

نوع مقاله: پژوهشی

تاریخ دریافت: ۱۴۰۰/۵/۵ تاریخ پذیرش: ۱۴۰۰/۷/۱۷

## کنترل و بهبود پایداری سیستم ترکیبی بادی-باتری با ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم و تغذیه کننده بار اکتیو

علی ابراهیم<sup>۱</sup>، محسن رحیمی<sup>۲</sup>، علیرضا فرجی<sup>۳\*</sup>

<sup>۱</sup> دانشجوی دکتری دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه کاشان، کاشان، ایران

abuyaeel.85@gmail.com

<sup>۲</sup> دانشیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه کاشان، کاشان، ایران

mrahimi@kashanu.ac.ir

<sup>۳</sup> استادیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه کاشان، کاشان، ایران

arfaraj@kashanu.ac.ir

**چکیده:** مقاله حاضر به کنترل و بهبود پایداری سیستم تولید توان بادی که بار اکتیو با ویژگی توان ثابت را تغذیه می کند، می پردازد. سیستم تحت مطالعه یک سیستم تولید ترکیبی باد-باتری با ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم است که با واسطه مبدل های الکترونیک قدرت یک بار اکتیو مستقل را تغذیه می کند. بار اکتیو به کارگرفته شده در این مقاله یک یکسوساز اکتیو بوده که رفتاری مانند یک بار توان ثابت دارد. از آنجا که بارهای توان ثابت به لحاظ سیگنال کوچک به مانند یک مقاومت منفی رفتار می کنند باعث کاهش حاشیه پایداری و حتی در توان های بالا باعث ناپایداری سیستم می شوند. در این مقاله به عنوان نوآوری یک کنترل مبتنی بر خطی سازی فیدبک ورودی-خروجی برای مبدل سمت بار ارائه می شود که منجر به پایداری کل سیستم در حضور بارهای اکتیو می شود. به عبارت دیگر با به کارگیری روش کنترل پیشنهادی، امپدانس خروجی مبدل سمت بار در فرکانس های پایین به سمت صفر میل کرده و این امر باعث بهبود حاشیه پایداری و پایداری سیستم در حضور بارهای اکتیو توان ثابت می شود. در پایان عملکرد سیستم تحت مطالعه در حضور بارهای اکتیو با و بدون به کارگیری روش کنترل پیشنهادی و با استفاده از شبیه سازی های زمانی آزموده می شود.

**واژه های کلیدی:** توربین بادی، سیستم تولید توان ترکیبی باد-باتری، بار اکتیو، بررسی پایداری، مبدل سمت بار.

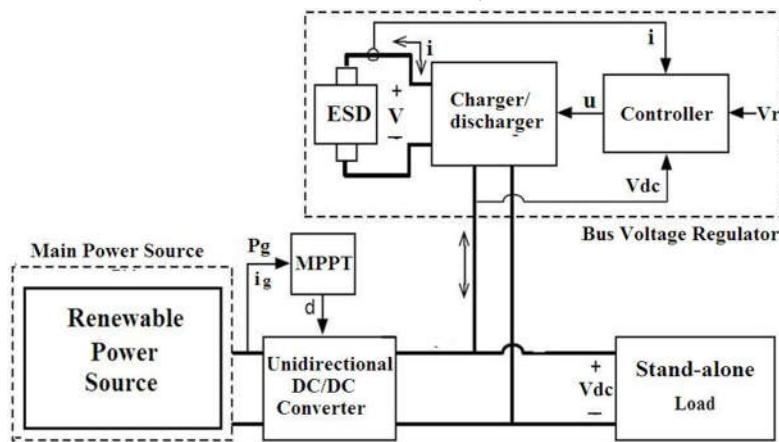
## ۱. مقدمه

است، عمدتاً سه حالت زیر را در بر می‌گیرد: ۱. حالت متصل به شبکه و ریزشبهه و کارکرد سیستم تولید تجدیدپذیر در مود کنترل توان [۱۱-۹]؛ ۲. حالت جدا از شبکه و تغذیه بار مستقل [۱۲-۱۴]؛ ۳. حالت ترکیبی برای عملکرد در هر دو مود متصل به شبکه و جدای از شبکه [۱۵-۱۹]، که معمولاً در این مود، مبدل واسط شبکه در مود کنترل ولتاژ کار می‌کند.

سیستم‌های تولید توان مبتنی بر انرژی‌های تجدیدپذیر که در حالت جدای از شبکه و برای تغذیه بار مستقل استفاده می‌شوند، به دلیل ماهیت متغیر توان تولیدی، از تجهیزات ذخیره‌ساز انرژی و باتری استفاده می‌کنند [۲۰]. این تجهیزات ذخیره‌ساز انرژی در حالت تغذیه بار مستقل و جدای از شبکه، توازن بین تولیدات مصرف را برقرار می‌کنند. یک ساختار مشترک برای اتصال تولیدات تجدیدپذیر به بار مستقل که در آن از باتری نیز استفاده می‌شود، در شکل (۱) نشان داده شده است. سیستم تولید توان تغذیه‌کننده بار مستقل نشان داده شده در شکل (۱) به‌طور گسترده‌ای در خودروهای برقی [۲۱-۲۳]، سیستم‌های آبیاری [۲۴-۲۵] و سیستم‌های گرمایی [۲۶] استفاده می‌شود.

توربین‌های بادی سرعت متغیر با واسطه مبدل‌های الکترونیک قدرت به شبکه یا بار متصل می‌شوند و با کنترل مبدل‌های الکترونیک قدرت می‌توان توان، سرعت و گشتاور توربین را متناسب با تغییرات سرعت باد به‌گونه‌ای کنترل کرد که توربین در سرعت‌های میانی باد در مود ردیابی توان بهینه کار کند [۱]. عملکرد سرعت متغیر توربین باعث کاهش استرس و تنش مکانیکی روی شفت، کاهش نویز آیرودینامیکی و دریافت توان بهینه در بازه وسیع‌تری از تغییرات سرعت باد می‌شود [۲-۳]. توربین‌های بادی به دو دسته توربین‌های مبدل کسری با ژنراتور القایی دوسو تغذیه و توربین‌های مبدل کامل با ژنراتور سنکرون یا القایی تقسیم‌بندی می‌شوند. توربین‌های بادی مبدل کامل با ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم به دلیل استفاده از مغناطیس دائم در روتور دارای نویز کمتر، وزن کمتر، هزینه تعمیر نگهداری کمتر، تلفات کمتر و چگالی شار بالاتر هستند [۱ و ۴-۸].

مطالعات کنترل و مدیریت توان که توسط محققان برای سیستم‌های تولید توان مبتنی بر انرژی‌های تجدیدپذیر مانند توربین‌های بادی و نیروگاه‌های خورشیدی فتوولتائیک انجام شده



شکل (۱): ساختار مشترک برای اتصال تولیدات تجدیدپذیر به بار مستقل با استفاده از باتری

پایدارسازی سیستم در حضور بار اکتیو استفاده می‌شود. روش خطی سازی فیدبک قبلاً توسط پژوهشگران دیگر برای کنترل مبدل‌های الکترونیک قدرت استفاده شده است [۳۰-۳۱]. در مرجع [۳۰] از روش خطی‌سازی فیدبک برای کنترل ولتاژ لینک dc و بهبود قابلیت گذر از خطا در یک توربین بادی مبدل کامل مبتنی بر ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم استفاده می‌شود. در مرجع [۳۱] از روش خطی‌سازی فیدبک ورودی خروجی برای کنترل سرعت ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم در یک توربین بادی استفاده می‌شود.

سیستم تحت مطالعه با بار اکتیو نشان داده شده در شکل (۲ ب)

سیستم تحت مطالعه در این مقاله یک سیستم تولید توان باد-باتری شامل توربین بادی با ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم است که با واسطه مبدل‌های الکترونیک قدرت یک بار اکتیو مستقل را تغذیه می‌کند. بار اکتیو به‌کارگرفته شده در این مقاله، یک یکسوساز اکتیو و در واقع یک بار مبتنی بر مبدل‌های الکترونیک قدرت است که به‌مانند یک بار توان ثابت عمل می‌کند. بارهای توان ثابت به‌لحاظ سیگنال کوچک به‌مانند یک مقاومت منفی رفتار می‌کنند و باعث کاهش حاشیه پایداری و ناپایداری سیستم می‌شوند [۲۷-۲۹]. در این مقاله از روش خطی‌سازی فیدبک ورودی خروجی برای

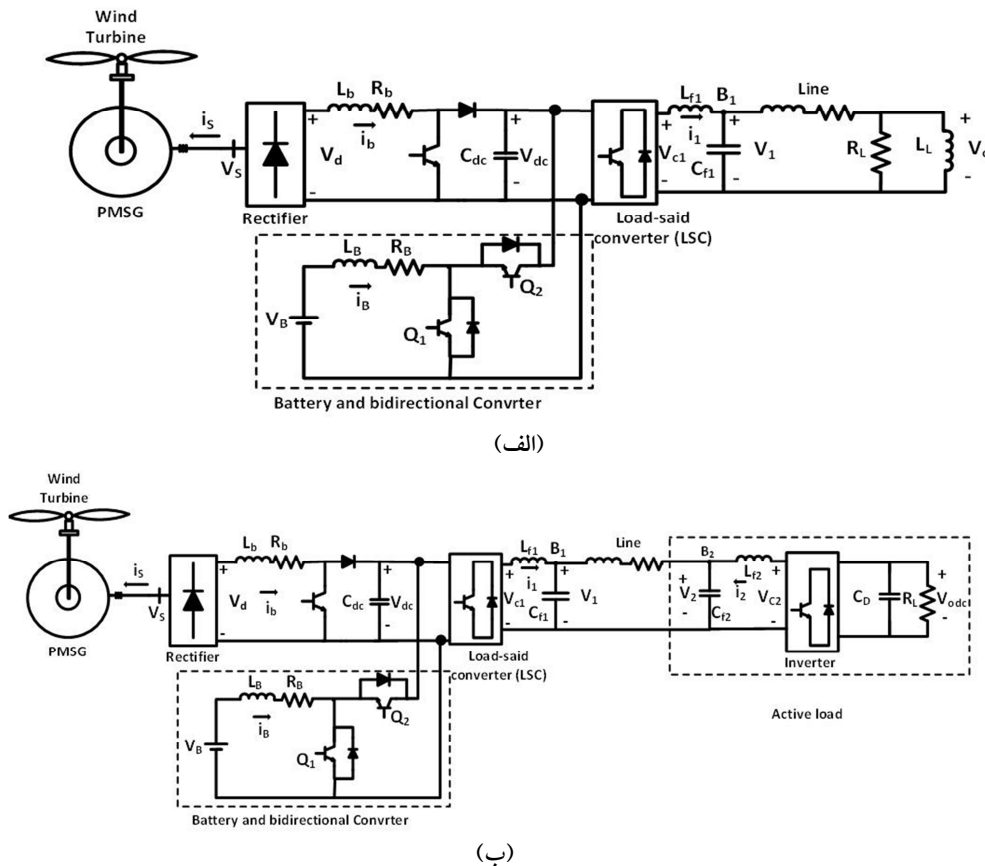
نیز به نتایج شبیه‌سازی و نتیجه‌گیری اختصاص دارند.

## ۲. معرفی سیستم تحت مطالعه

سیستم تحت مطالعه نشان‌داده‌شده در شکل (۲) یک سیستم ترکیبی بادی-باتری است که یک بار مستقل را تغذیه می‌کند. در شکل (۲) سیستم تحت مطالعه برای دو حالت بار پسیو امپدانس ثابت و بار اکتیو توان ثابت نشان داده شده است. در شکل (۲ الف) مبدل سمت بار یک ولتاژ AC با دامنه ثابت ۳۸۰ ولت و فرکانس ۵۰ برای بار امپدانس ثابت فراهم می‌کند. در شکل (۲ ب) مبدل سمت بار مشابه شکل (۲ الف) یک ولتاژ با دامنه و فرکانس ثابت در باس B1 فراهم می‌کند و مبدل مربوط به بار اکتیو نیز یک ولتاژ با دامنه ثابت  $V_{odc}$  برای بار سمت DC فراهم می‌کند. این سیستم شامل توربین بادی با ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم، مبدل بوست، باتری و مبدل دو طرفه، مبدل تغذیه‌کننده بار مستقل و بار اکتیو است. بار اکتیو در واقع شامل یک مبدل و فیلتر LC مربوطه است که به‌عنوان یک یکسوساز اکتیو عمل کرده و ولتاژ DC با دامنه ثابت در سمت DC برای بار فراهم می‌کند.

