

طراحی یک کنترل کننده اولیه یکپارچه در ریزشبکه های AC با استفاده از روش کنترل ردیاب بهینه

یزدان باتمانی^۱ شهاب الدین نجفی^۲

۱- استادیار- گروه مهندسی برق - دانشکده مهندسی - دانشگاه کردستان - سنندج - ایران

y.batmani@uok.ac.ir

۲- دانشجوی کارشناسی ارشد- گروه مهندسی برق - دانشکده مهندسی - دانشگاه کردستان - سنندج - ایران

shahabedin.najafi@eng.uok.ac.ir

چکیده: در این مقاله، یک کنترل کننده داخلی یکپارچه بهینه برای لایه کنترل اولیه ریزشبکه های AC طراحی می شود. وظیفه اصلی لایه کنترل اولیه حفظ پایداری و تسهیم توان مناسب در ریزشبکه می باشد. در اکثر پژوهش های انجام شده در این حوزه، جهت طراحی کنترل کننده داخلی از کنترل کننده های غیر بهینه در لایه کنترل اولیه استفاده شده است. از طرفی، می توان با اندازه گیری دقیق، یک مدل کامل و نسبتاً دقیق از ریزشبکه بدست آورد. بنابراین، می توان از این مزیت بهره گرفت و در طراحی، از روش های کنترل بهینه مبتنی بر مدل استفاده کرد. در روش ارائه شده در این مقاله، یک کنترل کننده یکپارچه بهینه مبتنی بر مدل جهت کنترل همزمان ولتاژ و جریان ریزشبکه طراحی می شود که با استفاده از آن شاخص عملکردی که معرف انرژی می باشد، کمینه می شود. به منظور بررسی عملکرد کنترل کننده ارائه شده، این کنترل کننده در محیط سیمولینک به یک ریزشبکه شامل دو DG اعمال شده است. نتایج حاصل از شبیه سازی عملکرد مناسب این کنترل کننده را در مقایسه با برخی از روش های مرسوم نشان می دهند.

کلمات کلیدی: ریزشبکه، کنترل سلسله مراتبی، کنترل اولیه بهینه، تسهیم توان.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۱۲/۲۲

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۷/۰۴/۰۳

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۰۵/۰۷

نام نویسنده مسئول: یزدان باتمانی

نشانی نویسنده مسئول: ایران-سنندج-بلوار پاسداران-دانشگاه کردستان-دانشکده مهندسی-گروه مهندسی برق.

شده است. با این حال، پیچیدگی مربوط به سیگنال تزریقی و مقاوم بودن توان متغیر خروجی اندازه‌گیری شده باعث غیرعملی شدن این روش می‌شود. از دیگر روش‌های غیرمتمرکز می‌توان به روش‌های کنترل افتی که از مشخصه افتی ژنراتورهای همزمان تقلید شده است اشاره کرد. در روش کنترل افتی، به ارتباط داخلی واحدها نیاز نیست. عدم وجود ارتباط بین واحدها، قابلیت اطمینان سیستم کنترل را بدون محدود کردن محل فیزیکی واحدها بهبود می‌بخشد. در کنار مزایای روش کنترل افتی، این روش دارای محدودیت‌هایی است که باید به آن‌ها توجه شود. یکی از معایب روش کنترل افتی کلاسیک، ایجاد اختلاف در ولتاژ و فرکانس شبکه نسبت به مقادیر نامی آن‌ها است. روش کنترل توزیع شده یک ساختار میانی کنترل متمرکز و غیرمتمرکز است که در این حالت نیز نیاز به شبکه ارتباطی وجود دارد. از پژوهش‌های انجام شده با استفاده از این رویکرد می‌توان به [۸، ۹] اشاره کرد. مهم‌ترین رویکرد کنترلی که امروزه پرکاربردترین روش کنترلی در حوزه ریزشبکه‌ها است، روش کنترل سلسله مراتبی^۲ است [۱۰-۱۳]. کنترل سلسله مراتبی خود از سه لایه کنترل اولیه، کنترل ثانویه و کنترل ثالثیه تشکیل شده است که هر کدام از این لایه‌ها وظیفه‌ی کنترلی به خصوصی دارند.

در مقالات مختلف از روش‌های متفاوتی در ساختار کنترل سلسله مراتبی جهت کنترل و تسهیم توان ریزشبکه‌ها استفاده شده است. به عنوان مثال در [۱۴]، یک روش کنترل مقاوم ترکیبی H_2 / H_∞ برای ریزشبکه‌ها در مد جزیره‌ای ارائه شده است. در این روش، مقدار مطلوب ولتاژ توسط یک سیستم مدیریت توان و مقدار مطلوب فرکانس توسط ساختار کنترل افتی سلسله مراتبی برای هر تولیدکننده توزیع یافته^۴ تعیین می‌شود. در واقع، از یک سیستم کنترل مقاوم ترکیبی H_2 / H_∞ برای ردیابی مقدار مطلوب ولتاژ و فرکانس و همچنین تضعیف اغتشاش استفاده شده است. در این مقاله، جریان بار به عنوان اغتشاش مدل شده است. مسئله طراحی به وسیله یک مجموعه نابرابری ماتریسی خطی فرمول‌بندی شده و سپس همانند یک مسئله بهینه‌سازی چند هدفه حل شده است. در [۱۵]، یک کنترل‌کننده افتی زاویه با بهره بالا برای تسهیم توان مناسب در ریزشبکه در حالت جزیره‌ای ارائه شده است. یک حلقه اضافی به منظور پایداری سیستم در امتداد کنترل‌کننده افتی متداول اضافه شده است. طراحی حلقه کنترل اضافی برای هر تولیدکننده توزیع‌یافته (DG) به مانند یک مسئله بهینه‌سازی پارامتری فرمول‌بندی شده است و از یک روش بهینه‌سازی تکاملی برای حل آن استفاده شده است. در [۱۶]، یک حلقه کنترل جدید با استفاده از کنترل‌کننده منطق فازی به منظور افزایش حاشیه پایداری به ساختار کنترل سلسله مراتبی متداول برای کنترل توان راکتیو مرجع اضافه شده است.

با توجه به اهمیت کنترل اولیه در حفظ پایداری سیستم و تسهیم توان مناسب، در این مقاله بر این لایه‌ی کنترلی تمرکز شده است. لایه کنترل اولیه اغلب خود از دو زیرلایه کنترل افتی و کنترل داخلی

ریزشبکه^۱ یک مفهوم مهم در سیستم‌های تولید توزیع یافته مجتمع و سیستم‌های ذخیره انرژی است. با توجه به نفوذ سیستم‌های انرژی تجدیدپذیر، مفهوم ریزشبکه به منظور اینکه مصرف‌کننده نهایی نه تنها بتواند به عنوان مصرف‌کننده، بلکه بخشی از شبکه در تولید، ذخیره-سازی، کنترل و مدیریت انرژی نقش داشته باشد، توسعه یافته است [۱]. ریزشبکه‌ها می‌توانند در دو مد جزیره‌ای و متصل به شبکه فعالیت کنند. همچنین ریزشبکه‌های DC و AC برای فعالیت‌های مختلف پیشنهاد شده و مدل‌های هیبریدی نیز توسعه داده شده‌اند. بیشتر ریزشبکه‌ها ترکیبی از منابع انرژی توزیع یافته مختلف از جمله سلول‌های خورشیدی، توربین‌های بادی کوچک، سلول‌های سوختی و تجهیزات ذخیره‌سازی انرژی شامل چرخ لنگرها^۵، القاگرهای فوق رسانا و سیستم‌های کمپرسور هوا هستند. انعطاف‌پذیری این شبکه‌ها باید بگونه‌ای باشد که بتوان در دو مد متصل به شبکه و جزیره‌ای کار کنند [۲]. بنابراین، امروزه توجهات به ریزشبکه‌های هوشمند و قابل انعطاف، یعنی قابل بهره‌برداری در دو مد جزیره‌ای و متصل به شبکه، افزایش یافته است. از این‌رو، انتظار می‌رود این ریزشبکه‌ها قابلیت پایداری فرکانس و ولتاژ، کنترل شارش توان اکتیو و راکتیو، فیلتر توان اکتیو و مدیریت ذخیره‌سازی انرژی را داشته باشند. از این طریق، انرژی می‌تواند در نزدیک مصرف‌کننده تولید و ذخیره شود. بنابراین قابلیت اطمینان افزایش و تلفات ناشی از خطوط انتقال کاهش می‌یابد [۳].

