

بهبود عملکرد دینامیکی و استاتیکی سیستم تقسیم توان در ریزشبکه‌ها در حالت جزیره‌ای

سیدعباس صارمی حصارى^{۱،۲}، مربی؛ محسن حمزه^۳، استادیار؛ احمد سالم‌نیا^۴، استادیار

۱- دانشگاه آزاد اسلامی مرکز نظرآباد (واحد کرج) - نظرآباد - ایران - absaremi@naiau.ac.ir

۲- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه شهید بهشتی - تهران - ایران - a_saremi@sbu.ac.ir

۳- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه شهید بهشتی - تهران - ایران - mo_hamzeh@sbu.ac.ir

۴- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه شهید بهشتی - تهران - ایران - salemnia@pwut.ac.ir

چکیده: در این مقاله روش کنترل جدیدی جهت بهبود عملکرد دینامیکی سیستم تقسیم توان در ریزشبکه‌های جزیره‌ای ارائه می‌شود. حلقه امیدانس مجازی که تاکنون جهت بهبود دقت سیستم تقسیم توان در ریزشبکه‌ها مورد استفاده قرار می‌گرفت، در این مقاله برای اولین بار در جهت بهبود پاسخ دینامیکی ریزشبکه استفاده می‌شود. در ابتدا با انجام تحلیل سیگنال کوچک نشان داده می‌شود که مدهای فرکانس پایین سیستم ریزشبکه جزیره‌ای به شدت تحت تأثیر کنترل کننده تقسیم توان می‌باشد. سپس مدل ساده‌شده‌ای از سیستم شامل مدهای فرکانس پایین آن استخراج می‌شود. در گام بعد با استفاده از مدل استخراج شده و وارد کردن یک حلقه امیدانس مجازی در سیستم کنترل اینورتر، روش جدیدی جهت بهبود میرایی سیستم ارائه می‌شود و ضرایب حلقه امیدانس مجازی با استفاده از روش جاگذاری قطب‌ها تعیین می‌گردد. در نهایت، صحت عملکرد روش ارائه شده، با استفاده از شبیه‌سازی‌های انجام شده در نرم‌افزار PSCAD، مورد ارزیابی و تأیید قرار می‌گیرد.

واژه‌های کلیدی: ریزشبکه جزیره‌ای، کنترل ولتاژ، تقسیم توان، امیدانس مجازی، کنترل اکتیو.

Dynamic and Static Performance Improvement of Power Sharing System in Islanded Microgrids

Seyyed Abbas Saremi Hasari^{1,2}, Lecturer; Mohsen Hamzeh³, Assistant Professor; Ahmad Salemnia⁴, Assistant Professor

1- Islamic Azad University of Nazarabad Center (Karaj Branch), Nazarabad, Iran, Email: absaremi@naiau.ac.ir

2- Faculty of Electrical and Computer Engineering, Shahid Beheshti University, Tehran, Iran, Email: a_saremi@sbu.ac.ir

3- Faculty of Electrical and Computer Engineering, Shahid Beheshti University, Tehran, Iran, Email: mo_hamzeh@sbu.ac.ir

4- Faculty of Electrical and Computer Engineering, Shahid Beheshti University, Tehran, Iran, Email: salemnia@pwut.ac.ir

Abstract: In this paper, a new control method is proposed to improve the dynamic performance of the power sharing control system in islanded microgrids. In this paper, for the first time, the virtual impedance loop, which has been used to increase the accuracy of the power sharing in microgrids, is used to improve the dynamic performance of a microgrid. At first, by using the small signal analysis, it is indicated that low frequency modes of an isolated microgrid is significantly affected by the power sharing controller parameters. Then, a simplified model of system, including its low frequency modes, is extracted. In the next step, using the extracted model and inserting virtual impedance at the control system of the inverter, a new method is presented to improve the system damping factor. The coefficients of the virtual impedance loop are determined by pole placement method. Finally, the performance of the presented strategy is verified using simulations carried out in PSCAD software.

Keywords: Islanded microgrid, Voltage control, Power sharing, Virtual impedance, Droop control.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۳/۱۰/۰۷

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۴/۰۲/۲۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۴/۰۳/۱۶

نام نویسنده مسئول: سیدعباس صارمی حصارى

نشانی نویسنده مسئول: ایران - کرج - نظرآباد - خیابان شهید نواب صفوی - دانشگاه آزاد اسلامی مرکز نظرآباد (وابسته به واحد کرج).

۱- مقدمه

استفاده روزافزون از واحدهای تولید پراکنده (DG) در شبکه‌های توزیع باعث شده تا مسائل فراوانی پیرامون این واحدها مطرح شوند. از جمله این مسائل می‌توان به قابلیت اطمینان و کیفیت توان تغذیه اشاره کرد [۱]. بهره‌برداری از واحدهای تولید پراکنده به دو صورت متصل و جدا از شبکه اصلی امکان‌پذیر است. با توجه به استانداردهای موجود در زمینه بهره‌برداری از سیستم‌های تولید پراکنده متصل به شبکه، در صورت قطع شبکه اصلی منابع تولید پراکنده باید در کمتر از ۲ ثانیه از شبکه جدا شوند [۲]. به این ترتیب بارهای قرارگرفته در محدوده قطع شده شبکه که منبع تولید پراکنده نیز در آن وجود دارد، بی‌برق خواهند ماند.

ایده استفاده از سیستم‌های ریزشبکه با توجه به توانایی عملکرد برخی منابع تولید پراکنده در هر دو حالت متصل و جدا از شبکه مطرح شد. در صورتی که ریزشبکه‌ها دارای منابع ذخیره‌ساز انرژی باشند می‌توانند در حالت جزیره‌ای نیز کار کنند. سیستم کنترل منابع به‌گونه‌ای طراحی می‌شوند که قابلیت تزریق توان در هر دو حالت متصل و جدا از شبکه برای آن‌ها فراهم شود. واحدهای تولید پراکنده معمولاً با استفاده از مبدل‌های الکترونیک قدرت به شبکه وصل می‌شوند. استفاده از این مبدل‌ها اعطاف‌پذیری زیادی در کنترل و مدیریت ریزشبکه‌های هوشمند ایجاد می‌کند [۳].

در حالت متصل به شبکه روش کنترل مرسوم برای اینورها، مبتنی بر استراتژی کنترل جریان است و در آن شبکه اصلی فرکانس و ولتاژ را در نقطه اتصال مشترک تحمیل کرده و اینورتر توان حقیقی و راکتیو مبادله شده با شبکه را کنترل می‌کند. در حالت عملکرد جزیره‌ای چون ارتباطی بین شبکه اصلی و سیستم جزیره وجود ندارد، ولتاژ و فرکانس جزیره توسط منابع تولید پراکنده داخل آن کنترل می‌شود. برعکس در حالت متصل به شبکه، شبکه نقشی در تثبیت ولتاژ و فرکانس ریزشبکه ندارد. پس به‌منظور حفظ عملکرد خودگردان سیستم جزیره باید ولتاژ و فرکانس ریزشبکه نیز کنترل شوند، چرا که بدون کنترل ولتاژ و فرکانس و به‌دلیل نامعینی در پارامترهای بار و تغییرات آن‌ها، ولتاژ و فرکانس بار می‌تواند به‌صورت قابل ملاحظه‌ای از مقدار نامی انحراف پیدا کرده و ریزشبکه عملکرد مناسب خود را از دست بدهد.