شامل چهار مبدل یعنی مبدل بوست، مبدل باک-بوست دو طرفه، مبدل dc به ac یا مبدل سمت بار و مبدل مربوط به بار اکتیو است. در این مقاله در ابتدا به مدل‌سازی، تبیین وظایف و طراحی ساختار کنترلی این مبدل‌ها پرداخته می‌شود و در ادامه به‌عنوان نوآوری یک کنترل مبتنی بر خطی‌سازی فیدبک ورودی-خروجی برای مبدل سمت بار ارائه می‌شود که منجر به پایداری کل سیستم در حضور بارهای اکتیو می‌شود. به‌عبارت دیگر با به‌کارگیری روش کنترل پیشنهادی امپدانس خروجی مبدل سمت بار در فرکانس‌های پایین به‌سمت صفر میل کرده و این امر باعث بهبود حاشیه پایداری و پایداری سیستم در حضور بارهای اکتیو توان ثابت می‌شود. در پایان عملکرد سیستم تحت مطالعه در حضور بارهای اکتیو، با و بدون به‌کارگیری روش کنترل پیشنهادی و با استفاده از شبیه‌سازی‌های زمانی آزموده می‌شود.

این مقاله دارای ۷ بخش است. در بخش ۲ به معرفی سیستم تحت مطالعه، در بخش ۳ به مدل‌سازی و کنترل سیستم تولید توان ترکیبی بادی-باتری و در بخش ۴ به مدل‌سازی و کنترل بار اکتیو پرداخته شده است. در ادامه، بخش ۵ مقاله به بررسی و بهبود پایداری سیستم تحت مطالعه پرداخته است. بخش‌های پایانی ۶ و ۷



شکل (۲): سیستم تحت مطالعه شامل سیستم ترکیبی بادی-باتری: الف. بار امپدانس ثابت پسیو؛ ب. بار اکتیو توان ثابت

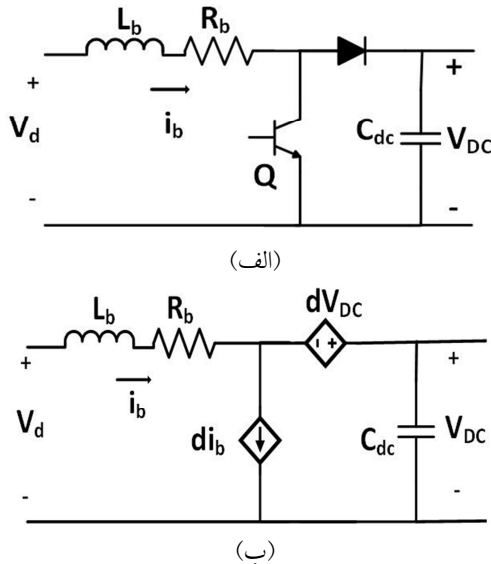
مبدل بوست ( $i_b$ ) و مقدار متوسط جریان محور  $q$  ژنراتور PMSG ( $i_{sq}$ ) تقریباً یکسان‌اند. البته با توجه به جهت قراردادی  $i_{sq}$  و  $i_b$  در شکل (۲) و با توجه به توضیحات فوق می‌توان نوشت  $i_{sq} \cong -i_b$ . لذا در روابط (۳) و (۴) می‌توان به جای  $i_{sq}$ ، ترم  $-i_b$  را قرار داد. بنابراین روابط (۳) و (۴) را برحسب تابعی از  $i_b$  می‌توان به صورت زیر نوشت. بنابراین به وسیله  $i_b$  می‌توان سرعت یا توان ژنراتور PMSG را کنترل نمود.

$$T_e = -\frac{3}{2} \frac{P}{2} (\Psi_{PM} i_b) \quad (۵)$$

$$P_s = \frac{3}{2} \Psi_{PM} i_b \omega_r \quad (۶)$$

### ۱.۱.۳. مدل متوسط و کنترل جریان مبدل بوست

با فرض اینکه مبدل بوست در مود جریان پیوسته  $CCM$  کار کند، مدل متوسط مبدل بوست را می‌توان مطابق شکل (۳) استخراج کرد.



شکل (۳): مدل بوست و مدل متوسط آن در مود جریان پیوسته

با توجه به شکل (۳) (ب)، دینامیک جریان مبدل بوست  $i_b$  توسط رابطه (۷) تعیین می‌شود:

$$V_d = R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} + (1-d) V_{DC} \quad (۷)$$

در رابطه (۷)، حاصل ضرب  $d$  در  $V_{DC}$  ظاهر شده که  $d$  ضریب وظیفه کلیدزنی کلید  $Q$  است.  $d$  متغیر کنترلی است و از طریق آن می‌توان  $i_b$  را کنترل کرد. با خطی‌سازی رابطه (۷) حول نقطه کار خواهیم داشت:

$$\tilde{V}_d = R_b \tilde{i}_b + L_b \frac{d\tilde{i}_b}{dt} + (1-D) \tilde{V}_{DC} - d \tilde{V}_{DCO} \quad (۸)$$

نماد  $\tilde{x}$  نشان‌دهنده تغییرات متغیر  $x$  حول نقطه کار است.  $D$  و  $V_{DCO}$  در رابطه فوق نشان‌دهنده متغیرهای ولتاژ خازن لینک

در سیستم تحت مطالعه فوق وظیفه مبدل بوست، کنترل توان یا سرعت ژنراتور بادی PMSG است. وظیفه مبدل دوطرفه تثبیت ولتاژ لینک DC یعنی  $V_{DC}$  در مقدار ثابت و مطلوب است. وظیفه مبدل سمت بار (LSC) ایجاد یک ولتاژ  $ac$  با دامنه و فرکانس ثابت دور سر خازن  $C_{F1}$  است. مبدل مربوط به بار اکتیو نیز به‌عنوان یک یکسوساز اکتیو، یک ولتاژ DC با دامنه ثابت برای بار  $R_L$  در سمت DC فراهم می‌کند.

### ۳. مدل‌سازی و کنترل سیستم ترکیبی بادی-باتری

در این بخش به مدل‌سازی و کنترل مبدل بوست برای کنترل توربین بادی، کنترل مبدل دوطرفه و کنترل مبدل سمت بار پرداخته شده است.

#### ۱.۳. کنترل توربین بادی به وسیله مبدل بوست

معادلات ولتاژ، شار و گشتاور یک ژنراتور PMSG قطب صاف در دستگاه مرجع سنکرون منطبق بر روتور با سرعت  $\omega_r$  به صورت زیر است:

$$v_{sdq} = R_s i_{sdq} + j \omega_r \Psi_{sdq} + \frac{d\Psi_{sdq}}{dt} \quad (۱)$$

$$\Psi_{sd} = L_s i_{sd} + \Psi_{PM} \quad (۲)$$

$$\Psi_{sq} = L_s i_{sq} \quad (۳)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \{ \Psi_{PM} i_{sq} \}$$

توجه کنید که در روابط فوق، جهت قراردادی جریان‌های استاتور به سمت داخل سیم‌پیچ استاتور است. در روابط فوق  $v_s$ ،  $i_s$  و  $\Psi_s$  به ترتیب ولتاژ، جریان و شار استاتور هستند. شار ناشی از مغناطیس دائم روتور است که از استاتور عبور می‌کند.  $L_s$  اندوکتانس خودی استاتور،  $R_s$  مقاومت اهمی استاتور،  $p$  تعداد قطب و  $T_e$  گشتاور الکترومکانیکی ژنراتور است. می‌توان نشان داد که توان خروجی استاتور با صرف‌نظر از مقاومت اهمی استاتور از رابطه زیر به دست می‌آید:

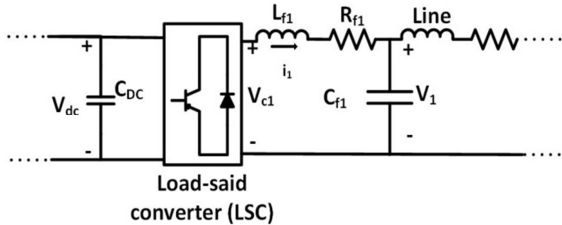
$$P_s = -\frac{3}{2} \Psi_{PM} i_{sq} \omega_r \quad (۴)$$

از روابط (۳) و (۴) مشخص است که گشتاور و توان ژنراتور به جریان محور  $q$  استاتور  $i_{sq}$  وابسته است. اما در سیستم تحت مطالعه از آنجا که استاتور به یکسوساز دیودی متصل است، جریان  $i_{sq}$  به صورت مستقیم قابل کنترل نیست و به صورت غیرمستقیم با کنترل جریان مبدل بوست  $i_b$ ،  $i_{sq}$  و در نتیجه سرعت/ توان ژنراتور قابل کنترل است. می‌توان به صورت تحلیلی یا با استفاده از شبیه‌سازی‌های زمانی نشان داد که در سرعت‌های مختلف باد، مقدار متوسط جریان

### ۲.۳. حلقه‌های خارجی کنترل ولتاژ و داخلی کنترل

#### جریان مبدل سمت بار

وظیفه مبدل سمت بار (LSC) در شکل (۲) فراهم کردن یک ولتاژ با دامنه و فرکانس ثابت دو سر خازن  $C_{f1}$  است. شکل (۶) مبدل سمت بار را با فیلترهای  $L_{f1}$  و  $C_{f1}$  و جریان مبدل با جهت قراردادی را نشان می‌دهد.



شکل (۶): مبدل سمت بار

روابط مربوط به مبدل سمت بار در دستگاه مرجع سنکرون و

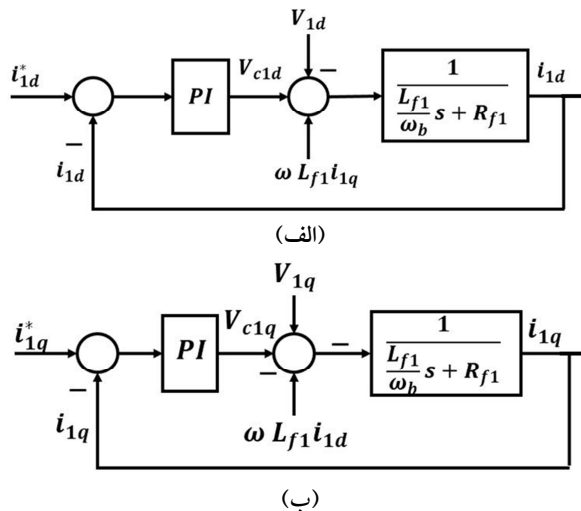
در حوزه پریونیت به صورت زیر است:

$$V_{c1d} = R_{f1}i_{1d} + \omega L_{f1}i_{1q} + \frac{L_{f1}}{\omega_b} \frac{di_{1d}}{dt} + V_{1d} \quad (12)$$

$$V_{c1q} = R_{f1}i_{1q} + \omega L_{f1}i_{1d} + \frac{L_{f1}}{\omega_b} \frac{di_{1q}}{dt} + V_{1q}$$

با استفاده از رابطه (۱۲)، حلقه‌های کنترل جریان مبدل سمت

بار در دستگاه dq به صورت شکل (۷) به دست می‌آید:



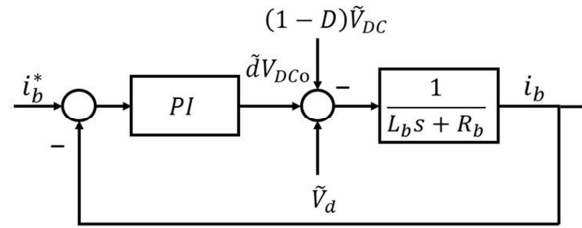
شکل (۷): حلقه‌های داخلی کنترل جریان مؤلفه‌های d و q جریان مبدل سمت بار

$i_{1q}^*$  و  $i_{1d}^*$  در شکل (۷) از حلقه‌های خارجی کنترل ولتاژ به دست می‌آید. مبدل سمت بار در دستگاه مرجع سنکرون با جهت یابی

ولتاژ  $V_{1q} = 0$  و  $V_{1d} = |V_1|$  بنابراین کنترل می‌شود، بنابراین

از آنجا که وظیفه مبدل سمت بار فراهم کردن یک ولتاژ با دامنه و فرکانس ثابت است، برای ایجاد آرگومان پارک نیازی به PLL نداریم، بلکه از فرکانس پایه  $\omega_b$  ( $\omega_b = 2\pi f_b$ ) انتگرال گرفته و

DC و ضریب وظیفه در نقطه کار است. با استفاده از رابطه (۸) حلقه کنترل مبدل بوست به صورت شکل (۴) استخراج می‌شود.