معمولاً برای ارتباط بین محرک‌های اولیه و ریزشبکه‌ها از مبدل‌های الکترونیک قدرت استفاده می‌شود. این مبدل‌های الکترونیک قدرت، در یک ریزشبکه به صورت موازی متصل می‌شوند [۴]. با توجه به اینکه در ریزشبکه‌ها، واحدهای تولید توان به صورت موازی به باس متصل می‌شوند، تسهیم توان در میان واحدهای تولید به یک مسئله اصلی تبدیل شده است. بنابراین، تسهیم توان مناسب همراه با تنظیم دامنه ولتاژ و فرکانس ریزشبکه بسیار حیاتی است [۵]. از این‌رو، برای کنترل تسهیم توان در ریزشبکه‌ها، رویکردهای کنترلی مختلفی مطرح شده است. از مهم‌ترین آن‌ها می‌توان به روش‌های متمرکز، غیرمتمرکز، توزیع شده و سلسله مراتبی اشاره کرد. در روش متمرکز، تعیین پارامترهای سیستم کنترلی در هر لحظه وابسته به شبکه ارتباطی است. کنترل مرکزی بادی‌های برنجی ساختار ارتباطی برای ریزشبکه در [۶] بررسی شده است. با این حال، در ریزشبکه‌های دوردست با طول ارتباط زیاد بین مبدل‌ها، استفاده از شبکه ارتباطی با پهنای باند بالا برای ارسال تمام سیگنال‌ها غیرعملی و هزینه‌بردار است. به علاوه، در این حالت میزان قابلیت اطمینان سیستم کاهش پیدا می‌کند. دلیل این موضوع این است که با از دست دادن ارتباط بین اجزای ریزشبکه، کنترل‌کننده طراحی شده ناکارآمد شده و ممکن است باعث فروپاشی ریزشبکه شود. به عنوان یک روش غیرمتمرکز، روش تزریق سیگنال به منظور تسهیم توان در سیستم‌های با مبدل‌های موازی در [۷] استفاده

تشکیل شده است (شکل ۱). همان طور که گفته شد، از کنترل افتی به منظور تسهیم توان مناسب و پایداری ریزشبهکه استفاده می‌شود. خروجی زیرلایه کنترل افتی که شامل ولتاژ و فرکانس است، به عنوان ورودی مرجع برای زیرلایه کنترل داخلی استفاده می‌شود. وظیفه مربوط به تنظیم ولتاژ و جریان هر DG در زیرلایه کنترل داخلی لحاظ شده است. این لایه عمدتاً از دو حلقه کنترل ولتاژ و کنترل جریان تشکیل شده است [۱]. در اکثر پژوهش‌های انجام شده در این حوزه، برای طراحی کنترل‌کننده‌های داخلی ولتاژ و جریان از روش‌های ساده کنترل همانند کنترل‌کننده‌های تناسبی-انتگرالی (PI) استفاده شده است [۱۷-۱۹]. اگرچه ممکن است استفاده از این نوع کنترل‌کننده راحت‌تر به نظر برسد، اما با توجه به این که این دو حلقه کنترلی به صورت سری قرار می‌گیرند، تنظیم ضرایب این کنترل‌کننده‌ها می‌تواند بسیار وقت‌گیر و نیازمند تجربه خاصی در این زمینه باشد. از طرف دیگر، ریزشبهکه‌ها سیستم‌های الکتریکی هستند و میزان نامعینی پارامتری (نامعینی در مقادیر امیدانس، اندوکتانس، مقادیر ولتاژ و جریان اندازه‌گیری شده) در این سیستم‌ها کم است. در نتیجه، می‌تواند یک مدل به نسبت دقیق از ریزشبهکه بدست آورد. بنابراین، منطقی است برای طراحی این کنترل‌کننده‌ها از روش‌های مبتنی بر مدل استفاده کرد. از این‌رو، در این مقاله، ابتدا برای هر DG یک مدل خطی تغییرناپذیر با زمان بدست آورده می‌شود. سپس، یک مسئله کنترل بهینه متناسب با اهداف کنترل اولیه ریزشبهکه‌ها تعریف می‌شود. در ادامه، از یک روش جدید جهت حل این مسئله استفاده شده که منجر به یک قانون کنترل یکپارچه بهینه در عوض دو حلقه کنترل داخلی ولتاژ و جریان جهت ردیابی مقادیر مرجع تولید شده توسط زیرلایه کنترل افتی می‌شود. نتایج بدست آمده از اعمال این روش کنترلی به یک ریزشبهکه AC شامل دو DG و مقایسه آن‌ها با نتایج حاصل از روش‌های کنترلی مرسوم کارایی این روش را نشان می‌دهد. قابل‌ذکر است از آنجایی که برای هر DG به طور جداگانه یک مدل کامل بدست آورده می‌شود، روش ارائه شده می‌تواند به سایر انواع ریزشبهکه‌ها با تعداد DG‌های مختلف اعمال شود.

سایر بخش‌های این مقاله به صورت زیر است. در بخش ۲، به طور خلاصه ساختار کنترل سلسله مراتبی شرح داده می‌شود. در بخش ۳، کنترل ردیاب خطی مربعی معرفی و مراحل طراحی آن ارائه می‌شود. در بخش ۴، یک کنترل‌کننده ردیاب بهینه برای زیرلایه کنترل داخلی در ریزشبهکه‌های AC ارائه می‌شود. در بخش ۵، نتایج شبیه‌سازی مربوطه در محیط سیمولینک آورده می‌شود. در نهایت، در بخش ۶، نتیجه‌گیری‌های مقاله بیان می‌شود.

۲- کنترل سلسله مراتبی

کنترل سلسله مراتبی را می‌توان به سه لایه کنترل اولیه، کنترل ثانویه و کنترل ثالثیه تقسیم کرد که در ادامه به شرح مختصر این سه لایه

کنترلی پرداخته می‌شود. هر کدام از این سه لایه، دارای اهداف و روش‌های کنترلی مختص به خود هستند.

۲-۱- کنترل اولیه

هدف کنترل در لایه اولیه، قابلیت اطمینان، بهبود کارایی سیستم و پایداری در کنترل ولتاژ محلی است. در واقع، در این لایه کنترلی، فرکانس و دامنه ولتاژ خروجی برای رسیدن به مقدار مرجع خود به منظور تسهیم مناسب توان اکتیو و راکتیو کنترل می‌شوند. هر مبدل دارای یک حلقه خارجی توان مبتنی بر کنترل افتی بوده که اجازه می‌دهد هر DG به صورت خودکار عمل کند [۱۲]. کنترل اولیه تنها بر اساس اندازه‌گیری‌های محلی عمل می‌کند و به منظور قابلیت اطمینان سیستم از ارتباطات چشم‌پوشی می‌شود. کنترل اولیه مبدل‌های موازی در ریزشبهکه‌ها بر اساس موارد زیر است:

- حلقه‌های داخلی تنظیم ولتاژ و جریان که می‌توانند به منظور تنظیم و سرپرستی جریان سلف و یا ولتاژ خازن مربوط به فیلتر خروجی به منظور رسیدن به پاسخ سریع و حفظ پایداری استفاده شوند.
- حلقه میانی امیدانس مجازی با این هدف که امیدانس فیزیکی خروجی برای DG‌ها برابر شود.
- حلقه‌های خارجی تسهیم توان اکتیو و راکتیو که هدف آن تنظیم ولتاژ خروجی است.

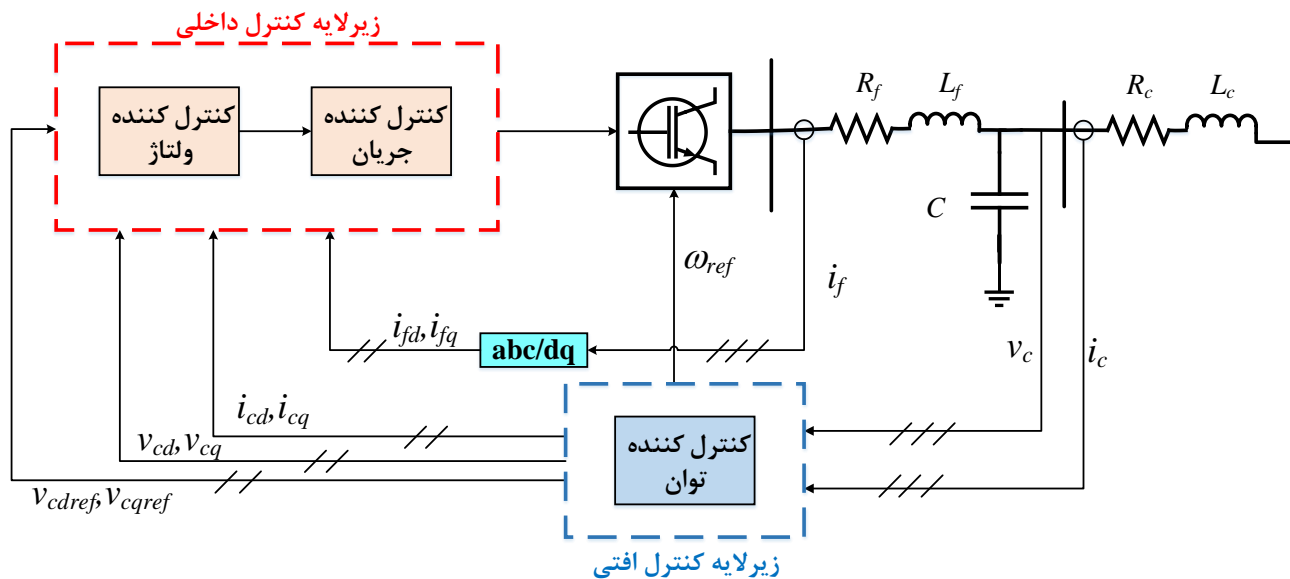
کنترل افتی شامل افت ولتاژ و افت فرکانس می‌شود که می‌توان آن‌ها را به صورت زیر بیان کرد:

$$\begin{cases} \omega = \omega^* - m(P - P^*) \\ V = V^* - n(Q - Q^*) \end{cases} \quad (1)$$

که ω^* و V^* فرکانس زاویه‌ای و دامنه ولتاژ در حالت بی‌باری هستند. m و n ضرایب افت فرکانس و ولتاژ می‌باشند. P^* و Q^* مقادیر مرجع توان اکتیو و راکتیو هستند که عموماً در حالتی که DG‌ها به صورت موازی متصل و خودکار عمل می‌کنند (مد جزیره‌ای) صفر در نظر گرفته می‌شوند [۲۰].

