

## تحلیل دینامیک مبدل سمت شبکه و طراحی کنترل کننده خازن لینک DC در توربین-ژنراتورهای بادی با ژنراتور القایی دوسو تغذیه (DFIG)

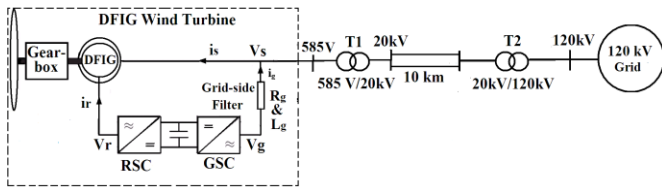
محسن رحیمی

استادیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه کاشان، کاشان، ایران

mrahimi@kashanu.ac.ir

**چکیده:** مقاله حاضر به تحلیل دینامیک مبدل سمت شبکه و طراحی کنترل کننده لینک DC در توربین-ژنراتور بادی با ژنراتور القایی دوسو تغذیه (DFIG) می پردازد. بر این اساس ابتدا به طراحی کنترل کننده جریان مربوط به مبدل سمت شبکه پرداخته می شود و سپس جهت عبور توان در مبدل های سمت روتور و شبکه در لغزش های مختلف تعیین می گردد. در ادامه براساس رابطه تبادل توان لحظه ای بین مبدل های الکترونیک قدرت و خازن لینک DC، دینامیک خازن لینک DC استخراج می گردد. در استخراج دینامیک خازن لینک DC اثر فیلتر واسط مبدل سمت شبکه نیز لحاظ می شود. نشان داده می شود که با لحاظ کردن دینامیک فیلتر واسط مبدل سمت شبکه، دینامیک خازن لینک DC غیرمینیمم فاز است که این امر می تواند محدودیت هایی را در دستیابی به پاسخ دینامیکی مناسب ایجاد کند. سپس به طراحی و انتخاب ضرایب کنترل کننده خازن لینک DC پرداخته می شود. در پایان عملکرد سیستم تحت مطالعه به وسیله شبیه سازی های زمانی که در نرم افزار MATLAB-SIMULINK انجام یافته آزموده می شود.

**واژه های کلیدی:** توربین-ژنراتور بادی با ژنراتور القایی دوسو تغذیه، کنترل مبدل سمت شبکه، دینامیک خازن لینک DC، غیر مینیمم فاز.



شکل (۱): توربین-ژنراتور بادی DFIG تحت مطالعه

## ۱. مقدمه

توربین-ژنراتورهای بادی سرعت متغیر مبتنی بر مبدل‌های الکترونیک قدرت بسته به نوع ژنراتور و نحوه چینش مبدل‌های الکترونیک قدرت عمدتاً دو ساختار دارند: توربین سرعت متغیر با ژنراتور القایی دوسو تغذیه<sup>۱</sup> (DFIG) و توربین بادی سرعت متغیر با مبدل کامل<sup>۲</sup> [۱].

در توربین-ژنراتور DFIG که در شکل (۱) نشان داده شده است، ژنراتور از نوع القایی روتور سیم‌پیچی شده بوده که سیم‌پیچی روتور به وسیله یک مبدل الکترونیک قدرت تغذیه می‌شود. مبدل الکترونیک قدرت، خود از دو مبدل تشکیل شده است: یکی مبدل سمت روتور<sup>۳</sup> و دیگری مبدل سمت شبکه<sup>۴</sup>. این دو مبدل مستقل از هم کنترل می‌شوند. وظیفه مبدل سمت روتور، کنترل توان حقیقی و راکتیوی است که ژنراتور با شبکه مبادله می‌کند. در واقع به وسیله مبدل سمت روتور می‌توان سرعت ژنراتور را همگام با تغییرات سرعت باد به گونه‌ای تنظیم کرد که توان آیرودینامیکی منتقل شده به شفت توربین بیشترین مقدار باشد. مبدل سمت شبکه ولتاژ لینک DC را کنترل می‌کند و همچنین می‌تواند برای تزریق توان راکتیو و کنترل ولتاژ نیز به کار رود.

عمده مقالات در زمینه کنترل DFIG به کنترل برداری مبدل‌های سمت روتور و سمت شبکه با جهت‌یابی میدان<sup>۵</sup> (FOC) اختصاص دارد [۲-۴]. کنترل براساس روش FOC دارای حلقه‌های داخلی کنترل جریان و حلقه‌های خارجی کنترلی است که عمدتاً کنترل‌کننده‌های حلقه‌های داخلی و خارجی از نوع PI می‌باشد. با کنترل مبدل سمت روتور براساس FOC می‌توان توان‌های اکتیو و راکتیو را که ژنراتور با شبکه مبادله می‌کند، به طور مستقل از هم کنترل نمود. به طور کلی دو روش برای کنترل مبدل سمت روتور به روش FOC وجود دارد: کنترل برداری با جهت‌یابی شار استاتور [۵] و کنترل برداری با جهت‌یابی ولتاژ استاتور [۶]. حلقه خارجی کنترل مبدل سمت روتور به دو طریق قابل پیاده‌سازی است: کنترل براساس توان [۷-۸] که در آن سیگنال مرجع حلقه خارجی از جنس توان است و کنترل براساس سرعت [۴ و ۹] که در آن کنترل‌کننده حلقه خارجی تلاش می‌کند تا سرعت ژنراتور را در مقدار مرجع تنظیم کند.

کنترل برداری مبدل سمت شبکه در DFIG عمدتاً با جهت‌یابی ولتاژ استاتور صورت می‌گیرد که دارای حلقه داخلی کنترل جریان و حلقه خارجی کنترل ولتاژ لینک DC می‌باشد.

اکثر مقالات [۱۰-۱۳] در زمینه DFIG که به کنترل مبدل سمت شبکه و خازن لینک DC می‌پردازند، اثر دینامیک فیلتر سمت شبکه را در استخراج دینامیک خازن لینک DC در نظر نمی‌گیرند. مقاله حاضر به کنترل مبدل سمت شبکه، استخراج دینامیک و طراحی کنترل‌کننده خازن لینک DC در توربین-ژنراتور DFIG می‌پردازد. به عنوان نوآوری در این مقاله، اثر دینامیک فیلتر واسط مبدل سمت شبکه در طراحی کنترل‌کننده خازن لینک DC در نظر گرفته می‌شود. استخراج دینامیک خازن لینک DC براساس رابطه تبادل توان لحظه‌ای بین مبدل‌های سمت روتور و سمت شبکه و خازن لینک DC صورت می‌گیرد. در حالت ماندگار توان متوسط مصرفی توسط سلف واسط مبدل سمت شبکه صفر بوده و این فیلتر نقشی در کاهش یا افزایش ولتاژ لینک DC ندارد. اما در مواقع گذرا به دلیل تغییر انرژی ذخیره‌شده در فیلتر واسط مبدل سمت شبکه، ولتاژ خازن می‌تواند دستخوش تغییر شود. در مقاله حاضر نشان داده می‌شود که با احتساب دینامیک فیلتر واسط مبدل سمت شبکه، دینامیک خازن لینک DC در بعضی نقاط غیر مینیمم فاز می‌شود که می‌تواند در مواقع گذرا روی عملکرد سیستم تأثیر منفی داشته باشد. در ادامه بعد از استخراج دینامیک خازن لینک DC به طراحی و انتخاب کنترل‌کننده برای سیستم تحت مطالعه پرداخته می‌شود. در پایان عملکرد سیستم تحت مطالعه از طریق شبیه‌سازی‌های زمانی که توسط نرم‌افزار MATLAB-SIMULINK انجام گرفته آزموده می‌شود.

## ۲. مدل‌سازی دینامیکی توربین-ژنراتور DFIG متصل

### به شین بی‌نهایت

شکل (۱) سیستم تحت مطالعه شامل یک توربین-ژنراتور DFIG را نشان می‌دهد که از طریق دو خط موازی ۲۰ کیلوولت و ترانسفورماتور به شبکه ۱۲۰ کیلوولت متصل می‌شود. پارامترهای الکتریکی و مکانیکی توربین-ژنراتور معادل فوق در بخش پیوست آمده است. در این قسمت هدف مدل‌سازی دینامیکی سیستم با فرض‌های زیر می‌باشد:

- مدل‌سازی سیستم در دستگاه چرخان سنکرون dq و به صورت یکایی (پریونیت) می‌باشد.
- جهات مثبت جریان‌های سیم‌پیچ‌های روتور و استاتور به طرف

1. Doubly-Fed Induction Generator
2. Variable Speed Wind Turbine with Full Converter Configuration
3. Rotor-Side Converter (RSC)
4. Grid-Side Converter (GSC)
5. Field Oriented Control

منفی است و با توجه به (۹) هر چقدر سرعت ماشین از سرعت سنکرون بالاتر باشد، اندازه لغزش و در نتیجه توان عبوری از سیم پیچ های روتور و مبدل الکترونیک قدرت مربوطه بیشتر است. در ژنراتور القایی دوسو تغذیه مورد استفاده در توربین های سرعت متغیر، عمده توان ماشین از طریق استاتور به شبکه منتقل می شود. اندازه توانی که از طریق مبدل الکترونیک قدرت به روتور وارد یا از آن خارج می شود، تقریباً عبارت است از:  $|P_r| = |s| |P_s|$ .