شکل (۴): حلقه کنترل جریان مبدل بوست

برای انتخاب ضرایب کنترل کننده PI در شکل (۴)، از روش حذف صفر و قطب استفاده می‌کنیم و با انتخاب  $\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_b}{L_b}$  لوب گین حلقه کنترل جریان به صورت زیر به دست می‌آید:

$$LPG(s) = \left( \frac{k_p s + k_i}{s} \right) \left( \frac{1}{L_b s + R_b} \right) = \frac{k_p}{L_b} \frac{1}{s} \quad (9)$$

از رابطه (۹)، تابع تبدیل حلقه بسته کنترل جریان مبدل بوست

به صورت زیر به دست می‌آید:

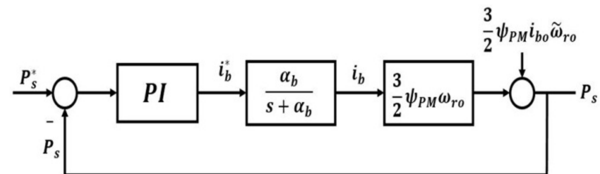
$$\frac{i_b}{i_b^*} = \frac{\alpha_b}{s + \alpha_b} \quad (10)$$

که  $\alpha_b = R_b/L_b$  پهنای باند حلقه بسته کنترل جریان است. با انتخاب مقدار مناسب برای  $\alpha_b$ ، مقادیر  $k_p$  و  $k_i$  به دست می‌آید. در شکل (۴) جریان مرجع مبدل بوست بوده و از حلقه خارجی کنترل توان یا کنترل سرعت به دست می‌آید.

### ۱.۲.۳. حلقه خارجی کنترل توان

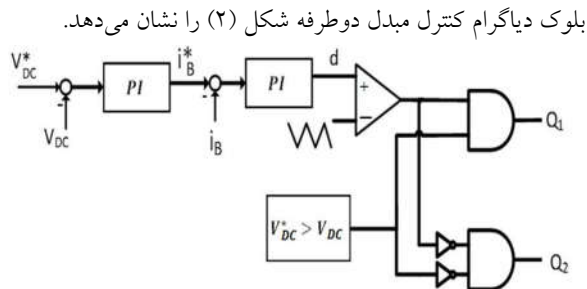
با توجه به رابطه (۶)، با کنترل مناسب  $i_b$  می‌توان توان خروجی ژنراتور را کنترل کرد. اگر رابطه (۶) را حول نقطه کار خطی کنیم، به رابطه (۱۱) می‌رسیم. با استفاده از رابطه (۱۱) حلقه خارجی کنترل توان ژنراتور به صورت شکل (۵) به دست می‌آید.

$$\tilde{P}_s = \frac{3}{2} \Psi_{PM} \tilde{i}_b \omega_{ro} + \frac{3}{2} \Psi_{PM} i_{bo} \tilde{\omega}_r \quad (11)$$



شکل (۵): حلقه خارجی کنترل توان ژنراتور

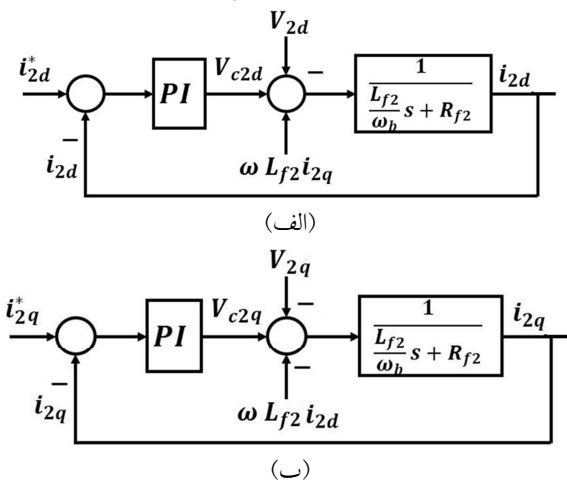
در شکل (۵) تابع تبدیل  $\alpha_b/s + \alpha_b$  نشان دهنده تابع تبدیل حلقه داخلی کنترل جریان و  $\omega_{ro}$  نشان دهنده سرعت ژنراتور در نقطه کار است. برای اینکه پایداری حلقه کنترل توان در همه حالات تضمین شود، ضرایب کنترل کننده را به ازای بیشترین مقدار  $\omega_{ro}$  که همان سرعت نامی است، انتخاب می‌کنیم.



شکل (۹): بلوک دیاگرام کلی کنترل مبدل دوطرفه

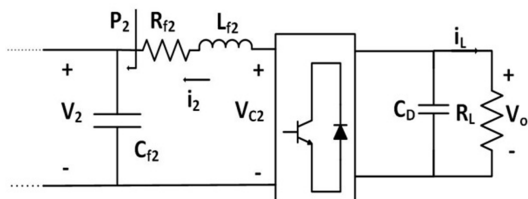
#### ۴. مدل‌سازی و کنترل بار اکتیو

بار اکتیو در شکل (۲) شامل یک مبدل نوع منبع ولتاژ، فیلتر LC مربوط و خازن و مقاومت سمت DC می‌باشد. بار اکتیو در سیستم تحت مطالعه در واقع یک یکسوساز اکتیو است که یک ولتاژ با دامنه ثابت در سمت DC برای مقاومت  $R_L$  فراهم می‌کند. کنترل مبدل بار اکتیو شامل حلقه‌های داخلی کنترل جریان و حلقه خارجی کنترل ولتاژ لینک است. حلقه‌های داخلی کنترل جریان مبدل بار اکتیو درست مشابه حلقه‌های کنترل جریان مبدل سمت بار (LSC) بوده و در حوزه پریونیت به صورت شکل (۱۰) است.



شکل (۱۰): حلقه‌های داخلی کنترل جریان مبدل مربوط به بار اکتیو

شکل (۱۱) مبدل مربوط به بار اکتیو را نشان می‌دهد. مبدل مربوط به بار اکتیو در دستگاه مرجع سنکرون با جهت‌یابی ولتاژ  $V_2$  کنترل می‌شود؛ برای این منظور فاز و فرکانس ولتاژ  $V_2$  توسط PLL استخراج می‌شود و لذا  $V_{2d} = 0$  و  $V_{2q} = 0$ .



شکل (۱۱): شکل مداری یکسوساز اکتیو به‌عنوان بار اکتیو

جریان  $i_{2d}^*$  در شکل (۱۰) مؤلفه توان حقیقی بوده که از حلقه

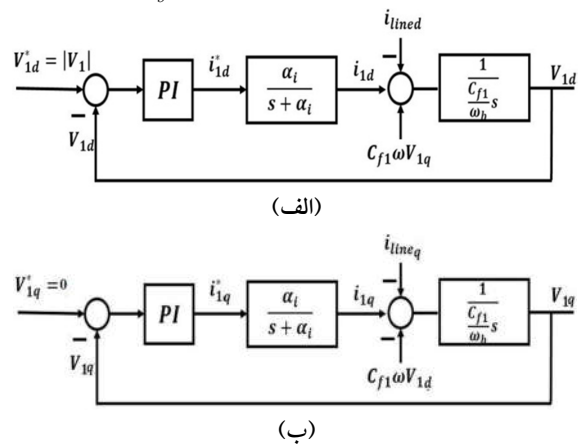
آرگومان پارک  $\theta_1$  را برای کنترل مبدل سمت بار در دستگاه مرجع سنکرون ایجاد می‌کنیم. برای انتخاب ضرایب کنترل‌کننده در شکل (۷)، از روش حذف صفر و قطب استفاده می‌کنیم که شرح آن مشابه بخش (۱.۱.۳) است.

مشابه حلقه کنترل جریان مبدل بوسست، تابع تبدیل حلقه بسته کنترل جریان مبدل سمت بار به صورت  $\frac{i_{1dq}}{i_{1dq}^*} = \frac{\alpha_i}{s + \alpha_i}$  به دست می‌آید که  $\alpha_i$  پهنای باند حلقه بسته کنترل جریان مبدل سمت بار است.

برای استخراج حلقه‌های خارجی کنترل ولتاژ، مطابق شکل (۶)، دینامیک ولتاژ خازن  $C_{f1}$  را در حوزه پریونیت در دستگاه مرجع سنکرون استخراج می‌کنیم که به صورت روابط (۱۳) است. از رابطه (۱۳)، حلقه‌های خارجی کنترل ولتاژ به صورت شکل (۸) به دست می‌آید که  $\alpha_i/s + \alpha_i$  نشان‌دهنده حلقه داخلی کنترل جریان مبدل سمت بار است.

$$i_{1d} - i_{lined} = \frac{C_{f1}}{\omega_b} \frac{dv_{1d}}{dt} - C_{f1}\omega_{1q} \quad (13)$$

$$i_{1q} - i_{lineq} = \frac{C_{f1}}{\omega_b} \frac{dv_{1q}}{dt} + C_{f1}\omega_{1d}$$



شکل (۸): حلقه‌های خارجی کنترل ولتاژ مبدل سمت بار

#### ۳.۳. کنترل مبدل دوطرفه واسط باتری و لینک DC

وظیفه مبدل دوطرفه، تثبیت لینک DC در مقدار مطلوب است. زمانی که ولتاژ لینک DC از مقدار مرجع  $V_{DC}^*$  کوچک‌تر است، مبدل دوطرفه در مود بوسست عمل کرده و با شارژ باتری، کمبود تولید برطرف شده و ولتاژ  $V_{DC}$  در مقدار  $V_{DC}^*$  تنظیم می‌شود. اگر ولتاژ لینک DC از مقدار مرجع  $V_{DC}^*$  فراتر رود، مبدل دوطرفه در مود باک عمل کرده، اضافه تولید صرف شارژ باتری می‌شود تا ولتاژ  $V_{DC}$  در مقدار  $V_{DC}^*$  تنظیم گردد. شکل (۹)

مخرج تابع تبدیل در رابطه (۱۵) به فرم تابع تبدیل درجه ۲ است که  $\omega_n^2 = k_{iPLL} |V_2|$  و  $2\xi\omega_n = k_{pPLL} |V_2|$  و با انتخاب  $\xi = 0.7$  و  $\omega_n = 2\pi \times 20$ ، ضرایب کنترل کننده PLL به دست می‌آید که  $\xi$  نسبت میرایی و  $\omega_n$  پهنای باند حلقه بسته سیستم کنترل است.

با فرض اینکه حلقه خارجی کنترل ولتاژ در شکل (۱۲) به اندازه کافی کندتر از حلقه داخلی کنترل جریان باشد، می‌توان از دینامیک  $\alpha_2/s + \alpha_2$  در شکل (۱۲) صرف نظر کرد و آن را با عدد یک جایگزین نمود. با این فرض لوپ گین حلقه کنترل ولتاژ به صورت رابطه (۱۶) به دست می‌آید:

$$LPG(s) = \left( \frac{k_p s + k_i}{s} \right) V_2 S_b \left( \frac{1}{C_D s} \right) \quad (16)$$

از رابطه (۱۶)، تابع تبدیل حلقه بسته کنترل ولتاژ به فرم رابطه (۱۷) به دست می‌آید:

$$\frac{V_o}{V_o^*} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (17)$$

که در آن،  $2\xi\omega_n = \frac{k_p V_2 S_b}{C_D}$  و  $\omega_n^2 = \frac{k_i V_2 S_b}{C_D}$  و همان‌طور که ذکر شد،  $\xi$  نسبت میرایی و  $\omega_n$  پهنای باند حلقه بسته سیستم کنترل است و هرچه  $\omega_n$  بزرگتر باشد، دینامیک سیستم سریع‌تر است. با انتخاب مقدار مناسب برای  $\omega_n$  و  $\xi$ ، ضرایب  $k_p$  و  $k_i$  کنترل کننده به دست می‌آید.