۲-۲- کنترل ثانویه

وظیفه لایه کنترل ثانویه، جبران انحرافات فرکانس و ولتاژ از مقادیر مرجع خود ناشی از کنترل اولیه است. همچنین، یکی دیگر از وظایف این لایه، همزمان کردن ریزشبهکه با شبکه اصلی برای حالت انتقال از مد جزیره‌ای به مد متصل به شبکه است. کنترل ثانویه باید مقادیر فرکانس و ولتاژ را اندازه‌گیری کند و آن‌ها را با مقادیر مرجع خود مقایسه نماید و سپس مقدار خطای هر یک را به تمام واحدها به منظور بازگرداندن ولتاژ خروجی ارسال نماید [۲۱-۲۳]. اختلاف فاز بین شبکه اصلی و ریزشبهکه نیز باید اندازه‌گیری و به منظور همزمان کردن، به تمام واحدها ارسال شود.



شکل (۱): طرح کلی از لایه کنترل اولیه.

۳-۲- کنترل ثالثیه

این لایه وظیفه کنترل شارش توان را به عهده دارد. بنابراین، مقدار مطلوب تولیدی هر مبدل توسط این لایه تنظیم می‌شود. کنترل ثالثیه پاسخگوی تنظیم شارش توان بین شبکه اصلی و ریزشبه در نقطه اتصال مشترک (PCC) است و تعادل بار را حفظ می‌کند. بنابراین، توان اکتیو و توان راکتیو به نسبت می‌توانند وارد یا صادر شوند [۲۱، ۲۴].

۳- کنترل ردیاب خطی مربعی (LQT)

در این بخش، ابتدا یک مسئله کنترل بهینه خطی را تعریف کرده و روشی جهت حل آن ارائه می‌شود. سیستم خطی پیوسته در زمان زیر را در نظر بگیرید:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t), x(0) = x_0, \\ y(t) &= Cx(t), \end{aligned} \quad (2)$$

که در آن $x(t) \in \mathbb{R}^n$ ، $u(t) \in \mathbb{R}^m$ ، $y(t) \in \mathbb{R}^l$ و x_0 به ترتیب بردار حالت سیستم، بردار ورودی کنترل، بردار خروجی و شرایط اولیه سیستم هستند. همچنین $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ، $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$ و $C \in \mathbb{R}^{l \times n}$ ماتریس‌های ثابت و معلومی هستند. هدف مسئله‌ی ردیابی بهینه، یافتن ورودی کنترل $u(t)$ به گونه‌ای است که خروجی $y(t)$ سیگنال مرجع $y_d(t)$ را به گونه‌ای دنبال کند که یک شاخص عملکرد از پیش تعیین شده حداقل شده و تمام حالات سیستم تحت کنترل نیز کراندار باقی بمانند. در مسئله مطرح شده در این بخش، شاخص عملکرد با معیار مربعی زیر در نظر گرفته می‌شود.

$$J = \int_0^{\infty} e^{-\gamma t} \left((y(t) - y_d(t))^T Q (y(t) - y_d(t)) + u^T(t) R u(t) \right) dt, \quad (3)$$

که در آن $Q \in \mathbb{R}^{l \times l}$ و $R \in \mathbb{R}^{m \times m}$ به ترتیب ماتریس‌های وزنی مثبت نیمه‌معین و مثبت معین بوده و $\gamma > 0$ عامل تخفیف نامیده می‌شود. در ادامه، روشی ارائه می‌شود که با استفاده از آن مسئله کنترل بهینه مطرح شده که در واقع یک مسئله ردیابی بهینه است، تبدیل به یک مسئله پایدارسازی بهینه گردد. در ادامه، از حل استاندارد مسئله پایدارسازی بهینه به منظور یافتن حل مسئله اصلی استفاده می‌شود.

ابتدا فرض کنید که سیگنال مرجع $y_d(t)$ خروجی یک سیستم دینامیکی با معادلات حالت زیر باشد:

$$\begin{aligned} \dot{x}_d(t) &= A_d x_d(t), x_d(0) = x_{d0}, \\ y_d(t) &= C_d x_d(t), \end{aligned} \quad (4)$$

که $x_d(t) \in \mathbb{R}^n$ ، $y_d(t) \in \mathbb{R}^l$ و x_{d0} به ترتیب بردار حالت سیستم مولد سیگنال مرجع، خروجی آن و شرایط اولیه سیستم مولد خط سیر مطلوب است. $A_d \in \mathbb{R}^{n \times n}$ و $C_d \in \mathbb{R}^{l \times n}$ ماتریس‌های ثابت و معلومی هستند که با توجه به سیگنال مرجع مطلوب تعیین می‌شوند.

حال با تعریف $X(t) \triangleq \begin{bmatrix} x^T(t) & x_d^T(t) \end{bmatrix}^T \in \mathbb{R}^{n+n}$ و $U(t) \triangleq e^{-\gamma t} u(t) \in \mathbb{R}^m$ می‌توان دینامیک زیر را برای $X(t)$ بدست آورد:

$$\dot{X}(t) = \tilde{A}X(t) + \tilde{B}U(t), \quad (5)$$

که در آن

تذکره ۱. در تعیین ماتریس‌های وزنی R و Q می‌توان از روش برابری استفاده کرد [۲۶]. در این روش، ماتریس‌های وزنی به صورت قطری در نظر گرفته می‌شوند که درایه‌های قطر اصلی آنها $(q_i$ و $r_i)$ به صورت زیر انتخاب می‌شوند:

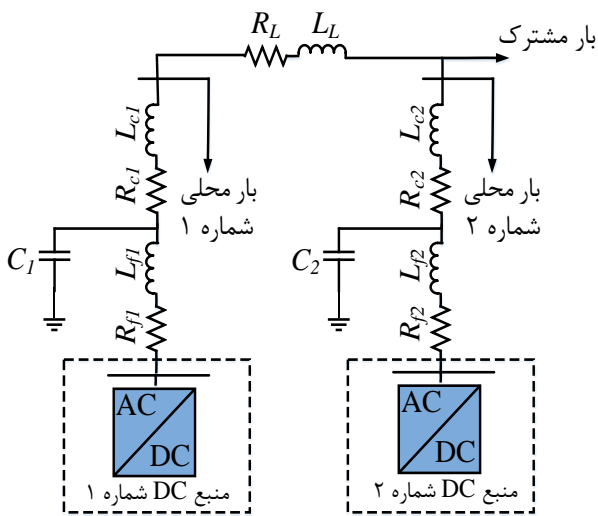
$$r_i = \frac{1}{\max(u^2)}, q_i = \frac{1}{\max(x_i^2)}, \quad (12)$$

که در آن تابع \max معرف مقدار حداکثر و x_i معرف آمین متغیر حالت سیستم است. لازم به ذکر است که مقادیر حداکثر ورودی u و متغیرهای حالت x_i در واقع قیود فیزیکی روی دامنه آنها می‌باشد. ضمناً توجه شود که روش برابری یک قاعده سرانگشتی بوده و می‌توان مقادیر وزن‌ها را به دلخواه تغییر داد.

۴- طراحی کنترل کننده داخلی بهینه

۴-۱- مدل ریاضی DGها در ریزشبهه مورد مطالعه

در این مقاله، یک ریزشبهه با دو DG در نظر گرفته شده است که نمودار مداری آن در شکل ۲ آمده است که R_f ، L_f و C به ترتیب مقاومت، اندوکتانس و خازن فیلتر، R_c و L_c مقاومت و اندوکتانس خروجی DG و R_L و L_L مقاومت و اندوکتانس باس مشترک هستند.



شکل (۲): ریزشبهه شامل دو DG.