عمل کنترل توان حقیقی و راکتیو در توربین ژنراتورهای القایی سرعت متغیر دوسو تغذیه معمولاً به وسیله کنترل برداری مبدل الکترونیک قدرت سمت روتور صورت می گیرد. همان طور که قبلاً اشاره شد، برای کنترل برداری این توربین ژنراتورها دو روش مرسوم است: یکی براساس جهت یابی شار (میدان) استاتور و دیگری براساس جهت یابی ولتاژ استاتور. اگر محور  $d$  دستگاه مرجع سنکرون منطبق بر ولتاژ استاتور باشد، کنترل برداری با جهت یابی ولتاژ استاتور بوده و در نتیجه:  $v_{sd} = |V_s| = 1 pu$  و  $v_{sq} = 0$ . با استفاده از (۱) و (۲) و با صرف نظر از مقاومت استاتور، در حالت ماندگار و در سیستم مرجع سنکرون با جهت یابی ولتاژ استاتور می توان نشان داد که:

$$\psi_{sd} \approx 0 \text{ و } \psi_{sq} \approx -|\psi_s| = -1 pu$$

با جایگزینی  $\psi_{sd} \approx 0$  و  $\psi_{sq} \approx -1 pu$  در (۷) و (۸)، روابط مربوط به توان های فاصله هوایی استاتور و روتور در سیستم مرجع سنکرون با جهت یابی ولتاژ استاتور به صورت زیر درمی آید:

$$P_{sg} = -\frac{L_m}{L_s} \omega_s |\psi_s| i_{rd} \quad (10)$$

$$P_{rg} = \frac{L_m}{L_s} \omega_2 |\psi_s| i_{rd} \quad (11)$$

در صورتی که ماشین القایی دوسو تغذیه به صورت ژنراتور بهره برداری گردد، توان های فاصله هوایی استاتور  $P_{sg}$  کوچک تر از صفر خواهد بود و بنابراین از رابطه (۱۰) واضح است که  $i_{rd} \geq 0$ . در توربین ژنراتورهای بادی دوسو تغذیه جهت توان و فلوی ورودی به روتور وابسته به علامت لغزش است. در سرعت های بالای سرعت سنکرون، لغزش منفی بوده و  $P_{rg}$  منفی است در صورتی که در سرعت های زیر سرعت سنکرون لغزش مثبت بوده و  $P_{rg}$  مثبت است.

$$P_{rg} = \begin{cases} \frac{L_m}{L_s} \omega_2 |\psi_s| i_{rd} & \omega_r \leq \omega_s \text{ OR } (s \geq 0) \\ -\frac{L_m}{L_s} \omega_2 |\psi_s| i_{rd} & \omega_r \geq \omega_s \text{ OR } (s \leq 0) \end{cases} \quad (12)$$

$P_{rg}$  مثبت به این معنی است که توان از طریق مبدل روتور به روتور و فاصله هوایی وارد می شود. توانی که در این حالت از طریق روتور به فاصله هوایی وارد می شود در واقع توانی است که از طریق

داخل ماشین و جهت مثبت جریان فیلتر سمت شبکه به طرف خارج از مبدل است.

- روابط ولتاژ، شار استاتور و روتور، گشتاور الکترومکانیکی و توان های ورودی به سیم پیچ های استاتور و روتور در یک ماشین القایی دوسو تغذیه در دستگاه چرخان dq در مقالات متعدد از جمله [۱۴] آمده که به صورت زیر است:

$$v_{sdq} = R_s i_{sdq} + j \omega_s \psi_{sdq} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{sdq}}{dt} \quad (1)$$

$$v_{rdq} = R_r i_{rdq} + j \omega_2 \psi_{rdq} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{rdq}}{dt} \quad (2)$$

$$\psi_{sdq} = L_s i_{sdq} + L_m i_{rdq} \quad (3)$$

$$\psi_{rdq} = L_r i_{rdq} + L_m i_{sdq} \quad (4)$$

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

$$P_s = \text{Re}(v_{sdq} i_{sdq}^*) \quad (6)$$

$$P_r = \text{Re}(v_{rdq} i_{rdq}^*)$$

که  $v_{sdq}$  و  $v_{rdq}$  ولتاژهای استاتور و روتور،  $\psi_{sdq}$  و  $\psi_{rdq}$  شارهای استاتور و روتور در حوزه dq است. همچنین  $T_e$  گشتاور الکترومکانیکی،  $P_s$  و  $P_r$  توان های حقیقی استاتور و روتور و  $\omega_s$  سرعت زاویه ای دستگاه مرجع سنکرون (برحسب پرینیت) بوده و در حالت ماندگار با فرکانس استاتور برابر است.  $\omega_2$  فرکانس لغزش (برحسب پرینیت) و  $\omega_b$  سرعت زاویه الکتریکی مبنا (برحسب رادیان بر ثانیه) می باشد.

## ۱.۲. جهت فلوی توان در ژنراتور القایی دوسو تغذیه

$P_s$  و  $P_r$  در رابطه (۶) توان های ورودی به ماشین از طریق سیم پیچ های استاتور و روتور است. در حالت ماندگار مشتق شار در روابط (۱) و (۲) برابر صفر می باشد. با جایگزینی روابط (۱) و (۲) در (۶) و با استفاده از روابط (۳) و (۴)، توان های ورودی به فاصله هوایی ماشین از طریق روتور و استاتور ( $P_{rg}$  و  $P_{sg}$ ) به صورت زیر به دست می آید:

$$P_{sg} = \frac{L_m}{L_s} \omega_s (\psi_{sq} i_{rd} - \psi_{sd} i_{rq}) \quad (7)$$

$$P_{rg} = -\frac{L_m}{L_s} \omega_2 (\psi_{sq} i_{rd} - \psi_{sd} i_{rq}) \quad (8)$$

از روابط (۷) و (۸) نسبت توان فاصله هوایی روتور به توان فاصله هوایی استاتور برابر با لغزش ماشین ( $s$ ) می باشد:

$$\frac{P_{rg}}{P_{sg}} = -\frac{\omega_2}{\omega_s} = -s \quad (9)$$

حالتی که سرعت ماشین از سرعت سنکرون بالاتر باشد، لغزش

سنکرون dq به صورت زیر است:

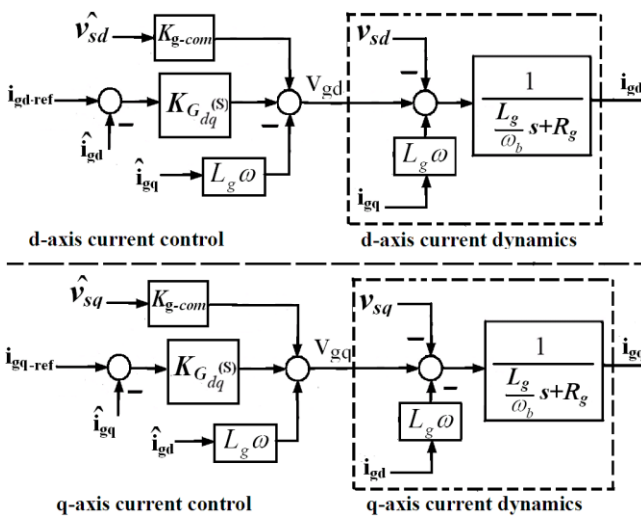
$$\frac{L_g}{\omega_b} \frac{di_{gdq}}{dt} = -R_g i_{gdq} - j \omega L_g i_{gdq} - v_{sdq} + v_{gdq} \quad (13)$$

که ولتاژ استاتور،  $i_{gdq}$  جریان فیلتر سمت شبکه و ولتاژ خروجی مبدل سمت شبکه در حوزه dq می باشد.  $v_{gd}$  و  $v_{gq}$  رابطه (۱۳) ولتاژهای کنترلی مبدل سمت شبکه بوده و مقدار آن توسط کنترل کننده های جریان فیلتر سمت شبکه تعیین می شود. با جبران مؤلفه های تزویجی  $\omega L_g i_{gq}$  و  $\omega L_g i_{gd}$  توسط ترم های پیشخور، حلقه های dq کنترل جریان از هم جدا و مستقل خواهد شد.