## ۵. بررسی و بهبود پایداری سیستم تحت مطالعه

از شکل (۱۱)، توان حقیقی و راکتیوی که بار اکتیو مصرف می‌کند، مطابق رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_2 = -(v_{2d} i_{2d} + v_{2q} i_{2q}) \quad (18)$$

$$Q_2 = -(v_{2q} i_{2d} + v_{2d} i_{2q})$$

که در آن  $v_{2d}$  و  $v_{2q}$  مؤلفه‌های  $d$  و  $q$  ولتاژ بار اکتیو و  $i_{2d}$  و  $i_{2q}$  مؤلفه‌های  $d$  و  $q$  جریان بار اکتیو است. از رابطه (۱۸) می‌توان جریان‌های  $i_{2d}$  و  $i_{2q}$  را برحسب توان‌ها و مؤلفه‌های  $d$  و  $q$  ولتاژها به دست آورد:

$$i_{2d} = \frac{Q_2 v_{2q} + P_2 v_{2d}}{v_{2d}^2 + v_{2q}^2} \quad (19)$$

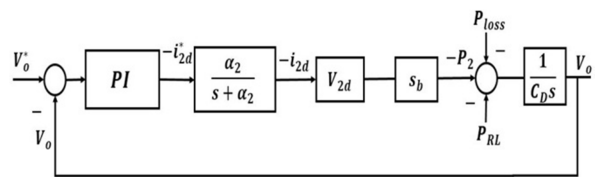
$$i_{2q} = \frac{P_2 v_{2q} - Q_2 v_{2d}}{v_{2d}^2 + v_{2q}^2}$$

در سیستم مرجع سنکرون با جهت‌یابی ولتاژ  $v_2 = 0$  و  $v_{2d} = |V_2|$  و با فرض داشتن ضریب توان واحد در نقطه اتصال بار اکتیو و میکروگرید،  $Q_2$  برابر صفر بوده و رابطه (۱۹) به فرم (۲۰) درمی‌آید:

خارجی کنترل ولتاژ  $V_o$  به دست می‌آید. همچنین جریان مرجع  $i_{2q}^*$  برای داشتن ضریب توان واحد در مقدار صفر تنظیم می‌شود. با توجه به شکل (۱۱)، رابطه تبادل توان خازن  $C_D$  در سمت DC را می‌توان به صورت زیر نوشت:

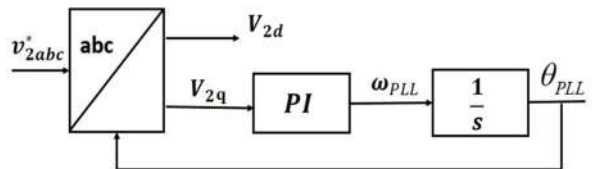
$$-P_2 - P_{Loss} - P_{R_i} = C_D V_o \frac{dV_o}{dt} \quad (14)$$

در این رابطه  $P_2$  توان خروجی مبدل مربوط به بار اکتیو برحسب وات است و  $P_2 = v_{2d} i_{2d} S_b$  که  $v_{2d}$  و  $i_{2d}$  ولتاژ و جریان محور  $d$  مبدل بار اکتیو در حوزه پریونیت و  $S_b$  توان مبنا می‌باشد. با توجه به رابطه (۱۴) حلقه خارجی کنترل ولتاژ  $V_o$  به صورت شکل (۱۲) به دست می‌آید.

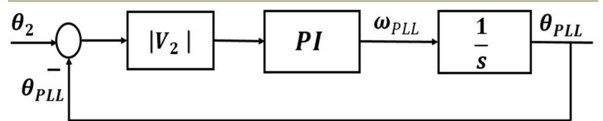


شکل (۱۲): حلقه خارجی کنترل ولتاژ  $V_o$  در سمت DC

در شکل (۱۲)، پهنای باند حلقه کنترل جریان مبدل بار اکتیو است؛ همچنین ولتاژ دوسر خازن  $C_f$  بوده که برابر  $I_{pu}$  است. همان‌طور که ذکر شد، مبدل بار اکتیو توسط PLL به صورت سنکرون با مبدل سمت بار (LSC) نگه داشته می‌شود. شکل (۱۳) بلوک دیاگرام PLL مرجع سنکرون یا SRF-PLL را نشان می‌دهد. شکل (۱۴) بلوک دیاگرام خطی شده PLL را نشان می‌دهد.



شکل (۱۳): بلوک دیاگرام PLL مرجع سنکرون (SFR-PLL)



شکل (۱۴): بلوک دیاگرام خطی شده PLL

در شکل (۱۴)، زاویه فاز ولتاژ  $v_2$  و زاویه  $\theta_{PLL}$  تخمین زده شده توسط PLL است و در حالت ماندگار و پایدار  $\theta_{PLL}$  به  $\theta_2$  میل می‌کند. برای به دست آوردن ضرایب کنترل کننده  $PI$  در شکل (۱۴)، تابع تبدیل حلقه بسته مطابق رابطه (۱۵) به دست می‌آید:

$$\frac{\theta_{PLL}}{\theta_2} = \frac{|V_2| (k_{pPLL} s + k_{iPLL})}{s^2 + k_{pPLL} |V_2| s + k_{iPLL} |V_2|} \quad (15)$$

شکل (۱۶) پاسخ‌های زمانی سستم تحت مطالعه شکل (۲) (ب) (با پارامترهای پیوست) را به‌ازای توان بار اکتیو برابر با  $P_0 = 12.5 kW$  نشان می‌دهد. شکل (۱۶) شامل پاسخ‌های زمانی ولتاژ یکسوساز اکتیو در سمت DC و ولتاژ باس B1 یعنی  $v_1$  است. با توجه به شکل (۱۶)، دامنه ولتاژ  $v_1$  که در حالت پایدار باید برابر با ۱ پریونیت باشد، بسیار کمتر از ۱ پریونیت بوده و همین امر باعث می‌شود که ولتاژ  $V_{odc}$  در سمت DC یکسوساز اکتیو دارای دامنه مناسب برابر با ۷۰۰ ولت نباشد و لذا سیستم در این حالت ناپایدار است.

### ۱.۵. بهبود پایداری سیستم تحت مطالعه در حضور بار

#### اکتیو

همان‌طور که در قسمت قبل گفته شد، بار اکتیو به لحاظ سیگنال کوچک به‌متناوبه یک مقاومت منفی عمل کرده و باعث کاهش پایداری می‌شود؛ همچنین هرچه میزان توان بار اکتیو بیشتر باشد، حاشیه پایداری کمتر و حتی ممکن است منجر به ناپایداری سیستم گردد. در این بخش یک روش که اساس آن خطی‌سازی فیدبک است، برای پایدارسازی سیستم در حضور بار اکتیو پیشنهاد می‌گردد.

همان‌طور که از پاسخ‌های شبیه‌سازی شکل (۱۶) واضح است، به‌ازای مقادیر بالای بار اکتیو سیستم ناپایدار است و متغیرهایی مثل  $v_{1d}$  و  $v_{1q}$  (در شکل ۶) مشارکت زیادی در ناپایداری سیستم دارند. برای پایدارسازی سیستم، دینامیک مؤلفه‌های  $d$  و  $q$  ولتاژ خازن  $C_{f1}$  در حوزه پریونیت مطابق (۲۲) نوشته می‌شود:

$$\begin{bmatrix} C_{f1} \frac{dv_{1d}}{\omega_b dt} \\ C_{f1} \frac{dv_{1q}}{\omega_b dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_{f1} \omega \frac{dv_{1q}}{dt} - i_{lined} \\ -C_{f1} \omega \frac{dv_{1d}}{dt} - i_{lineq} \end{bmatrix} \quad (22)$$

که در آن،  $i_{1d}$  و  $i_{1q}$  متغیرهای کنترلی هستند که به‌وسیله آن متغیرهای خروجی یعنی ولتاژهای  $v_{1d}$  و  $v_{1q}$  در مقدار مرجع تنظیم می‌شود. در ادامه به انتخاب جریان‌های مرجع  $i_{1d}^*$  و  $i_{1q}^*$  با استفاده از روش خطی‌سازی فیدبک ورودی خروجی پرداخته می‌شود. روش خطی‌سازی فیدبک قابل اعمال به دسته‌ای از سیستم‌های غیرخطی با دینامیک مشابه (۲۳) است:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (23)$$

که بردار متغیرهای حالت،  $u$  متغیر کنترلی،  $y$  متغیر خروجی و  $h(x)$  یک تابع هموار است. از رابطه (۲۳) و با مشتق‌گیری از  $y$

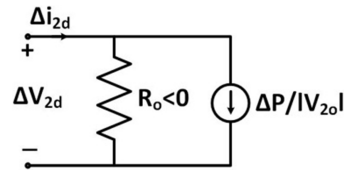
$$i_{2d} = \frac{P_2}{v_{2d}} \quad (20)$$

$$i_{2q} \cong 0$$

با خطی‌سازی (۲۰)، تغییرات  $i_{2d}$  حول نقطه کار به صورت زیر به دست می‌آید:

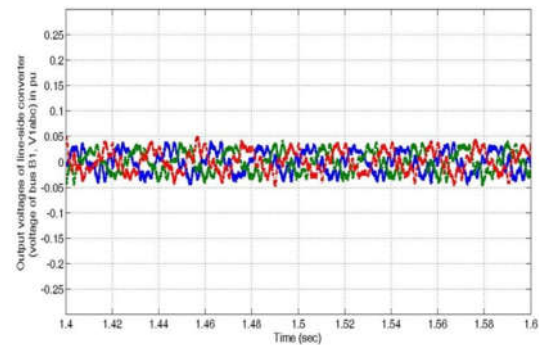
$$\Delta i_{2d} = \frac{\Delta P}{|V_{2o}|} - \frac{P_o}{|V_{2o}|^2} \Delta v_{2d} \quad (21)$$

$|V_{2o}|$  اندازه ولتاژ  $v_2$  در نقطه کار بوده و برابر  $1_{pu}$  است.  $P_o$  نیز توان جذب‌شده توسط بار اکتیو در نقطه کار را نشان می‌دهد. شکل (۱۵)، مدل سیگنال کوچک جریان محور  $d$  بار اکتیو را با توجه به رابطه (۲۱) نشان می‌دهد.

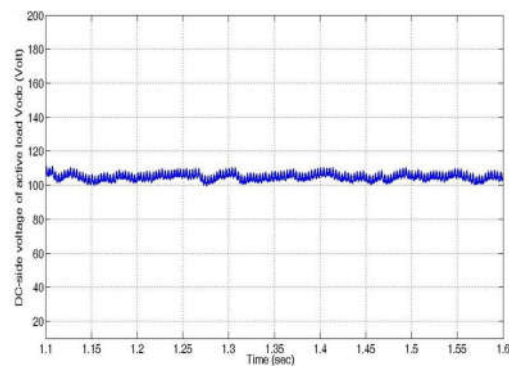


شکل (۱۵): مدل سیگنال کوچک جریان محور  $d$  بار اکتیو

توجه کنید که  $R_o$  در شکل (۱۵)، مقاومت افزایشی منفی است که بار اکتیو از خود نشان می‌دهد و عبارت است از  $R_o = -|V_{2o}|^2 / P_o$ . هرچه توان بار اکتیو بزرگ‌تر باشد، اندازه  $R_o$  کوچک‌تر و جریان آن بزرگ‌تر است و با توجه به اینکه  $R_o < 0$ ، تأثیر آن روی ناپایداری سیستم بیشتر است. به‌عبارت دیگر افزایش توان بار اکتیو منجر به کاهش حاشیه پایداری سیستم می‌شود.



(الف)



(ب)

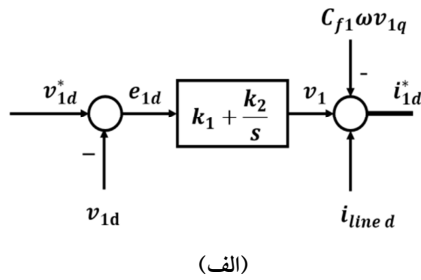
شکل (۱۶): پاسخ‌های زمانی ولتاژ یکسوساز اکتیو در سمت DC و ولتاژ باس B1 یعنی  $v_1$  در حضور بار اکتیو با توان  $P_0 = 12.5 kW$



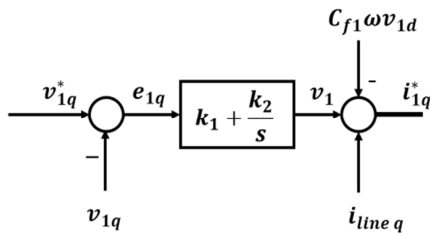
توجه کنید که  $v_{1d}^*$  و  $v_{1q}^*$  مقادیر dc برابر با  $1_{pu}$  و  $0$  هستند و لذا مشتق  $v_{1d}^*$  و  $v_{1q}^*$  برابر صفر است. پس از روابط (۳۲) و (۳۳)، جریان‌های مرجع  $i_{1d}^*$  و  $i_{1q}^*$  به‌عنوان ورودی‌های کنترلی، بر اساس روش خطی سازی فیدبک به‌صورت رابطه (۳۴) به دست می‌آیند.

$$i_{1d}^* = -C_{f1}\omega v_{1q} + i_{lined} + k_1(v_{1d}^* - v_{1d}) + k_2 \int (v_{1d}^* - v_{1d}) dt \quad (28)$$

با توجه به رابطه (۳۴)، جریان‌های مرجع  $i_{1d}^*$  و  $i_{1q}^*$  با توجه به بلوک دیاگرام شکل (۱۷) به دست می‌آیند.



