مقاله پژوهشی

سینکرونورتر با قابلیت افزایش میرایی جهت کاهش نوسانات توان و فرکانس در ریزشبکه‌های مبتنی بر اینورتر

کامبیز مهردادیان و سید محمد عظیمی

چکیده: امروزه با پیشرفت‌های صورت‌گرفته در الکترونیک قدرت و تمایل به استفاده از منابع انرژی تجدیدپذیر، ریزشبکه‌ها توسعه قابل توجهی یافته‌اند. یکی از حالت‌های کاری در ریزشبکه، حالت جزیره‌ای است که کنترل توان و فرکانس برای منابع تولید پراکنده در این موقعیت با چالش‌های بسیاری روبه‌رو است. با توجه به این که بسیاری از منابع انرژی پراکنده مبتنی بر مبدل‌های الکترونیک قدرت هستند و این مبدل‌ها برخلاف ژنراتورهای سنکرون فاقد اینرسی می‌باشند، موضوع کنترل توان و فرکانس در ریزشبکه‌ها یک چالش جدی محسوب می‌شود. این مسأله سبب ایجاد نوسانات شدید فرکانس در مواقع رخداد تغییرات توان و در مواردی سبب ناپایداری سیستم خواهد شد. در این مقاله، یک ریزشبکه به صورت نمونه، ابتدا با روش قاب چرخان شبیه‌سازی گردیده و سپس با الگوبرداری از اینرسی در ماشین‌های سنکرون، روش کنترلی مناسب با قابلیت افزایش اینرسی مجازی در زمان نوسانات توان و فرکانس در مدل سینکرنورتر با هدف میراسازی نواسانات توان و فرکانس ارائه می‌شود. در انتها به وسیله شبیه‌سازی در حوزه زمان در نرم‌افزار Matlab/Simulink در یک ریزشبکه دارای چند مبدل مبتنی بر اینورتر در حالت جزیره روش پیشنهادی پیاده‌سازی و با روش کنترل برداری در قاب چرخان تحت سناریوهای مختلف مقایسه می‌شود.

***کلیدواژه:* اینرسی، ریزشبکه، سینکرونورتر، قاب چرخان.**

۱- مقدمه

به دلایل اقتصادی، فنی و زیست‌محیطی، سهم انرژی الکتریکی تولیدشده توسط منابع انرژی تجدیدپذیر مانند انرژی باد، انرژی خورشیدی و غیره، به طور پیوسته در حال افزایش است. بیشتر منابع تولید پراکنده مبتنی بر انرژی تجدیدپذیر شامل منابع AC با فرکانس متغیر، منابع AC با فرکانس بالا یا منابع DC هستند و از این رو، این منابع به مبدل‌های DC-AC که به آنها اینورتر[1] گفته می‌شود، نیاز دارند تا بتوانند به شبکه اصلی متصل شوند. به عنوان مثال، توربین‌های بادی در صورتی که به صورت فرکانس متغیرکار جهت تبدیل و انتقال توان به مبدل‌های الکترونیک قدرت نیاز دارند. توربین‌های گازی کوچک با ژنراتورهای مستقیم در فرکانس بالا و همچنین آرایه‌های فتوولتائیک[2] به منظور تبدیل توان به مبدل‌ها نیاز دارند [۱]. این بدان معنا است که اینورترها و مبدل‌های بیشتر و بیشتری به دلیل تنوع در منابع تجدیدپذیر به شبکه وصل می‌شوند و نهایتاً در سیستم‌های قدرت نقش تعیین‌کننده‌ای خواهند داشت [۲]. واسط‌های الکترونیک قدرت، منابع تولید توان را در مقایسه با ماشین‌های متداول الکتریکی بسیار انعطاف‌پذیرتر و کنترل‌پذیرتر می‌کنند. با این حال به دلیل اینرسی فیزیکی ناچیز، به طور بالقوه نوساناتی ناشی از تغییرات ناگهانی در تولید و مصرف و یا رخدادهای شبکه وجود خواهد داشت. با توجه با عدم وجود اینرسی در اینورترها، اینرسی کل شبکه به شدت کاهش یافته و تغییر در بار و یا بروز خطا در شبکه سبب انحراف شدید در فرکانس و در نهایت ناپایداری می‌گردد.

یکی از مسایل مهم در ریزشبکه‌ها، مباحث مربوط به کنترل در شرایط مختلف کاری می‌باشد که توجه به آن مهم و بسیار ضروری است [۳] تا [۵]. کنترل ریزشبکه در حالت جزیره‌ای نسبت به حالت اتصال به شبکه پیچیده‌تر و دارای نکات و مسایل بیشتری می‌باشد، خصوصاً زمانی که میزان منابع مبتنی بر مبدل‌های الکترونیک قدرت در شبکه افزایش بیابد. یکی از روش‌های مرسوم جهت کنترل توان در ریزشبکه‌ها روش دروپ[3] است. این روش در ریزشبکه در حالت جزیره با چند واحد تولید پراکنده با قابلیت تقسیم توان متناسب با توان نامی منابع مورد استفاده قرار می‌گیرد. در این روش به هر یک از واحدهای تولید پراکنده، دو مشخصه کنترل دروپ فرکانس- توان اکتیو و دروپ ولتاژ- توان راکتیو اختصاص می‌یابد [۶]. از طرفی منابع تولید فرض‌شده در ریزشبکه‌ها ژنراتورهای کوچک و یا سایر منابع انرژی تجدیدپذیر هستند. با توجه به ساختار جدید و توسعه منابع تولید پراکنده مبتنی بر مبدل‌های اینورتری و گوناگونی آنها و عدم حضور ژنراتورهای سنکرون بزرگ با اینرسی بالا، موضوع اینرسی کم در ریزشبکه‌ها را به چالشی بزرگ تبدیل نموده است. این موضوع، کاهش سطح اینرسی در ریزشبکه‌های مبتنی بر مبدل‌های الکترونیک قدرت را به همراه خواهد داشت که این امر، خود موجب شدت حالت‌های گذرا در ریزشبکه‌ها در مقایسه با سیستم‌های قدرت می‌شود. به عبارتی، منابع انرژی تجدیدپذیر به دلیل ماهیت و تنوع نمی‌توانند مستقیماً به شبکه وصل شوند و اتصال این منابع به شبکه باید توسط ادوات واسط الکترونیک قدرت با قابلیت تغییر در سطح ولتاژ و فرکانس انجام شود. با توجه به عدم وجود اینرسی به میزان کافی در این مبدل‌ها، ریزشبکه‌ها اینرسی پایین و دینامیک‌های سریع را تجربه خواهند نمود. بنا بر دلایل ذکرشده، ارائه ساختار کنترلی مناسب برای رفع این موانع در ریزشبکه‌ها مورد توجه پژوهشگران قرار گرفته است [۷] تا [۹].

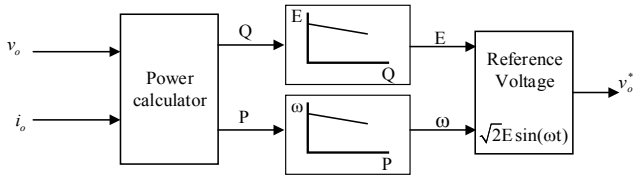
در شبکه‌های بزرگ، توان از طریق ژنراتورهای سنکرون بزرگ که

این مقاله در تاریخ ۳۰ آذر ماه ۱۴۰۰ دریافت و در تاریخ ۱۸ اردیبهشت ماه ۱۴۰۱ بازنگری شد.

کامبیز مهردادیان، کارشناسی ارشد، مهندسی برق- قدرت، دانشگاه صنعتی همدان، همدان، (email: k.mehrdadian50@gmail.com).

سید محمد عظیمی (نویسنده مسئول)، استادیار، مهندسی برق- قدرت، دانشگاه صنعتی همدان، همدان، (email: azimi@hut.ac.ir).

1. Inverter
2. Photovoltaic
3. Droop



شکل ۱: تولید مرجع فرکانس و دامنه ولتاژ بر اساس کنترل دروپ.

روتور آن دارای اینرسی قابل توجهی است تأمین می‌شود. این اینرسی عاملی ذاتی در مقابل اغتشاشات و نوسانات بوده و در پایداری سیستم نقش بزرگی ایفا می‌کند. با توجه به گسترش منابع تجدیدپذیر که عمدتاً مبتنی بر مبدل‌های الکترونیک قدرت هستند و فاقد اینرسی می‌باشند، اینرسی در شبکه به شدت کاهش می‌یابد. با کاهش اینرسی، شبکه نسبت به هر گونه اغتشاشی سریعاً پاسخ داده و ممکن است ناپایدار و موجب از دست رفتن تولید گردد. بنابراین در شبکه‌های مبتنی بر اینورتر، کنترل دروپ سنتی کارایی لازم را نداشته و لازم است که جهت افزایش اینرسی در چنین شبکه‌هایی، راهکار مناسب ارائه گردد. در این راستا ایده تولید اینرسی مجازی با استفاده الگوبرداری از ژنراتورهای سنکرون، بسیار مورد توجه قرار گرفته شده است. در [۱] با استفاده از یک ساختار کنترل سلسله‌مراتبی، کنترل دروپ معمول برای ریزشبکه‌های AC با یک الگوی بدون کنترلر دروپ جایگزین می‌شود که به عنوان کنترل سطح اول و دوم عمل می‌کند. در [۲] عملکرد اینورتر با الگوبرداری از رفتار ژنراتور سنکرون بررسی شده است. در کنترل دروپ چندمنظوره برای منابع تولید پراکنده با رابط الکترونیکی در [۳] ارائه شده است. در ادامه مروری بر سایر روش‌های کنترلی مورد استفاده در ریزشبکه‌های مبتنی بر مبدل‌های اینورتری خواهیم داشت. در [۱۰] یک کنترل‌کننده برای بهبود پاسخ فرکانس ریزشبکه تحت اختلالات ناشی از انحراف فرکانس زیاد پیشنهاد شده است.