شکل ۳ مدار معادل هر DG را نشان می‌دهد که در آن v_s ، v_c و v_f به ترتیب ولتاژ خروجی مبدل، ولتاژ دو سر خازن فیلتر و ولتاژ خروجی DG در سر باس مشترک هستند. i_f و i_c به ترتیب معرف جریان فیلتر و جریان خروجی DG هستند. با توجه به شکل ۳ و تعریف متغیرهای حالت i_{f_d} ، i_{f_q} ، v_{c_d} ، v_{c_q} ، i_{c_d} و i_{c_q} ، که مؤلفه‌های d و q جریان فیلتر، ولتاژ و جریان خروجی در مختصات $dq0$ هستند، مدل دینامیکی خطی زیر برای هر DG حاصل می‌شود:

$$\tilde{A} = \left[-\gamma I + \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & A_d \end{bmatrix} \right], \tilde{B} = \begin{bmatrix} B^T & 0 \end{bmatrix}^T, \quad (6)$$

و I ماتریس همانی با ابعاد متناسب است. بر مبنای متغیرهای جدید $X(t)$ و $U(t)$ تابع هزینه (۳) را می‌توان به شکل زیر بازنویسی کرد:

$$J = \int_0^{\infty} X^T(t) \tilde{Q} X(t) + U^T(t) R U(t) dt \quad (7)$$

که در آن $\tilde{Q} = \begin{bmatrix} C & -C_d \end{bmatrix}^T Q \begin{bmatrix} C & -C_d \end{bmatrix}$ است. نکته قابل توجه این است که ماتریس \tilde{Q} مثبت نیمه معین است. حال دینامیک (۵) همراه با تابع هزینه (۷) معرف یک مسئله پایدارسازی بهینه استاندارد (LQR) می‌باشد که جواب بهینه آن به صورت زیر است [۲۵]:

$$U(t) = -KX(t), \quad (8)$$

که در آن $K = R^{-1} \tilde{B}^T P$ و $P \in \mathbb{R}^{2n \times 2n}$ جواب یکتای مثبت معین متقارن معادله ریکاتی زیر است:

$$\tilde{A}^T P + P \tilde{A} - P \tilde{B} R^{-1} \tilde{B}^T P + \tilde{Q} = 0. \quad (9)$$

لازم به ذکر است که معادله ریکاتی (۹) دارای جواب یکتای مثبت معین متقارن است اگر و تنها اگر زوج (\tilde{A}, \tilde{B}) پایدارپذیر بوده و ماتریس \tilde{Q} مثبت نیمه معین باشد. با در دسترس داشتن قانون کنترل (۸) و بر مبنای تعریف $X(t)$ و $U(t)$ می‌توان حل بهینه مسئله اصلی (مسئله کنترل بهینه (۲) و (۳) را به صورت زیر بدست آورد:

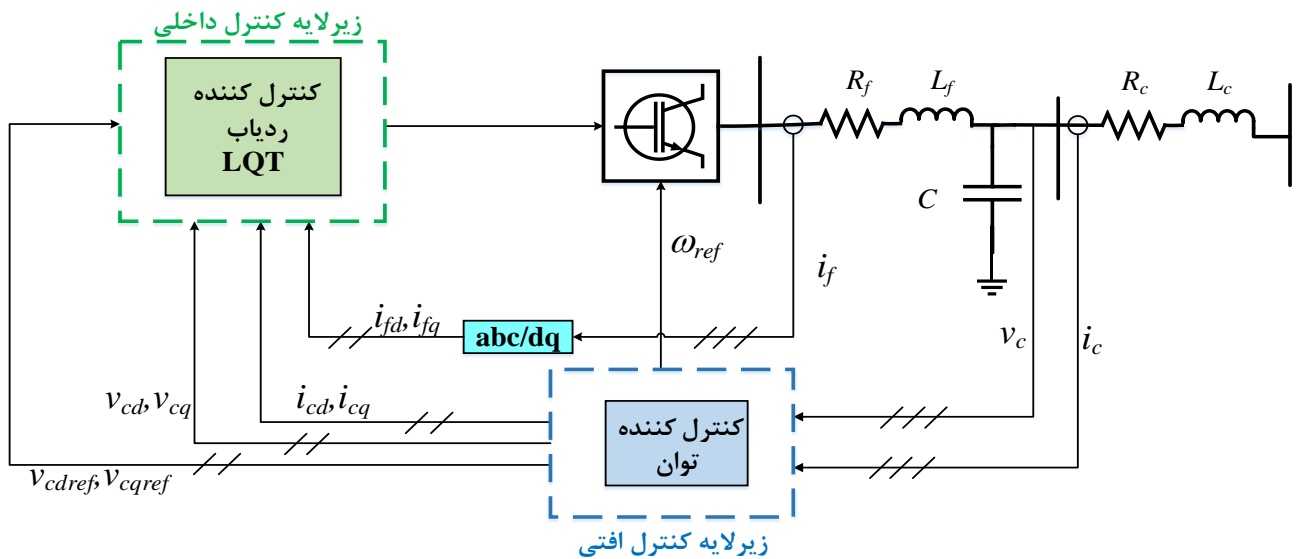
$$U(t) = -R^{-1} \tilde{B}^T P \begin{bmatrix} x^T(t) & x_d^T(t) \end{bmatrix}^T. \quad (10)$$

با دقت در رابطه فوق، می‌توان نتیجه گرفت که در قانون کنترل بهینه بدست آمده، سیگنال کنترل تابعی از حالات سیستم اصلی و حالات سیستم مولد سیگنال مرجع می‌باشد. به عبارت دیگر، رابطه (۱۰) را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$U(t) = -K_f x(t) - K_{ff} x_d(t), \quad (11)$$

که بهره‌های فیدبک (پسخور) K_f و فیدفوروارد (پیشخور) K_{ff} به طور ضمنی و همزمان از رابطه $K = R^{-1} \tilde{B}^T P$ بدست می‌آیند. به طور خلاصه، روند طراحی کنترل کننده ردیاب بهینه را می‌توان به صورت زیر بیان کرد.

- تعریف شاخص عملکرد (۳) با تعیین ماتریس‌های وزنی R و Q .
- یافتن معادله دینامیکی (۴) با توجه به سیگنال مرجع $y_d(t)$.
- یافتن دینامیک $X(t)$ با توجه به روابط (۵) و (۶).
- بررسی پایدارپذیری زوج (\tilde{A}, \tilde{B}) .
- حل معادله ریکاتی (۹) و یافتن قانون کنترل (۱۰).



شکل (۴): ساختار کنترل کننده اولیه ارائه شده

مدل بدست آمده، یک کنترل کننده ردياب بهینه به منظور رديابی ولتاژ مرجع تولید شده توسط زیرلایه کنترل افقی مطابق شکل ۴ طراحی می کنیم. با استفاده از رابطه (۱۳)، می توان برای هر DG یک مدل فضای حالت به صورت زیر نوشت:

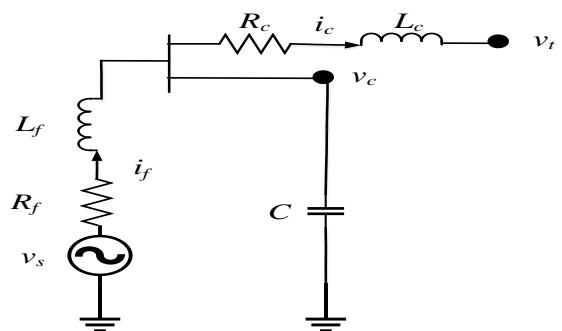
$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + dv_{tdq}, \quad (14)$$

$$y(t) = Cx(t),$$

که در آن، $x(t) = [i_{fd} \ i_{fq} \ v_{cd} \ v_{cq} \ i_{cd} \ i_{cq}]^T$ و $u(t) = [v_{sd} \ v_{sq}]^T$ بوده و ماتریس های A ، B ، d و C در (۱۵) تعریف شده اند.

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_f}{L_f} & \omega & \frac{-1}{L_f} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & \frac{-R_f}{L_f} & 0 & \frac{-1}{L_f} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & \omega & \frac{-1}{C} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & -\omega & 0 & 0 & \frac{-1}{C} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_c} & 0 & \frac{-R_c}{L_c} & \omega \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_c} & -\omega & \frac{-R_c}{L_c} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T,$$



شکل (۳): مدار الکتریکی معادل هر DG

$$\begin{aligned} \frac{di_{fd}}{dt} &= \omega i_{fq} + \frac{1}{L_f} v_{sd} - \frac{1}{L_f} v_{cd} - \frac{R_f}{L_f} i_{fd}, \\ \frac{di_{fq}}{dt} &= -\omega i_{fd} + \frac{1}{L_f} v_{sq} - \frac{1}{L_f} v_{cq} - \frac{R_f}{L_f} i_{fq}, \\ \frac{dv_{cd}}{dt} &= \omega v_{cq} + \frac{1}{C} i_{fd} - \frac{1}{C} i_{cd}, \\ \frac{dv_{cq}}{dt} &= -\omega v_{cd} + \frac{1}{C} i_{fq} - \frac{1}{C} i_{cq}, \\ \frac{di_{cd}}{dt} &= \omega i_{cq} - \frac{R_c}{L_c} i_{cd} + \frac{1}{L_c} v_{cd} - \frac{1}{L_c} v_{td}, \\ \frac{di_{cq}}{dt} &= -\omega i_{cd} - \frac{R_c}{L_c} i_{cq} + \frac{1}{L_c} v_{cq} - \frac{1}{L_c} v_{tq}, \end{aligned} \quad (13)$$

۲-۴- کنترل داخلی مبتنی بر LQT

در این زیربخش، با استفاده از رابطه (۱۳)، ابتدا یک مدل فضای حالت برای هر DG بدست می آوریم. سپس با توجه به توضیحات بخش ۳ و