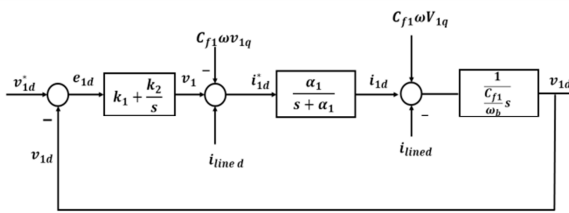
(الف)



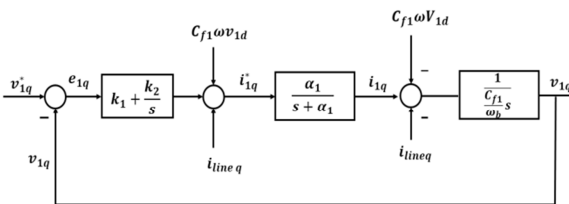
(ب)

شکل (۱۷): چگونگی محاسبه  $i_{1d}^*$  و  $i_{1q}^*$  به‌عنوان متغیرهای کنترلی سیستم

با توجه به روابط (۳۰) و (۳۴) و شکل (۱۷)، دینامیک حلقه بسته سیستم را می‌توان با شکل (۱۸) نمایش داد.



(الف)



(ب)

شکل (۱۸): دینامیک حلقه بسته کنترل ولتاژهای  $v_{1d}$  و  $v_{1q}$  با

رابطه (۲۴) به دست می‌آید:

$$y' = \nabla h(f(x) + g(x)u) = L_f h(x) + L_g h(x)u \quad (24)$$

که در آن  $L_f h(x)$  و  $L_g h(x)$  مشتق‌های لی (Lie) تابع  $h(x)$  نسبت به  $g(x)$  و  $f(x)$  است. مشتق لی نسبت به  $f(x)$  به‌صورت (۲۵) تعریف می‌شود:

$$L_f h(x) = \nabla h \cdot f = \frac{\partial h}{\partial x} \cdot f \quad (25)$$

اگر  $L_f h(x)$  و  $L_g h(x)$  در رابطه (۲۴) به‌ترتیب با  $A(x)$  و  $B(x)$  جایگزینی شوند، دینامیک خروجی سیستم به‌صورت زیر به دست می‌آید:

$$\dot{y} = A(x) + B(x) \cdot u \quad (26)$$

از مقایسه (۲۲) و (۲۳)، متغیرهای  $x$ ،  $u$  و  $y$  به‌صورت زیر است:

$$x = [v_{1d} \quad v_{1q}]^T \\ u = [i_{1d} \quad i_{1q}]^T \quad (27)$$

$$y = \begin{bmatrix} C_{f1}\omega v_{1d} & C_{f1}\omega v_{1q} \\ \omega_b & \omega_b \end{bmatrix}^T$$

از روابط (۲۲) تا (۲۶)،  $A(x)$  و  $B(x)$  به دست می‌آیند:

$$A(x) = [C_{f1}\omega v_{1q} - i_{lined} \quad -C_{f1}\omega v_{1d} - i_{lineq}]^T \quad (28)$$

$$B(x) = 1$$

متغیر کنترلی  $u$  در رابطه (۲۶) به‌صورت زیر انتخاب می‌شود:

$$u = B^{-1}(x)(-A(x) + v) \quad (29)$$

با جایگزینی (۲۹) در (۲۶)، رابطه (۳۰) به دست می‌آید:

$$\dot{y} = v \quad (30)$$

که در آن  $v$  ورودی کنترل برای سیستم خطی شده است. برای داشتن خطای ردیابی صفر در حضور عدم قطعیت پارامتری،  $v$  رابطه (۳۰) به‌صورت زیر انتخاب می‌شود:

$$v = -k_1(y - y^*) - k_2 \int (y - y^*) dt + \frac{C_{f1}}{\omega_b} (y^*) \quad (31)$$

که  $y^*$  مقدار مرجع متغیر خروجی است. مقادیر  $A(x)$  و  $B(x)$  برای سیستم تحت مطالعه در (۲۸) داده شده است. از جایگذاری (۲۸) در (۲۹)، مقادیر مرجع  $i_{1d}^*$  و  $i_{1q}^*$  به‌عنوان متغیرهای کنترلی سیستم به‌صورت رابطه (۳۲) به دست می‌آید:

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{1d}^* \\ i_{1q}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -C_{f1}\omega v_{1q} + i_{lined} \\ C_{f1}\omega v_{1d} + i_{lineq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (32)$$

که مطابق (۳۱)،  $v_1$  و  $v_2$  برای سیستم تحت مطالعه به‌صورت رابطه (۳۳) انتخاب می‌شود:

$$v_1 = -k_1(v_{1d} - v_{1d}^*) - k_2 \int (v_{1d} - v_{1d}^*) dt \quad (33)$$

$$v_2 = -k_1(v_{1q} - v_{1q}^*) - k_2 \int (v_{1q} - v_{1q}^*) dt$$

## استفاده از روش خطی سازی فیدبک

استراتژی کنترلی بر اساس خطی سازی فیدبک با جبران پیشخور جریان خط  $i_{line}$  باعث می‌شود که امپدانس خروجی مبدل سمت بار برابر صفر شود و همین امر باعث افزایش حاشیه پایداری در حضور بارهای اکتیو شده و به بهبود پایداری سیستم کمک می‌کند. در بخش بعدی تأثیر به‌کارگیری روش کنترل پیشنهادی برای پایداری سیستم در حضور بار اکتیو آزموده خواهد شد و نشان داده می‌شود که با به‌کارگیری روش کنترل پیشنهادی و به‌ازای مقادیر بزرگ‌تر بار اکتیو سیستم تحت مطالعه پایدار خواهد شد.

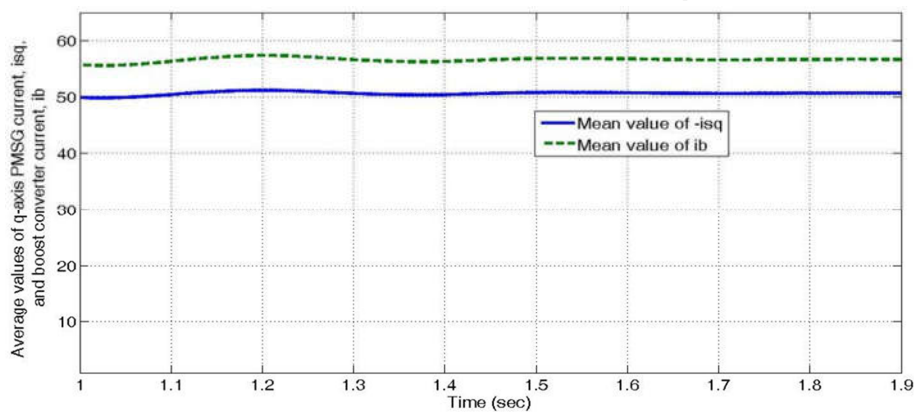
### ۶. شبیه‌سازی سیستم تحت مطالعه و بررسی پایداری سیستم با به‌کارگیری روش کنترل پیشنهادی

سیستم تحت مطالعه شکل (۲) با پارامترهای پیوسته، شامل یک توربین بادی مبدل کامل ۲۵ kW مبتنی بر PMSG است که از طریق یکسوساز دیوی، مبدل بوست، باتری و مبدل دوطرفه و مبدل سمت بار یک بار مستقل را تغذیه می‌کند. در شکل (۲) سیستم تحت مطالعه برای دو حالت بار امپدانس ثابت پسیو و بار اکتیو توان ثابت نشان داده شده است. در شکل (۲ الف) مبدل سمت بار یک ولتاژ AC با دامنه ثابت ۳۸۰ ولت و فرکانس ۵۰ برای بار امپدانس ثابت فراهم می‌کند. در شکل (۲ ب) مبدل سمت بار مشابه شکل (۲ الف) یک ولتاژ با دامنه و فرکانس ثابت در باس B1 فراهم می‌کند و مبدل مربوط به بار اکتیو نیز یک ولتاژ DC با دامنه ثابت ۷۰۰ ولت ( $V_{odc}=700V$ ) برای بار سمت DC فراهم می‌کند.

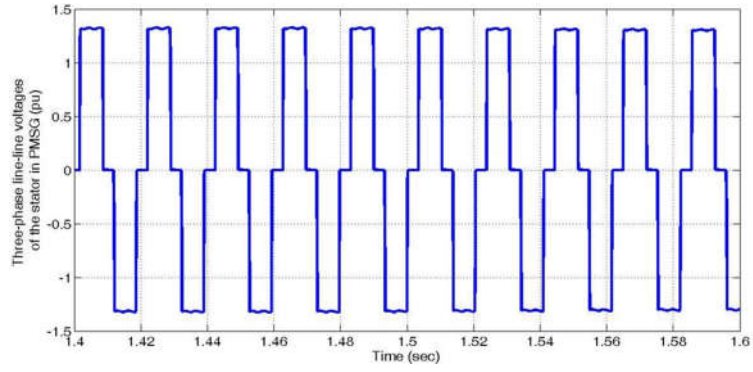
شکل (۱۹) مقادیر متوسط جریان مبدل بوست ( $i_b$ ) و جریان محور q ژنراتور PMSG  $-i_{sq}$  را در سرعت باد ۱۲ متر بر ثانیه نشان می‌دهد. از شکل (۱۹) مشخص است که مقدار متوسط جریان مبدل بوست ۵۶ آمپر و مقدار متوسط جریان  $-i_{sq}$  برابر با ۵۱ آمپر است. به‌عبارت دیگر مقادیر متوسط  $i_b$  و  $-i_{sq}$  تقریباً یکسان‌اند

و از آنجا که  $i_{sq}$  مستقیماً قابل کنترل نیست، برای کنترل توان و سرعت PMSG می‌توان به‌جای  $i_{sq}$  از  $-i_b$  استفاده کرد.

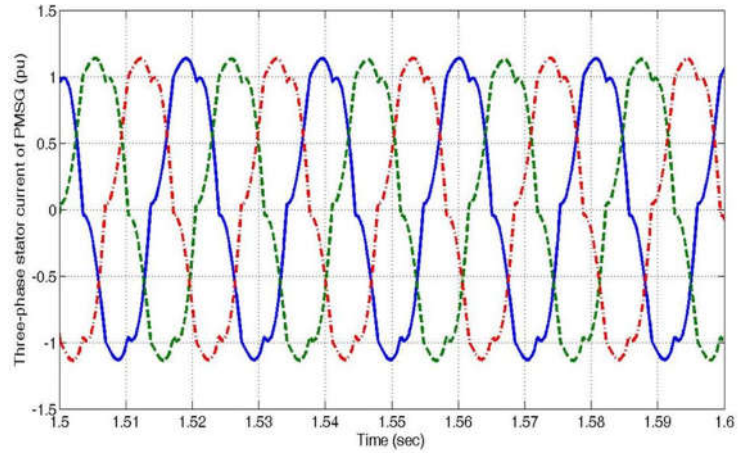
شکل (۲۰) پاسخ‌های ولتاژ و جریان سه فاز خروجی PMSG. جریان مبدل بوست، ولتاژ لینک DC و ولتاژ سه فاز دو سر بار را به‌ازای بار امپدانس ثابت ۲۵ KVA با ضریب توان ۰/۸۸ پس فاز (برای سیستم تحت مطالعه شکل (۲ الف) نشان می‌دهد. به‌دلیل اینکه بار از نوع پسیو امپدانس ثابت است، پاسخ‌های سیستم در شکل (۲۰) پایدار است. در شکل‌های (۲۰ الف) و (۲۰ ب)، به‌دلیل وجود یکسوساز دیودی، ولتاژها و جریان‌های سه فاز PMSG سینوسی خالص نیست و حاوی هارمونیک است. شکل (۲۱) پاسخ ولتاژهای  $V_{odc}$  و  $V_1$  (در سیستم تحت مطالعه شکل (۲ ب) برای حالتی نشان می‌دهد که بار سیستم از نوع اکتیو توان ثابت با مقدار ۱۲/۵ kw است. در شکل (۲۱) پاسخ‌ها برای دو حالت با و بدون به‌کارگیری روش کنترل پیشنهادی ارائه شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، بدون به‌کارگیری روش کنترل پیشنهادی سیستم ناپایدار است و سیستم کنترل قادر نیست که ولتاژ  $V_{odc}$  با دامنه ثابت ۷۰۰ ولت در سمت DC یکسوساز اکتیو برقرار کند. در صورتی که با به‌کارگیری روش کنترل پیشنهادی، ولتاژ  $V_{odc}$  با دامنه ثابت ۷۰۰ ولت برقرار می‌شود و ولتاژ  $V_1$  نیز سینوسی با دامنه یک پریونیت است. شکل‌های (۲۲) و (۲۳) پاسخ‌های  $V_{odc}$ ،  $V_1$ ،  $i_b$ ،  $V_{dc}$ ،  $V_s$  و  $i_s$  را برای حالتی که بار از نوع اکتیو توان ثابت و مقدار آن برابر با مقدار نامی ۲۵ kW است، با به‌کارگیری روش کنترل پیشنهادی نشان می‌دهد. توضیح اینکه متغیرهای  $V_{odc}$ ،  $V_1$ ،  $i_b$ ،  $V_{dc}$ ،  $V_s$  و  $i_s$  در شکل (۲ ب) نمایش داده شده است. همان‌طور که از شکل (۲۲) واضح است، با به‌کارگیری روش کنترل پیشنهادی و به‌ازای بار اکتیو نامی ۲۵ kW پاسخ‌های سیستم پایدار است و در سمت DC یکسوساز اکتیو، ولتاژ DC با مقدار ثابت ۷۰۰ ولت برقرار می‌شود.