مرجع [۱۱] به جای الگوبرداری از اینرسی مجازی ثابت، اینرسی مجازی تطبیقی را برای کاهش پاسخ فرکانسی پیشنهاد می‌کند. به منظور مقابله با این چالش، روش کنترل مقاوم[1] H_∞، بر روی حلقه کنترل اینرسی مجازی در [۱۲] پیاده‌سازی شده است. مرجع [۱۳] به منظور بهبود دقت کنترل، بر تجزیه و تحلیل ویژگی‌های پاسخ فرکانس سمت جریان متناوب (AC) تمرکز کرده و سپس فرکانس AC را به طور مستقیم و دقیق‌تر توسط اینرسی مجازی تولیدشده از دستگاه ذخیره انرژی و اینورتر متصل به شبکه تنظیم می‌کند. ارائه ساختار جدید همراه با تجزیه و تحلیل کنترل اینرسی مجازی جهت الگوبرداری از خواص میرایی و اینرسی به طور همزمان در ریزشبکه، با هدف بهبود کیفیت فرکانس و پایداری در [۱۴] پیشنهاد گردیده است. در [۱۵] استفاده از اینرسی ایجادشده برای سیستم‌های دارای منابع ذخیره‌کننده مانند خازن‌ها مورد بررسی، تجزیه و تحلیل قرار گرفته است. در [۱۶] استفاده از انرژی جنبشی ذخیره‌شده در چرخ طیار جهت میرایی نوسانات در مبدل‌ها پیشنهاد گردیده است. مرجع [۱۷] تأثیر ماشین سنکرون مجازی متصل به ریزشبکه را با نفوذ زیاد فتوولتائیک در کاهش انحرافات و نوسانات فرکانس بررسی کرده است. استفاده از روش‌های مبتنی بر کنترل غیر خطی و استفاده از پایدارسازها نیز در سال‌های اخیر در ریزشبکه‌ها مورد توجه بوده که استفاده از پردازنده‌های قوی و پیچیدگی‌های طراحی از خصوصیات این روش‌ها است [۸] و [۱۸]. استفاده از پایدارسازهای دینامیکی جهت بهبود پایداری سیگنال کوچک در ریزشبکه‌ها همانند آنچه به وسیله پایدارسازهای سیستم قدرت[2] مورد استفاده قرار می‌گیرد، پیشنهاد شده است [۱۹]. این پایدارساز به صورت یک سیگنال کمکی در حلقه کنترل ولتاژ مربوط به مبدل‌های اینورتری مورد استفاده قرار می‌گیرد، اما پایدارسازهای دینامیکی مبتنی بر نقطه کار سیستم هستند و در مواقع رخداد نوسانات سیگنال بزرگ، توانایی لازم جهت حفظ پایداری را نخواهند داشت [۲۰] و [۲۱]. بهره‌گیری از روش‌های مبتنی بر کنترل غیر خطی به عنوان راهکاری مؤثر در میراسازی نوسانات حالت گذرا و سیگنال بزرگ در برخی مراجع مورد توجه محققان بوده است [۲۰] اما همان طور که پیشتر بیان شد، پیچیدگی‌های طراحی و پیاده‌سازی سخت‌افزاری توسط پردازنده‌ها محدودیت‌های موجود در این روش‌ها هستند. در این مقاله تمرکز بر روی ارائه ساختاری مبتنی بر اینرسی مجازی برای مدل سینکرونورتر[3] در حالت گذرا جهت کاهش نوسانات فرکانس و توان می‌باشد. در مدل پیشنهادی این مقاله از کنترل دروپ با الگوریتم عملکردی خاص در زمان رخداد نوسانات در توان و فرکانس استفاده شده است. جهت بهبود کیفیت فرکانس، یک حلقه کنترلی بر مبنای تغییر ضریب دروپ بر روی مدل سینکرونورتر پیاده‌سازی و ارائه شده است.

۲- روش کنترلی دروپ سنتی

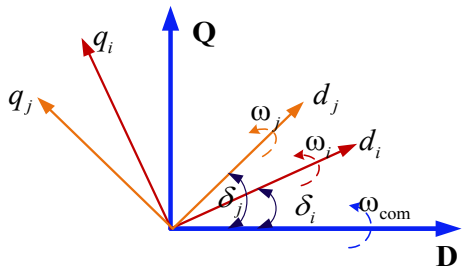
در این روش از کنترل سیستم‌های قدرت چندژنراتوری جهت تقسیم بار الگوبرداری شده است. در واقع ایده اصلی این روش، الگوبرداری از رفتار ژنراتورهای سنکرون است. در سیستم‌های قدرت، ژنراتورهای سنکرون هر تغییری در بار را با افت و خیز فرکانس، بر اساس مشخصه دروپ گاورنر[4] بر اساس ساختار رسم‌شده در شکل ۱ بین مولدها تقسیم می‌کنند. این امر، این امکان را فراهم می‌سازد که ژنراتورهای سنکرون به تغییرات بار به گونه‌ای پیش‌بینی شده عکس‌العمل نشان دهند و از فرکانس و ولتاژ سیستم به عنوان لینک ارتباطی بین سیستم‌های کنترل خود بهره گیرند. این روش در اینورترها با کاهش فرکانس مرجع اینورتر به عنوان تابعی از توان اکتیو خروجی آن، قابل پیاده‌سازی است. به گونه‌ای مشابه، تقسیم توان راکتیو بین اینورترها با کاهش دامنه ولتاژ خروجی اینورتر به عنوان تابعی از توان راکتیو خروجی آن قابل دستیابی است.

۲-۱ مدل ریزشبکه مبتنی بر مبدل‌های اینورتری در حالت عملکرد جدای از شبکه

کل سیستم به ۳ زیرواحد اصلی شامل اینورتر، شبکه و بارها تقسیم می‌شود. مدل اینورتر شامل دینامیک کنترلر، تقسیم‌گر توان[5]، دینامیک فیلتر خروجی، دینامیک‌های سلف کوپلینگ[6] و دینامیک کنترلر ولتاژ و جریان است.

در ادامه معادلات مربوط به حالت شبکه و بار در قاب مرجع یکی از اینورترها ارائه شده است. این قاب به عنوان قاب مرجع مشترک[7] در نظر گرفته می‌شود. اینورترهای دیگر با استفاده از تکنیک انتقال مرجع که در شکل ۲ نشان داده شده و در (۱) تعریف گردیده است، به این قاب مرجع

1. Robust Control
2. Power System Stabilizer
3. SYNCHRONVERTER (Synchronous Machine + Inverter)
4. Governer
5. Power Sharing Controller Dynamics
6. Coupling Inductor Dynamics
7. Common Reference Frame



شکل ۲: قاب مرجع و مؤلفه‌های آن.

مشترک انتقال می‌یابند [۲۲]. محورهای $(D-Q)$ قاب مرجع مشترک هستند که با فرکانس w_{com} می‌چرخند و محورهای $(d-q)_i$ و $(d-q)_j$ قاب مرجع اینورترهای i و j هستند که با فرکانس w_i و w_j چرخش می‌کنند

$$[f_{DQ}]=[T_i][f_{dq}] \quad (۱)$$

$$T_i=\begin{bmatrix}\cos\delta_i & -\sin\delta_i\\ \sin\delta_i & \cos\delta_i\end{bmatrix} \quad (۲)$$

که در (۱) و (۲)، δ_i زاویه قاب مرجع اینورتر iام نسبت به قاب مرجع مشترک است.

۲-۲ مدل‌سازی فضای حالت اینورتر منبع ولتاژ

اینورتر منبع ولتاژ معمولاً برای اتصال منابع تولید پراکنده به شبکه استفاده می‌شود. شکل ۳ بلوک دیاگرام یک اینورتر متصل به ریزشبکه را نشان می‌دهد. در این ساختار بخش پردازش توان، متشکل از یک اینورتر سه‌ساق، فیلتر LC خروجی و سلف کوپلینگ است. با فرض یک منبع ایده‌آل از سمت مبدل مبتنی بر اینورتر، دینامیک‌های باس DC قابل صرف نظر می‌باشند. همان طور که در شکل دیده می‌شود، کنترل یک مبدل مبتنی بر اینورتر می‌تواند به ۳ بخش مختلف تقسیم‌بندی شود. بخش اول، حلقه کنترل توان است که دامنه و فرکانس مؤلفه‌های اصلی ولتاژ خروجی اینورتر را با توجه به ویژگی‌های دروپ توان‌های اکتیو و راکتیو تنظیم می‌کند. بخش دوم و سوم از سیستم کنترل، کنترلر ولتاژ و جریان است که برای حذف اثر اختلالات فرکانس بالا و ارائه میرایی کافی برای خروجی فیلتر LC طراحی شده‌اند [۲۳] و [۲۴].

۲-۲-۱ کنترلر توان

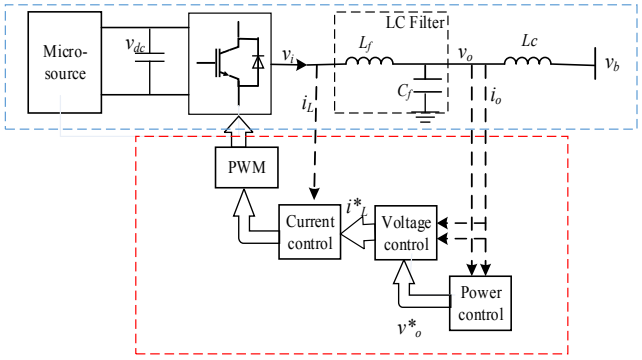
ایده اصلی این کنترلر، بر اساس عملکرد و کنترل گاورنر در ژنراتور سنکرون است. در یک سیستم قدرت متعارف، ژنراتور سنکرون هر گونه افزایش بار را با کاهش فرکانس با توجه به مشخصه‌های گاورنر خود به اشتراک خواهد گذاشت. این اصل در اینورترها با کاهش فرکانس مرجع انجام می‌شود. به طور مشابه با افت دامنه ولتاژ، فرایند تقسیم توان راکتیو بین منابع انجام می‌شود.