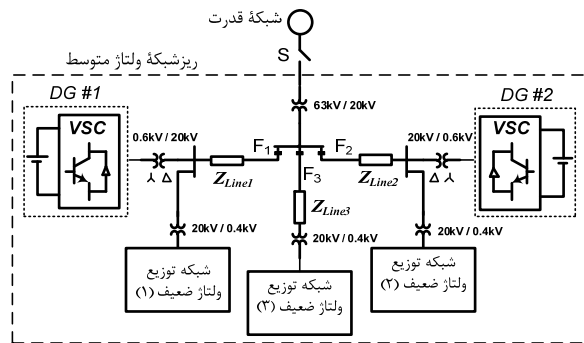
زمانی که ریزشبکه وارد حالت جزیره‌ای می‌شود، منابع تولید پراکنده می‌بایست توانایی کنترل ولتاژ و فرکانس را دارا باشند. همچنین در حالت جزیره‌ای، به‌منظور اطمینان از عدم عملکرد هر یک از منابع تولید پراکنده در شرایط فراتر از حداکثر توان خود، ریزشبکه نیازمند یک استراتژی تقسیم توان دقیق است [۴]. در یک ریزشبکه جزیره‌ای، به‌منظور جلوگیری از اضافه‌بار شدن هر منبع و عملکرد پایدار ریزشبکه، منابع تولید پراکنده می‌بایست به‌گونه‌ای کنترل شوند که تمامی بار مورد نیاز شبکه را بر اساس توان نامی خود تأمین نمایند. به‌بیان دیگر، مدیریت مناسب توان حقیقی و راکتیو خروجی، منجر به

تقسیم صحیح توان و عدم خروج ولتاژ و فرکانس شبکه از محدوده مجاز می‌گردد.

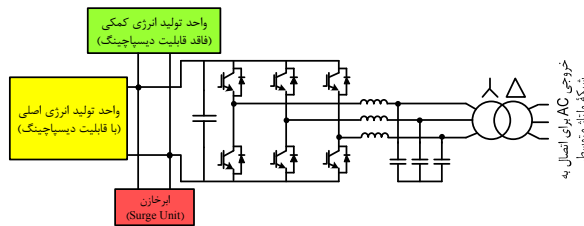
در روش‌های تقسیم توان غیرمتمرکز، نقش هر یک از واحدهای تولید پراکنده همانند سایر واحدها بوده و هیچ‌کدام از آن‌ها نقش اصلی‌تری نسبت به دیگران ندارد. در کنترل غیرمتمرکز ریزشبکه به‌دلیل نبود یک کنترل‌کننده مرکزی و یا ارتباط مخابراتی، قابلیت اطمینان بیشتری حاصل می‌شود. از طرف دیگر، کنترل غیرمتمرکز بیشترین استقلال در عملکرد را برای هر یک از منابع تولید پراکنده فراهم می‌آورد. در این روش هر یک از منابع تولید پراکنده کنترل‌کننده خود را داشته و تنها بر اساس اندازه‌گیری‌های محلی فعالیت می‌کند. در نتیجه دیگر نیازی به ارتباط مخابراتی، کنترل‌کننده مرکزی و یا یک ذخیره‌کننده مرکزی نمی‌باشد. این بدین مفهوم است که نبود هر یک از منابع یا اجزا مانع از عملکرد سیستم ریزشبکه نمی‌شود. در این حالت بدون نیاز به طراحی مجدد کنترل‌کننده، می‌توان به‌راحتی یک منبع تولید پراکنده را به سیستم اضافه یا از آن کم کرد.

علی‌رغم بی‌عیب و نقص به‌نظر رسیدن روش کنترل غیرمتمرکز در نگاه اول، مطالعات اخیر حاکی از وجود برخی مشکلات اساسی در استفاده از روش مرسوم کنترل اکتیو یا دروپ می‌باشد. این روش کنترل اساساً برای منابع متصل به خطوط انتقال با خاصیت سلفی طراحی شده است و در شبکه‌های ولتاژ پایین که دارای خاصیت مقاومتی می‌باشند، موفق به تقسیم مناسب توان (مخصوصاً توان راکتیو) با دقت مناسب نمی‌شود. دلیل این امر توزیع میان توان‌های حقیقی و راکتیو خروجی منابع تولید پراکنده در این شرایط می‌باشد. علاوه بر آن، نابرابری و عدم تقارن در امپدانس خطوط که مسئله‌ای رایج در شبکه‌های توزیع می‌باشد و همچنین امپدانس خروجی منابع تولید پراکنده، کنترل دقیق توان راکتیو در حالت متصل به شبکه را تحت تأثیر قرار داده و تقسیم توان راکتیو در حالت جزیره‌ای را نیز با مشکلاتی مواجه می‌سازد. مشکل اساسی دیگر کنترل اکتیو مرسوم، ناتوانی آن در تقسیم بارهای غیرخطی و بارهای نامتعادل می‌باشد [۵]. جهت رفع مشکلات فوق، روش‌های کنترل اکتیو بهبودیافته متفاوتی پیشنهاد شده است [۶-۸]. به‌منظور حل مشکل شبکه‌های مقاومتی، روش کنترل اکتیو معکوس با استفاده از مشخصه‌های اکتیو-ولتاژ-توان حقیقی و فرکانس-توان راکتیو پیشنهاد شده است. در مرجع [۹] روش کنترل معکوسی ارائه شده است که امکان عملکرد چندین مبدل منبع ولتاژ را به‌صورت موازی در یک ریزشبکه فراهم می‌آورد. الگوریتم پیشنهادی در هر دو حالت متصل به شبکه و جزیره‌ای به‌خوبی کار می‌کند. به‌منظور جلوگیری از تزویج توان حقیقی و راکتیو در شبکه‌های ولتاژ پایین، استراتژی‌های بیشتری نیز ارائه گردیده است. در [۱۰] یک روش جدید تبدیل دستگاه توان حقیقی و راکتیو پیشنهاد شده است. این روش با وجود عملکرد مناسب در حالت متصل به شبکه، قادر به تقسیم مستقیم توان حقیقی و راکتیو در حالت جزیره‌ای نمی‌باشد.

ترانسفورماتور افزایشنده از نوع ستاره- مثلث به بار محلی متصل می‌شوند. این واحدها همچنین از طریق امپدانس خطوط Z_{Line1} و Z_{Line2} به نقطه اتصال مشترک (PCC) وصل می‌شوند. یک بار غیرمحلی نیز از طریق خطی با امپدانس Z_{Line3} به نقطه PCC وصل می‌باشد.