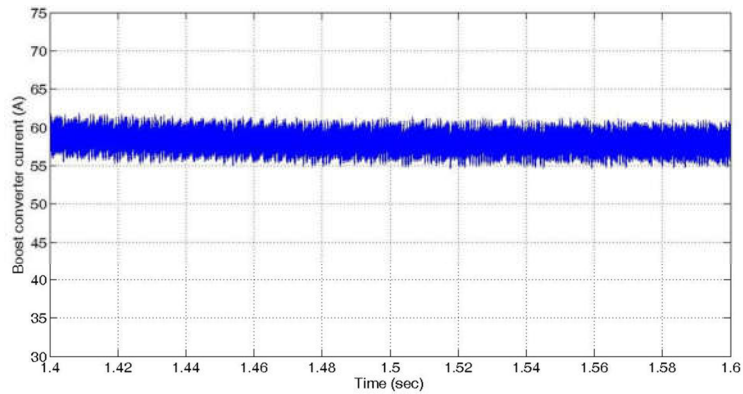
شکل (۱۹): مقادیر متوسط جریان مبدل بوست ( $i_b$ ) و جریان محور q ژنراتور PMSG  $-i_{sq}$  در سرعت باد ۱۲ متر بر ثانیه



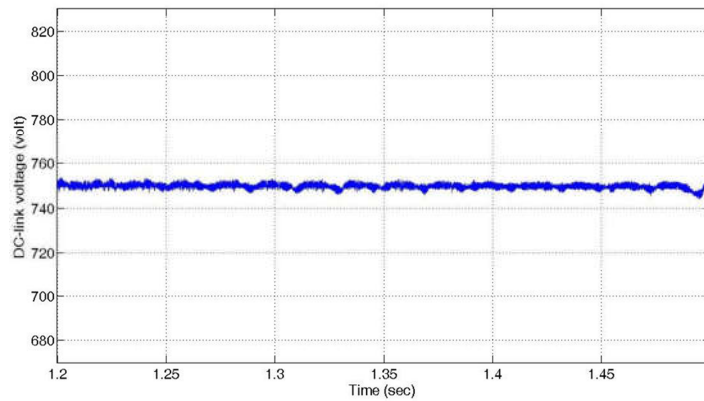
(الف)



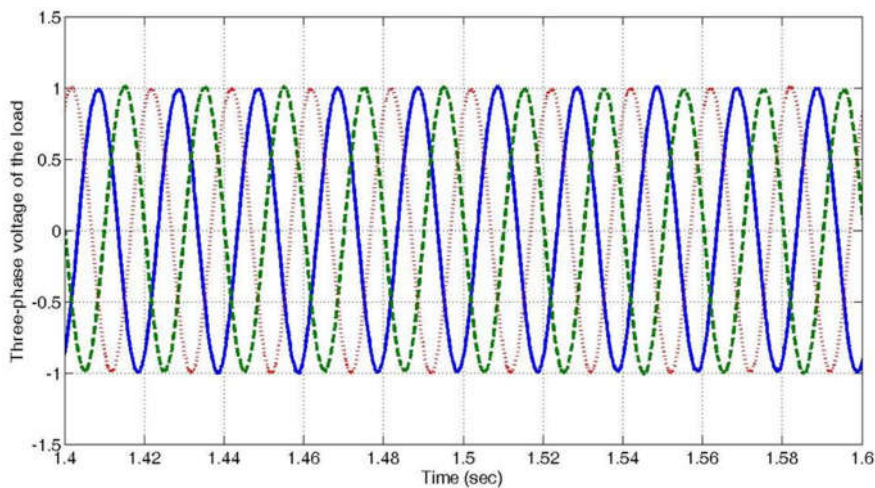
(ب)



(ج)

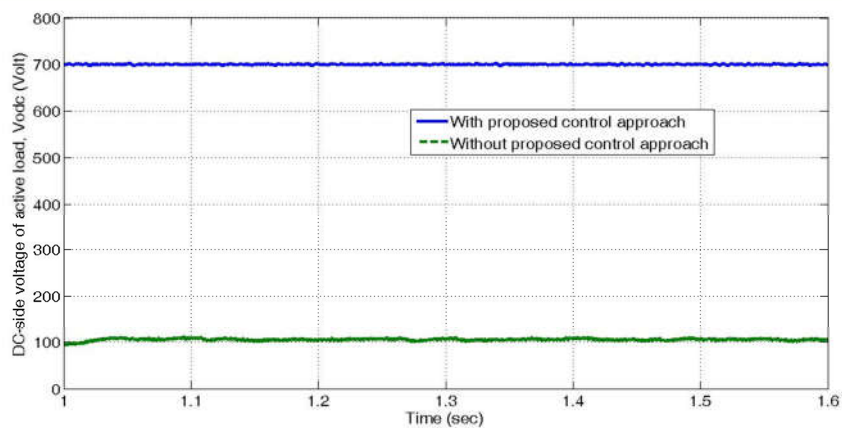


(د)

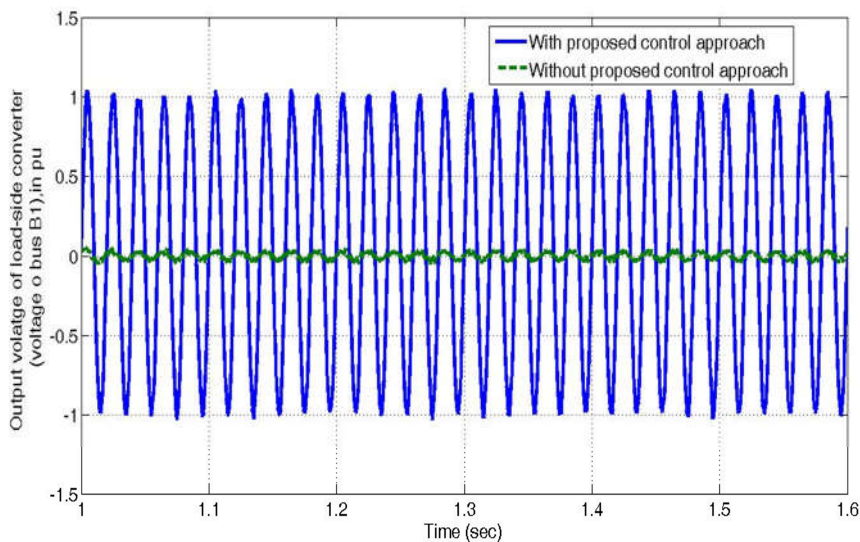


(ه)

شکل (۲۰): پاسخ‌های ولتاژ و جریان سه فاز خروجی PMSG، جریان مبدل بوست، ولتاژ لینک DC و ولتاژ سه فاز دوسر بار به ازای بار امپدانس ثابت ۲۵ KVA با ضریب توان

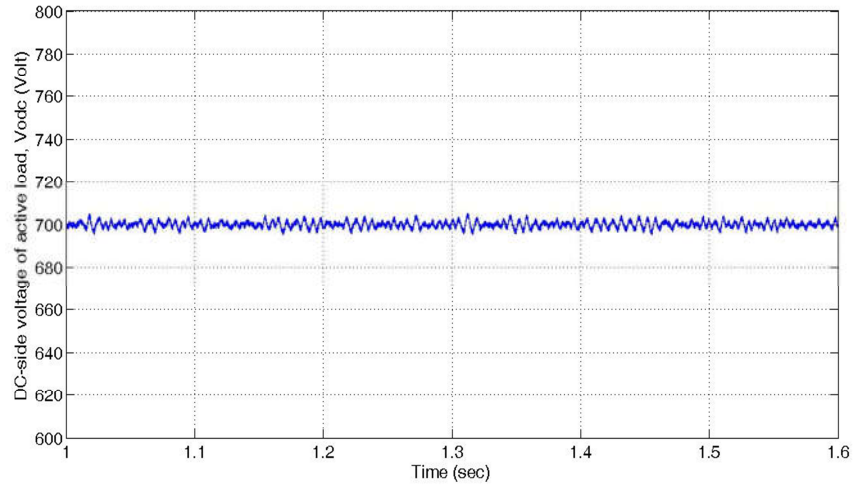


(الف)

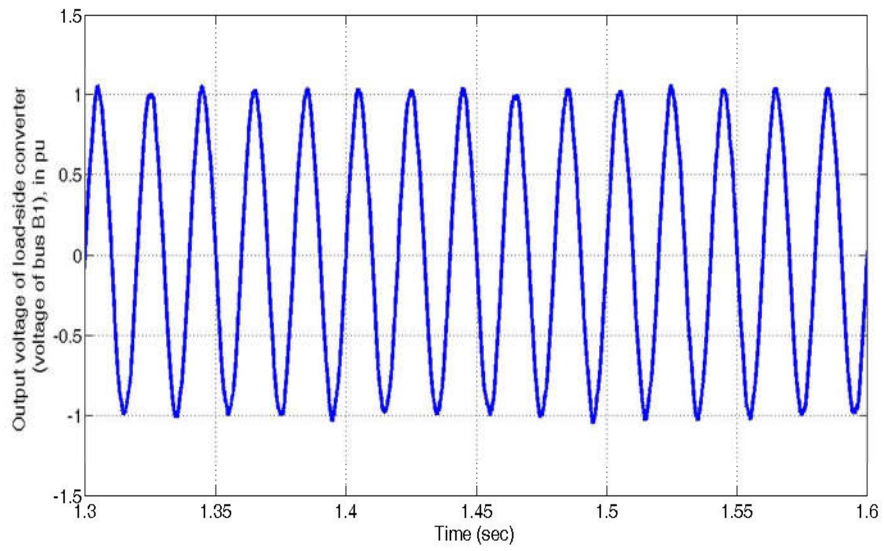


(ب)

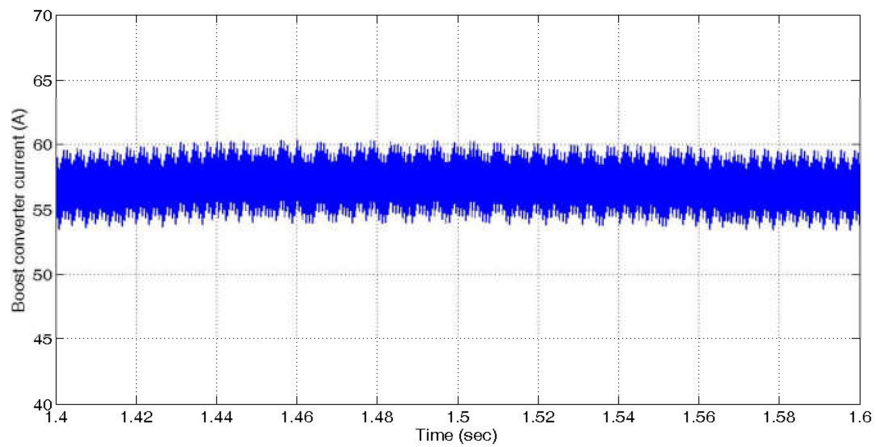
شکل (۲۱): پاسخ‌های ولتاژ سمت DC یکسوساز اکتیو ( $V_{ode}$ ) و ولتاژ خروجی مبدل سمت بار ( $V_l$ ) با و بدون به‌کارگیری روش کنترل پیشنهادی برای سیستم تحت مطالعه با بار اکتیو توان ثابت با مقدار ۱۲/۵ kw



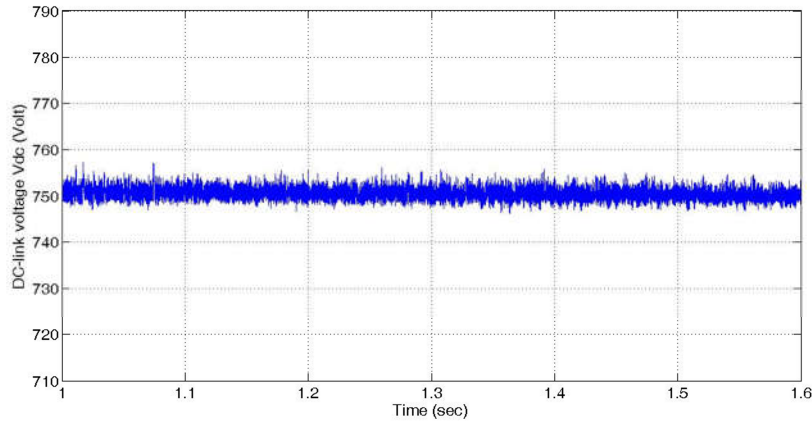
(الف)