مؤلفه‌های توان لحظه‌ای اکتیو و راکتیو $\tilde{p}$ و $\tilde{q}$ توسط ولتاژ و جریان خروجی اندازه‌گیری شده، به صورت (۳) محاسبه گردیده است

$$\tilde{p}=\frac{۳}{۲}(V_{od}I_{od}+V_{oq}I_{oq}) \quad (۳)$$

مؤلفه‌های توان لحظه‌ای از فیلتر پایین‌گذر[1]، نشان داده شده در (۴)، برای به دست آوردن توان‌های اکتیو و راکتیو p و q مرتبط با مؤلفه اصلی عبور داده شده‌اند. در اینجا ω_c فرکانس قطع فیلتر پایین‌گذر است

1. Low Pass Filter



شکل ۳: بلوک دیاگرام اینورتر.

$$P=\frac{s}{s+\omega_c}\tilde{p}$$
$$Q=\frac{s}{s+\omega_c}\tilde{q} \quad (۴)$$

برای تقسیم توان بین اینورترهای موازی، از مشخصه‌های دروپ استفاده می‌شود و افتی که در دامنه فرکانس و ولتاژ خروجی ایجاد می‌گردد، به صورت زیر است

$$\omega=\omega_n-m_pP \quad (۵)$$

$$v^*_{od}=V_n-n_qQ$$
$$v_{oq}=۰ \quad (۶)$$

در (۵) و (۶)، ω_n و V_n فرکانس و ولتاژ نامی سیستم و m_p و n_q ضرایب دروپ[2] می‌باشند.

کنترل‌کننده طوری طراحی شده که ولتاژ مرجع خروجی را که از روش دروپ به دست می‌آید، بر محور d منطبق کرده و مرجع محور q را برابر صفر قرار دهد. همچنین ضرایب دروپ طبق (۷) به دست می‌آیند

$$m_p=\frac{\omega_{\max}-\omega_{\min}}{P_{\max}}$$
$$n_q=\frac{v_{od\max}-v_{od\min}}{Q_{\max}} \quad (۷)$$

۲-۲-۲ کنترلرهای ولتاژ و جریان

بلوک دیاگرام کنترلر ولتاژ در شکل ۴ نمایش داده شده است. همان طور که ملاحظه می‌شود، کنترلر شامل فیدبک[3] و فیدفوروارد[4] می‌باشد و برای تولید جریان‌های مرجع از کنترلر PI استفاده شده است. این کنترلر مرجع جریان‌ها را مشخص می‌نماید.

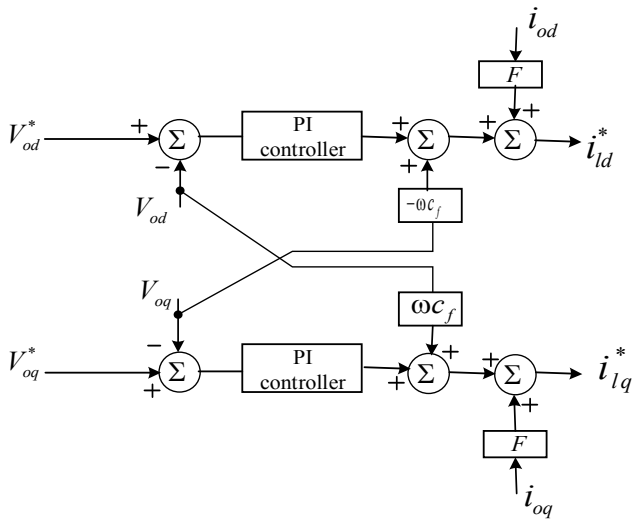
۲-۲-۳ کنترلر جریان

شکل ۵ ساختار کنترلر جریان را نشان می‌دهد. مراجع جریان تولیدشده به وسیله کنترلر ولتاژ به عنوان ورودی مرجع وارد کنترلر جریان می‌شوند. معادلات حالت این کنترلر به صورت زیر است.

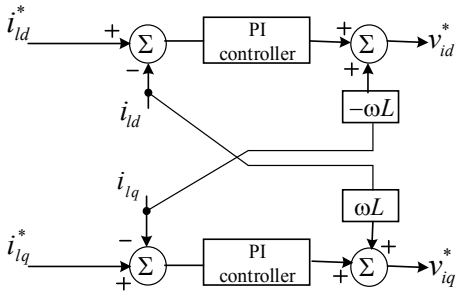
۳- پیاده‌سازی مدل سینکرونورتر

در این بخش، جزئیات لازم جهت پیاده‌سازی ساختار پیشنهادی مبتنی

2. Droop Gain
3. Feed Back
4. Feed Forward



شکل ۴: کنترلر ولتاژ.



شکل ۵: کنترلر جریان.

بر مدل سینکرونورتر تشریح می‌شود. سینکرونورتر متشکل از یک اینورتر و یک کنترلر است که باعث می‌شود اینورتر به مانند یک ژنراتور سنکرون عمل کند. سینکرونورتر در اصل یک کنترل‌کننده دروپ با الگوریتمی خاص است که رفتار قسمت مکانیکی یک ژنراتور سنکرون را الگوبرداری می‌کند. سینکرونورتر را می‌توان به صورت کلی به ۲ بخش قدرت و کنترل تقسیم‌بندی کرد.

۳-۱ بخش قدرت

مهم‌ترین قسمت قدرت سینکرونورتر، یک مبدل DC/AC سه‌فاز (اینورتر) است که برای تبدیل توان DC به AC استفاده می‌شود. نمایی از مبدل در شکل ۶ نشان داده شده است. ولتاژ DC می‌تواند خروجی یک مبدل DC/DC یا یک مبدل AC/DC از یک منبع تولید پراکنده (DGS)[1] باشد که ولتاژ ورودی مورد نیاز اینورتر را تأمین می‌کند. در خروجی مبدل مطابق شکل ۶، فیلتر LC به منظور کاهش اعوجاج ناشی از سوئیچینگ قرار داده شده است.

۳-۲ بخش کنترل

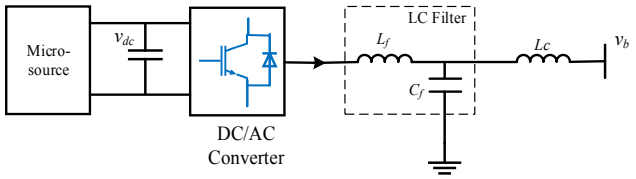
جهت دستیابی به یک معادله دروپ بهینه، دروپ فرکانس و ولتاژ به صورت زیر بازنویسی می‌شوند [۲۵].

در یک ریزشبکه دروپ فرکانس بدین صورت تعریف می‌شود

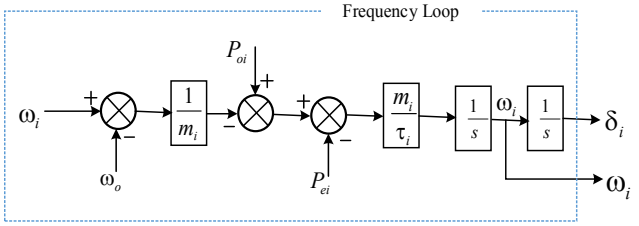
$$\omega_i = \omega_. - m_i(\overline{P}_i - P_{oi}) \qquad (۸)$$

که در آن $\omega_.$، m_i و P_{oi} به ترتیب فرکانس مرجع، ضریب دروپ فرکانس و مرجع توان اکتیو می‌باشند. $\overline{P}_i$ مقدار متوسط توان اکتیو است

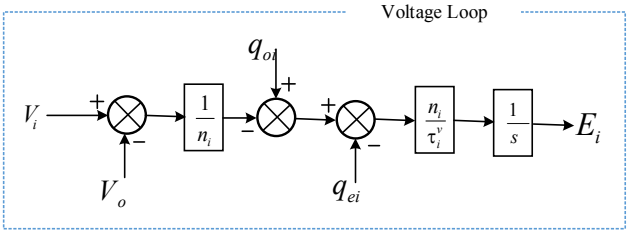
1. Disrtibuted Generation Source



شکل ۶: دیاگرام بخش قدرت سینکرونورتر.



شکل ۷: بلوک دیاگرام کنترل فرکانس.



شکل ۸: دیاگرام کنترل سینکرونورتر.

که با عبور P_{ei} (توان لحظه‌ای) از یک فیلتر پایین‌گذر به دست می‌آید که در آن $\tau_i = 1/\omega_c$ می‌باشد (ω_c فرکانس قطع پایین فیلتر است)

$$p_{ei} \times \frac{1}{1+\tau_i s} = \overline{P}_i \qquad (۹)$$

با جایگزین‌کردن (۹) در (۸) داریم

$$\frac{\mathrm{d}\omega_i}{\mathrm{d}t} = \frac{m_i}{\tau_{fi}} P_{oi} + \frac{-m_i}{\tau_{fi}} p_{ei} + \frac{-1}{\tau_i}(\omega_i - \omega_.) \qquad (۱۰)$$

همان طور که ملاحظه می‌شود، تغییر مقدار فرکانس بر اثر تغییر توان، تنها با اندازه‌گیری ولتاژ و جریان لحظه‌ای قابل محاسبه است و ثابت زمانی τ_f، اینرسی مورد نیاز جهت کاهش نوسانات فرکانس ناشی از تغییرات توان را تأمین می‌نماید. از آنجایی که هیچ تأخیری در حلقه دروپ فرکانس وجود ندارد، می‌توان ثابت زمانی τ_f را بسیار کوچک‌تر از مقدار واقعی در یک ژنراتور سنکرون انتخاب نمود. داشتن اینرسی بزرگ مانند ژنراتور سنکرون واقعی لزومی ندارد، زیرا اینرسی بیشتر به معنای ذخیره انرژی بیشتر به صورت مکانیکی است و در یک اینورتر عملاً اجزای مکانیکی وجود ندارد. به طور مشابه با اعمال فیلتر پایین‌گذر در معادله دروپ ولتاژ- توان راکتیو روابط به صورت زیر خواهند شد

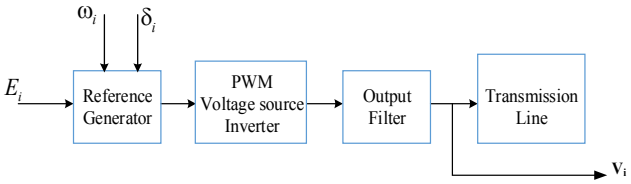
$$V_i = V_. - n_i(\overline{q}_i - q_{oi}) \qquad (۱۱)$$

$$q_{ei} \times \frac{1}{1+\tau_i s} = \overline{q}_i \qquad (۱۲)$$

با جایگذاری (۱۲) در (۱۱)، معادله سینکرونورتر را خواهیم داشت

$$\frac{\mathrm{d}V_i}{\mathrm{d}t} = \frac{n_i}{\tau_{vi}} q_{oi} + \frac{-n_i}{\tau_{vi}} q_{ei} + \frac{-1}{\tau_{vi}}(V_i - V_.) \qquad (۱۳)$$

شکل‌های ۷ و ۸، نمایی کلی از مدل و استراتژی کنترلی مورد نظر را نشان می‌دهند.