شکل (۳) حلقه های d و q کنترل جریان مبدل سمت شبکه را نشان می دهد. ولتاژهای استاتور  $v_{sdq}$  در حلقه های کنترل جریان شکل (۳) به عنوان اغتشاش عمل می کند. برای بهبود دینامیک حلقه های کنترل جریان می توان آن ها را به وسیله ترم های پیشخور جبران کرد. در حالت کلی اگر کنترل کننده  $K_{Gdq}(s)$  در شکل (۳) به فرم PI باشد،  $(K_{Gdq}(s) = k_{p-g} + \frac{k_{i-g}}{s})$  ولتاژهای کنترلی مبدل سمت شبکه را می توان به فرم زیر نوشت:

$$v_{gdq}(t) = k_{p-g} \cdot (i_{gdq-ref}(t) - i_{gdq}(t)) + k_{i-g} \cdot \int (i_{gdq-ref}(t) - i_{gdq}(t)) dt + j \omega L_g i_{gdq} + k_{g-com} v_{sdq}(t) \quad (14)$$

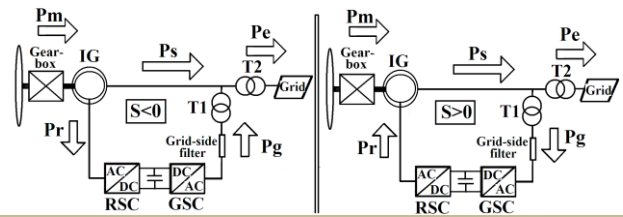
ترم  $k_{g-com}$  در رابطه (۱۴) می تواند یکی از مقدار صفر یا یک را اختیار کند. یک به معنای جبران و صفر به معنای عدم جبران ولتاژهای استاتور است. نحوه انتخاب ضرایب، برای کنترل کننده PI جریان مبدل سمت شبکه، مشابه کنترل کننده جریان روتور است.



شکل (۳): حلقه های d و q کنترل جریان فیلتر سمت شبکه

با توجه به شکل (۳) پهنای باند حلقه باز جریان مبدل سمت شبکه

شبکه به مبدل سمت شبکه منتقل شده و سپس به خازن لینک dc وارد شده و در نهایت از طریق مبدل سمت روتور وارد فاصله هوایی می شود. برعکس  $P_{rg}$  منفی به این معناست که توان از فاصله هوایی و روتور خارج شده و به مبدل روتور وارد می شود. این توان از طریق مبدل سمت شبکه به شبکه منتقل می شود. شکل (۲) جهت توان های روتور و استاتور در یک ژنراتور القایی دوسو تغذیه در حالات مختلف لغزش را نشان می دهد. توجه کنید که برخلاف موتور القایی قفسه سنجابی، به کمک تغذیه روتور DFIG توسط مبدل سمت روتور می توان در لغزش های مثبت و سرعت های کمتر از سرعت سنکرون نیز در حالت ژنراتوری کار کرد.



شکل (۲): جهت توان های روتور و استاتور در یک ژنراتور القایی دوسو تغذیه در حالات مختلف لغزش

### ۳. مدل سازی دینامیکی و کنترل مبدل های سمت روتور و سمت شبکه

وظیفه مبدل سمت شبکه در ژنراتور DFIG تثبیت ولتاژ لینک DC از طریق مبادله توان حقیقی با شبکه است. به علاوه این مبدل می تواند در تنظیم ضریب توان و مبادله توان راکتیو با شبکه نیز نقش ایفا کند. وظیفه مبدل سمت روتور، کنترل توان حقیقی و سرعت ژنراتور است. به وسیله مبدل سمت روتور همچنین می توان توان راکتیوی را که ژنراتور با شبکه مبادله می کند کنترل نمود.

#### ۱.۳. کنترل مبدل سمت شبکه

مبدل نوع شبکه مطابق با شکل (۱) از طریق ترانسفورماتور، فیلتر سلفی سری و فیلتر خازنی موازی ac به شبکه متصل می شود. فیلتر خازنی موازی ac در فرکانس سوئیچینگ مبدل الکترونیک قدرت دارای امپدانس پایینی بوده و از ورود فرکانس های سوئیچینگ به شبکه جلوگیری می کند. در فرکانس های پایه و مورد علاقه کنترلی، فیلتر خازنی دارای امپدانس بالایی بوده و نقش چندانی ایفا نمی کند. بنابراین برای استخراج مدل دینامیکی مبدل سمت شبکه از فیلتر خازنی صرف نظر کرده و ترانس و فیلتر واسط بین مبدل و شبکه با مقاومت اهمی  $R_g$  و اندوکتانس  $L_g$  در حوزه پریونیت مدل می شود.

معادلات دینامیکی حاکم بر فیلتر سمت شبکه در دستگاه مرجع

حالت ماندگار dc بوده و در شرایط گذرا دارای فرکانس ۱ یا دو پریونیت (در مبنای فرکانس شبکه) است. در حالت کلی تر می توان اثرات تأخیر مبدل و سنسور جریان روتور را با هم در  $T_D$  لحاظ کرد.

### ۲.۳. کنترل مبدل سمت روتور

نمایش مطلوب برای بیان معادلات ماشین در مقاصد کنترلی، بیان معادلات حالت برحسب متغیرهای شار استاتور و جریان روتور است. نویسنده در مرجع [۱۵] معادلات دینامیکی روتور و نحوه طراحی کنترل کننده جریان روتور را به طور کامل استخراج کرده و به اختصار در زیر آورده می شود. معادلات دینامیکی روتور که مناسب برای مقاصد کنترلی می باشند، در دستگاه مرجع سنکرون به صورت زیر می باشند:

$$v_{rd} = R_r' i_{rd} + \frac{L_r'}{\omega_b} \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_2 L_r' i_{rq} + e_d \quad (22)$$

$$v_{rq} = R_r' i_{rq} + \frac{L_r'}{\omega_b} \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_2 L_r' i_{rd} + e_q \quad (23)$$

که  $R_r'$  و  $L_r'$  در (۲۲) و (۲۳) مقاومت و اندوکتانس گذرای روتور می باشند و عبارت اند از:  $(R_r + (\frac{L_m}{L_s})^2 R_s)$  و  $L_r' = L_r - \frac{L_m^2}{L_s}$ . همچنین  $e_d$  و  $e_q$  مؤلفه های دق و ولتاژهای ضد محرکه روتور بوده و عبارت اند از:

$$e_{dq} = \frac{L_m}{L_s} \left( v_{sdq} - \frac{R_s}{L_s} \psi_{sdq} - j \omega_r \psi_{sdq} \right) \quad (24)$$

با توجه به (۲۴) ولتاژهای ضد محرکه تابعی از ولتاژ و شار استاتور بوده و در واقع اثر دینامیک استاتور را بر روی روتور منعکس می کنند. روابط (۲۲) و (۲۳) دینامیک های dq کنترل جریان روتور را توصیف می کنند. ولتاژهای کنترلی روتور بوده و مقدار آنها توسط کنترل کننده های جریان روتور تعیین می شود. با جبران مؤلفه های تزویجی  $-\omega_2 L_r' i_{rq}$  و  $\omega_2 L_r' i_{rd}$  توسط ترم های پیشخور، حلقه های dq کنترل جریان از هم جدا و مستقل خواهد شد. شکل (۴) حلقه های d و q کنترل جریان روتور را نشان می دهد. نحوه انتخاب ضرایب کنترل کننده PI جهت کنترل جریان روتور، مشابه کنترل کننده جریان مبدل سمت شبکه است.

### ۴. تبادل توان و طراحی کنترل کننده خازن لینک DC

هدف از به کارگیری مبدل سمت شبکه همان گونه که در قسمت قبل بیان شد، کنترل ولتاژ لینک dc و مبادله توان راکتیو با شبکه است.