(ب)

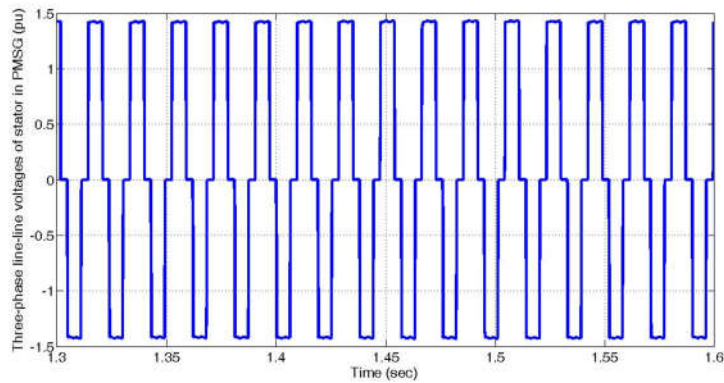


(ج)

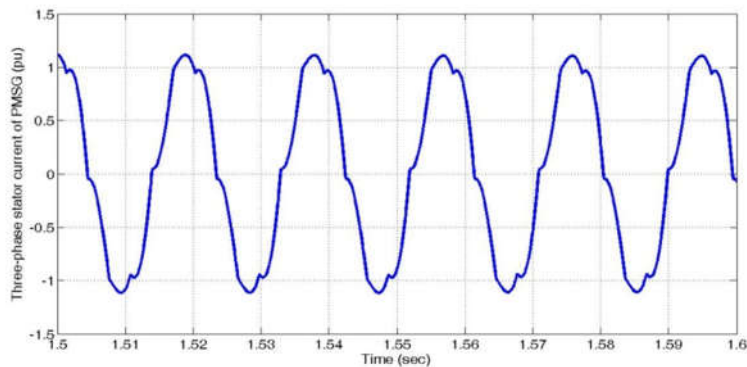


(د)

شکل (۲۲): پاسخ‌های  $V_{dc}$ ،  $V_1$ ،  $i_b$  و  $V_{dc}$  با به‌کارگیری روش کنترل پیشنهادی برای حالتی که بار از نوع اکتیو توان ثابت و مقدار آن برابر با مقدار نامی ۲۵ kW است.



(الف)



(ب)

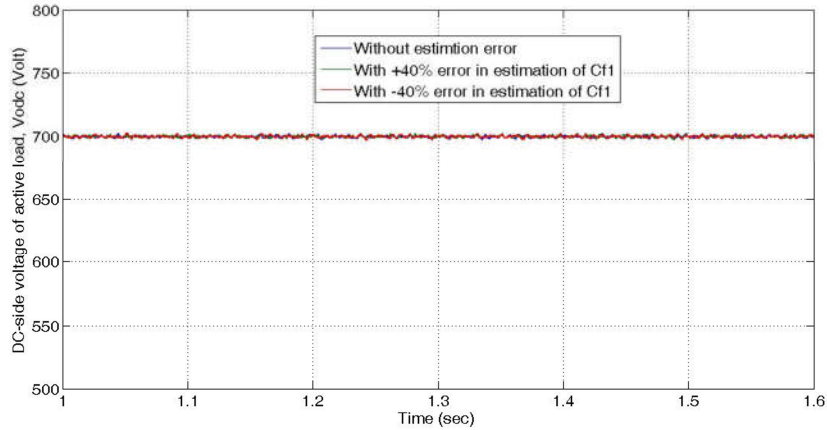
شکل (۲۳): پاسخ‌های ولتاژ و جریان سه فاز خروجی PMSG ( $V_s$  و  $i_s$ ) با به‌کارگیری روش کنترل پیشنهادی برای حالتی که بار از نوع اکتیو توان ثابت و مقدار آن برابر با مقدار نامی ۲۵ kW است.

تخمین پارامتر  $C_{PI}$ ، پاسخ‌های سیستم به‌ازای  $+40\%$  و  $-40\%$  خطا در تخمین پارامتر  $C_{PI}$  در شکل (۲۴) نشان داده شده است. شکل (۲۴) پاسخ ولتاژهای  $V_1$  و  $V_{odc}$  (در سیستم تحت مطالعه

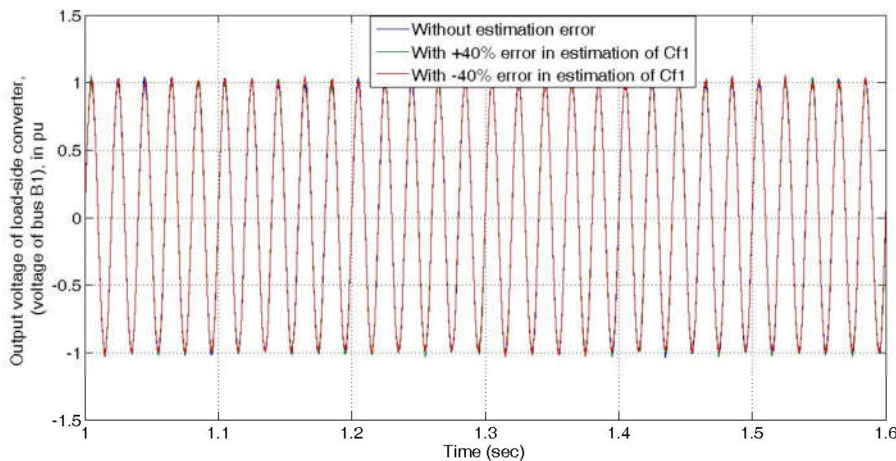
با توجه به معادله (۳۱)، روش خطی‌سازی فیدبک پیشنهادی تنها وابسته به پارامتر  $C_{PI}$  (خازن فیلتر خروجی مبدل سمت بار) است. برای ارزیابی حساسیت روش پیشنهادی به تغییرات و خطای

کنترل کننده پیشنهادی ندارد و پاسخ سیستم با وجود خطا در تخمین پارامتر  $C_{fl}$  همچنان پایدار است. به عبارت دیگر سیستم کنترل قادر است ولتاژ  $V_{odc}$  با دامنه ثابت ۷۰۰ ولت در سمت DC یکسوساز اکتیو برقرار کند و ولتاژ  $V_1$  نیز سینوسی با دامنه یک پریونیت است.

شکل (۲ ب) را با کنترل پیشنهادی و برای حالتی که بار سیستم از نوع اکتیو توان ثابت با مقدار ۱۲/۵ kW است و  $\pm 40\%$  خطا در تخمین  $C_{fl}$  لحاظ شده را نشان می دهد. همان طور که از شکل (۲۴) پیداست،  $\pm 40\%$  خطا در تخمین پارامتر  $C_{fl}$  تأثیر منفی بر عملکرد



(الف)

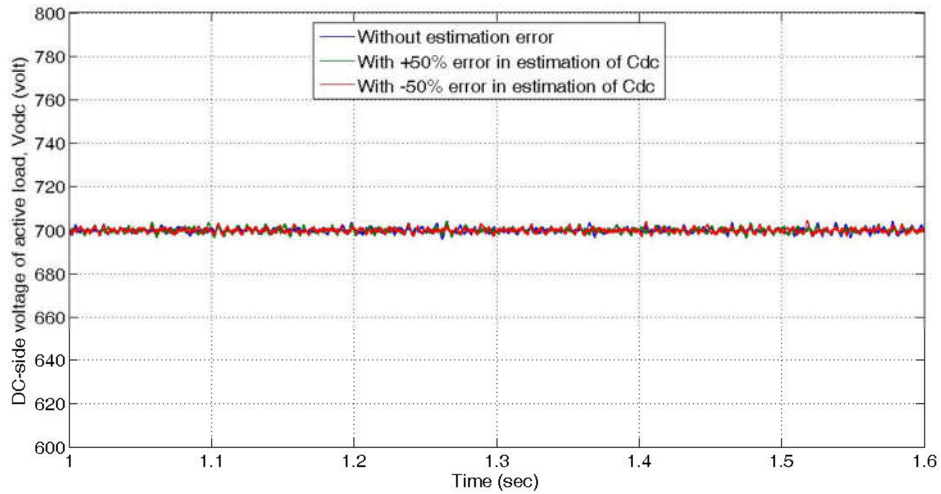


(ب)

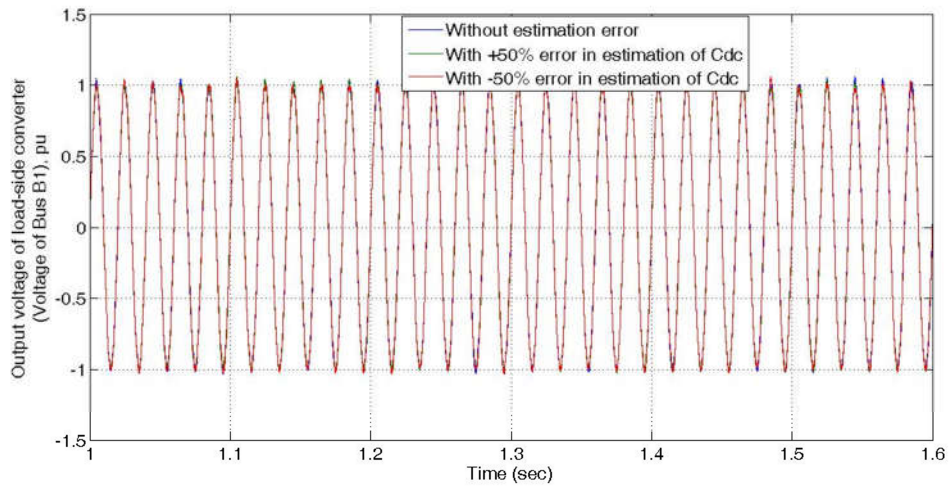
شکل (۲۴): پاسخ های ولتاژ سمت DC یکسوساز اکتیو ( $V_{odc}$ ) و ولتاژ خروجی مبدل سمت بار ( $V_1$ ) با به کارگیری روش کنترل پیشنهادی برای سیستم تحت مطالعه با بار اکتیو توان ثابت با مقدار ۱۲/۵ kW و به ازای  $\pm 40\%$  خطا در تخمین  $C_{fl}$

همان طور که از شکل (۲۵) واضح است،  $\pm 50\%$  خطا در تخمین پارامتر  $C_{dc}$  تأثیر منفی بر عملکرد کنترل کننده پیشنهادی ندارد و پاسخ سیستم با وجود خطا در تخمین پارامتر  $C_{dc}$  همچنان پایدار است. به عبارت دیگر سیستم کنترل قادر است که ولتاژ  $V_{odc}$  با دامنه ثابت ۷۰۰ ولت در سمت DC یکسوساز اکتیو برقرار کند، ولتاژ  $V_1$  نیز سینوسی با دامنه یک پریونیت است. به علاوه ولتاژ لینک dc نیز در مقدار ۷۵۰ ولت تثبیت می شود.

