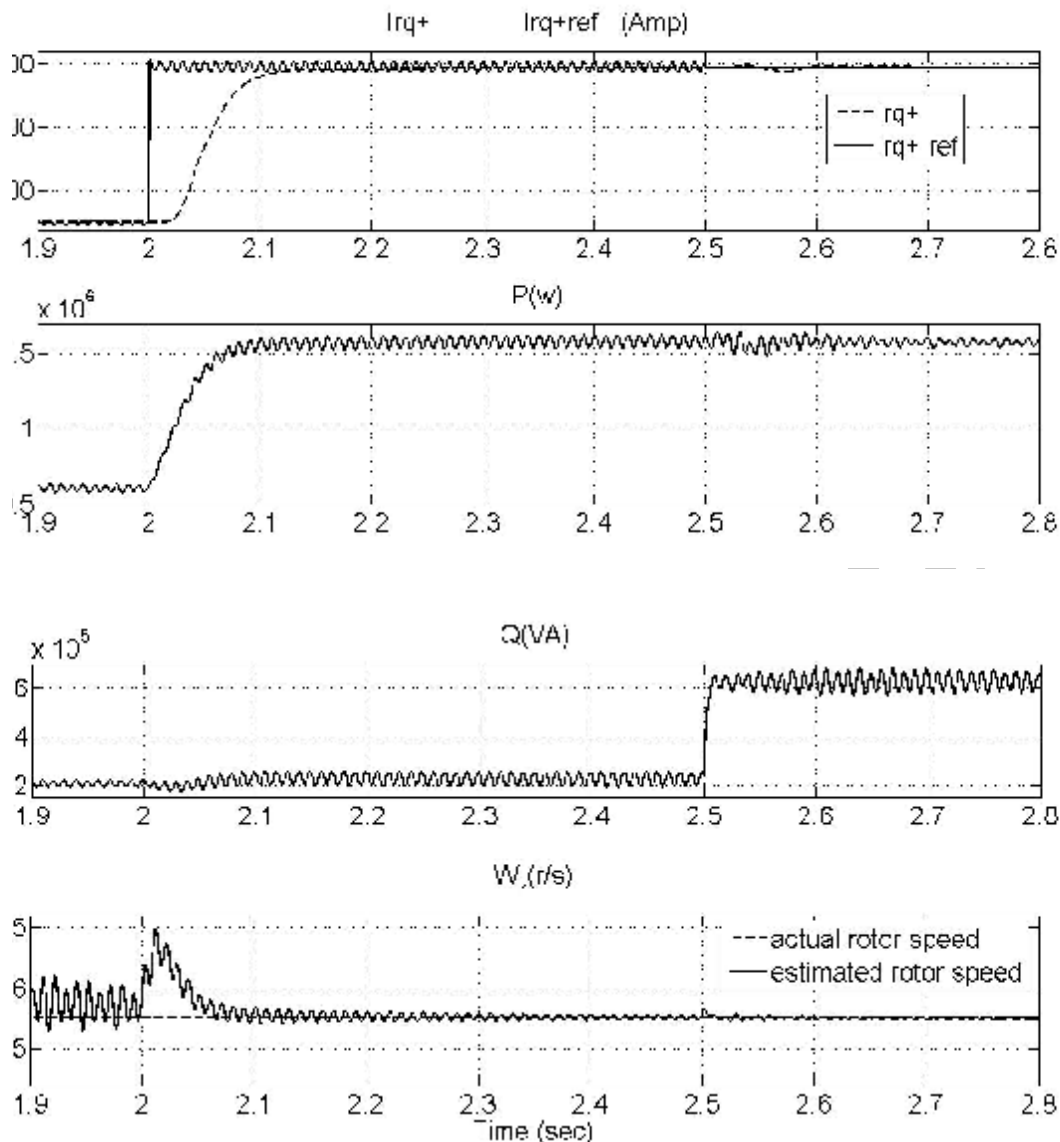
از مقایسه این دو شکل مشاهده می شود که کنترل بدون سنسور با رویترگر RCMO در شرایط افت ولتاژ نامتعادل در شبکه همچون کنترل باسنسور، پاسخ مطلوب و مناسبی ارائه می نماید.