شکل ۱: ریزشبه تحت مطالعه شامل دو واحد DG



شکل ۲: ساختار مبدل منبع ولتاژ (VSC) مورد استفاده برای منابع DG نشان داده شده در شکل ۱

مقدار پارامترهای ریزشبه در جدول ۱ نشان داده شده است.

جدول ۱: پارامترهای ریزشبه و اینورترهای ۱ و ۲

پارامتر	توضیحات	مقدار
S_{ac}	توان نامی	$2/5 \text{ MVA}$
f_0	فرکانس نامی	50 Hz
V_{ac}	ولتاژ ac نامی	600 V
f_{sw}	فرکانس کلیدزنی	2000 Hz
r_f	مقاومت سلف فیلتر	$1/5 \text{ m}\Omega$
L_f	اندوکتانس فیلتر	3 mH
C_f	خازن فیلتر	$220 \mu\text{F}$
V_{dc}	ولتاژ شین DC	1500 V
P_{max1}, P_{max2}	حداکثر توان حقیقی منابع	$1/5, 2/5 \text{ MW}$
Q_{max1}, Q_{max2}	حداکثر توان راکتیو منابع	$0/9, 1/5 \text{ MVAR}$
m_{DG1}, m_{DG2}	ضرایب افقی منحنی P-f	$0/556, 0/333 \text{ Hz/MW}$
n_{DG1}, n_{DG2}	ضرایب افقی منحنی Q-V	$0/041, 0/025 \text{ kV/MVAR}$
Z_{Line1}	امپدانس خط ۱	$0/7+1/57j \Omega$
Z_{Line2}	امپدانس خط ۲	$0/5+1/25j \Omega$
Z_{Line3}	امپدانس خط ۳	$0/1 \Omega$

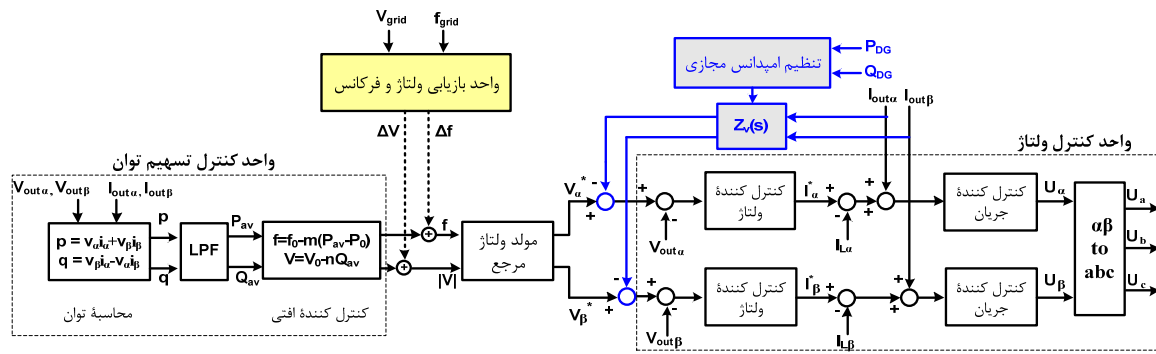
روش مرسوم کنترل افقی به دلیل وابستگی دینامیک سیستم به ضرایب کنترل کننده افقی، امپدانس خروجی منبع و فرکانس قطع فیلتر پایین گذر، دارای مشکلات ذاتی در ارتباط با پاسخ گذرای سیستم نیز می‌باشد. مقدار این پارامترها توسط فرکانس خط، بیشترین مقدار مجاز انحراف فرکانس و ولتاژ و همچنین توان خروجی نامی تعیین می‌گردد. در نتیجه، با استفاده از کنترل افقی مرسوم نمی‌توان مستقلانه کنترل زیادی بر دینامیک اینورترها داشت. در [۱۱] ابتدا یک مدل سیگنال کوچک کامل از یک ریزشبه جزیره‌ای ارائه شده است. تحلیل دینامیکی ریزشبه نشان می‌دهد که با تغییر توان درخواستی از شبکه، مدهای فرکانس پایین سیستم تقسیم توان جابه‌جا گردیده و می‌توانند منجر به ناپایداری گردند. جهت حل این مشکل در [۶]، یک مدل خطی ساده شده از سیستم به دست آمده و بر اساس آن یک استراتژی کنترل افقی اصلاح شده جهت تقسیم مطلوب توان در کنار حفظ پایداری ارائه شده است. همچنین در [۷] استفاده از حلقه امپدانس مجازی سلفی و مقاومتی برای بهبود عملکرد دقت سیستم تقسیم توان در ریزشبه‌های با امپدانس خطوط سلفی-مقاومتی ارائه شده است.

در این مقاله برای اولین بار استفاده از حلقه امپدانس مجازی نه تنها برای بهبود دقت تقسیم توان، بلکه برای بهبود عملکرد دینامیکی و اصلاح ضریب میرایی سیستم تقسیم توان مبتنی بر کنترل افقی ارائه می‌شود. کنترل کننده ارائه شده برای منابع تولید پراکنده یک کنترل سلسله مراتبی بوده و به ترتیب کاهش عرض باند کنترلی شامل حلقه کنترل جریان، حلقه کنترل ولتاژ، حلقه تقسیم توان (به همراه حلقه امپدانس مجازی ارائه شده) و حلقه بازبایی فرکانس و ولتاژ ریزشبه می‌باشد. به منظور مطالعه پایداری سیگنال کوچک ریزشبه، یک مدل سیگنال کوچک کامل شامل دینامیک‌های فرکانس پایین اینورتر ارائه می‌شود. تحلیل سیگنال کوچک سیستم نشان می‌دهد ضریب میرایی جفت قطب‌های غالب سیستم با افزایش امپدانس مجازی، بهبود می‌یابد. به این ترتیب می‌توان با انتخاب مناسب امپدانس مجازی، پایداری سیستم تقسیم توان بر پایه روش کنترل افقی را بهبود بخشید. در نهایت به منظور بررسی عملکرد استراتژی پیشنهادی، یک سیستم ریزشبه شامل دو واحد DG، دو بار محلی و یک بار غیرمحلی در محیط نرم افزار PSCAD شبیه سازی می‌شود.

۲- توصیف ریزشبه ولتاژ متوسط تحت مطالعه و منابع

تولید پراکنده آن

دیگرام تک خطی ریزشبه ولتاژ متوسط تحت مطالعه در این مقاله در شکل ۱ نمایش داده شده است. این ریزشبه شامل دو واحد DG می‌باشد و در حالت عملکرد جزیره‌ای قرار دارد. مطابق شکل ۲ هر یک از واحدهای DG دارای یک محرک اصلی و یک رابط الکترونیک قدرت از نوع مبدل منبع ولتاژ می‌باشد. هر یک از واحدهای DG از طریق یک



شکل ۳: حلقه امپدانس مجازی اضافه شده به سیستم کنترل ولتاژ به منظور بهبود پاسخ حالت گذرا و دائمی ریزشکبه

نشان می‌دهد که در ادامه هر یک از حلقه‌های کنترلی ارائه شده در این شکل مورد بررسی قرار می‌گیرند.