عبارت است از  $\alpha_{g-op} = \frac{R_g}{L_g} \omega_b$ . در کاربردهای کنترلی اثر مبدل الکترونیک قدرت را می توان با عنصر تأخیر  $e^{-sT_D}$  مدل نمود. برای تأخیر زمانی  $T_D$  به اندازه کافی کوچک می توان تابع تبدیل تأخیر را با یک ثابت زمانی تقریب زد:

$$G_D(s) = e^{-sT_D} \approx \frac{1}{1+sT_D} \quad (15)$$

با لحاظ کردن تأخیر مبدل الکترونیک قدرت، تابع تبدیل بهره حلقه باز کنترل جریان مبدل سمت شبکه عبارت است از:

$$G_O(s) = k_{p-g} + \frac{k_{i-g}}{s} \cdot \frac{1}{1+sT_D} \cdot \frac{\omega_b L_g}{s + \alpha_{g-op}} \quad (16)$$

اگر ضرایب کنترل کننده PI طوری انتخاب شود که رابطه  $\frac{k_{i-g}}{k_{p-g}} = \alpha_{g-op} = \frac{R_g}{L_g} \omega_b$  برقرار باشد، قطب  $\alpha_{g-op}$  به وسیله صفر کنترل کننده PI حذف خواهد شد و در نتیجه:

$$G_O(s) = \frac{k_{p-g} \omega_b}{L_g} \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{1+sT_D} \quad (17)$$

با انتخاب  $\alpha_D = \frac{1}{T_D}$  و  $\alpha_g = \frac{k_{p-g} \omega_b}{L_g}$  رابطه (۱۷) به فرم زیر تبدیل می شود:

$$G_O(s) = \frac{\alpha_g}{s} \cdot \frac{\alpha_D}{s + \alpha_D} \quad (18)$$

آنگاه تابع تبدیل حلقه بسته سیستم عبارت است از:

$$G_{cl-ig} = \frac{I_g(s)}{I_{g-ref}(s)} = \frac{\alpha_g \alpha_D}{s^2 + \alpha_D s + \alpha_g \alpha_D} \quad (19)$$

اگر  $\alpha_g \ll \alpha_D$  یا  $\alpha_g \ll \frac{1}{T_D}$  در این صورت می توان رابطه (۱۹) را به فرم زیر نوشت:

$$G_{cl-ig} = \frac{I_{dq}(s)}{I_{dq-ref}(s)} = \frac{\alpha_g \alpha_D}{(s + \alpha_g)(s + \alpha_D)} \quad (20)$$

برای گستره فرکانسی  $\omega \ll \alpha_D$  تابع تبدیل (۲۰) به فرم ساده زیر تبدیل می شود:

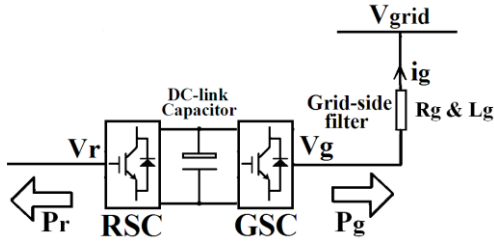
$$G_{cl-ig} = \frac{I_{gdq}(s)}{I_{gdq-ref}(s)} = \frac{\alpha_g}{(s + \alpha_g)} \quad (21)$$

پارامتر  $\alpha_g$  در رابطه (۲۱) پهنای باند حلقه بسته کنترل جریان مبدل سمت شبکه است. رابطه (۲۱) تحت شروط  $\alpha_g \ll \alpha_D$  و  $\omega \ll \alpha_D$  به دست آمد. به فرکانس کلیدزنی مبدل وابسته است و شرط  $\alpha_g \ll \alpha_D$  به این معناست که پهنای باند حلقه بسته کنترل جریان به اندازه کافی از فرکانس کلیدزنی کوچک تر باشد. همچنین شرط  $\omega \ll \alpha_D$  به سادگی برآورده می شود چون سیگنال مرجع جریان در

۱.۴. استخراج دینامیک خازن لینک DC از تحلیل تبادل

توان

با جهات جریان و توان نشان داده شده در شکل (۶)، دینامیک خازن لینک DC را می توان به وسیله معادله تبادل توان لحظه ای زیر (رابطه ۲۵) توصیف کرد.



شکل (۶): جهات قراردادی توان در مبدل روتور و مبدل شبکه

$$C v_{dc} \frac{dv_{dc}(t)}{dt} = -\frac{v_{dc}^2}{R_{loss}} - P_r(t) - P_g(t) \quad (25)$$

که  $C$  و  $v_{dc}$  ظرفیت و ولتاژ لینک DC می باشند.  $P_r(t)$  توان لحظه ای ورودی به روتور و  $P_g(t)$  توان لحظه ای خروجی مبدل شبکه است.  $R_{loss}$  نماینده تلفات هدایتی و کلیدزنی مبدل روتور و شبکه است. توان لحظه ای خروجی مبدل شبکه را می توان چنین نوشت:

$$P_g = v_{gd} i_{gd} + v_{gq} i_{gq} \quad (26)$$

همچنین دینامیک فیلتر شبکه در دستگاه dq با جهت یابی ولتاژ شبکه عبارت است از:

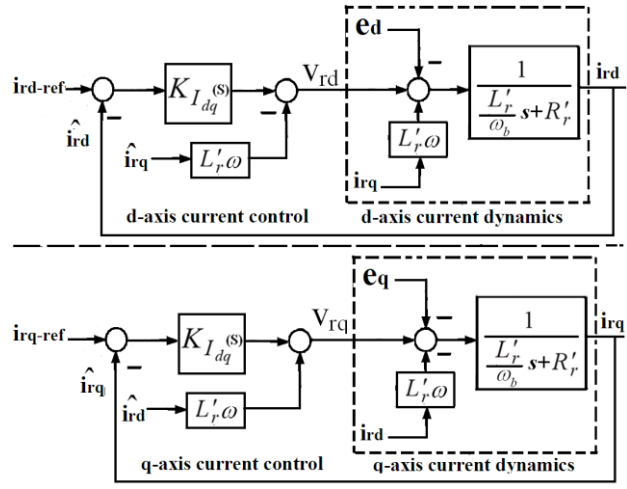
$$v_{gdq} = R_g i_{gdq} + j \omega L_g i_{gdq} + \frac{L_g}{\omega_b} \frac{di_{gdq}}{dt} + v_{gridd} \quad (27)$$

که  $v_{gdq}$  ولتاژ کنترلی مبدل سمت شبکه و  $v_{gridd}$  ولتاژ شبکه در نقطه اتصال ژنراتور و شبکه می باشد. توجه کنید که  $v_{gridd}$  در رابطه فوق در واقع همان ولتاژ استاتور  $v_s$  در رابطه (۱۳) است.

با استخراج  $v_{gdq}$  از رابطه (۲۷) و جایگزاری در رابطه زیر به دست می آید:

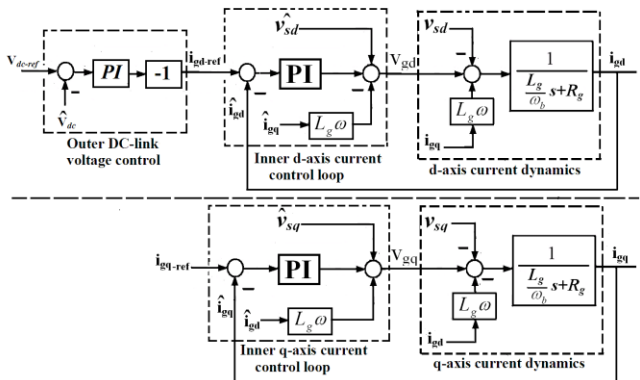
$$P_g(t) = v_{gridd} i_{gd} + R_g i_{gd}^2 + R_g i_{gq}^2 + \frac{1}{2} \frac{L_g}{\omega_b} \frac{di_{gd}^2(t)}{dt} + \frac{1}{2} \frac{L_g}{\omega_b} \frac{di_{gq}^2(t)}{dt} \quad (28)$$

با توجه به رابطه (۲۸) توان لحظه ای خروجی مبدل شبکه دارای دو بخش است: بخش اول  $(v_{gridd} i_{gd})$  توان مبادله شده با شبکه می باشد. بخش دوم که شامل چهار جمله است توان لحظه ای مبادله شده با امپدانس فیلتر شبکه می باشد. با جایگزینی (۲۸) در (۲۵) معادله تبادل



شکل (۴): حلقه های d و q کنترل جریان روتور

البته تنظیم توان راکتیو DFIG توسط مبدل سمت روتور کارآمدتر بوده و کارکرد مبدل شبکه با ضریب توان واحد، از نظر کاستن توان نامی این مبدل، به صرفه تر است. شکل (۵) بلوک دیاگرام کنترل ولتاژ لینک به وسیله مبدل سمت شبکه در دستگاه dq با جهت یابی ولتاژ استاتور و با کنترل کننده های PI را نشان می دهد. توجه کنید که در کنترل برداری با جهت یابی ولتاژ استاتور داریم:  $v_{sd} = |v_s|$  و  $v_{sq} = 0$ . در این حالت مؤلفه مستقیم جریان مبدل شبکه  $(i_{gd})$  وظیفه مبادله توان حقیقی با شبکه و کنترل ولتاژ لینک DC را به عهده دارد و مؤلفه عمودی جریان مبدل شبکه  $(i_{gq})$  عمل مبادله توان راکتیو با شبکه را انجام می دهد. مؤلفه مستقیم جریان مرجع مبدل شبکه  $i_{gd-ref}$  از حلقه خارجی کنترل ولتاژ لینک dc تأمین می شود. معمولاً مبدل سمت شبکه در ضریب توان واحد کار می کند و با شبکه توان راکتیو مبادله نمی کند، لذا مؤلفه عمودی جریان مرجع مبدل سمت شبکه  $i_{gq-ref}$  برابر با صفر قرار داده می شود. نحوه انتخاب و طراحی کنترل کننده های PI جریان مبدل سمت شبکه در بخش قبل بیان شد. در ادامه به تحلیل تبادل توان و استخراج دینامیک خازن لینک DC پرداخته می شود.