شکل (A) 7- کنترل برداری باسنسور: (a) ولتاژ استاتور، (b) جریان استاتور، (c) جریان سه فاز روتور، (d) جریان محور d روتور، (e) جریان محور q روتور، (f) توان اکتیو استاتور، (g) توان راکتیو استاتور.





شکل (B) 7- کنترل برداری بدون سنسور: (a) ولتاژ استاتور، (b) جریان استاتور، (c) جریان سه فاز روتور، (d) جریان محور d روتور، (e) جریان محور q روتور، (f) توان اکتیو استاتور، (g) توان راکتیو استاتور، (h) سرعت روتور.

نتیجه گیری

در این مقاله یک روش کنترل کننده‌ی بدون سنسور برای DFIG در شرایط نامتعادلی ولتاژ شبکه ارایه شده است. در این مقاله بجای اندازه گیری سرعت و زاویه روتور از تخمین آنها با RCMO استفاده شده است. مدل DFIG در چارچوب مرجع مثبت و منفی در نظر گرفته می‌شود. ولتاژ نامتعادل شبکه، باعث ایجاد مولفه منفی در ولتاژ و جریان DFIG می‌شود. تغییرات P و Q استاتور ژنراتور با وجود مولفه منفی ولتاژ و جریان تعریف شده است. در این مقاله هدف کنترلی عبارت است از حذف نوسان در جریان روتور.



همچنین در این مقاله از دو جفت کنترل کننده در چارچوب مرجع استاتور dq استفاده شده است (در مجموع از چهار کنترل کننده PI) یک جفت برای مولفه های مثبت و جفت دیگر برای مولفه های منفی که بتواند کنترل دقیق و صحیحی بر روی مولفه های جریان روتور (مولفه مثبت و منفی) ایجاد کند. شبیه سازی بر روی یک سیستم DFIG با توان 2MW با نرم افزار MATLAB/Simulink انجام شده است. نتایج شبیه سازی نشان میدهد کنترل برداری بدون سنسور با وجود نامتعادلی ولتاژ شبکه بخوبی کنترل برداری با سنسور عمل می کند.

1- مراجع

- [1] M. Tsili and S. Papathanassiou, "A review of grid code technical requirements for wind farms," IET Renew. Power Generat., no. 3, pp. 308–332, 2009.
- [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, JULY 2014.
- [3] Heng Nian, Member, IEEE, Peng Cheng, and Z. Q. Zhu, Fellow, IEEE, "Independent Operation of DFIG-Based WECS Using Resonant Feedback Compensators Under Unbalanced Grid Voltage Conditions" IEEE Trans. on Power Electronics, VOL. 30, NO. 7, JULY 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. Tolivat, and P. Enjeti, "A sensorless Integrated Doubly-Fed Electric Alternator/Active filter (IDEA) for variable speed wind energy system," in Conf. Rec. 38th IEEE IAS Annu. Meeting, 2003, pp. 507–514.
- [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, "Doublefed induction machine: Converter optimisation and field oriented control without position sensor," Proc. Inst. Elect. Eng.—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, [CD-ROM].



- [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," *Proc. Inst. Elect. Eng.—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/June 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.*, 2002, pp. 26–28.
- [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, [CD-ROM].
- [15] R. Cardenas, R. Pena, J. Proboste, G. Asher, and J. Clare, "MRAS observer for sensorless control of standalone doubly fed induction generators," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 4, pp. 710–718, Dec. 2005.
- [16] R. Peña, 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 PESC*, 2005, pp. 2508–2513.
- [18] M. S. Carmeli, M. Iacchetti, and R. Perini, "A MRAS observer applied to sensorless doubly fed induction machine drives," in *Proc. IEEE ISIE*, 2010, pp. 3077–3082.
- [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 EPC, 2007, pp. 62–67.
- [22] R. Cárdenas, R. Peña, S. Alepuz, and G. Asher, “Overview of Control Systems for the Operation of DFIGs in Wind Energy Applications” IEEE Trans. Ind. Elec., vol. 60, no. 7, July, 2013.
- [23] Lie Xu, and Yi Wang, “Dynamic Modeling and Control of DFIG-Based Wind Turbines Under Unbalanced Network Conditions”, IEEE TRANS. POWER SYS., VOL. 22, NO. 1, FEB. 2007.

Archive of SID