شکل ۹: دیاگرام مربوط به سیگنال‌های کنترلی.

پس از مشخص‌شدن اندازه و فاز ولتاژ بر اساس شکل‌های ۷ و ۸ مطابق آنچه در بلوک دیاگرام شکل ۹ رسم شده است، ولتاژ کنترلی به واحد مدولاسیون اعمال گردیده و با عبور از فیلتر، مؤلفه اصلی ولتاژ در خروجی اینورتر تولید خواهد شد. می‌توان با در نظر گرفتن مقدار مناسب τ_f و τ_v، نوسانات ناشی از تغییر توان در شبکه را کنترل کرده و تقسیم توان را به مراتب با کیفیت بهتری نسبت به دروپ سنتی انجام داد. این موضوع در نتایج و خروجی‌های مربوط به شبیه‌سازی‌های انجام‌شده قابل رؤیت است. در ادامه، در مقاله حاضر به منظور بهینه‌کردن نوسانات توان و فرکانس در مدل کنترلی مربوط به سینکرونورتر، یک روش کنترلی هوشمند ارائه خواهد شد.

٤- بهینه‌سازی مدل کنترلی سینکرونورتر

همان طور که قبلاً ذکر گردید در روش کنترلی دروپ، یک اینورتر با ضریب دروپ کوچک‌تر، توان بیشتری را به شبکه تحویل می‌دهد. به طور مشابه، زمانی که تغییر قدرت به وجود می‌آید، فرکانس در یک اینورتر با ضریب دروپ بزرگ‌تر، افت بیشتری از فرکانس در یک اینورتر با ضریب دروپ کوچک‌تر خواهد داشت که این موضوع به وضوح در شکل ۱۰ قابل مشاهده است. همان طور که در شکل ۱۰ ملاحظه می‌شود، در فرکانس مشخص ω، مقدار توان در مبدل با شیب m_1 کمتر از مبدل با شیب m_2 است.

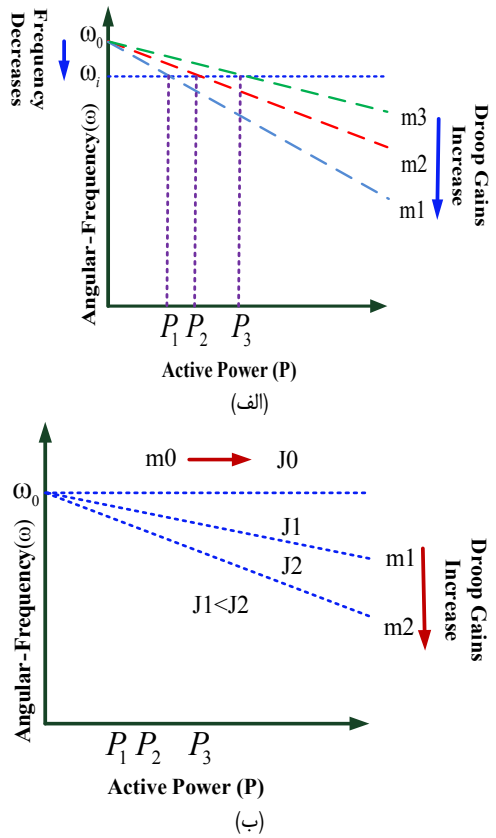
مشخصه با شیب نامحدود m_i به یک اینورتر که در توان ثابت کار می‌کند، اشاره دارد. در این حالت، اینورتر با اینرسی صفر کار می‌کند. مشخصه‌های دارای شیب محدود (m_1 و m_2) به اینورترهایی اشاره دارند که با اینرسی محدود کار می‌کنند که در آن، m_1 دارای اینرسی بیشتری نسبت به m_2 است. مشخصه با شیب صفر m_0 اشاره به اینورتری دارد که در حالت فرکانس ثابت کار می‌کند، بنابراین دارای اینرسی نامتناهی است. با توجه به بحث ذکرشده، در حالت‌های گذرا که در زمان تغییر توان پیش می‌آید، می‌توان با تغییر دینامیکی مقدار "m" جهش نوسان بیش از حد فرکانس را کنترل کرد. بنابراین در حالت گذرا با کاهش ضریب دروپ بر اساس تغییرات فرکانس، می‌توان نوسان فرکانس را کنترل کرده و پس از رسیدن به حالت پایدار مقدار ضریب را به مقدار واقعی برگرداند.

همان طور که قبلاً اشاره گردید، حالت‌های گذرا در یک ریزشبکه جزیره‌شده ممکن است منجر به انحراف فرکانس و در نتیجه خروج منابع و یا حتی از دست رفتن پایداری شود. در این حالت اگر اینرسی کافی مهیا شود می‌توان با کاهش دامنه نوسانات، مانع از ناپایداری سیستم شد. طبق روابط زیر می‌توان با تغییر ضریب دروپ به صورت گذرا از طریق افزایش اینرسی دامنه نوسانات را محدود و میرا کرد.

معادله توصیف‌کننده حلقه کنترل فرکانس بر اساس بلوک دیاگرام شکل ۷ به صورت زیر به دست می‌آید

$$\frac{\mathrm{d}\omega_i}{\mathrm{d}t}=\frac{m_i}{\tau_{fi}}P_{oi}+\frac{-m_i}{\tau_{fi}}p_{ei}+\frac{-1}{m_i}(\omega_i-\omega_0) \qquad (۱۴)$$

همچنین روابط زیر را برای فرکانس زاویه‌ای، توان و زاویه بار داریم



شکل ۱۰: ضرایب دروپ و ارتباط مقدار این ضرایب با تغییر اینرسی.

$$\omega_i=\omega_0+\Delta\omega \qquad (۱۵)$$

$$P_{ei}=P_{oi}+\Delta P \qquad (۱۶)$$

$$\Delta\dot{\delta}_i=\Delta\omega_i \qquad (۱۷)$$

با بازنویسی معادله دیفرانسیل (۱۴) بر حسب تغییرات (۱۵) تا (۱۷)، معادله دیفرانسیل (۱۸) به صورت زیر استخراج می‌شود

$$\frac{\tau_i}{m_i}\Delta\ddot{\delta}+\frac{1}{m_i}\Delta\dot{\delta}+\Delta p_{ei}=0 \qquad (۱۸)$$

با استفاده از رابطه توان اکتیو انتقالی بین دو شین می‌توان Δp_{ei} را بر اساس (۱۹) محاسبه و در (۱۸) جایگزین نمود

$$p_{ei}=\frac{v_1v_2}{x}\sin\delta\Rightarrow\Delta p_{ei}\propto k\Delta\delta \qquad (۱۹)$$

جایگزینی (۱۹) در (۱۸) منتج به معادله دیفرانسیل (۲۰) بر حسب زاویه توان خواهد شد

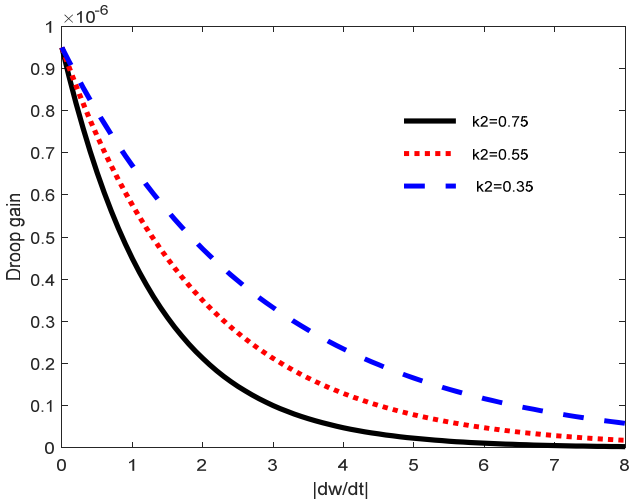
$$\Delta\ddot{\delta}+\frac{1}{\tau_i}\Delta\dot{\delta}+\frac{m}{\tau}k\Delta\delta=0 \qquad (۲۰)$$

از مقایسه (۲۰) با معادله دیفرانسیل سیستم مرتبه دوم خطی که به فرم زیر تعریف می‌شود

$$\ddot{y}+2\xi\omega_n\dot{y}+\omega_n y=0 \qquad (۲۱)$$

می‌توان با مقایسه ضرایب (۲۰) با ضرایب (۲۲) به معادلات زیر رسید

$$\frac{1}{\tau_i}=2\xi\omega_n$$
$$\omega_n^2=\frac{m_i}{\tau_i}k \qquad (۲۲)$$



شکل ۱۱: تغییرات ضریب دروپ (m_i) نسبت به $\mathrm{d}\omega/\mathrm{d}t$.

از (۲۲) می‌توان فرکانس طبیعی و ضریب میرایی را به ترتیب بر اساس (۲۳) و (۲۴) به دست آورد

$$\omega_n = \sqrt{\frac{m_i}{\tau_i}k} \tag{۲۳}$$

$$\xi = \frac{۱}{۲\sqrt{k}} \times \frac{۱}{\sqrt{m_i k}} = \frac{۱}{۲\sqrt{\tau_i m_i k}} \tag{۲۴}$$

طبق رابطه فوق با کاهش ضریب دروپ توان اکتیو، پارامتر ξ که در واقع همان ضریب میرایی است افزایش یافته و موجب کاهش نوسان و میرایی سریع‌تر نوسانات خواهد شد. به عبارتی در زمان رخداد حالات گذرا و نوسان در توان و فرکانس، اگر به صورت گذرا اندکی ضریب دروپ توان اکتیو کاهش یابد، اینرسی افزایش پیدا می‌کند و به تبع آن میرایی سیستم تقویت می‌شود. لذا باید ضریب دروپ به عنوان تابع تأثیرپذیر از $\mathrm{d}\omega/\mathrm{d}t$ به صورت گذرا با افزایش دامنه نوسانات توان و فرکانس اصلاح شود. این حلقه زمانی مؤثر خواهد بود و مقدار ضریب را تغییر می‌دهد که $|\mathrm{d}\omega/\mathrm{d}t|$ از یک مقدار از پیش تعیین شده مانند γ بیشتر شود.