حلقه‌های کنترل داخلی اینورتر شامل کنترل کننده‌های ولتاژ و جریان است که وظیفه حذف اغتشاشات فرکانس بالا، تأمین میرایی مناسب برای فیلتر خروجی و کنترل ولتاژ ریزشکبه با کیفیت مناسب را بر عهده دارند [۱۳]. حلقه بیرونی تقسیم توان، وظیفه تقسیم توان حقیقی و راکتیو بارهای ریزشکبه را بین DG مورد نظر و سایر واحدهای DG به عهده دارد. حلقه کنترل اکتی (قسمت مشخصه‌های اکتی، دامنه و فرکانس مؤلفه اساسی ولتاژ خروجی اینورتر را تنظیم می‌نماید. حلقه امپدانس مجازی پیشنهاد شده (قسمت آبی‌رنگ شکل ۳) وظیفه بهبود عملکرد دینامیکی سیستم و بهبود دقت تقسیم توان در ریزشکبه را به عهده دارد. بلوک تنظیم امپدانس مجازی که به این حلقه متصل است مقدار مناسب برای اندوکتانس حلقه امپدانس مجازی را تعیین می‌کند. این امپدانس قبلاً به صورت غیربرخط توسط روش تحلیل جایگذاری قطب‌ها تعیین شده است. واحد بازیابی ولتاژ و فرکانس (قسمت زردرنگ در شکل ۳) نیز بازگرداندن فرکانس و ولتاژ ریزشکبه به مقادیر نامی آن پس از انحراف به وجود آمده توسط کنترل اکتی را انجام می‌دهد.

۳-۱- واحد کنترل ولتاژ

هدف اولیه در کنترل ولتاژ یک سیستم ریزشکبه توانایی ریزشکبه در ردیابی ولتاژ مرجع ورودی است. با توجه به مدل سازی سیستم ریزشکبه در دستگاه مختصات $\alpha\beta$ [۱۴] و سینوسی بودن سیگنال‌ها در این دستگاه، طراحی کنترل کننده می‌بایست به گونه‌ای باشد که خروجی توانایی ردیابی سیگنال‌های سینوسی با فرکانس کاری شبکه را داشته باشد. در این مقاله، به منظور حذف خطای حالت دائمی از کنترل کننده تشدید استفاده می‌شود. علاوه بر ردیابی ورودی مرجع، حذف اغتشاش‌های هارمونیک از دیگر اهداف اصلی در طراحی کنترل کننده برای سیستم ریزشکبه است. جهت حذف اغتشاشات مختلف وارده به سیستم و دستیابی به یک خروجی با THD کم، می‌بایست چندین واحد تشدید در ساختار کنترل کننده به کار رود.

همان‌طور که در شکل ۲ مشاهده می‌شود یک فیلتر LC جهت حذف هارمونیک‌های کلیدزنی در خروجی اینورتر قرار گرفته است. مقدار سلف و خازن فیلتر خروجی بر اساس پارامترهای اینورتر مانند فرکانس کلیدزنی، جریان نامی خروجی، حداکثر ریپل مجاز ولتاژ خروجی، حداکثر ضریب مدولاسیون و همچنین فرکانس قطع فیلتر تعیین می‌شود.

وظیفه اصلی سیستم ترکیبی نشان داده شده در شکل ۲ فراهم کردن یک شین DC با ولتاژ ثابت برای اینورتر است. در این سیستم، واحد تولید انرژی اصلی اگرچه قابلیت دیسپاچینگ دارد و می‌تواند توان مورد نیاز بارهای ریزشکبه را فراهم کند، اما به علت دینامیک کند آن نیاز به استفاده از سیستم ابرخازن به عنوان Surge Unit، جهت بهبود پاسخ‌های گذرای سیستم است. واحد تولید انرژی کمکی نیز می‌تواند بخشی از توان ریزشکبه را در برخی از ساعات روز تأمین کند. هر کدام از واحدهای تولید انرژی با یک یا چند مبدل dc-dc تمام پل ایزوله به باس dc متصل می‌شوند و یک باس dc ثابت را برای اینورتر فراهم می‌کنند [۱۲].

در این مقاله تمرکز اصلی بر روی مطالعه و بهبود رفتار دینامیکی ریزشکبه در سمت AC می‌باشد و از دینامیک سمت DC صرف نظر شده است. توجه به این نکته حائز اهمیت است که اگرچه در اینورترهای مورد بررسی، سمت DC به صورت ایده‌آل مدل شده است، اما دینامیک آن تأثیر محسوسی روی مدهای نوسانی فرکانس پایین ریزشکبه که بحث اصلی این مقاله می‌باشد نخواهد داشت. هر چند در نظر گرفتن دینامیک سمت DC بخصوص در شرایطی که بار نامتعادل در ریزشکبه وجود دارد روی خروجی‌های اینورتر تأثیرگذار است.

۳- توصیف روش پیشنهادی

کنترل سلسله مراتبی ارائه شده در این مقاله شامل ۴ حلقه کنترل جریان، کنترل ولتاژ، کنترل تقسیم توان و سیستم بازیابی ولتاژ و فرکانس ریزشکبه است. البته نوآوری اصلی این مقاله در بهبود عملکرد دینامیکی سیستم تقسیم توان با استفاده از حلقه امپدانس مجازی است. شکل ۳ ساختار کلی سیستم کنترل سلسله مراتبی هر منبع را

بهره پایداری به عنوان محدودیت‌های مسئله بهینه‌سازی در نظر گرفته می‌شوند.

۳-۲- واحد کنترل تقسیم توان

در یک ریزشبهه با امیدانس خطوط عمدتاً سلفی، توان حقیقی وابسته به زاویه ولتاژ خروجی اینورتر بوده و توان راکتیو نیز وابسته به دامنه ولتاژ خروجی اینورتر می‌باشد. بدین ترتیب، اکثر روش‌های مبتنی بر کنترل افتی متعارف از معادلات (۳) و (۴) جهت تقسیم توان میان منابع بهره می‌برند [۱۶].

$$\omega_0 = \omega_n - m_p P \quad (3)$$

$$V_0^* = V_n - n_q Q \quad (4)$$

در این روابط ω و V_0^* به ترتیب فرکانس زاویه‌ای و ولتاژ مرجع تعیین شده توسط کنترل کننده افتی می‌باشند و ω_n و V_n به ترتیب فرکانس زاویه‌ای و ولتاژ نامی خروجی می‌باشد. ضرایب m_p و n_q نیز ضرایب افتی فرکانس و ولتاژ می‌باشند که با توجه به محدوده مجاز تغییرات فرکانس و دامنه ولتاژ محاسبه می‌گردند [۱۷].