با تشکیل ماتریس کنترل‌پذیری زوج \tilde{A} و \tilde{B} می‌توان دید که برای هر γ مثبت، رتبه ماتریس کنترل‌پذیری برابر ۶ می‌باشد. بنابراین زوج \tilde{B} و \tilde{A} کنترل‌پذیر نبوده و دو مد کنترل‌ناپذیر دارد که مربوط به دو متغیر $x_d(t) = \begin{bmatrix} v_{c_d,ref} & v_{c_q,ref} \end{bmatrix}^T$ می‌باشند. اما لازم است توجه شود که شرط وجود جواب برای معادله ریکاتی (۹)، پایدارپذیر بودن زوج \tilde{B} و \tilde{A} می‌باشد. براحتی دیده می‌شود که مقادیر ویژه متناظر با این دو مد کنترل‌ناپذیر برابر $-\gamma$ و $-\gamma$ هستند که برای هر $\gamma > 0$ منفی بوده و لذا این دو مد پایدارپذیر هستند. در نتیجه، پایدارپذیر بودن زوج \tilde{B} و \tilde{A} محرز شده و لذا، معادله ریکاتی (۹) دارای جواب یکتای مثبت‌معین متقارن P می‌باشد. لازم به ذکر است که در شبیه‌سازی بخش بعد، مقدار عامل تخفیف برابر $\gamma = 10^{-3}$ در نظر گرفته شده است. نکته بسیار مهمی که در انتخاب این مقدار در نظر گرفته شده است این است که مشابه قضیه (۲) مرجع [۲۷]، می‌توان نشان داد که قانون کنترل بدست آمده منجر به صفر شدن $\tilde{e}(t) = \exp(-\gamma t)(y(t) - y_d(t))$ برای زمان‌های بزرگ می‌شود. واضح است از صفر شدن مجانبی \tilde{e} می‌توان به کوچک بودن دلخواه خطای ردیابی $e(t) = y(t) - y_d(t)$ رسید به شرطی که عامل تخفیف γ به اندازه کافی کوچک انتخاب شده باشد.

۵- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش، نتایج شبیه‌سازی‌های مربوط به اعمال کنترل‌کننده مبتنی بر روش LQT به یک ریزشبه شامل دو (DG شکل ۲) آورده می‌شود. به منظور بررسی عملکرد کنترل‌کننده ارائه شده، چند سناریو مختلف مورد بررسی قرار گرفته شده است. همچنین، نتایج بدست آمده با نتایج حاصل از روش مرسوم مبتنی بر کنترل‌کننده PI مقایسه شده است. مقادیر عددی استفاده شده در این بخش، در پیوست آمده است.

۵-۱- افزایش بار در حالت اتصال یک DG و وصل

شدن DG بعدی به شبکه

ابتدا فرض می‌شود DG شماره یک در مدار بوده و توان مربوط به بار محلی خود و بار مشترک را تأمین می‌کند و DG شماره دو تنها تأمین‌کننده بار محلی خود است. در ثانیه ۱۱،۵ ام، یک بار جدید به شبکه اضافه می‌شود و سپس در ثانیه ۱۴ ام، DG شماره دو نیز به شبکه وصل می‌شود. با وجود کنترل‌کننده بهینه پیشنهادی نمودار مربوط به توان اکتیو، توان راکتیو و ولتاژ مؤلفه‌های d و q هر DG به ترتیب در شکل‌های ۵، ۶، ۷ و ۸ رسم شده‌اند. همان طور که مشاهده می‌شود، در ابتدای شبیه‌سازی DG شماره یک به تنهای بار شبکه را تأمین می‌کند و DG شماره دو فقط جوابگوی بار محلی خود است. در ثانیه ۱۴ ام که DG شماره دو نیز به شبکه وصل می‌شود سیستم کنترلی هر DG

$$d = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_c} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_c} \end{bmatrix}^T,$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

هدف از طراحی کنترل‌کننده داخلی، یافتن قانون کنترل $u(t)$ به گونه‌ای است که $v_{c_d}(t)$ و $v_{c_q}(t)$ به ترتیب مقادیر مرجع $v_{c_d,ref}$ و $v_{c_q,ref}$ تولیدی توسط زیرلایه کنترل افقی را دنبال کنند. به منظور طراحی کنترل‌کننده ردیاب بهینه، لازم است دینامیک سیستم مولد سیگنال‌های مرجع را بدست آورد. با توجه به این‌که این مقادیر مرجع ثابت هستند، می‌توان معادلات حالت مربوط به آن‌ها را در قالب رابطه (۴) به صورت زیر نوشت:

$$\dot{x}_d(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} x_d(t) = A_d x_d(t),$$

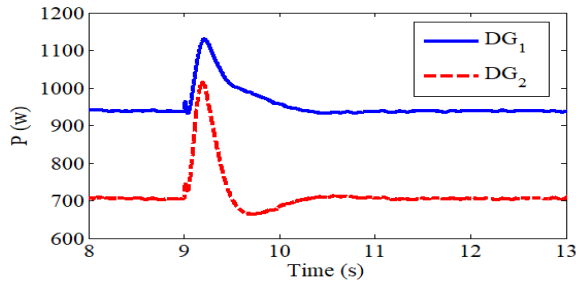
$$y_d(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} x_d(t) = C_d x_d(t),$$
(۱۶)

که در آن $x_d(t) = \begin{bmatrix} v_{c_d,ref} & v_{c_q,ref} \end{bmatrix}^T$ است. به منظور بدست آوردن قانون کنترل (۱۰) لازم است که بهره $R^{-1} \tilde{B}^T P$ را بدست آورد. مطابق تذکر ۱، ماتریس وزنی R به صورت قطری انتخاب شده که با توجه به دامنه مجاز سیگنال‌های کنترل v_{s_d} و v_{s_q} ، $R = 10^{-5} I_{2 \times 2}$ انتخاب شده است. با توجه به روابط (۱۴)، (۱۵) و (۱۶)، ماتریس‌های \tilde{A} و \tilde{B} به صورت زیر بدست می‌آیند:

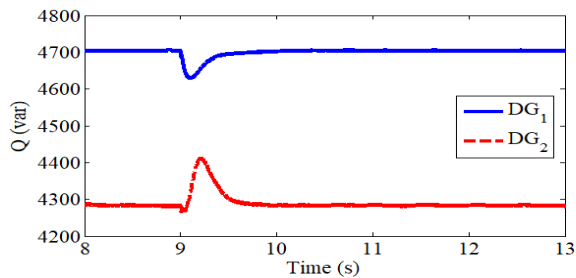
$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} -\gamma - \frac{R_f}{L_f} & \omega & \frac{-1}{L_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & -\gamma - \frac{R_f}{L_f} & 0 & \frac{-1}{L_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\gamma & \omega & \frac{-1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & -\omega & -\gamma & 0 & \frac{-1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_c} & 0 & -\gamma - \frac{R_c}{L_c} & \omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_c} & -\omega & -\gamma - \frac{R_c}{L_c} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\gamma & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\gamma & 0 \end{bmatrix},$$

$$\tilde{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T.$$

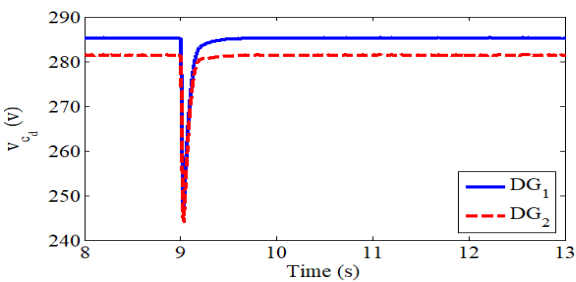
و به کار خود ادامه می‌دهد. در واقع کنترل‌کننده طراحی شده از فروپاشی و ناپایداری سیستم جلوگیری می‌کند. قابل ذکر است که رخداد خطای سه فاز یکی از بدترین حالت‌های ممکن خطا است که ممکن است در یک شبکه اتفاق بیفتد. همچنین در اینجا سعی شده است با در نظر گرفتن مدت زمان ۰٫۱ ثانیه برای این خطا بدترین حالت ممکن خطا بررسی شود زیرا در این نوع خطا اگر زمان بروز خطا طولانی باشد سیستم ناپایدار شده و امکان برگشت سیستم غیرممکن است.