شکل (۵): بلوک دیاگرام کنترل مبدل سمت شبکه

توان لحظه‌ای زیر حاصل می‌شود:

$$\frac{1}{2}C \frac{dv_{dc}^2(t)}{dt} = -\frac{v_{dc}^2}{R_{loss}} - P_r(t) - \left( v_{grid0} i_{gd} + R_g i_{gd}^2 + R_g i_{gq}^2 + \frac{1}{2} \frac{L_g}{\omega_b} \frac{di_{gd}^2(t)}{dt} + \frac{1}{2} \frac{L_g}{\omega_b} \frac{di_{gq}^2(t)}{dt} \right) \quad (29)$$

عبارت  $\frac{v_{dc}^2}{R_{loss}}$  در رابطه فوق مدل‌کننده تلفات سوئیچینگ مبدل‌ها می‌باشد. خطی سازی رابطه (29) منجر به رابطه زیر می‌گردد:

$$\frac{1}{2}C \frac{d\Delta v_{dc}^2(t)}{dt} = -\frac{\Delta v_{dc}^2}{R_{loss}} - \Delta P_r(t) - (v_{grid0} + 2R_g i_{gd0}) \Delta i_{gd} - \left( \frac{L_g}{\omega_b} i_{gd0} \frac{d\Delta i_{gd}}{dt} - \left( 2R_g \Delta i_{gq} + \frac{L_g}{\omega_b} \frac{d\Delta i_{gd}}{dt} \right) i_{gq0} \right) \quad (30)$$

در رابطه فوق مؤلفه‌های مستقیم و عمودی جریان مبدل سمت شبکه در نقطه کار است. در حالت کنترل مبدل سمت شبکه با جهت یابی ولتاژ شبکه،  $i_{gd}$  وظیفه مبادله توان حقیقی و  $i_{gq}$  وظیفه مبادله توان راکتیو با شبکه را دارد. در ادامه فرض می‌کنیم که کنترل مبدل شبکه با ضریب توان واحد بوده و بنابراین  $i_{gq0}$  برابر با صفر است. با گرفتن تبدیل لاپلاس از دو طرف رابطه (30) توابع تبدیل  $\frac{V_{dc}^2(s)}{I_{gd}(s)}$  و

$$\frac{V_{dc}^2(s)}{P_r(s)} \text{ عبارت‌اند از:}$$

$$\frac{V_{dc}^2(s)}{I_{gd}(s)} = -\frac{2}{C} \frac{L_g i_{gd0}}{\omega_b} \frac{s + \left( \frac{v_{grid0}}{L_g i_{gd0}} \omega_b + \frac{2R_g \omega_b}{L_g} \right)}{s + \frac{2}{CR_{loss}}} \quad (31)$$

$$\frac{V_{dc}^2(s)}{P_r(s)} = -\frac{2}{C} \frac{1}{s + \frac{2}{CR_{loss}}} \quad (32)$$

در حالت ماندگار با صرف نظر از تلفات مبدل و تلفات اهمی فیلتر رابطه مبادله توان به صورت  $-P_{r0} = v_{grid0} i_{gd0}$  می‌باشد. بنابراین در رابطه (31) به جای  $i_{gd0}$  عبارت  $i_{gd0} = -\frac{P_{r0}}{v_{grid0}}$  قرار داده می‌شود.

$$\frac{V_{dc}^2(s)}{I_{gd}(s)} = \frac{2}{C} \frac{L_g P_{r0}}{\omega_b v_{grid0}} \frac{s + \left( -\frac{v_{grid0}}{L_g P_{r0}} \omega_b + \frac{2R_g \omega_b}{L_g} \right)}{s + \frac{2}{CR_{loss}}} \quad (33)$$

رابطه فوق تابع تبدیل حلقه باز کنترل ولتاژ لینک DC را نشان می‌دهد که  $I_{gd}(s)$  ورودی کنترلی و  $V_{dc}^2(s)$  خروجی مورد نظر است. توجه کنید که ورودی کنترلی مؤلفه مستقیم جریان مبدل سمت شبکه و خروجی مجذور ولتاژ لینک DC می‌باشد. از رابطه فوق در بخش بعد جهت طراحی

کنترل‌کننده برای توربین ژنراتور تحت مطالعه استفاده می‌شود.

### ۵. طراحی کنترل‌کننده برای سیستم تحت مطالعه

با توجه به اینکه در توربین ژنراتورهای با توان بالاتر از چند صد کیلووات، نسبت  $\frac{R_g}{L_g}$  ناچیز می‌باشد، در رابطه (33) می‌توان از عبارت

$$\frac{2R_g \omega_b}{L_g} \text{ در مقابل } \frac{v_{grid0}^2}{L_g P_{r0}} \omega_b \text{ صرف نظر کرده و لذا می‌توان رابطه (33) را به فرم ساده‌تر نوشت:}$$

$$\frac{V_{dc}^2(s)}{I_{gd}(s)} = k_1 \frac{(s-z)}{(s+p)} \quad (34)$$

$$k_1 = \frac{2}{C} \frac{L_g P_{r0}}{\omega_b v_{grid0}}, \quad p = \frac{2}{CR_{loss}}, \quad z = \frac{v_{grid0}^2}{L_g P_{r0}} \omega_b$$

در شرایطی که  $z$  بزرگ‌تر از صفر باشد، سیستم حلقه باز دارای صفر سمت راست بوده و غیر کمینه فاز می‌باشد.  $z$  بزرگ‌تر از صفر است اگر  $P_{r0}$  مثبت باشد.  $P_{r0}$  نیز وقتی مثبت است که لغزش مثبت (سرعت زیر سرعت سنکرون) باشد. بنابراین در شرایطی که لغزش مثبت باشد،  $z$  مثبت و سیستم غیر کمینه فاز و در شرایطی که لغزش منفی باشد،  $z$  منفی و سیستم کمینه فاز می‌باشد.

خوشبختانه اندازه  $z$  در ولتاژ نامی شبکه (۱ پریونیت) به‌ازای مقادیر مختلف لغزش ژنراتور عدد بزرگی است. مثلاً برای لغزش‌هایی که در زیر داده شده مقادیر  $P_{r0}$  و  $z$  برای توربین ژنراتور تحت مطالعه (با پارامترهای داده شده در بخش پیوست) عبارت‌اند از:

$$s_0 = 0.1 \Rightarrow P_{r0} = 0.03 \Rightarrow |z| = 41888$$

$$s_0 = 0.2 \Rightarrow P_{r0} = 0.054 \Rightarrow |z| = 23271$$

$$s_0 = -0.1 \Rightarrow P_{r0} = -0.04 \Rightarrow |z| = 31416$$

$$s_0 = -0.23 \Rightarrow P_{r0} = -0.17 \Rightarrow |z| = 7400$$

به عبارت دیگر، صفر تابع تبدیل حلقه باز به‌ازای مقادیر مختلف لغزش به اندازه کافی از مبدأ دور می‌باشد. بنابراین در بازه فرکانس مورد علاقه تأثیر صفر بر پاسخ دینامیکی و عملکرد سیستم حلقه بسته ناچیز بوده و می‌توان از آن صرف نظر کرد. توجه شود که در حالت افتادگی ولتاژ شبکه، صفر سمت راست یا سمت چپ تابع تبدیل حلقه باز به مبدأ نزدیک‌تر شده و تأثیر منفی آن بر روی عملکرد سیستم حلقه بسته مشهودتر است. بنابراین به ازای افتادگی‌های بزرگ ولتاژ شبکه نمی‌توان از صفر تابع تبدیل حلقه باز صرف نظر کرد. به‌علاوه صفر تابع تبدیل حلقه باز ( $z$ ) وابسته به اندوکتانس فیلتر سمت شبکه است. بنابراین تأثیر دینامیک اندوکتانس فیلتر سمت شبکه بر ولتاژ لینک DC در افتادگی‌های بزرگ‌تر ولتاژ پررنگ‌تر و غیرقابل صرف نظر می‌باشد.