با افزایش ضرایب کنترل افتی می‌توان به تقسیم مناسب توان میان منابع دست یافت. با این وجود، این عمل منجر به انحراف ولتاژ و فرکانس گردیده [۱۷] و جز در مواردی که این انحراف به ترتیب کمتر از ۵ درصد و ۲ درصد باشد، در عملکرد سیستم ایجاد مشکل می‌نماید. محدود شدن ضرایب کنترل کننده افتی می‌تواند منجر به محدودیت‌های اساسی در پاسخ گذرای سیستم، دقت تقسیم توان و پایداری سیستم گردد [۱۶]. از طرف دیگر جهت دستیابی به کیفیت توان بالا و ایجاد اختلاف زمانی کافی میان پاسخ حلقه‌های کنترل توان و جریان، نیاز به محاسبه متوسط توان حقیقی و راکتیو لحظه‌ای می‌باشد. بدین منظور همان گونه که در شکل ۳ نشان داده شده است، مؤلفه‌های توان لحظه‌ای از یک فیلتر پایین‌گذر عبور داده می‌شوند. انتخاب فرکانس قطع فیلتر پایین‌گذر از طریق مصالحه‌ای میان پهنای باند حلقه کنترل توان و اختلاف زمانی میان پاسخ کنترل کننده‌ها تعیین می‌گردد. در نتیجه، فیلتر و ضرایب کنترل افتی تا حد زیادی تعیین کننده دینامیک و پایداری اینورترهای موازی هستند [۱۷]. عدم میرایی مناسب و نوسانی بودن مدهای سیستم اینورتر منجر به ناپایداری و ایجاد جریان گردشی زیاد گردیده و می‌تواند باعث اضافه‌بار و صدمه به واحدهای DG گردد.

پایداری سیگنال کوچک نقش مهمی در تعیین عملکرد دینامیکی یک ریزشبهه دارد. به منظور مطالعه پایداری سیگنال کوچک ریزشبهه، در [۱۱] یک مدل سیگنال کوچک کامل شامل دینامیک‌های فرکانس پایین اینورتر، دینامیک‌های فرکانس بالا، دینامیک‌های شبکه و دینامیک‌های بار ارائه شده است. آنالیزهای حساسیت انجام شده در [۱۱] نشان می‌دهد که مدهای فرکانس بالای ریزشبهه نسبت به متغیرهای حالت فیلتر LC خروجی و جریان خط انتقال حساس هستند. از طرف دیگر، مدهای فرکانس متوسط حساس به متغیرهای حالت حلقه‌های کنترل ولتاژ و جریان بوده و مدهای غالب فرکانس

با توجه به قطری بودن تابع تبدیل سیستم ریزشبهه در حوزه $\alpha\beta$ به جای طراحی یک کنترل کننده دو ورودی-دو خروجی، می‌توان به طراحی دو کنترل کننده تک‌ورودی - تک‌خروجی مستقل پرداخت [۱۴]. ساختار کنترلی مورد نظر، در شکل ۳ نشان داده شده است. در این ساختار جهت افزایش پایداری داخلی، کیفیت توان و جلوگیری از اضافه‌بار شدن سیستم، یک حلقه داخلی کنترل جریان به کار رفته است. این کنترل کننده به صورت تناسبی در نظر گرفته شده و بهره آن به گونه‌ای انتخاب گردیده است تا ضریب میرایی قطب‌های غالب حلقه داخلی در حدود ۰/۶ تنظیم گردد. در این حالت بهره کنترل کننده حدود ۰/۹ به دست آمده است.

در این ساختار از اندازه‌گیری جریان بار و پیش‌خور آن، جهت حذف اثر نامطلوب دینامیک‌های بار استفاده شده است. تابع تبدیل کنترل کننده ولتاژ پیشنهادی در شکل ۳ به صورت زیر در نظر گرفته شده است:

$$K(s) = H(s) [H_1(s) + H_5(s) + H_7(s) + H_{11}(s) + H_{13}(s)] \quad (1)$$

توابع $H(s)$ ، $H_1(s)$ ، $H_5(s)$ ، $H_7(s)$ ، $H_{11}(s)$ و $H_{13}(s)$ عبارتند از:

$$\begin{aligned} H(s) &= k_1 \frac{s + k_2}{s + k_3} \\ H_1(s) &= k_4 \frac{s^2 + k_5 s + k_6}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \\ H_5(s) &= k_7 \frac{s^2 + k_8 s + k_9}{s^2 + 5\omega_c s + (5\omega_0)^2} \\ H_7(s) &= k_{10} \frac{s^2 + k_{11} s + k_{12}}{s^2 + 7\omega_c s + (7\omega_0)^2} \\ H_{11}(s) &= k_{13} \frac{s^2 + k_{14} s + k_{15}}{s^2 + 11\omega_c s + (11\omega_0)^2} \\ H_{13}(s) &= k_{16} \frac{s^2 + k_{17} s + k_{18}}{s^2 + 13\omega_c s + (13\omega_0)^2} \end{aligned} \quad (2)$$

ضرایب k_i پارامترهای مجهول کنترل کننده تشدیددی بوده که می‌بایست تعیین گردند. ω_c و ω_0 به ترتیب نشان دهنده فرکانس زاویه‌ای مؤلفه اصلی ولتاژ ریزشبهه و فرکانس قطع کنترل کننده تشدیددی می‌باشند. همان‌طور که مشاهده می‌شود، به منظور حذف مؤثر اغتشاشات مختلف، در فرکانس‌های هارمونیک مورد نظر یک جبران‌ساز قرار داده شده است. همچنین، هدف از استفاده $H(s)$ که یک جبران‌ساز پیش‌فاز می‌باشد، تنظیم پهنای باند و اندازه فاز سیستم است. محدوده مجاز این پهنای باند بستگی به فرکانس کلیدزنی مورد استفاده در مبدل منبع ولتاژ (VSC) دارد. با استفاده از پارامترهای جبران‌ساز $H(s)$ این پهنای باند در حدود ۰/۱ فرکانس کلیدزنی قرار داده می‌شود تا اختلالی در عملکرد سیستم رخ ندهد.