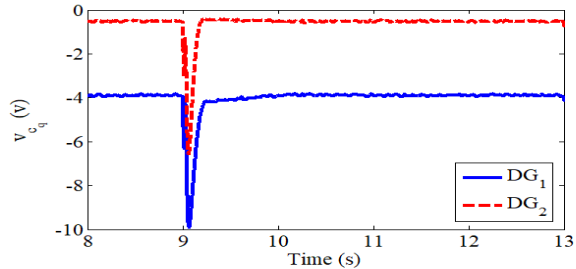
شکل (۹): نمودار تغییرات توان اکتیو در رخداد خطای سه فاز



شکل (۱۰): نمودار تغییرات توان راکتیو در رخداد خطای سه فاز

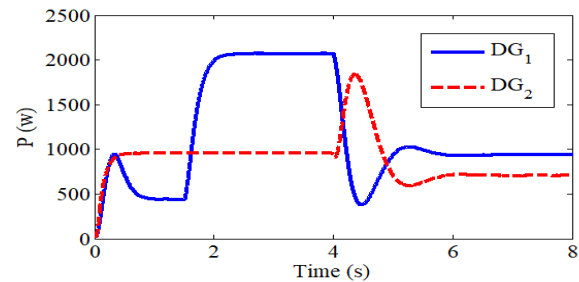


شکل (۱۱): نمودار تغییرات V_{c_d} در رخداد خطای سه فاز

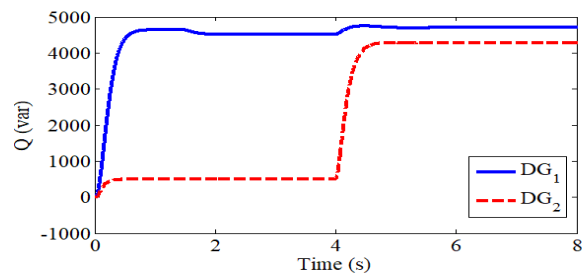


شکل (۱۲): نمودار تغییرات V_{c_q} در رخداد خطای سه فاز

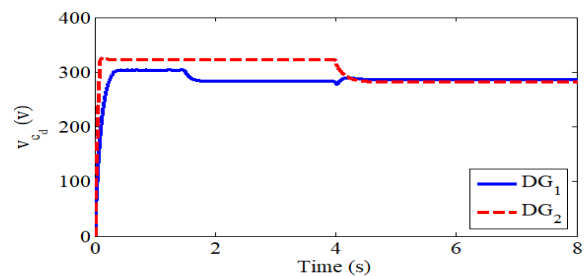
به درستی وظیفه تسهیم توان خود را انجام داده و بار به نسبت ضرایب افت هر DG بین آن‌ها تقسیم می‌شود.



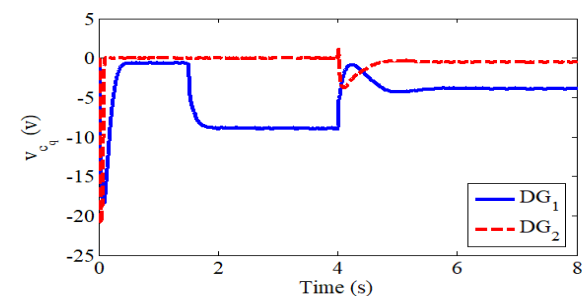
شکل (۵): نمودار تغییرات توان اکتیو در افزایش بار و ورود DG دوم



شکل (۶): نمودار تغییرات توان راکتیو در افزایش بار و ورود DG دوم



شکل (۷): نمودار تغییرات V_{c_d} در افزایش بار و ورود DG دوم



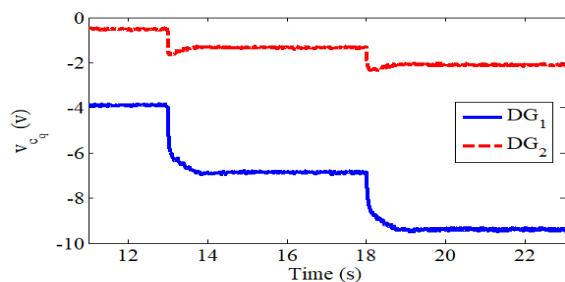
شکل (۸): نمودار تغییرات V_{c_q} در افزایش بار و ورود DG دوم

۵-۲- رخداد خطای سه فاز در شبکه

فرض کنید که درحالتی که هر دو DG در مدار هستند، یک خطای سه فاز (اتصال کوتاه هر سه فاز با زمین) در ثانیه ۹ام به مدت ۰٫۱ ثانیه رخ دهد. در صورت اعمال کنترل‌کننده بهینه طراحی شده، نمودار مربوط به توان اکتیو، توان راکتیو و ولتاژ مؤلفه‌های d و q در شکل‌های ۹، ۱۰، ۱۱ و ۱۲ به ترتیب رسم شده‌اند. می‌توان مشاهده کرد که پس از رفع خطا، سیستم به سرعت به حالت اولیه خود برگشته

۳-۵- افزایش بار در حالت اتصال دو DG

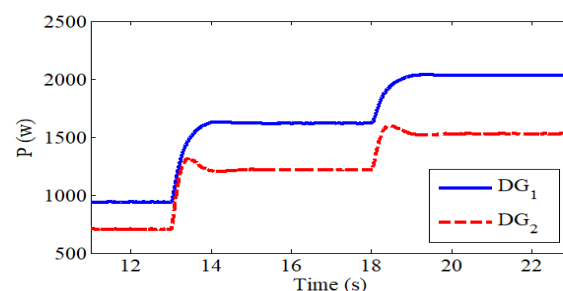
فرض کنید در حالتی که هر دو DG در مدار هستند، بار در دو مرحله در ثانیه ۱۳م و ۱۸م افزایش یابد. در صورت اعمال کنترل کننده بهینه طراحی شده نمودار مربوط به توان اکتیو، توان راکتیو و ولتاژ مؤلفه‌های d و q در شکل‌های ۱۳، ۱۴، ۱۵ و ۱۶ به ترتیب رسم شده‌اند. در این سناریو، کنترل تسهیم توان بررسی شده است. با توجه به نمودارهای رسم شده، در هر پله افزایش بار تسهیم توان به درستی انجام شده است. در واقع در هر پله از افزایش بار DG با ضریب افتی فرکانس کمتر سهم بیشتری در تولید توان مصرفی دارد. همچنین به نسبت ضریب افتی ولتاژ هر DG ولتاژ خروجی هر کدام از DGها به نسبت افزایش بار تولیدی افت می‌کند.



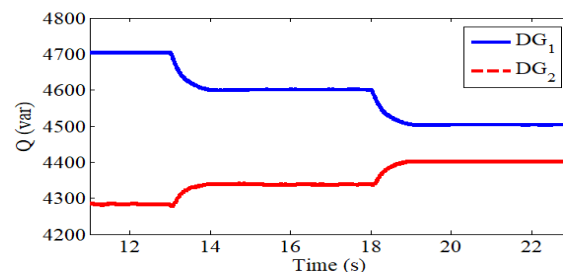
شکل (۱۶): نمودار تغییرات V_{c_q} در افزایش بار

۴-۵- خروج یک DG

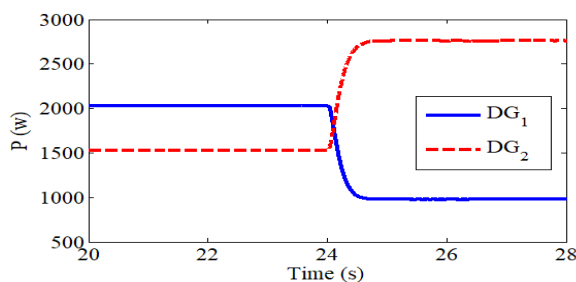
در این زیربخش، در حالتی که هر دو DG در مدار هستند، در لحظه ۲۴ ثانیه شماره یک از شبکه جدا می‌شود. با وجود کنترل کننده بهینه طراحی شده نمودار مربوط به توان اکتیو، توان راکتیو و ولتاژ مؤلفه‌های d و q در شکل‌های ۱۷، ۱۸، ۱۹ و ۲۰ به ترتیب رسم شده‌اند. از نتایج بدست آمده از این سناریو می‌توان نتیجه گرفت که کنترل کننده طراحی شده وظیفه حفظ پایداری سیستم را به درستی انجام داده است. با خروج یک DG بدون اینکه اختلالی در کار ریزشکبه به وجود بیاید سیستم به کار خود ادامه می‌دهد. در واقع با خروج DG شماره یک وظیفه تأمین توان شبکه به عهده DG شماره دو افتاده و DG شماره یک تنها بار محلی خود را تأمین می‌کند. این تغییر در وضعیت توان تولیدی هر کدام از DGها در شکل‌های ۱۷ و ۱۸ قابل مشاهده است. قابل ذکر است با توجه به اینکه DG شماره یک در ثانیه ۲۴م از شبکه جدا شده و توان کمتری تولید می‌کند میزان افت ولتاژ در خروجی این DG کاهش یافته و به مقادیر نامی خود رسیده است (شکل‌های ۱۹ و ۲۰).