بنابراین به‌ازای ولتاژ نامی شبکه و با صرف نظر از صفر حلقه باز،

### ۶. انتخاب ضرایب کنترل کننده و شبیه سازی سیستم تحت مطالعه

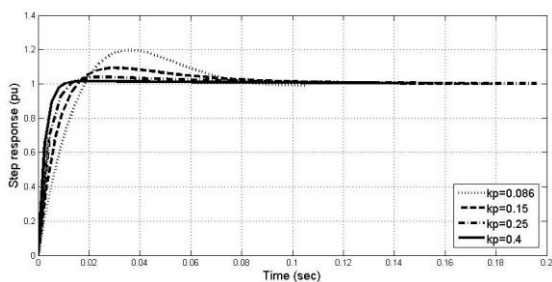
در این بخش به انتخاب ضرایب کنترل کننده و شبیه سازی سیستم تحت مطالعه پرداخته می شود.

#### ۱.۶. انتخاب ضرایب کنترل کننده

با توجه به مطالب بخش قبل، برای انتخاب ضرایب کنترل کننده از رابطه (۳۶) و گام های شرح داده شده استفاده می شود. در رابطه (۳۶)،  $p = \frac{2}{CR_{loss}}$  و  $k = \frac{2}{C}v_{grid0}$  که مقادیر  $C$ ،  $R_{loss}$  و  $v_{grid0}$  برحسب پروتوتیپ می باشند. برای سیستم تحت مطالعه با پارامترهای پیوسته، اگر تلفات کلیدزنی مبدل ها ۳ درصد ظرفیت نامی مبدل ها و ظرفیت هریک از مبدل ها نیز ۳۰ درصد توان نامی توربین ژنراتور باشد، در این صورت  $R_{loss} = 435 pu$ ، همچنین  $C = 1.98 \times 10^{-3} pu$  و  $v_{grid0} = 1 pu$  بنابراین در رابطه (۳۳)،  $k = 1010$  و  $p = 2.31$ .

برای طراحی کنترل کننده، ضرایب کنترل کننده PI طوری انتخاب می شود که  $\omega_n = \sqrt{kk_{I-dc}}$  برابر با  $2\pi \times 10 rad/sec$  و نسبت میرایی  $\xi = \frac{p + k_{p-dc}k}{2\sqrt{kk_{I-dc}}}$  برابر با  $\frac{\sqrt{2}}{2}$  گردد. با این فرضیات ضرایب کنترل کننده PI به صورت  $k_{p-dc} = 0.086$  و  $k_{I-dc} = 3.9$  محاسبه می شود. همان طور که در بخش قبل ذکر شد، صفر تابع تبدیل در رابطه (۳۶) بر روی عملکرد سیستم تا حدودی تأثیر می گذارد. برای انتخاب مقدار بهینه ضریب  $k_{p-dc}$ ،  $k_{I-dc}$  در مقدار 3.92 تنظیم می شود و پاسخ پله سیستم را به ازای مقادیر مختلف  $k_{p-dc}$  به دست آورده و در نهایت مقدار مناسب و بهینه  $k_{p-dc}$  انتخاب می شود.

شکل (۸) پاسخ پله سیستم حلقه بسته را به ازای ضرایب مختلف  $k_{p-dc}$  نشان می دهد. با توجه به شکل (۸) به ازای  $k_{p-dc} = 0.4$  پاسخ پله سیستم حلقه بسته بالا زدگی نداشته و از سرعت مناسبی برخوردار است. توجه کنید که افزایش بیش از حد ضریب  $k_{p-dc}$  باعث نزدیک شدن هرچه بیشتر صفر تابع تبدیل (۳۶) به مبدأ می شود و می تواند روی عملکرد و پاسخ سیستم تأثیر منفی داشته باشد.



شکل (۸): پاسخ پله خروجی به ورودی سیستم حلقه بسته

می توان تابع تبدیل (۳۴) را به فرم ساده تر زیر در نظر گرفت که  $k = k_{I-dc}z = \frac{2}{C}v_{grid0}$

$$\frac{V_{dc}^2(s)}{I_{gd}(s)} = -\frac{k}{(s+p)} = -\frac{2}{C} \frac{v_{grid0}}{(s + \frac{2}{CR_{loss}})} \quad (35)$$

با توجه به (۳۲) و (۳۵) بلوک دیاگرام کنترل حلقه بسته ولتاژ خازن به صورت شکل (۷) می باشد. با توجه به اینکه دینامیک حلقه داخلی کنترل جریان نسبت به دینامیک حلقه خارجی کنترل ولتاژ لینک DC به اندازه کافی سریع می باشد، در شکل (۷) از دینامیک حلقه داخلی کنترل جریان صرف نظر شده است. در اینجا پهنای باند حلقه داخلی کنترل جریان برابر ۲ پروتوتیپ ( $2 \times 60 Hz$ ) و پهنای باند حلقه خارجی ولتاژ لینک DC معادل حدود ۰/۱ پهنای باند حلقه خارجی انتخاب می شود. تابع تبدیل حلقه بسته کنترل ولتاژ لینک DC اگر کنترل کننده PI متناظر به فرم  $K_{DC}(s) = k_{p-dc} + \frac{k_{I-dc}}{s}$  باشد، عبارت است از:

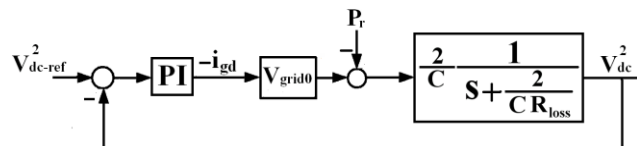
$$\frac{V_{dc}^2(s)}{V_{dc-ref}^2(s)} = k \frac{k_{p-dc}s + k_{I-dc}}{s^2 + (b + k_{p-dc}k)s + kk_{I-dc}} \quad (36)$$

رابطه مبنا برای طراحی کنترل رابطه (۳۶) است. مراحل انتخاب ضرایب کنترل کننده به صورت زیر است:

الف. انتخاب ضریب  $k_{I-dc}$  (مربوط به کنترل کننده PI) به طوری که پهنای باند حلقه بسته  $\omega_n = \sqrt{kk_{I-dc}}$  (مربوط به حلقه خارجی کنترل ولتاژ لینک DC) حدود ۰/۱ پهنای باند حلقه داخلی کنترل جریان باشد.

ب. انتخاب ضریب  $k_{p-dc}$  (مربوط به کنترل کننده PI) به طوری که نسبت میرایی  $\xi = \frac{p + k_{p-dc}k}{2\sqrt{kk_{I-dc}}}$  برابر با  $\frac{\sqrt{2}}{2}$  گردد.

ج. از آنجا که علاوه بر نسبت میرایی، صفر تابع تبدیل در رابطه (۳۶) نیز بر روی پاسخ و عملکرد سیستم تأثیر می گذارد،  $k_{I-dc}$  که به نوعی نماینده پهنای باند حلقه بسته است، در مقدار به دست آمده در بند الف تنظیم می شود و مقدار بهینه ضریب  $k_{p-dc}$  از روی پاسخ پله سیستم به ازای مقادیر مختلف  $k_{p-dc}$  (حول مقدار به دست آمده در بند ب) به دست آورده می شود.



شکل (۷): بلوک دیاگرام کنترل حلقه بسته ولتاژ خازن



سه فاز متقارن با افتادگی ۴۵ درصد ولتاژ به پایانه ژنراتور اعمال می شود و در لحظه  $t_1 = 0.6 \text{ sec}$  خطا برطرف می گردد. با توجه به شکل (۱۰) توان حقیقی روتور برای لحظات قبل  $t_0$  منفی است. به دلیل اینکه لغزش نقطه کار ژنراتور منفی است، جهت توان روتور در خلاف جهت قراردادی بوده و از روتور خارج می شود. شکل (۱۱) ولتاژ خازن لینک DC را به ازای  $\omega_n = 2\pi \times 10 \text{ rad/sec}$  ( $k_{I-dc} = 3.92$ ) و مقادیر مختلف  $k_{p-dc}$  (که در بخش (۱-۵) بحث شد) نشان می دهد. توجه کنید که چون  $\omega_n$  به  $k_{I-dc}$  وابسته است، در مقدار حدود ۰/۱ پهنای باند حلقه داخلی جریان یعنی ۱۰ هرتز و همچنین  $k_{I-dc}$  در مقدار ۳/۹۲ ثابت نگه داشته می شود و پاسخ سیستم به ازای مقادیر مختلف  $k_{p-dc}$  آزموده می شود.