روابط پیشنهادی جهت تقویت میرایی به صورت زیر بیان می‌شود

$$\text{if } \left|\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}\right| \geq Const \Rightarrow m_i = m_{n,i} - A_۱ e^{A_۲ \times \left|\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}\right|} \tag{۲۵}$$

در (۲۵) یک تابع نمایی جهت اصلاح ضریب دروپ توان اکتیو تعریف شده است. این تابع در زمان رخداد نوسانات در فرکانس در صورتی که دامنه نوسانات از حدی بیشتر باشد، با علامت منفی به ضریب دروپ اضافه شده و به صورت گذرا آن را کاهش می‌دهد. اگر دامنه نوسانات کم بود، این تابع حذف گردیده و ضریب دروپ بدون تغییر طبق (۲۶) مورد استفاده قرار می‌گیرد

$$\text{if } \left|\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}\right| \leq Const \Rightarrow m_i = m_{n,i} \tag{۲۶}$$

$m_{n,i}$ در (۲۶) تا (۲۸) مقدار نامی ضریب دروپ است و در صورتی که نرخ تغییرات فرکانس از مقدار مورد نظر بیشتر باشد، اصلاح می‌شود. ثابت‌های $A_۱$ و $A_۲$ را می‌توان با توجه به ماکسیمم نرخ توان و ماکسیمم انحراف فرکانس مجاز برای هر اینورتر طراحی کرد. مقدار $A_۱$ طبق رابطه زیر تعیین می‌شود

$$A_۱ = \frac{m_{n,i} - m_{i,\min}}{\left(\left|\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}\right|_{\max}\right)^{A_۲}} \tag{۲۷}$$

$$m_{i,\min} = \frac{\Delta\omega_i}{\Delta P_{i,\max}} \tag{۲۸}$$

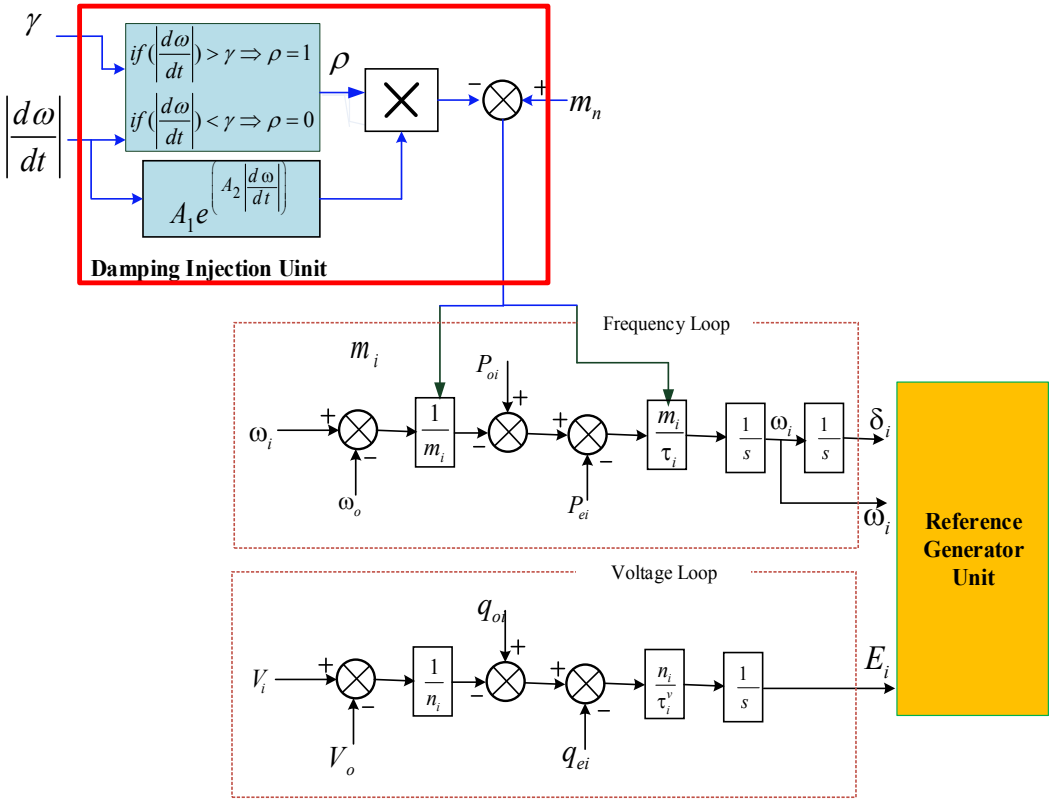
که در آن $m_{i,\min}$ ضریب دروپ مینیمم بوده و $\Delta\omega_i$ انحراف فرکانس متناسب با حداکثر قدرتی است که اینورتر می‌تواند هنگام کار با قدرت نامی از آن پشتیبانی کند. شکل ۱۱ تغییرات ضریب دروپ (m_i) را نسبت به $\mathrm{d}\omega/\mathrm{d}t$ برای مقادیر مختلف $A_۲$ نشان می‌دهد. از (۲۵) تا (۲۸) و شکل ۱۲ نتایج زیر را جهت طراحی کنترل‌کننده می‌توان در نظر گرفت:

انتخاب $A_۱$ به ماکسیمم نرخ تغییر فرکانس و حد توان خروجی اینورتر بستگی دارد که به طور غیر مستقیم، حداقل مقدار ضریب دروپ را محدود می‌کند. برای جلوگیری از عبور از حداکثر توان مبدل، می‌توان حداقل ضریب دروپ $m_{i,\min}$ را با توجه به آنالیز حساسیت بر روی مقادیر ویژه و یا با استفاده از شبیه‌سازی‌های حوزه زمان و لحاظ حد مجاز نوسانات فرکانس انتخاب نمود [۱۹]. با تنظیم $\Delta\omega_i = \Delta\omega_{i,\max}$ ریزشبکه می‌تواند در محدوده فرکانس مشخص‌شده کار کند.

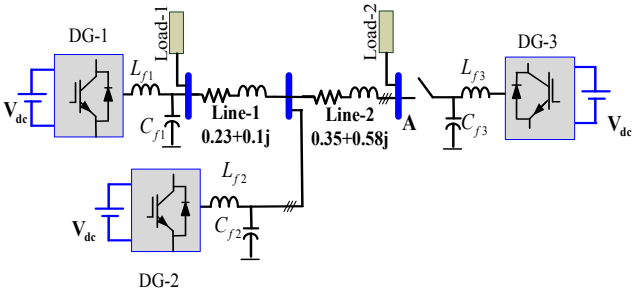
شکل ۱۲ بلوک دیاگرام ضریب دروپ اصلاح‌شده را نشان می‌دهد و ثابت γ حد مجاز از پیش تعریف شده $|\mathrm{d}\omega/\mathrm{d}t|$ است. در شرایط نرمال شبکه، نرخ تغییرات فرکانس محدود و کوچک‌تر از γ بوده و از این رو، خروجی مقایسه‌کننده صفر است $(\rho = ۰)$. بنابراین ضریب دروپ بدون تغییر باقی مانده و اینورتر در حالت کنترل سینکرونورتر معمولی کار می‌کند. در صورتی که یک اختلال بزرگ (مثلاً ورود یا خروج ناخواسته یک منبع) در شبکه رخ دهد، اگر قدر مطلق نرخ نوسان فرکانس $(|\mathrm{d}\omega/\mathrm{d}t|)$ بزرگ‌تر از γ شود، خروجی مقایسه‌کننده یک شده $(\rho = ۱)$ و ضریب دروپ متناسب با $|\mathrm{d}\omega/\mathrm{d}t|$ طبق (۲۵) اصلاح خواهد شد. در نتیجه این اصلاح، ضریب دروپ کم شده و دامنه نوسان فرکاهش کاهش خواهد یافت. در این حالت برای این که انحراف فرکانس کم باشد، اینورتر مربوط باید توان بیشتری را تأمین کند. بنابراین با اصلاح ضریب دروپ اینورتر، یک اینرسی مجازی به سیستم اضافه می‌شود. از آنجایی که برای از بین رفتن اختلالات بزرگ به زمان نیاز است، $A_۱$ گام‌به‌گام با زمان از پیش تعریف شده کاهش می‌یابد تا به آرامی، اینرسی اضافه‌شده به صفر کاهش یابد، به طوری که فرکانس به آرامی به مقدار حالت پایدار خود برسد.

۵- شبیه‌سازی و تحلیل نتایج

به منظور ارزیابی عملکرد کنترلر پیشنهادی در این مقاله، مجموعه‌ای از شبیه‌سازی‌های حوزه زمان تحت سناریوهای مختلف در محیط نرم‌افزار سیمولینک متلب انجام شد. روش حل عددی در نرم‌افزار سیمولینک متلب ode۲۳tb (Stiff/TR – BDF۲) و بازه زمانی برای حل عددی معادلات ۱۰ میکروثانیه در نظر گرفته شده که معادل فرکانس نمونه‌برداری ۱۰۰ کیلوهرتز جهت نمونه‌برداری است. همان طور که در شکل ۱۳ نشان داده شده است، سیستم شبیه‌سازی شده از سه مبدل مبتنی بر اینورتر با قدرت نامی ۱۰ کیلوولت آمپر و بار شماره ۱ با توان ۷ کیلووات و بار شماره ۲ با توان ۱۰ کیلووات تشکیل شده است. در انجام شبیه‌سازی‌ها، ۲ سناریو مورد توجه قرار گرفته است. در سناریوی اول DG۳ به صورت ناگهانی در لحظه $t = ۰٫۸\,\mathrm{s}$ وارد مدار می‌شود که در اثر این رخداد، توان و فرکانس در خروجی منابع به شدت نوسانی می‌شوند. در سناریوی دوم خطای سه‌فاز



شکل ۱۲: بلوک دیاگرام ضریب دروپ اصلاح‌شده.