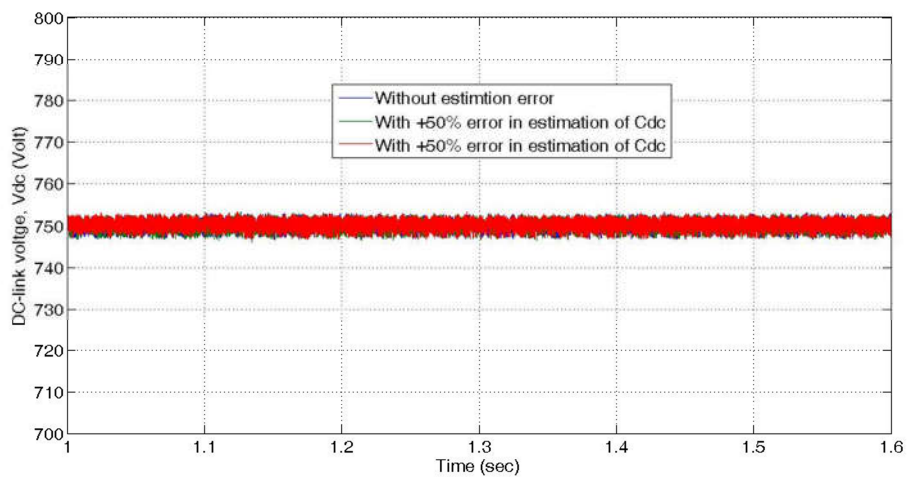
یکی از متغیرها و پارامترهای تأثیرگذار بر عملکرد کل سیستم، ولتاژ و ظرفیت خازن لینک dc است. در ادامه، پاسخ سیستم با کنترل پیشنهادی به ازای خطا در تخمین ظرفیت خازن لینک dc ارزیابی می شود. شکل (۲۵) پاسخ ولتاژهای  $V_{odc}$ ،  $V_1$  و  $V_{dc}$  (در سیستم تحت مطالعه شکل (۲ ب)) را با کنترل پیشنهادی و برای حالتی را که بار سیستم از نوع اکتیو توان ثابت با مقدار ۱۲/۵ kW است و  $\pm 50\%$  خطا در تخمین  $C_{dc}$  لحاظ شده، نشان می دهد.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۲۵): پاسخ‌های ولتاژ سمت DC یکسوساز اکتیو ( $V_{odc}$ )، ولتاژ خروجی مبدل سمت بار ( $V_1$ ) و ولتاژ لینک dc ( $V_{dc}$ ) با به‌کارگیری روش

کنترل پیشنهادی برای سیستم تحت مطالعه با بار اکتیو توان ثابت با مقدار  $12/5 \text{ kw}$  و به‌ازای  $\pm 50\%$  خطا در تخمین  $C_{dc}$



### ۷. نتیجه گیری

سیستم تحت مطالعه در این مقاله یک سیستم تولید ترکیبی باد-باتری با ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم است که با واسطه مبدل‌های الکترونیک قدرت، یک یکسوساز اکتیو را که رفتاری مشابه بار توان ثابت دارد، تغذیه می‌کند. سیستم تحت مطالعه با بار اکتیو، شامل چهار مبدل یعنی مبدل بوسست، مبدل باک-بوسست دوطرفه، مبدل dc به ac یا مبدل سمت بار و مبدل مربوط به بار اکتیو است. در سیستم تحت مطالعه، وظیفه مبدل بوسست، کنترل توان PMSG در مود ردیابی توان بهینه، وظیفه مبدل دوطرفه تثبیت ولتاژ لینک DC در مقدار ثابت، وظیفه مبدل سمت بار (LSC) ایجاد یک ولتاژ ac با دامنه و فرکانس ثابت در خروجی خود و وظیفه مبدل مربوط به بار اکتیو فراهم کردن یک ولتاژ DC با دامنه ثابت برای بار سمت DC است. در این مقاله در ابتدا به طراحی ساختار کنترلی این مبدل‌ها پرداخته شد و در ادامه به عنوان نوآوری یک کنترل مبتنی بر خطی سازی فیدبک ورودی-خروجی برای مبدل سمت بار ارائه شد که منجر به پایداری کل سیستم در حضور بار توان ثابت گردید. شبیه‌سازی‌های زمانی نشان داد که بدون به‌کارگیری روش کنترل پیشنهادی و در حضور بار اکتیو، سیستم ناپایدار است و سیستم کنترل قادر نیست که ولتاژ  $V_{odc}$  با دامنه ثابت ۷۰۰ ولت در سمت DC یکسوساز اکتیو برقرار کند. در صورتی که با به‌کارگیری روش کنترل پیشنهادی و به‌ازای بار اکتیو نامی، پاسخ‌های سیستم پایدار شده و در سمت DC یکسوساز اکتیو، ولتاژ DC با مقدار ثابت ۷۰۰ مطلوب برقرار می‌شود.

### پیوست: پارامترهای سیستم تحت مطالعه

پارامترهای PMSG	$۲۵ \text{ kW}, ۳۸۰ \text{ V}$
	تعداد زوج قطب $n_p = 4$
	$L_s = 0.14 \text{ pu} \text{ --- } R_s = 0.01 \text{ pu}$ $\psi_{pm} = 0.95 \text{ pu}$
پارامترهای مبدل بوسست	$L_b = 6 \text{ mH} \text{ --- } R_b = 10 \text{ m}\Omega$
	کنترل‌کننده جریان $k_p = 0.0236 \text{ --- } k_i = 0.0393$
پارامترهای مبدل دوطرفه واسط باتری	$L_B = 2.5 \text{ mH} \text{ --- } R_B = 5 \text{ m}\Omega$
	کنترل کننده ولتاژ $k_p = 1 \text{ --- } k_i = 40$
	کنترل‌کننده جریان $k_p = 0.0047 \text{ --- } k_i = 0.0196$
پارامترهای مبدل سمت بار	$L_{f1} = 0.15 \text{ pu} \text{ --- } C_{f1} = 0.075 \text{ pu}$ $R_{f1} = 0.15 / 50 \text{ pu}$
	کنترل‌کننده ولتاژ $k_p = 0.4 \text{ --- } k_i = 240$
	کنترل‌کننده جریان $k_p = 1.6 \text{ --- } k_i = 48$
	$V_{DC} = 750 \text{ V}$
پارامترهای بار اکتیو	$L_{f2} = 0.15 \text{ pu} \text{ --- } C_{f2} = 0.075 \text{ pu}$ $R_{f2} = 0.15 / 50 \text{ pu}$
	کنترل‌کننده ولتاژ $k_p = 0.4 \text{ --- } k_i = 96$
	کنترل‌کننده جریان $k_p = 1.2 \text{ --- } k_i = 7.5$
	$V_{odc} = 700 \text{ V}$

### مراجع

- [1] Lee, S.W. and Chun, K.H., "Adaptive sliding mode control for PMSG wind turbine systems", *Energies*, Vol. 12, No. 4, pp. 1-17, 2019.
- [2] Hen, Z., Guerrero, J.M. and Blaabjerg, F., "A review of the state of the art of power electronics for wind turbines", *IEEE Transactions on power electronics*, Vol. 24, pp. 1859-1875, 2009.
- [3] Li, S., Haskew, T.A. and Xu, L., "Conventional and novel control designs for direct driven PMSG wind turbines", *Electric Power Systems Research*, Vol. 80, pp. 328-338, 2010.
- [4] Li, S., Haskew, T.A., Swatloski, R.P. and Gathings, W., "Optimal and direct-current vector control of direct-driven PMSG wind turbines", *IEEE Transactions on power electronics*, Vol. 27, pp. 2325-2337, 2011.
- [5] Chinchilla, M., Arnaltes, S. and Burgos, J.C., "Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid," *IEEE Transactions on energy conversion*, Vol. 21, pp. 130-135, 2006.
- [6] Grauers, A., "Efficiency of three wind energy generator systems", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 11, pp. 650-657, 1996.
- [7] Chen, Y., Pillay, P. and Khan, A., "PM wind generator topologies", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, pp. 1619-1626, 2005.
- [8] Michalke, G., Hansen, A.D. and Hartkopf, T., "Control strategy of a variable speed wind turbine with multipole permanent magnet synchronous generator", in *2007 European Wind Energy Conference and Exhibition*, 2007.
- [9] Gomez, L., Grilo, A.P., Salle, S.M. and Sguarezi Filho, A., "Combined control of DFIG-based wind turbine and battery energy storage system for

- frequency response in microgrids*", Energies, Vol. 13, pp. 1-17, 2020.
- [10] Sharma, R. K and Mishra, S., "Dynamic power management and control of a PV PEM fuel-cell-based standalone ac/dc microgrid using hybrid energy storage", IEEE Trans Industry Applications, Vol. 54, pp. 526-538, 2017.
- [11] Zarei, R. and Rahimi, M., "Coordinated and adaptive power management of AC microgrid system comprising wind and diesel generation sources and AC stand-alone load", Electric Power Systems Research, Vol. 192, pp. 1-14, 2021.
- [12] Bajestan, M. M., Madadi, H. and Shamsinejad, M.A., "Control of a new stand-alone wind turbine-based variable speed permanent magnet synchronous generator using quasi-Z-source inverter", Electric Power Systems Research, Vol. 177, pp. 1-15, 2019.
- [13] Hussein, M.M., Senjyu, T., Orabi, M., Wahab, M.A., Hamada, M.M., "Control of a variable speed stand alone wind energy supply system", IEEE Power and Energy Conf., Malaysia, pp. 71-76, 2012.
- [14] Mendis, N., Muttaqi, K. and Perera, S., "Management of low-and high-frequency power components in demand-generation fluctuations of a DFIG-based wind-dominated RAPS system using hybrid energy storage", IEEE Trans Industry Applications, Vol. 50, No. 3, pp. 2258-2268, 2013.
- [15] Fazeli, M. and Holland, P., "Universal and seamless control of distributed resources-energy storage for all operational scenarios of microgrids", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 32, No. 3, pp. 963-973, 2017.
- [16] Ma, Y., Cao, W., Yang, L., Wang, F. and Tolbert, L.M., "Virtual synchronous generator control of full converter wind turbines with short-term energy storage", IEEE Trans Industrial Electronics, Vol. 64, No. 11, pp. 8821-8831, 2017.
- [17] Rizo, M., Liserre, M., BueNo, E., Rodríguez, F.J., Huerta, F., "Universal wind turbine working in grid-connected and island operating modes", Mathematics and Computers in Simulation, Vol. 91, pp. 41-51, 2013.
- [18] Yi, Z., Dong, W. and Etemadi, A.H., "A unified control and power management scheme for PV-battery-based hybrid microgrids for both grid-connected and islanded modes", IEEE Trans Smart Grid, Vol. 9, No. 6, pp. 5975-5985, 2017.
- [19] Baruwa, M.O., Fazeli, M. and Egwebe1, A.M., "New control paradigm for both islanded and grid-connected operation of PMSG-based wind turbine", J. Eng., Vol. 2019 Iss. 18, pp. 5142-5146, 2019.
- [20] Serna-Garcés, S.I., Montoya, D.G., Ramos-Paja, C.A., "Sliding-mode control of a charger/discharger DC/DC converter for DC-bus regulation in renewable power systems", Energies, Vol. 9, pp. 1-27, 2016.
- [21] Fan, Y., Zhu, W., Xue, Zhang, Z.L. and Zou, Z., "A multi-function conversion technique for vehicle-to-grid applications", Energies, Vol. 8, pp. 7638-7653, 2015.
- [22] Wang, B., Xu, J., Cao, B. and Zhou, X., "A novel multimode hybrid energy storage system and its energy management strategy for electric vehicles", Journal of Power Sources, Vol. 281, pp. 432-443, 2015.
- [23] Jiang, J., Bao, Y. and Wang, L.Y., "Topology of a bidirectional converter for energy interaction between electric vehicles and the grid", Energies, Vol. 7, pp. 4858-4894, 2014.
- [24] Hussein, M.M., Senjyu, T., Orabi, M., Wahab, M.A. and Hamada, M.M., "Control of a stand-alone variable speed wind energy supply system", Applied Sciences, Vol. 3, pp. 437-456, 2013.
- [25] Wang, L., Chen, S.-J., Jan, S.-R., and Li, H.-W., "Design and implementation of a prototype underwater turbine generator system for renewable microhydro power energy", IEEE Trans Industry Applications, Vol. 49, pp. 2753-2760, 2013.
- [26] Tabanjat, A., Becherif, M., Emziane, M., Hissel, Ramadan, D.H. and Mahmah, B., "Fuzzy logic-based water heating control methodology for the efficiency enhancement of hybrid PV-PEM electrolyser systems", International Journal of Hydrogen Energy, Vol. 40, pp. 2149-2161, 2015.
- [27] Chen, J. and Chen, J., "Stability analysis and parameters optimization of islanded microgrid with both ideal and dynamic constant power loads", IEEE Trans Industrial Electronics, Vol. 65, No. 4, pp. 3263-3274, 2018.
- [28] Hassan, M.A., "Dynamic stability of an autonomous microgrid considering active load impact with a new dedicated synchronization scheme", IEEE Trans Power Systems, Vol. 33, No. 5, pp. 4994-5005, 2018.
- [29] Bottrell, N., Prodanovic, M. and Green, T.C., "Dynamic Stability of a Microgrid with an Active Load", IEEE Trans Power Electronics, Vol. 28, No. 11, pp. 5107-5119, 2013.
- [30] Kim, K., Jeung, Y., Lee, D. and Kim, H., "LVRT scheme of PMSG wind power systems based on feedback linearization", IEEE Trans Power Elec, Vol. 27, No. 5, pp. 2376-2384, 2012.
- [31] Xia, C., Geng, Q., Gu, X., Shi, T. and Song, Z., "Input-output feedback linearization and speed control of a surface permanent-magnet synchronous wind generator with the boost-chopper converter", IEEE Trans Power Electronics, Vol. 59, No. 9, pp. 3489-3500, 2012.