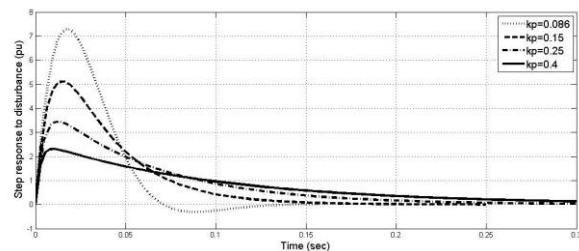
با توجه به شکل (۱۰)، در لحظات وقوع و رفع خطا ( $t_0 = 0.5 \text{ sec}$  و  $t_1 = 0.6 \text{ sec}$ ) پیک توان گذرای روتور به ترتیب به  $-0.18 \text{ pu}$  و  $-0.4 \text{ pu}$  می رسد که این به منزله خروج توان هجومی با دامنه چند برابر مقدار نامی از روتور و ورود آن به خازن لینک DC و مبدل سمت شبکه است. بنابراین انتظار می رود که ولتاژ خازن DC در لحظات وقوع و رفع خطا دارای پیک افزایشی باشد که این امر با توجه به شکل (۱۱) کاملاً مشهود است. البته با توجه به اینکه پیک توان گذرای روتور در موقع رفع خطا بیشتر است، ولتاژ خازن در این لحظه بیشتر افزایش می یابد.

با توجه به شکل (۱۱) واضح است که به ازای  $k_{p-dc} = 0.4$  پیک تغییرات ولتاژ خازن در پاسخ به تغییرات توان روتور کمتر است. همچنین شکل (۱۲) ولتاژ خازن لینک DC را به ازای ۵۰ درصد افتادگی ولتاژ پایانه ژنراتور نشان می دهد. واضح است که در مقایسه با شکل (۱۱) تغییرات ولتاژ خازن در لحظات وقوع و رفع خطا در شکل (۱۲) بیشتر است و این به دلیل عمق خطای بیشتر، گذراهای شدیدتر و عبور توان گذرای بیشتر از خازن لینک DC می باشد.

در سیستم حلقه بسته شکل (۷) توان حقیقی روتور به عنوان اغتشاش عمل می کند. برای سیستم شکل (۷)، تابع تبدیل خروجی به اغتشاش  $\frac{V_{dc}^2(s)}{P_r(s)}$  عبارت است از:

$$\frac{V_{dc}^2(s)}{P_r(s)} = -\frac{2s}{C s^2 + (p + k_{p-dc} k) s + k k_{I-dc}} \quad (37)$$

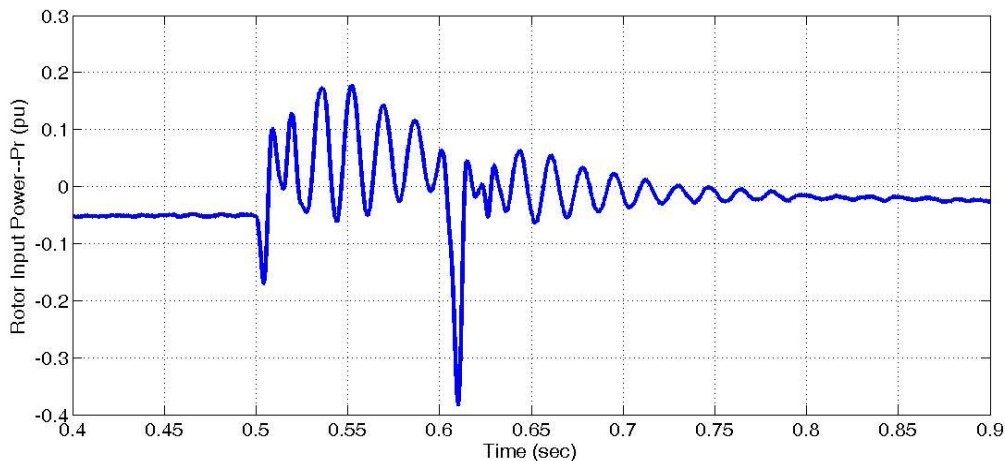
پاسخ خروجی به اغتشاش پله برای مقادیر مختلف  $k_{p-dc}$  در شکل (۹) نشان داده شده است. واضح است که به ازای  $k_{p-dc} = 0.4$  اگرچه پاسخ کندتر است، پیک تغییرات ولتاژ خازن در پاسخ به اغتشاش (تغییرات توان روتور) کمتر است.



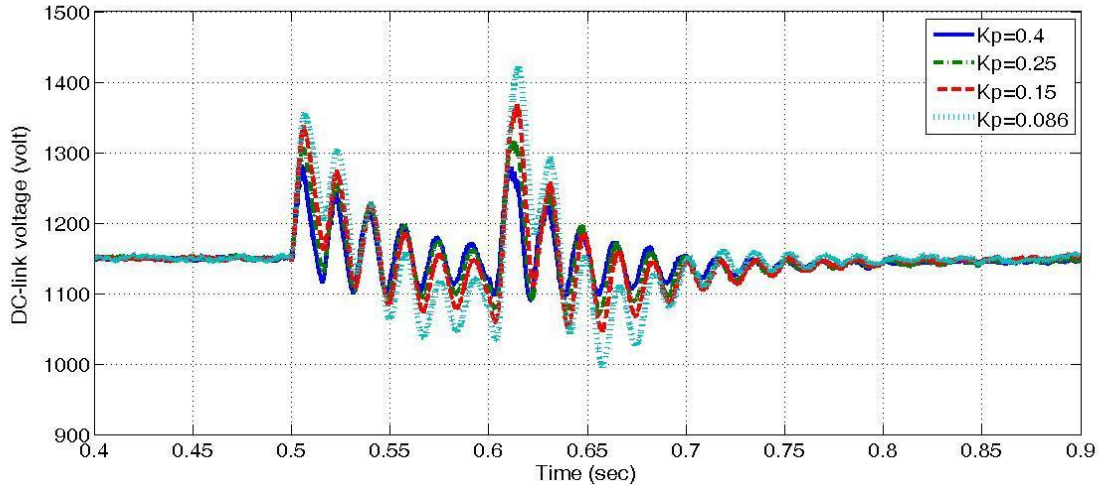
شکل (۹): پاسخ پله خروجی به اغتشاش در سیستم حلقه بسته

## ۲.۶. شبیه سازی سیستم تحت مطالعه

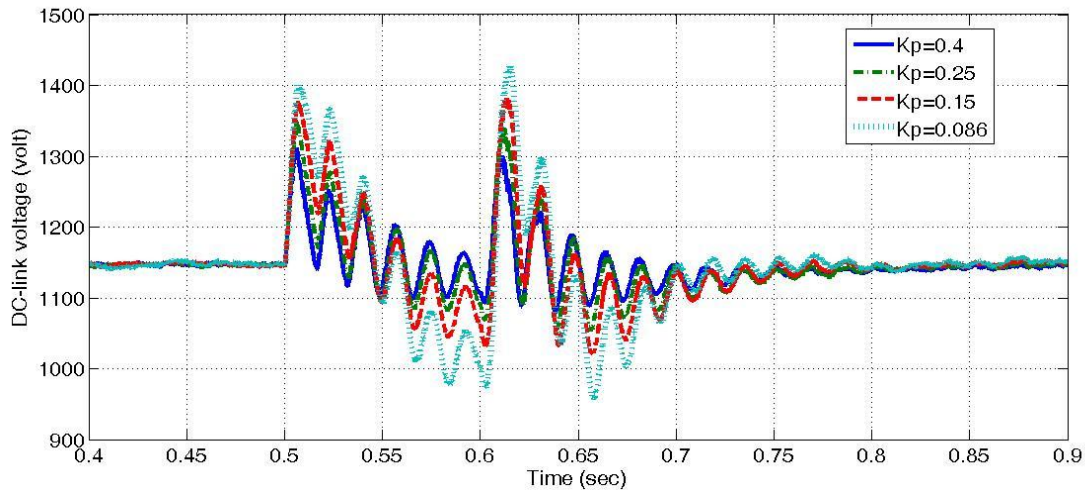
شکل (۱) یک شبکه تک ماشین شین- نهایت را نشان می دهد که در آن یک توربین ژنراتور DFIG ۱/۵ مگاوات از طریق ترانسفورماتورهای T1 و T2 و دو خط موازی ۱۰ کیلومتری به شبکه انتقال ۱۲۰ کیلوولت متصل می شود. پارامترهای مربوط به توربین ژنراتور در بخش پیوست آورده شده است. در سیستم تحت مطالعه، سرعت باد  $V_w = 15 \frac{m}{s}$  و درست قبل از اعمال خطا سرعت چرخش ژنراتور  $\omega_g = 1.2 \text{ pu} = 1200 \text{ rpm}$  و توان خروجی ژنراتور  $P_g = 0.9 \text{ pu}$  می باشد. برای ارزیابی عملکرد کنترل کننده ولتاژ خازن در  $t_0 = 0.5 \text{ sec}$  یک خطای