شکل ۱۳: دیاگرام تک‌خطی سیستم.

جدول ۱: پارامتر سیستم اینورترها.

Parameter	value
Voltage per phase	۲۲۰ V
Grid frequency (f_n)	۵۰ Hz
Power of inverters	۱۰ kW
Switching frequency (f_s)	۸ Hz
Inverter filter inductor (L_f)	۱٫۳۵ mH
Inverter filter capacitor (C_f)	۵۰ μF
Inverter filter resistor (r_f)	۰٫۱ Ω
Grid side inductor (L_c)	۰٫۳۵ mH
Grid side resistor (r_{Lc})	۰٫۰۳ Ω

به زمین در نقطه A مطابق شکل ۱۳ هنگامی که DG۳ در مدار قرار دارد شبیه‌سازی گردیده و عملکرد ساختار کنترلی پیشنهادی مورد ارزیابی و مقایسه قرار می‌گیرد.

پارامترهای سیستم و کنترل در جداول ۱ و ۲ آورده شده است. هر سه اینورتر دارای ضریب دروپ برابر هستند. انتخاب ضرایب دروپ در چنین مواردی در [۱۵] بیشتر بحث شده است.

جدول ۲: پارامتر کنترلی اینورترها.

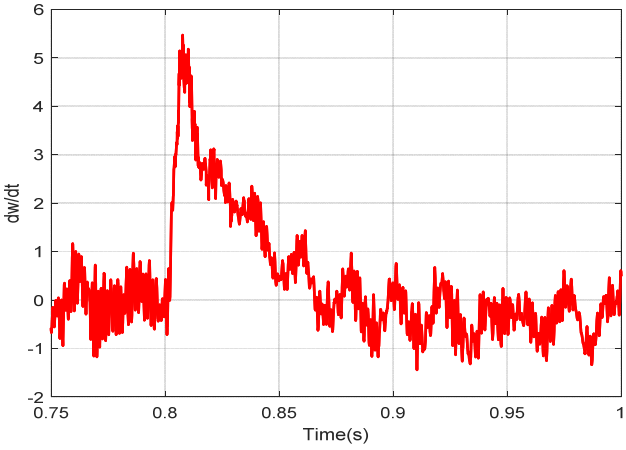
Parameter	value
Droop coef. of act. power (m_p)	۹٫۴e−۵
Droop coef. of rect. power (n_q)	۱٫۳e−۳
P-factor of voltage controller (K_{pv})	۰٫۰۵
I-factor of voltage controller (K_{iv})	۳۹۰
P-factor of voltage controller (K_{pc})	۱۰٫۵
K-factor of voltage controller (K_{ic})	۱۶e۳
Frequency time constant (τ_f)	۰٫۳۰
Voltage time constant (τ_v)	۰٫۰۵

در این مقاله هر سه مدل (دروپ سنتی، سینکرونورتر و سینکرونورتر اصلاح‌شده) شبیه‌سازی گردیده و نتایج آنها مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفته‌اند. در هر سه شبیه‌سازی، پارامترهای سیستمی یکی بوده و تنها پارامترهای کنترلی تغییر یافته است.

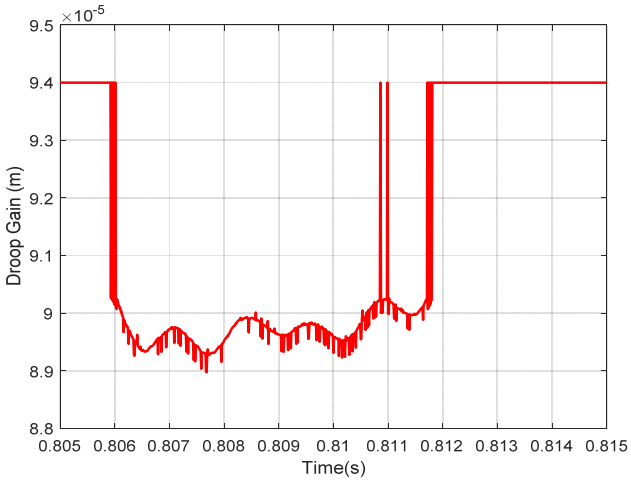
۵-۱ شبیه‌سازی سناریوی اول

در این سناریو ابتدا کلید بریکر قطع شده و DG۳ در مدار قرار ندارد و در نتیجه بارها توسط DG۱ و DG۲ تغذیه می‌شوند. در واقع تقسیم توان توسط DG۱ و DG۲ انجام می‌گردد. همان طور که در شکل ۱۳ مشاهده می‌شود، DG۳ از طریق بریکر به شبکه وصل می‌شود. در زمان $t=۰٫۸\,s$ کلید، بسته و DG۳ وارد مدار شده و این موضوع موجب حالت گذرا و نوسان بر روی فرکانس ریزشبکه می‌گردد. در این شبیه‌سازی، حالت‌های گذرا برای فرکانس، توان اکتیو و توان راکتیو در هر سه مدل انجام شده و مورد بررسی و مقایسه قرار گرفته است.

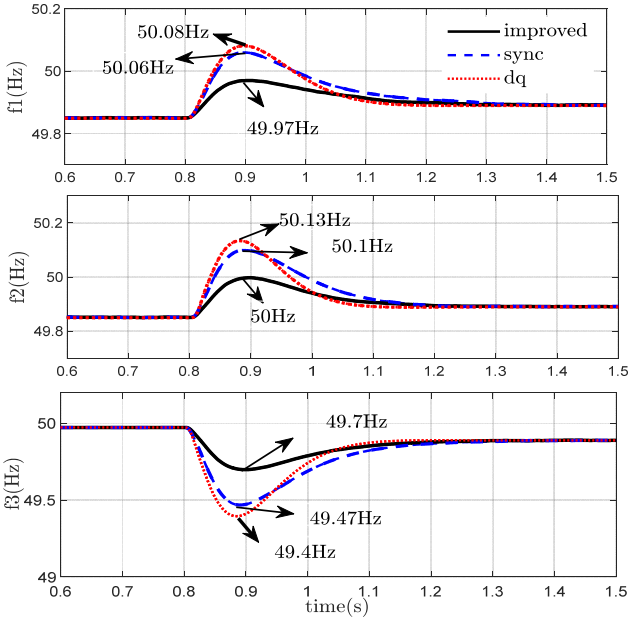
در مدل اصلاح‌شده، مقدار اینرسی سیستم ثابت نبوده و تابعی از نرخ نوسانات است. در لحظه $t=۰٫۸\,s$ با به مدار آمدن DG۳، نرخ تغییرات



شکل ۱۴: تغییرات $d\omega/dt$ در اینورتر با کنترل سینکرونورتر اصلاح‌شده.

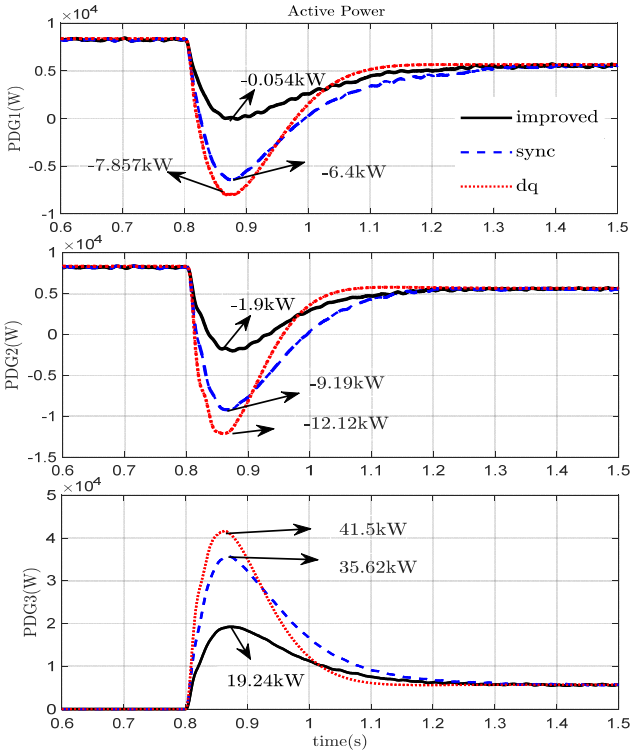


شکل ۱۵: تغییرات ضریب دروپ در کنترل سینکرونورتر اصلاح‌شده.

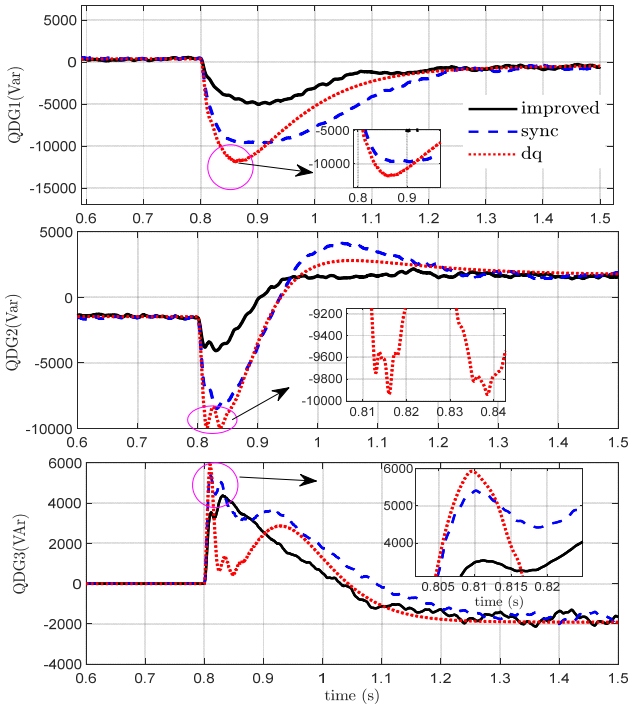


شکل ۱۶: نوسانات فرکانس در شرایط استفاده از کنترل‌کننده در DG۱، DG۲ و DG۳.