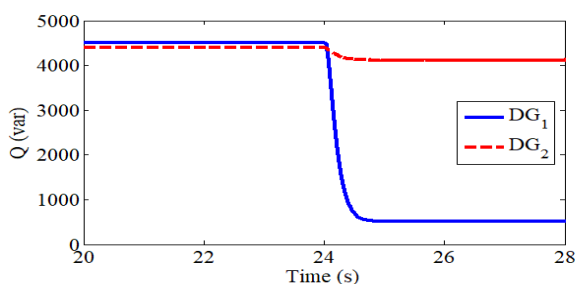
شکل (۱۳): نمودار تغییرات توان اکتیو در افزایش بار



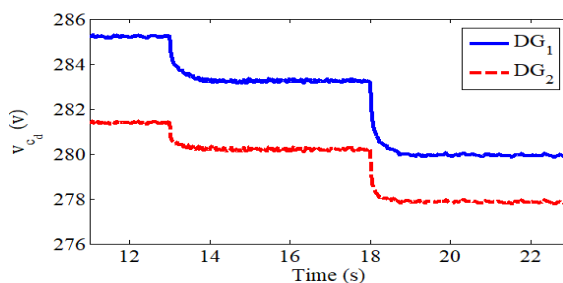
شکل (۱۴): نمودار تغییرات توان راکتیو در افزایش بار



شکل (۱۷): نمودار تغییرات توان اکتیو در خروج یک DG



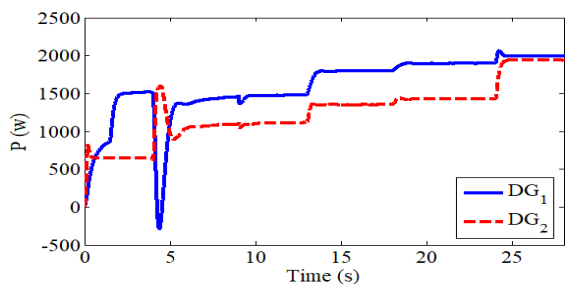
شکل (۱۸): نمودار تغییرات توان راکتیو در خروج یک DG



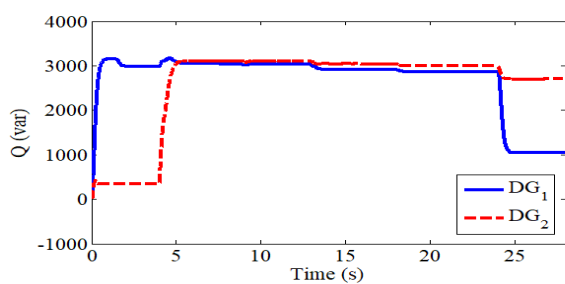
شکل (۱۵): نمودار تغییرات V_{c_d} در افزایش بار

تذکر ۲. همانطور که گفته شد، در روش ارائه شده برای رسیدن به اهداف کنترلی، یک شاخص عملکردی که معرف انرژی سیستم است کمینه می‌شود. این شاخص عملکردی همان تابع هزینه معرفی شده در رابطه (۳) است. با توجه به ماتریس‌های وزنی R و Q در رابطه (۳)، می‌توان یک مصالحه بین تلاش کنترلی و سرعت پاسخ سیستم و یا دقت ردیابی ایجاد کرد. در واقع، در این روش اگر سرعت پاسخ‌دهی سیستم اهمیت داشته باشد، می‌توان به راحتی با افزایش وزن Q به این هدف رسید. در حالی که، در روش مرسوم PI به منظور افزایش سرعت سیستم نیازمند تنظیم مجدد پارامترهای کنترلی هستیم.

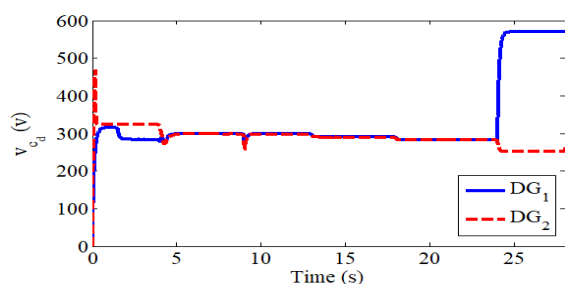
تذکر ۳. با توجه به تذکر ۲، با در نظر گرفتن وزن بیشتر برای ماتریس Q ، می‌توان کنترل‌کننده‌ای طراحی کرد که منجر به یک سیستم حلقه بسته با قابلیت مواجه با تغییرات شدید و ناگهانی بار را داشته باشد. اما این موضوع ممکن است سبب به اشباع رفتن سیگنال‌های کنترلی شده و بنابراین، در این حالت پیاده‌سازی چنین کنترل‌کننده‌ای عملی نیست.



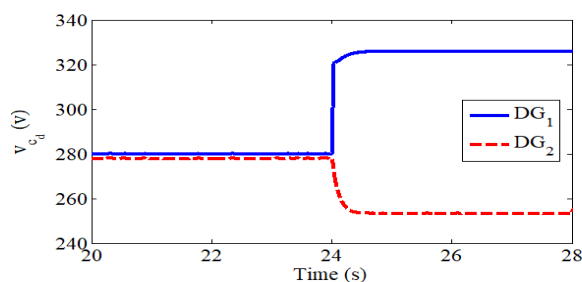
شکل (۲۱): نمودار تغییرات توان اکتیو در روش مرسوم مبتنی بر PI



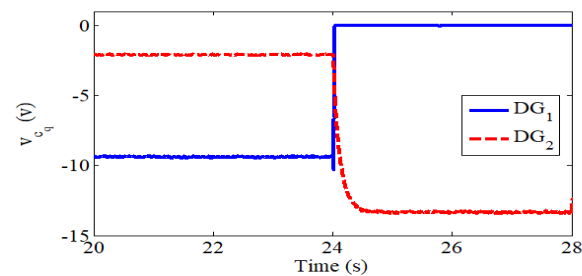
شکل (۲۲): نمودار تغییرات توان راکتیو در روش مرسوم مبتنی بر PI



شکل (۲۳): نمودار تغییرات V_{c_d} در روش مرسوم مبتنی بر PI



شکل (۱۹): نمودار تغییرات V_{c_d} در خروج یک DG



شکل (۲۰): نمودار تغییرات V_{c_d} در خروج یک DG

۵-۵- مقایسه روش ارائه‌شده با روش مرسوم

به منظور مقایسه کنترل‌کننده طراحی‌شده در بخش ۴ با روش مرسوم مبتنی بر PI، نمودار مربوط به تغییرات توان اکتیو، توان راکتیو و ولتاژ مؤلفه‌های d و q در کل بازه شبیه‌سازی برای روش مرسوم مبتنی بر PI در زیر آمده است (ضرایب P و I با سعی و خطا بر اساس بهترین پاسخ بدست آورده شده‌اند). با مقایسه شکل‌های ۲۱ تا ۲۴ با نتایج بدست آمده از روش ارائه‌شده، می‌توان دید که تسهیم توان در روش ارائه‌شده دقیق‌تر از روش مرسوم PI انجام شده است. برای روشن‌تر شدن این موضوع در شکل‌های ۲۵ و ۲۶ نمودارهای مربوط به تغییرات توان اکتیو و مؤلفه d ولتاژ برای سناریو آخر (خروج یک DG) در روش مرسوم آمده است. همانطور که در شکل ۲۶ مشاهده می‌شود، پس از خروج DG شماره یک، سیستم کنترلی نتوانسته ولتاژ خروجی DG را کنترل کرده و این مؤلفه تا حدود ۵۷۰ ولت افزایش یافته که این خود می‌تواند باعث فروپاشی DG مربوطه شود. در مقابل با توجه به شکل ۱۹، در روش ارائه شده بعد از خروج DG ولتاژ خروجی آن در مقدار نامی خود (۳۲۵ ولت) ثابت شده است. بنابراین، می‌توان نتیجه گرفت که هدف ردیابی ولتاژ مرجعی که توسط زیر لایه افتی تولید می‌شود به درستی و با دقت بالایی در روش پیشنهادی نسبت به روش مرسوم انجام شده است. از طرف دیگر همانطور که پیشتر نیز اشاره شد، یکی از اهداف اصلی لایه کنترل اولیه ایجاد تسهیم توان مناسب براساس ضرایب افتی DGها است. با مقایسه شکل‌های ۱۷ و ۲۵ می‌توان مشاهده کرد که در روش پیشنهادی تسهیم توان به درستی انجام شده در حالی که در روش مرسوم این هدف برآورده نشده است. دلیل اصلی این موضوع ضعف زیرلایه کنترل داخلی در روش مرسوم در ردیابی سیگنال‌های مرجع دریافت شده از زیرلایه افتی است.