شکل (۱۰): توان حقیقی روتور به ازای ۴۵ درصد افتادگی ولتاژ پایانه ژنراتور



شکل (۱۱): ولتاژ خازن لینک DC به ازای ۴۵ درصد افتادگی ولتاژ پایانه ژنراتور برای  $\omega_n = 2\pi \times 10 \text{ rad/sec}$  و  $k_{I-dc} = 3.92$  و مقادیر مختلف  $k_{p-dc}$



شکل (۱۲): ولتاژ خازن لینک DC به ازای ۵۰ درصد افتادگی ولتاژ پایانه ژنراتور برای  $\omega_n = 2\pi \times 10 \text{ rad/sec}$  و  $k_{I-dc} = 3.92$  و مقادیر مختلف  $k_{p-dc}$

## ۷. نتیجه گیری

دینامیک خازن لینک DC استخراج می گردد. در استخراج دینامیک خازن لینک DC اثر فیلتر واسط مبدل سمت شبکه نیز لحاظ می شود. نشان داده می شود که با لحاظ کردن دینامیک فیلتر واسط، دینامیک خازن لینک DC غیر مینیمم فاز است که این امر می تواند محدودیت هایی را ایجاد کند. سپس به طراحی کنترل کننده خازن لینک DC پرداخته می شود. انتخاب ضریب  $k_{I-dc}$  مربوط به کنترل کننده PI براساس پهنای باند حلقه خارجی کنترل ولتاژ لینک DC صورت می گیرد. پهنای باند حلقه خارجی کنترل ولتاژ لینک DC حدود ۰/۱ پهنای باند حلقه داخلی کنترل جریان در نظر گرفته می شود. انتخاب ضریب تناسبی کنترل کننده براساس پاسخ فرکانسی و پله سیستم صورت می گیرد. در پایان عملکرد سیستم تحت مطالعه به وسیله شبیه سازی های زمانی آزموده می شود.

مقاله حاضر به کنترل مبدل سمت شبکه، استخراج دینامیک و طراحی کنترل کننده خازن لینک DC در توربین ژنراتور DFIG می پردازد. در این راستا ابتدا به طراحی کنترل کننده جریان مربوط به مبدل سمت شبکه پرداخته می شود و سپس جهت فلوی توان در مبدل های سمت روتور و شبکه در لغزش های مختلف تعیین می گردد. نتیجه اینکه در توربین ژنراتور بادی دوسو تغذیه جهت فلوی توان ورودی به روتور وابسته به علامت لغزش می باشد. در سرعت های بالای سرعت سنکرون، لغزش منفی بوده و توان از فاصله هوایی و روتور خارج شده و به مبدل روتور وارد می شود. این توان از طریق مبدل سمت شبکه به شبکه منتقل می شود. برعکس، در سرعت های زیر سرعت سنکرون، لغزش مثبت بوده و توان از طریق مبدل روتور به روتور و فاصله هوایی وارد می شود. در ادامه براساس رابطه تبادل توان لحظه ای بین مبدل ها و خازن،

ضمیمه

$L_r = 3.056 pu$	اندوکتانس روتور
$L_m = 2.9 pu$	اندوکتانس مغناطیس کننده ماشین
$H_g = 0.75 sec$	ثابت اینرسی ژنراتور
$H_t = 4.3 sec$	ثابت اینرسی توربین
$D_{tg} = 1.2 pu$	میرایی معادل شفت
$k_s = 0.6 pu / elec. rad$	ثابت فنری معادل شفت:

پارامترهای توربین-ژنراتور DFIG ۱/۵ مگاوات، ۵۸۵ ولت، ۶۰ هرتز در مبنای ۱/۶۷ مگاوات-آمپر عبارت است از:

$R_g + jX_g = 0.003 + j 0.3 pu$	امپدانس فیلتر سمت شبکه
$\omega_b = 2\pi \times 60 = 377 rad / sec$	فرکانس زاویه‌ای پایه
$R_s = 0.00706 pu$	مقاومت اهمی استاتور
$R_r = 0.005 pu$	مقاومت اهمی روتور
$L_s = 3.07 pu$	اندوکتانس استاتور

مراجع

- [1] Ackermann, T., "Wind Power in Power Systems", Wiley, 2005 .
- [2] Qiao, W., Zhou, W., Aller, J. M., Harley, R. G. "Wind Speed Estimation Based Sensorless Output Maximization Control for a Wind Turbine Driving a DFIG", IEEE Transactions Power Electronics, Vol. 23, No. 3, pp. 1156-1169, 2008.
- [3] Tapia, A., Tapia, G., Ostolaza, J. X., Sáenz, J. R., "Modeling and Control of a Wind Turbine Driven Doubly Fed Induction Generator", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 18, No. 2, pp. 194-204, 2003.
- [4] Pena, R., Clare, J. C., Asher, J. M., "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation", IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol. 143, No. 3, pp. 231-241, 1996.
- [5] Pena, R., Clare, J., Asher, G., "Doubly Fed Induction Generator Using Back-to-Back PWM Converters and Its Application to Variable Speed Wind Energy Generation", IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 143, No.3, pp. 231-241, 1996.
- [6] Xu, L., Wei, C., "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, 1995.
- [7] Hamzaoui, I., Bouchafaa, F., Hadjammar, A., Talha, A. "Improvement of the Performances MPPT System of Wind Generation", 2011 Saudi 175 International on Electronics, Communications and Photonics Conference, pp. 1-6, 2011.
- [8] Li, H., Chen, Z., Pedersen, J. K., "Optimal Power Control Strategy of Maximizing Wind Energy Tracking and Conversion for VSCF Doubly Fed Induction Generator System", IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, Vol. 3, pp. 1-6, 2006.
- [9] Hilal, M., Maaroufi, M., Ouassaid, M., "Doubly Fed Induction Generator Wind Turbine Control for a Maximum Power Extraction", 2011 International Conference on Multimedia Computing and Systems, pp. 1-7, 2011.
- [10] Tremblay, E., Chandra, A., Lagace, P. J., "Grid-side Converter Control of DFIG Wind Turbines to Enhance Power Quality of Distribution Network", Proc. IEEE General Meeting Power Engineering Society, 2006.
- [11] Changjin, L., Xiaobo, H., Min, C., Dehong, X., "Flexible Control of DC-Link Voltage for Doubly Fed Generator Durnig Grid Voltage Swell", Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 3091-3095, 2010.
- [12] Yao, J., Li, H., Liao, Y., Chen, Z., Jun, Y., "An Improved Control Strategy of Limiting the DC-Link Voltage Fluctuation for a Doubly Fed Induction Wind Generator", IEEE Trans Power Electronics, Vol. 23, No. 3, pp. 1205 - 1213, 2008.
- [13] Rahimi, M., Parniani, M., "Grid-Fault Ride-Through Analysis and Control of Wind Turbines with Doubly Fed Induction Generators", Electric Power Systems Research, Vol. 80, pp. 184-195, 2010.
- [14] Rahimi, M., Parniani, M., "Efficient Control Scheme of Wind Turbines with Doubly-Fed Induction Generators for Low Voltage Ride-Through Capability Enhancement", IET Renew. Power Gener, Vol. 4, No. 3, pp. 242-252, 2010.

- [15] Rahimi, M., Parniani, M., "Dynamic Behavior Analysis of Doubly-Fed Induction Generator Wind Turbines – The Influence of Rotor and Speed Controller Parameters", *Electrical Power and Energy Systems*, Vol. 32, pp. 464–477, 2010.