فرکانس به سرعت افزایش یافته و از γ عبور کرده و در نتیجه برای کنترل افزایش بیش از حد این تغییر، سیستم کنترل با کاهش مقدار ضریب دروپ، اینرسی مجازی سیستم را افزایش می‌دهد. این موضوع در شکل ۱۴ و ۱۵ به خوبی دیده می‌شود. با تزریق اینرسی، نرخ $d\omega/dt$ کاهش می‌یابد و سیستم کنترل به آرامی ضریب دروپ را افزایش می‌دهد



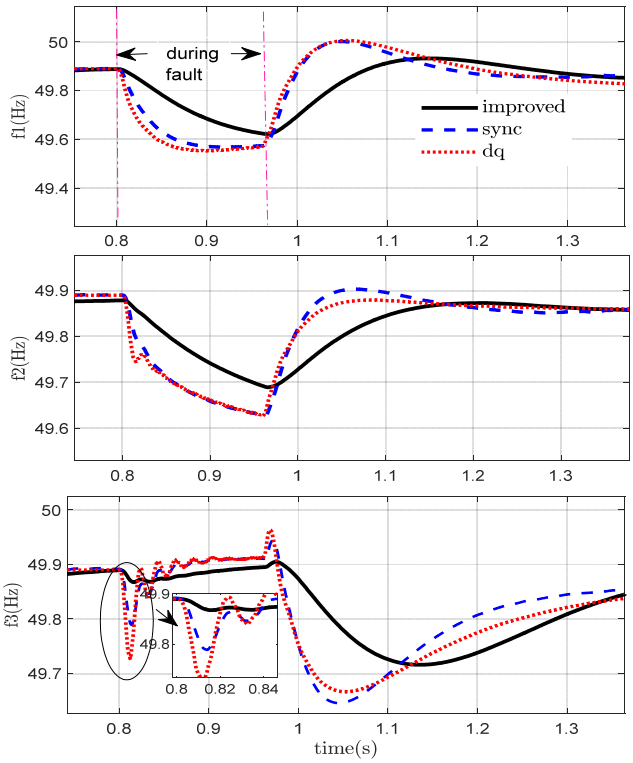
شکل ۱۷: حالت گذرای توان اکتیو در DG۱، DG۲ و DG۳.



شکل ۱۸: حالت گذرای توان راکتیو در DG۱، DG۲ و DG۳.

تا به مقداری واقعی برسد. در این حالت سیستم پایدار شده و در فرکانس در مقدار جدید تثبیت می‌گردد. همان طور که در شکل ۱۵ دیده می‌شود، در زمان حدود ۰٫۸۰۶ s مقدار m از مقدار $9{,}5e-5$ به حدود $8{,}8e-5$ کاهش یافته و پس از کاهش نوسانات، تقریباً در لحظه $t=0{,}813$s مجدداً مقدار ضریب دروپ $9{,}5e-5$ شده است.

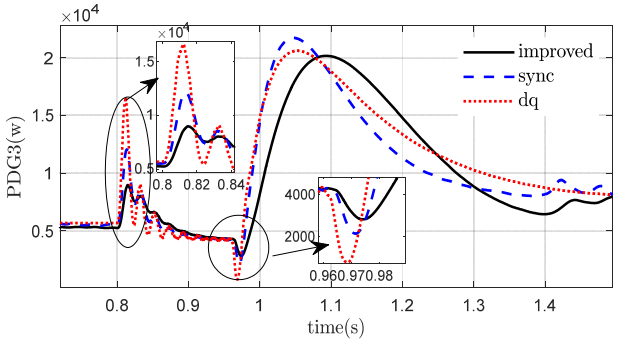
نتایج شبیه‌سازی مربوط به فرکانس، توان اکتیو و توان راکتیو در خروجی منابع در شکل‌های ۱۶ تا ۱۸ نشان داده شده است. نوسانات فرکانس مربوط به هر سه مبدل مبتنی بر اینورتر در شکل ۱۶ رسم شده است. ریزشبکه ابتدا در مقدار ۴۹٫۸۵ Hz در حالت پایدار قرار دارد. در



شکل ۱۹: فرکانس مربوط به منابع تولید پراکنده در سناریوی رخداد خطای زمین.

زمان به مدار آمدن DG۳، نوسان شدیدی در فرکانس شبکه ایجاد می‌شود. همان طور که در شکل ۱۶ دیده می‌شود، در مدل کنترلی دروپ سنتی در زمان $t=۰/۹\text{s}$ فرکانس DG۱ تا ۵۰/۰۸ Hz افزایش یافته است. در مدل سینکرونورتر در همان لحظه فرکانس به ۵۰/۰۶ Hz می‌رسد و در مدل اصلاح‌یافته، فرکانس به ۴۹/۹۷ Hz افزایش یافته که نشان‌دهنده بهبود در وضعیت نوسان فرکانس است. در DG۲ در سیستم کنترلی دروپ سنتی در $t=۰/۸۸\text{s}$، مقدار اوج فرکانس به ۵۰/۱۳ Hz رسیده است. در سینکرونورتر اوج فرکانس ۵۰/۱ Hz و در مدل اصلاح‌شده، فرکانس بهبود یافته و به مقدار ۵۰ Hz افزایش پیدا کرده است. بهبود فرکانس در DG۳ در سیستم کنترلی سینکرونورتر و اصلاح‌یافته نسبت به روش کنترلی دروپ سنتی نیز دیده می‌شود. در لحظه ورود DG۳ شبکه دچار نوسان شده و همان طور که در شکل ۱۶ ملاحظه می‌شود، مدل سینکرونورتر و مدل سینکرونورتر اصلاح‌شده به خوبی توانسته‌اند نوسانات فرکانس را در لحظه ورود DG۳ کنترل کنند و نسبت به کنترل دروپ سنتی بهتر عمل نمایند.

مجموع بار ریزشبکه ۱۷ kW است. همان طور که در شکل ۱۷ دیده می‌شود، قبل از ورود DG شماره ۳ تقسیم بار در هر سه مدل به خوبی انجام شده و DG۱ و DG۲ به صورت برابر، توان مورد نیاز بارها را تأمین کرده‌اند و در این حالت هر یک از مبدل‌ها حدود ۸/۵ kW توان اکتیو به شبکه می‌دهند. به عبارتی به دلیل توان نامی برابر بین منابع بار، ۱۷ kW به طور مساوی بین DG۱ و DG۲ قبل از ورود DG۳ تقسیم شده است. پس از ورود DG۳ به مدار در لحظه $t=۰/۸\text{s}$ و عبور از شرایط گذرا، تقسیم بار بین هر ۳ منبع، متناسب با قدرت نامی منابع انجام گردیده و حالت پایدار به وجود می‌آید. در شکل ۱۷ توان اکتیو در خروجی DG۱، DG۲ و DG۳ قبل و بعد از رخداد حالت گذرا در شرایط کنترلی مختلف رسم و مقایسه شده است. همان طور که پیشتر اشاره گردید، قبل از اتصال DG۳، کل بار اکتیو بین DG۲ و DG۱ به طور مساوی تقسیم می‌شود. بعد از $t=۰/۸\text{s}$ با ورود DG۳ به مدار، توان اکتیو در خروجی DG۱ و



شکل ۲۰: نوسانات توان اکتیو در خروجی مولد شماره ۳ در سناریوی رخداد خطای زمین.

DG۲ به دلیل مشارکت DG۳ در تقسیم توان کاهش می‌یابد و به دلیل قدرت نامی برابر، کل بار به شکلی مساوی بین منابع تقسیم شده و هر منبع حدود ۵/۶۸ kW توان اکتیو در خروجی خود به شبکه تحویل می‌دهد. نکته قابل استدلال از شکل ۱۷، عملکرد قابل قبول ساختار مدل سینکرونورتر اصلاح‌شده پیشنهادی در مقایسه با سایر روش‌ها است. تغییر میزان اینرسی از طریق اصلاح ضریب دروپ به وسیله ساختار پیشنهادی، دلیل کاهش نوسانات در توان اکتیو در خروجی مبدل‌ها می‌باشد.

در شکل ۱۸ توان راکتیو در خروجی منابع رسم شده است. با توجه به این که بار راکتیو در شبکه وجود ندارد، هر یک از منابع با سایر منابع دیگر مقداری توان راکتیو تحت عنوان توان راکتیو چرخشی تبادل می‌کنند که مجموع این توان‌ها باید برابر صفر باشد. اما آنچه در شکل ۱۸ مورد نظر است، عملکرد خوب مدل سینکرونورتر اصلاح‌شده در میراسازی نوسانات توان راکتیو پس از ورود DG۳ به مدار است. در ارتباط با توان راکتیو نیز مدل سینکرونورتر و مدل سینکرونورتر اصلاح‌شده به خوبی توانسته‌اند که نوسان را در لحظه ورود DG۳ کنترل کنند و نسبت به کنترل دروپ سنتی بهتر عمل نمایند.

۵-۲ شبیه‌سازی سناریوی دوم

در این شبیه‌سازی ابتدا هر سه مولد در مدار هستند و شبکه در حالت پایدار است. در لحظه $t=۰/۸\text{s}$ خطای اتصال کوتاه سه‌فاز به زمین در نقطه A به مدت ۸ پریود در شبکه رخ می‌دهد و پس از این زمان، خطا برطرف می‌شود. نتایج حالت‌های گذرا و عملکرد کنترل‌کننده‌ها در شرایط پس از برطرف‌شدن خطا و در زمان رخداد خطا در شکل‌های ۱۹ و ۲۰ مورد بررسی قرار می‌گیرند.

همان طور که در شکل ۱۹ مشاهده می‌شود، رفتار فرکانس در مدل سینکرونورتر اصلاح‌شده در زمان رخداد خطای زمین، عملکرد بهتری نسبت به مدل دروپ داشته است. دلیل این بهبود در پاسخ تغییر در میزان اینرسی به صورت گذرا به دلیل رخداد خطای مبتنی بر روش پیشنهادی می‌باشد. با توجه به این که خطای زمین در نزدیکی مولد ۳ رخ داده است، نوسانات شدیدتری بر روی این مولد ملاحظه گردید که این موضوع در شکل ۱۹ نیز مشهود است. همان طور که در شکل ۲۰ ملاحظه می‌شود کنترلر ارائه‌شده به میزان قابل توجهی نواسانات توان اکتیو را میرا نموده است.