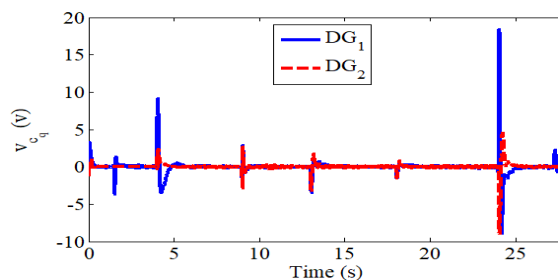
پیوست

جدول (۱): مقادیر عددی استفاده شده در شبیه‌سازی

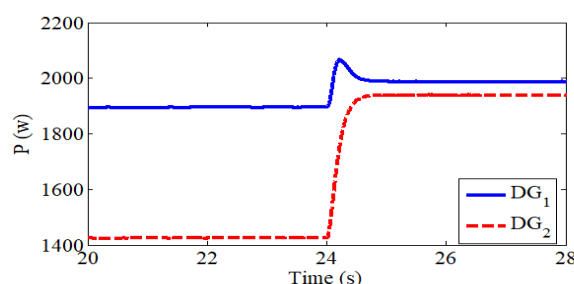
پارامترها	شماره یک DG	شماره دو DG
ضریب افت ولتاژ	1.3×10^{-3}	8.5×10^{-3}
ضریب افت فرکانس	9.4×10^{-5}	12.5×10^{-5}
بار محلی	1kw, 0.5kVAr	1kw, 0.5kVAr
ولتاژ نامی ریزشبه	400Vrms 3ph (325Vpick ph)	
بار اضافه شده در ۱.۵ ثانیه	1k W, 0.5kVAr	
بار اضافه شده در ۱۳ ثانیه	1kW, 0.1kVAr	
بار اضافه شده در ۱۸ ثانیه	450W, 218VAr	

مراجع

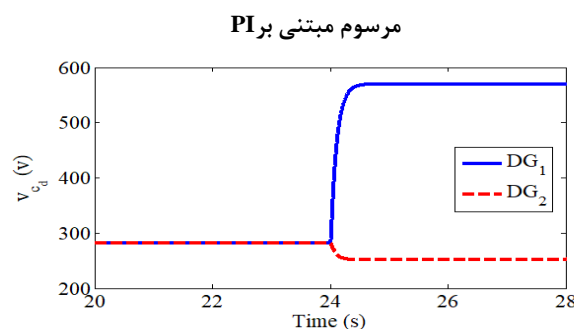
- [1] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and R. Teodorescu, "Hierarchical control of droop-controlled DC and AC microgrids — a general approach towards standardization", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, pp. 158-172, 2011.
- [2] J. M. Guerrero, M. Chandorkar, T. Lee, and P. C. Loh, "Advanced control architectures for intelligent microgrids-Part I: Decentralized and hierarchical control", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, pp. 1254-1262, 2013.
- [3] J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, J. Miret, M. Castilla, and L. Garcia, "Hierarchical control of intelligent microgrids", IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 4, no. 4, pp. 23-29, 2010.
- [۴] لرزاده، ایمان، عسکریان‌ایبانه، حسین، ثوابقی، مهدی، "کنترل سلسله مراتبی برای تسهیم دقیق توان راکتیو و جریان‌های هارمونیک در ریزشبه‌های جزیره‌ای براساس کنترل جریان چرخشی لحظه‌ای"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، سال سیزدهم، شماره سوم، پائیز ۱۳۹۵.
- [5] J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, J. Miret, M. Castilla, and L. Garcia, "Adaptive decentralized droop controller to preserve power sharing stability of paralleled inverters in distributed generation microgrids", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 6, pp. 2806-2816, 2008.
- [6] J. A. P. Lopes, C. L. Moreira, and A. G. Madureira, "Defining control strategies for microgrids islanded operation", IEEE Transactions on Power Systems, vol. 21, no. 2, pp. 916-924, 2006.
- [7] A. Tuladhar, H. Jin, T. Unger, and K. Mauch, "Control of parallel inverters in distributed ac power systems with consideration of line impedance effect", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 36, no. 1, pp. 131-138, 2000.
- [8] Q. Shafiee, C. Stefanovic, T. Dragicevic, P. Popovski, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Robust networked control scheme for distributed secondary control of islanded microgrids", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, pp. 5363-5374, 2014.
- [9] A. Bidram, A. Davoudi, F. L. Lewis, and J. M. Guerrero, "Distributed cooperative secondary control of microgrids



شکل (۲۴): نمودار تغییرات V_{c_q} در روش مرسوم مبتنی بر PI



شکل (۲۵): نمودار تغییرات توان اکتیو در خروج یک DG: روش مرسوم مبتنی بر PI



شکل (۲۶): نمودار تغییرات V_{c_d} در خروج یک DG: روش مرسوم مبتنی بر PI

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله، به منظور بهبود عملکرد کنترل سلسله مراتبی در ریزشبه‌های AC، یک کنترل‌کننده بهینه برای زیرلایه کنترل داخلی هر DG طراحی شده است. برای این منظور، ابتدا یک مدل ریاضی برای هر DG بدست آورده شده است. سپس، یک مسئله کنترل بهینه تعریف شده است که هدف آن رساندن همزمان ولتاژ و جریان هر DG موجود در ریزشبه به مقادیر مطلوب آنها می‌باشد. مسئله مطرح شده با استفاده از روش کنترل ردیاب خطی مربعی (LQT) حل شده و یک کنترل‌کننده بهینه برای زیرلایه کنترل داخلی DGها طراحی شده است. شرایط لازم جهت وجود جواب بهینه و امکان طراحی کنترل‌کننده پیشنهادی بررسی شده و پارامترهای طراحی (ماتریس‌های وزنی و عامل تخفیف موجود در تابع هزینه) به شکلی اصولی و مدون انتخاب شده‌اند. نتایج شبیه‌سازی‌های انجام شده با در نظر گرفتن چندین سناریوی ممکن، نشان از کارایی کنترل‌کننده پیشنهادی در یک ریزشبه نمونه را دارد.

- [23] M. Savaghebi, A. Jalilian, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Secondary control scheme for voltage unbalance compensation in an islanded droop-controlled microgrid", *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, pp. 797-807, 2012.
- [24] J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, A. Luna, P. Rodriguez, and R. Teodorescu, "Adaptive droop control applied to voltage-source inverters operating in grid-connected and islanded modes", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 4088-4096, 2009.
- [25] F. L. Lewis, D. Vrabie, and V. Syrmos. *Optimal Control*, Third edition, Wiley, New Jersey, 2012.
- [26] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*, 7th ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Pearson, 2014.
- [27] H. Modares and F. L. Lewis, "Linear quadratic tracking control of partially-unknown continuous-time systems using reinforcement learning", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 59, no. 11, pp. 3051-3056, 2014.
- using feedback linearization", *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 28, pp. 3462-3470, 2013.
- [10] Y. Han, P. Shen, X. Zhao, and M. Guerrero, "Control strategies for islanded microgrid using enhanced hierarchical control structure with multiple current-loop damping schemes", *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 8, no. 3, pp. 1139-1153, 2017.
- [11] A. L. Bella, S. R. Cominesi, C. Sandroni, and R. Scattolini, "Hierarchical predictive control of microgrid in islanded operation", *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, vol. 14, no. 2, pp. 536-546, 2017.
- [12] Y. han, H. Li, P. Shen, E. A. A. Coelho, and J. M. Guerrero, "Review of active and reactive power sharing strategies in hierarchical controller microgrids", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 2427-2451, 2017.
- [13] Ch. Dou, Zh. Zhang, D. Yue, and Y. Zheng, "Mas-based hierarchical distributed coordinate control strategy of virtual power source voltage in low-voltage microgrid", *IEEE Access*, vol. 5, pp. 11381-11390, 2017.
- [14] H. R. Baghaee, M. Mirsalim, G. B. Gharehpetian, and H. A. Talebi, "A decentralized robust mixed H_2/H_∞ voltage control scheme to improve small/large-signal stability and FRT capability of islanded multi-DER microgrid considering load disturbances", *IEEE Systems Journal*, no. 99, pp. 1-12, 2017.
- [15] R. Majumder, B. Chaudhuri, A. Ghosh, R. Majumder, G. Ledwich, and F. Zare, "Improvement of stability and load sharing in an autonomous microgrid using supplementary droop control loop", *IEEE PES General Meeting*, 2010.
- [16] H. R. Baghaee, M. Mirsalim, and G. B. Gharehpetian, "Real-time verification of new controller to improve small/large-signal stability and fault ride-through capability of multi-DER microgrids", *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 10, no. 12, pp. 3068-3084, 2016.
- [17] P. Hasanpor Divshali, A. Alimardani, S. H. Hosseini, and M. Abedi, "Decentralized cooperative control strategy of microsources for stabilizing autonomous VSC-based microgrids", *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 27, no. 4, pp. 1949-1959, 2012.
- [18] M. Savaghebi, A. Jalilian, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Autonomous voltage unbalance compensation in an islanded droop-controlled microgrid", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1390-1402, 2013.
- [19] I. -Y. Chung, W. Liu, D. A. Cartes, E. G. Collins, and S. -I. Moon, "Control methods of inverter-interfaced distributed generators in a microgrid system", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 3, pp. 1078-1088, 2010.

زیر نویس ها

¹Microgrid

²Fly wheel.

³Hierarchical control

⁴Distributed generator (DG)

⁵Point of common coupling

⁶Discount factor

[۲۰] ستاره، محمد، قاسمی، حسن، "مدیریت توان در ریزشبکه متعادل جزیره‌ای با در نظر گرفتن پایداری سیگنال کوچک و پایداری دینامیکی"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، سال دوازدهم، شماره اول، بهار و تابستان ۱۳۹۴.

- [21] L. Xiaonan, J. M. Guerrero, S. Kai, J. C. Vasquez, R. Teodorescu, and H. Lipei, "Hierarchical control of parallel AC-DC converter interfaces for hybrid microgrids", *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, pp. 683-692, 2014.
- [22] M. Savaghebi, A. Jalilian, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Secondary control for voltage quality enhancement in microgrids", *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, pp. 1893-1902, 2012.