ضرایب مجهول k_i در (۲) با استفاده از الگوریتم بهینه‌سازی PSO ارائه شده در [۱۵] به دست می‌آید. در این الگوریتم تابع هدف بهینه‌سازی بر اساس ردیابی سیگنال مرجع و حذف اغتشاشات تعریف می‌شود. همچنین در این بهینه‌سازی پهنای باند، اندازه فاز و اندازه

$$\begin{pmatrix} \Delta P(s) \\ \Delta Q(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{s}G_\delta & G_V \\ \frac{1}{s}H_\delta & H_V \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta\omega_0 - \Delta\omega_s \\ \Delta V_0 \end{pmatrix} \quad (15)$$

همان‌طور که قبلاً نیز اشاره گردید، جهت تفکیک مناسب پاسخ زمانی میان حلقه‌های کنترلی و دستیابی به کیفیت توان مطلوب‌تر، یک فیلتر پایین‌گذر در حلقه کنترل توان به‌کار می‌رود. با در نظر گرفتن اثر این فیلتر، میانگین توان‌های حقیقی و راکتیو عبارتند از:

$$\begin{pmatrix} \Delta P_{av}(s) \\ \Delta Q_{av}(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\omega_{cl}}{s + \omega_{cl}} & 0 \\ 0 & \frac{\omega_{cl}}{s + \omega_{cl}} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \frac{1}{s}G_\delta & G_V \\ \frac{1}{s}H_\delta & H_V \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \Delta\omega_0 - \Delta\omega_s \\ \Delta V_0 \end{pmatrix} \quad (16)$$

که در این رابطه ω_{cl} فرکانس قطع فیلتر پایین‌گذر می‌باشد. از طریق خطی‌سازی معادلات (۳) و (۴) معادله (۱۷) به‌صورت زیر برای کنترل‌کننده توان به‌دست می‌آید:

$$\begin{pmatrix} \Delta\omega_0 - \Delta\omega_s \\ \Delta V_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -m_p & 0 \\ 0 & -n_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta P_{av}(s) \\ \Delta Q_{av}(s) \end{pmatrix} \quad (17)$$

با ترکیب معادلات (۱۶) و (۱۷) می‌توان نوشت:

$$A_p \begin{pmatrix} \Delta\omega_0 - \Delta\omega_s \\ \Delta V_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (18)$$

$$A_p = \begin{pmatrix} \frac{s^2 + \omega_{cl}s + \omega_{cl}m_p G_\delta}{s(s + \omega_{cl})} & \frac{\omega_{cl}m_p G_V}{s + \omega_{cl}} \\ \frac{\omega_{cl}n_q H_\delta}{s(s + \omega_{cl})} & \frac{s^2 + \omega_{cl}s + \omega_{cl}n_q G_V}{s + \omega_{cl}} \end{pmatrix}$$

در نتیجه، معادله مشخصه این سیستم به‌صورت زیر حاصل می‌شود:

$$s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0 = 0 \quad (19)$$

که در آن،

$$a_2 = 2\omega_{cl} + \omega_{cl}n_q H_V \quad (20)$$

$$a_1 = \omega_{cl}^2 + H_V \omega_{cl}^2 n_q + G_\delta \omega_{cl} m_p \quad (21)$$

$$a_0 = \omega_{cl}^2 m_p n_q G_\delta H_V + m_p G_\delta - m_p n_q G_\delta H_V \quad (22)$$

ریشه‌های معادله فوق، عملکرد دینامیکی اینورتر را مشخص می‌نمایند. تحلیل مقادیر ویژه مدل سیگنال کوچک کامل سیستم مبتنی بر استفاده از کنترل‌کننده‌های افتی مرسوم نشان می‌دهد که به‌دلیل میرایی ضعیف مدهای فرکانس پایین مکانیسم تقسیم توان، امکان ناپایدار شدن سیستم ریزشبه‌وجود دارد. بدین ترتیب در این مقاله تلاش می‌شود تا با ارائه الگوریتمی مناسب، میرایی مدهای فرکانس پایین سیستم را افزایش داده و علاوه بر دستیابی به کارایی مطلوب، پاسخ‌گذاری سیستم نیز بهبود یابد.

از طرف دیگر با توجه به معادلات (۱۹) تا (۲۲) می‌توان دید که دینامیک سیستم مبتنی بر روش مرسوم کنترل افتی، به ضرایب کنترل‌کننده افتی، امپدانس خروجی منبع و فرکانس قطع فیلتر پایین‌گذر وابستگی زیادی دارد. در نتیجه، با استفاده از کنترل افتی مرسوم نمی‌توان مستقلاً کنترل زیادی بر دینامیک اینورترها داشت.

پایین سیستم به‌شدت نسبت به متغیرهای حالت حلقه کنترل تقسیم توان حساس می‌باشند. با توجه به عدم تأثیر فیلتر خروجی و کنترل‌کننده‌های ولتاژ و جریان بر مدهای فرکانس پایین، جهت بررسی این مدها کافی است مدل سیگنال کوچک ساده‌شده‌ای از سیستم ریزشبه‌شامل مدهای کنترل‌کننده تقسیم توان به‌دست آید.

۳-۳- مدل سیگنال کوچک ساده‌شده مبدل منبع ولتاژ

ابتدا یک مبدل منبع ولتاژ متصل به یک ریزشبه‌جزیره‌ای در نظر گرفته می‌شود. تقسیم توان حقیقی و راکتیو میان اینورترهای موازی از طریق توابع کنترل افتی مرسوم صورت می‌گیرد. مشخصه‌های کنترل افتی از طریق روابط (۳) و (۴)، فرکانس اساسی را به توان حقیقی و دامنه ولتاژ خروجی را به توان راکتیو مربوط می‌سازند. به‌منظور مطالعه عملکرد دینامیکی اینورتر، از تغییرات دامنه و فرکانس ولتاژ در نقطه اتصال مشترک (PCC) صرف‌نظر می‌گردد. توان حقیقی و راکتیو خروجی اینورتر از روابط زیر به‌دست می‌آیند:

$$P = \frac{R}{R^2 + X^2} (V_s V_0 \cos \delta - V_0^2) + \frac{X}{R^2 + X^2} (V_s V_0 \sin \delta) \quad (5)$$

$$Q = \frac{X}{R^2 + X^2} (V_s V_0 \cos \delta - V_0^2) - \frac{R}{R^2 + X^2} (V_s V_0 \sin \delta) \quad (6)$$

که در این روابط X قسمت سلفی و R قسمت مقاومتی امپدانس خروجی اینورتر می‌باشند. V_0 و V_s به‌ترتیب ولتاژ اینورتر و ولتاژ نقطه اتصال مشترک (PCC) می‌باشند و δ اختلاف فاز بین این دو ولتاژ می‌باشد. مدل سیگنال کوچک روابط (۵) و (۶) حول نقطه کار (δ_s^0, δ_0^0) عبارت است از:

$$\Delta P = G_\delta \Delta \delta + G_V \Delta V \quad (7)$$

$$\Delta Q = H_\delta \Delta V + H_V \Delta V \quad (8)$$

که در این روابط ΔV و $\Delta \delta$ به‌ترتیب تغییرات ولتاژ و زاویه می‌باشند و همچنین می‌توان گفت:

$$G_\delta = \frac{R}{R^2 + X^2} (V_s^0 V_0^0 \sin \delta^0) + \frac{X}{R^2 + X^2} (V_s^0 V_0^0 \cos \delta^0) \quad (9)$$

$$G_V = \frac{R}{R^2 + X^2} (2V_s^0 - V_s^0 \cos \delta^0) + \frac{X}{R^2 + X^2} (V_0^0 \sin \delta^0) \quad (10)$$

$$H_\delta = \frac{X}{R^2 + X^2} (V_s^0 V_0^0 \sin \delta^0) + \frac{R}{R^2 + X^2} (V_s^0 V_0^0 \cos \delta^0) \quad (11)$$

$$H_V = \frac{X}{R^2 + X^2} (2V_s^0 - V_s^0 \cos \delta^0) + \frac{R}{R^2 + X^2} (V_0^0 \sin \delta^0) \quad (12)$$