۶- نتیجه‌گیری

در شرایط عادی که ریزشبکه در حالت متصل به شبکه است، ولتاژ و فرکانس آن توسط شبکه بالادستی تعیین می‌گردد. در صورت ایجاد وضعیت جزیره (با برنامه‌ریزی یا بدون برنامه‌ریزی)، ریزشبکه مراجع ولتاژ و فرکانس خود را از دست می‌دهد. در این شرایط باید استراتژی کنترلی

مناسبی برای پایداری ریزشبکه ارائه گردد تا در صورت رخداد خطا و تغییر توان ریزشبکه بتواند در سریع‌ترین حالت به پایداری رسیده و کیفیت مناسبی از توان را به مشترکین خود ارائه دهد. هدف این مقاله، طراحی و ارائه یک راهکار کنترلی مناسب جهت کنترل فرکانس ریزشبکه مبتنی بر اینرسی مجازی می‌باشد. در این راستا عملکرد کنترلرهای دروپ مرسوم، کنترل‌کننده سینکرونورتر و کنترل‌کننده سینکرونورتر بهبودیافته تحت سناریوهای مختلف شبیه‌سازی و عملکرد هر یک از کنترلرها بررسی و مقایسه شدند. کنترل‌کننده دروپ سنتی نمی‌تواند کنترل مناسب به لحاظ کنترل اوج و زمان نشست بر روی فرکانس داشته باشد. همچنین این موضوع در ارتباط با تقسیم توان اکتیو و راکتیو نیز دیده شد. مدل سینکرونورتر که بر مبنای کنترل‌کننده دروپ طراحی شده است، به نوعی از عملکرد ژنراتور سنکرون الگوبرداری می‌نماید. با توجه به فقدان اینرسی در اینورترها، با الگوبرداری از ژنراتور سنکرون، اینرسی ذخیره‌شده در روتور ژنراتور سنکرون مدل سینکرونورتر ارائه گردیده که در شبیه‌سازی‌ها در نرم‌افزار سیمولینک، عملکرد بهتری نسبت به دروپ معمولی از خود نشان داد.

نهایتاً جهت بهبود عملکرد کنترل‌کننده مربوط به مبدل‌های اینورتری در شرایط گذرا، مدل کنترلی سینکرونورتر اصلاح‌شده ارائه گردید. این مدل نیز در نرم‌افزار سیمولینک متلب شبیه‌سازی و تحت سناریوهای مختلف عملکرد آن با سایر کنترلرها مقایسه شد. عملکرد کنترل‌کننده اصلاح‌یافته سینکرونورتر در واقع بر مبنای اصلاح ضریب دروپ با توجه به $\mathrm{d}\omega/\mathrm{d}t$ در شرایط گذرا می‌باشد. در زمان رخداد خطا، کاهش ضریب دروپ به صورت موقت رخ داده و یک اینرسی مجازی که تابعی از $\mathrm{d}\omega/\mathrm{d}t$ می‌باشد، تولید و در نتیجه از نوسان بیش از حد فرکانس و توان جلوگیری می‌شود. وضعیت و عملکرد بسیار خوب این روش نسبت به دو کنترل‌کننده دیگر در شبیه‌سازی‌ها نشان داده شد. علاوه بر بهبود حالت گذرا، از دیگر مزایا در این تکنیک آن است که به ذخیره‌سازهای موقت جهت تولید اینرسی مجازی نیازی نیست و عملاً در هزینه، صرفه‌جویی خواهد شد.

مراجع

[1] V. Toro and E. Mojica-Nava, "Droop-free control for networked microgrids," in *Proc. IEEE Conf. on Control Applications, CCA'16*, pp. 374-379, Buenos Aires, Argentina 19-22 Sept. 2016.

[2] Q. C. Zhong and G. Weiss, "Synchronverters: inverters that mimic synchronous generators," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1259-1267, Apr. 2010.

[3] M. Chowdhury, N. Hosseinzadeh, and W. Shen," Smoothing wind power fluctuations by fuzzy logic pitch angle controller," *Renewable Energy*, vol. 38, no. 1, pp. 224-233, Feb. 2012

[4] J. P. Lopes, S. A. Polenz, C. L. Moreira, and R.Cherkaoui, "Identification of control and management strategies for LV unbalanced microgrids with plugged-in electric vehicles," *Electric Power Systems Research*, vol. 80, no. 8, pp. 898-906, Aug. 2010.

[5] Z. Xiao-Xiao, X. Ming-chao, H. Xuan-hu, and Z. Yuan, "Study on protection scheme for micro-grid with mobile energy storage units," *Procedia Engineering*, vol. 16, pp. 192-197, Aug. 2011.

[6] H. Karimi-Davijani and O. Ojo, "Dynamic operation and control of a multi-DG unit standalone microgrid," in *Proc. ISGT*, 7 pp., Anaheim, CA, USA, 17-19 Jan. 2011.

[7] S. M. Azimi, S. Afsharnia, and S. Lotfifard, "Stabilizer design for heterogeneous types of distributed generators in microgrids operating in a unified control mode," *IEEE Systems J.*, vol. 12, no. 4, pp. 3673-3682, Jul. 2017.

[8] S. M. Azimi and S. Lotfifard, "A nonlinear controller design for power conversion units in islanded micro-grids using interconnection and damping assignment tracking control," *IEEE Trans. on Sustainable Energy*, vol. 12, no. 1, pp. 284-292, May 2020.

[9] T. L. Vandoorn, B. Meersman, L. Degroote, B. Renders, and L. Vandevelde, "A control strategy for islanded microgrids with dc-link voltage control," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 26, no. 2, pp. 703-713, Jun. 2011.

[10] N. Soni, S. Doolla, and M. C. Chandorkar, "Improvement of transient response in microgrids using virtual inertia," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 28, no. 3, pp. 1830-1838, Jun. 2013.

[11] X. Hou, *et al.*, "Improvement of transient stability in inverter-based AC microgrid via adaptive virtual inertia," in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE'16*, 6 pp., Milwaukee, WI, USA, 18-22 Sept. 2016.

[12] T. Kerdphol, F. S. Rahman, Y. Mitani, M, Watanabe, and S. K. Kufeoglu, "Robust virtual inertia control of an islanded microgrid considering high penetration of renewable energy," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 625-636, Nov. 2017.

[13] K. Shi, *et al.*, "Virtual inertia control strategy in microgrid based on virtual synchronous generator technology," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 27949-27957, May 2018.

[14] T. Kerdphol, *et al.*, "Enhanced virtual inertia control based on derivative technique to emulate simultaneous inertia and damping properties for microgrid frequency regulation," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 14422-14433, Jan. 2019.

[15] J. A. Adu, et al., "Virtual inertia in a microgrid with renewable generation and a battery energy storage system in islanding transition," in *Proc. 1st In. Conf. on Energy Transition in the Mediterranean Area, SyNERGY MED'19*, 5 pp., Cagliari, Italy 28-30 May 2019.

[16] P. Bhowmik and P. Rout, "Emulation of virtual inertia with the dynamic virtual damping in microgrids," in *Proc. Int. Conf. on Applied Machine Learning, ICAML'19*, pp. 130-133, Bhubaneswar, Indi,a 25-26 May 2019.

[17] V. Thomas, S. Kumaravel, and S. Ashok, "Reduction of frequency oscillations in solar PV microgrid using virtual synchronous machine," in *Proc. Int. Conf. on Power Electronics Applications and Technology in Present Energy Scenario, PETPES'19*, 5 pp., Mangalore, India, 29-31 Aug. 2019.

[18] A. Mojallal, S. Lotfifard, and S. M. Azimi, "A nonlinear supplementary controller for transient response improvement of distributed generations in micro-grids," *IEEE Trans. on Sustainable Energy*, vol. 11, no. 1, pp. 489-499, Jan. 2019.

[19] R. Majumder, *et al.*, "Improvement of stability and load sharing in an autonomous microgrid using supplementary droop control loop," *IEEE Trans. on Power Systems*, vol. 25, no. 2, pp. 796-808, Oct. 2009.

[20] S. M. Azimi and S. Lotfifard, "Supplementary controller for inverter-based resources in weak power grids," *IEEE Trans. on Smart Grid*, vol. 13, no. 4, pp. 2886-2896, Jul. 2022.

[21] Y. A. -R. I. Mohamed and E. F. El-Saadany, "Adaptive decentralized droop controller to preserve power sharing stability of paralleled inverters in distributed generation microgrids," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 23, no. 6, pp. 2806-2816, Nov. 2008.

[22] J. M. Uudrill, "Dynamic stability calculations for an arbitrary number of interconnected synchronous machines," *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. 87, no. 3, pp. 835-844, Mar. 1968.

[23] M. N. Marwali and A. Keyhani, "Control of distributed generation systems-part i: voltages and currents control," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 19, no. 6, pp. 1541-1550, Nov. 2004.

[24] M. Prodanovic, "Power quality and control aspects of parallel connected inverters in distributed generation," Jan. 2004.

[25] S. M. Azimi and S. Afsharnia, "Multi-purpose droop controllers incorporating a passivity-based stabilizer for unified control of electronically interfaced distributed generators including primary source dynamics," *ISA Trans.*, vol. 63, pp. 140-153, Jul. 2016.

کامبیز مهردادیان تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی مهندسی کامپیوتر (سخت‌افزار) از دانشگاه علم و صنعت ایران و کارشناسی ارشد مهندسی برق (سیستم‌های قدرت) از دانشگاه صنعتی همدان در سال ۱۳۷۳ و ۱۳۹۹ به پایان رسانده است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان ریزشبکه‌ها و انرژی‌های تجدیدپذیر می‌باشد.

سید محمد عظیمی در سال ۱۳۸۵ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق را از دانشگاه تهران و در سال ۱۳۹۵ مدرک دکتری مهندسی برق خود را از دانشگاه تهران دریافت نمود. از سال ۱۳۸۷ به عنوان عضو هیأت علمی در دانشگاه صنعتی همدان مشغول به فعالیت است. حوزه کاری ایشان کنترل و مدل‌سازی ریزشبکه‌ها مبتنی بر منابع تولید پراکنده می باشد.