معادله زیر ارتباط میان زاویه توان و فرکانس زاویه‌ای ولتاژ را نشان می‌دهد.

$$\delta_0 - \delta_s = \int (\omega_0 - \omega_s) dt \quad (13)$$

در این معادله، ω_0 و ω_s به‌ترتیب فرکانس زاویه‌ای اینورتر و PCC بوده و این معادله در حوزه لاپلاس به‌صورت زیر قابل بیان است:

$$\Delta \delta = \frac{1}{s} (\Delta \omega_0 - \Delta \omega_s) \quad (14)$$

با ترکیب معادلات (۷)، (۸) و (۱۴) داریم:

۳-۴- حلقه امپدانس مجازی و بهبود دینامیک سیستم

در این مقاله با اضافه کردن حلقه امپدانس مجازی به سیستم کنترل ولتاژ کارایی روش کنترل اکتیو در حالت گذرا و دائمی بهبود می‌یابد. شکل ۳ ساختار پیشنهادی سیستم کنترل کننده اینورتر به همراه حلقه امپدانس مجازی را نشان می‌دهد. جریان خروجی اینورتر در امپدانس نسبتاً کوچکی ($Z_V(s)$) ضرب شده و حاصل آن از سیگنال‌های مرجع کاسته می‌شود. $Z_V(s)$ می‌تواند به صورت سلفی، مقاومتی و یا ترکیبی از آن‌ها انتخاب شود.

با توجه به شکل ۳ و مدل اینورتر، ولتاژ خروجی اینورتر در حوزه $\alpha\beta$ را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$V_{\alpha,\beta}(s) = G(s) [V_{\alpha,\beta}^*(s) - Z_V(s)I_{\alpha,\beta}(s) - Z_{out_0}(s)I_{\alpha,\beta}(s)] \quad (23)$$

که در این رابطه $V_{\alpha,\beta}^*(s)$ سیگنال مرجع واحد کنترل ولتاژ و $I_{\alpha,\beta}(s)$ جریان خروجی اینورتر در حوزه $\alpha\beta$ می‌باشد. $G(s)$ و $Z_{out_0}(s)$ به ترتیب تابع تبدیل حلقه بسته سیستم و امپدانس خروجی اینورتر می‌باشند و به صورت زیر قابل محاسبه هستند:

$$G(s) = \frac{K(s)K_c K_{pwm}}{L_f C_f s^2 + (r_f + K_c K_{pwm})C_f s + K(s)K_c K_{pwm}} \quad (24)$$

$$Z_{out_0}(s) = \frac{r_f + L_{fs}}{L_f C_f s^2 + (r_f + K_c K_{pwm})C_f s + K(s)K_c K_{pwm}} \quad (25)$$

$K(s)$ کنترل کننده ولتاژ (رابطه (۱)) و K_c بهره کنترل کننده جریان نشان داده شده در شکل ۳ می‌باشد. سایر پارامترهای این روابط در جدول ۱ معرفی شده‌اند. با توجه به رابطه (۲۳) امپدانس خروجی اینورتر با در نظر گرفتن حلقه امپدانس مجازی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$Z_{out}(s) = Z_{out_0}(s) + G(s)Z_V(s) \quad (26)$$

شکل ۵ امپدانس خروجی اینورتر در حوزه فرکانس را برای سه حالت زیر نشان می‌دهد:

(۱) بدون حلقه امپدانس مجازی

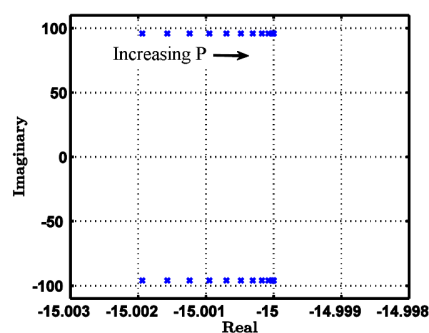
(۲) با حلقه امپدانس مجازی سلفی

(۳) با حلقه امپدانس مجازی مقاومتی

امپدانس مجازی برای حالت سلفی و مقاومتی برابر با ۰/۱ پرینیت در نظر گرفته شده است. همان‌گونه که در شکل ۵ مشخص شده است، امپدانس خروجی سیستم در حالت بدون استفاده از حلقه امپدانس مجازی، مقاومتی-سلفی بوده و مقدار آن بسیار کوچک است. در حالت استفاده از امپدانس مجازی مقاومتی، فاز امپدانس خروجی نزدیک صفر و در حالت استفاده از امپدانس مجازی سلفی فاز امپدانس خروجی نزدیک ۹۰ درجه می‌باشد.

با استفاده از روش تحلیل سیگنال کوچک ارائه شده در بخش قبل می‌توان پایداری سیستم را با تغییرات امپدانس خروجی اینورتر که در حقیقت با تغییر بهره حلقه امپدانس مجازی انجام می‌شود، مورد بررسی قرار داد. در شکل ۶ مقادیر ویژه سیستم تقسیم توان اینورتر با

در مرجع [۸] دیده می‌شود که به منظور افزایش خاصیت سلفی اینورتر یک امپدانس سلفی بزرگ در خروجی آن اضافه شده است. این عمل باعث حساسیت زیاد مدهای فرکانس پایین به تغییرات نقطه کار سیستم می‌شود. این امر باعث تغییر قابل ملاحظه‌ای در مکان مدهای فرکانس پایین سیستم کنترل توان شده و می‌تواند منجر به ناپایداری شود. در اینورتر طراحی شده در این مقاله، سیستم کنترل ولتاژ به گونه‌ای است که امپدانس خروجی در فرکانس نامی بسیار کوچک می‌باشد (حدود ۰/۰۰۵ پرینیت). در این حالت حساسیت مدهای فرکانس پایین نسبت به تغییرات نقطه کار کمتر است. شکل ۴ نشان دهنده حرکت مدهای فرکانس پایین سیستم با تغییر توان حقیقی اینورتر از صفر تا ۱۰۰ درصد توان نامی می‌باشد.



شکل ۴: جابجایی مدهای فرکانس پایین با افزایش توان حقیقی از صفر تا یک پرینیت

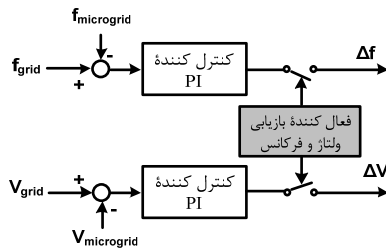
تغییر نقطه کار اینورتر می‌تواند منجر به تغییر ضریب میرایی در نقطه کار جدید شود. همان‌طور که مشاهده می‌شود، تغییر توان حقیقی از صفر تا یک پرینیت تغییر زیادی در مکان مدهای فرکانس پایین ایجاد نمی‌کند. با این حال، در این شرایط میرایی سیستم حدود ۰/۱ بوده که بسیار کم است. در نتیجه به دست آوردن ضرایب مناسب حلقه امپدانس مجازی به گونه‌ای که بتوان میرایی مطلوبی به دست آورد، کفایت می‌کند. بدین منظور با استفاده از روش قرار دادن قطب‌ها (Pole-Placement) ضرایب حلقه امپدانس مجازی به گونه‌ای تعیین می‌شوند تا ضریب میرایی مناسب برای سیستم حاصل گردد.

با این حال در برخی ساختارهای اینورتر ممکن است تأثیر تغییر نقطه کار محسوس‌تر باشد (مانند اینورتر استفاده شده در [۶]). در این‌گونه موارد لازم است بلوک «تنظیم امپدانس مجازی» در شکل ۳ متناسب با توان منبع تولید پراکنده (یعنی نقطه کار اینورتر) مقدار اندوکتانس حلقه امپدانس مجازی را به صورت تطبیقی تغییر دهد. همان‌گونه که گفته شد در اینورتر تحت مطالعه در این مقاله چون تغییر نقطه کار چندان ضریب میرایی را تغییر نمی‌دهد مقدار امپدانس حلقه مجازی که با روش جایگذاری قطب‌ها به دست آمده است، ثابت در نظر گرفته می‌شود.

دلیل لازم است یک واحد سنکرونیزاسیون در محل اتصال ریزشبهه به شبکه اصلی وجود داشته باشد (در محل پست 63kV/20kV). این واحد هنگام وصل ریزشبهه جزیره شده به شبکه اصلی شروع به کار کرده و سیگنال‌های سنکرونیزاسیون را برای منابع ارسال می‌کند. ارسال این سیگنال‌ها توسط واسط‌های مخابراتی با ظرفیت پایین انجام می‌شود.

شکل ۳ (قسمت نقطه‌چین) نحوه جمع‌آوری واحد بازیابی در سیستم کنترل هر منبع را نشان می‌دهد. سیگنال‌های Δf و ΔE که به ترتیب برای بازیابی فرکانس و ولتاژ از واحد سنکرون ساز ارسال شده‌اند با مقادیر خروجی کنترل‌کننده اکتیو جمع شده و به سیستم کنترل ولتاژ اعمال می‌شوند. سیگنال‌های Δf و ΔE در حالت عادی صفر می‌باشند و فقط در پروسه بازیابی دارای مقادیر غیرصفر می‌شوند.

واحد بازیابی فرکانس خود شامل دو عدد کنترل‌کننده PI می‌باشد. همان‌گونه که در شکل ۷ نشان داده شده است مقدار سیگنال مرجع این کنترل‌کننده‌ها دامنه ولتاژ و فرکانس شبکه اصلی می‌باشند. پهنای باند این کنترل‌کننده‌ها بسیار کوچک بوده و سرعت آن از تمامی کنترل‌کننده‌های محلی منابع کمتر است. بسته به میزان انحراف ولتاژ و فرکانس ریزشبهه، حدود ۲ الی ۸ ثانیه زمان برای بازیابی ریزشبهه مورد نیاز است.



شکل ۷: سیستم کنترل بازیابی فرکانس و ولتاژ ریزشبهه

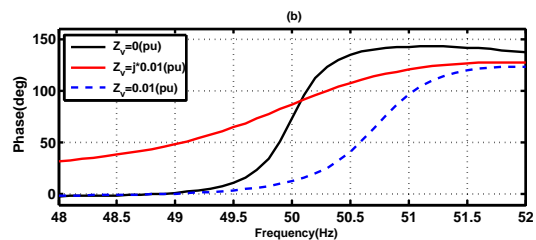
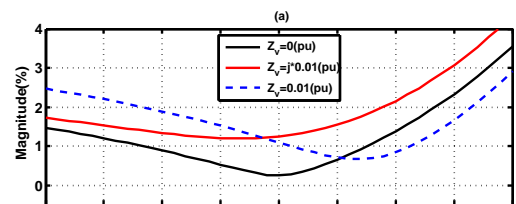
سیستم‌های کنترل بار فرکانسی از دیگر مواردی است که به‌عنوان یک راهکار جهت مدیریت توان ریزشبهه جزیره شده در این مقاله پیشنهاد می‌شود. این سیستم‌ها برای بارهای غیرحساس نصب می‌شوند و در صورت کمبود توان ریزشبهه، بارها را با اولویت‌بندی از قبل تعریف‌شده از مدار خارج می‌کنند. مبنای تصمیم‌گیری برای قطع و وصل بارها فرکانس ریزشبهه می‌باشد.

۴- نتایج حاصل از شبیه‌سازی

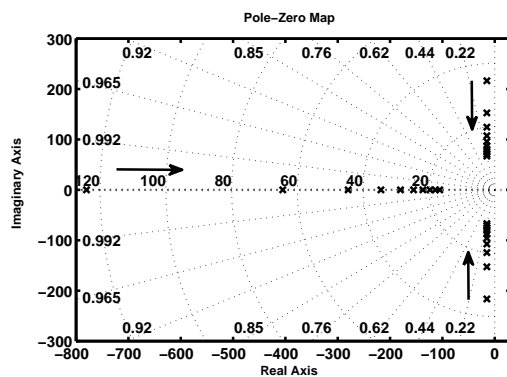
در این بخش، عملکرد روش پیشنهادی در ریزشبهه نشان داده شده در شکل ۱ مورد بررسی قرار می‌گیرد. سیستم کنترل ولتاژ هر یک از اینورترها با توجه به پارامترهای هر یک از آن‌ها طراحی شده است. پارامترهای سیستم ریزشبهه در جدول ۱ نشان داده شده است. شبیه‌سازی‌ها برای سه حالت زیر انجام می‌شود:

- (۱) بدون استفاده از حلقه امیدانس مجازی
- (۲) با استفاده از حلقه امیدانس مجازی مقاومتی
- (۳) با استفاده از حلقه امیدانس مجازی سلفی

تغییر امیدانس مجازی سلفی از مقدار ۰ تا ۰/۰۱ پریونیت نشان داده شده است. همان‌گونه که دیده می‌شود ضریب میرایی جفت قطب‌های غالب سیستم با افزایش امیدانس مجازی، افزایش می‌یابد (میزان ضریب میرایی به‌صورت خطوط قطری در این شکل نشان داده شده است). همان‌گونه که در شکل ۶ مشاهده می‌شود میزان ضریب میرایی از حدود ۰/۲ برای حالت بدون امیدانس مجازی به حدود ۰/۴۵ برای اندوکتانس با مقدار ۰/۰۱ پریونیت رسیده است که مقدار مناسبی می‌باشد. ایده اصلی این مقاله استفاده از امیدانس مجازی جهت بهبود عملکرد دینامیکی ریزشبهه در کنار بهبود دقت سیستم تقسیم توان می‌باشد. به این ترتیب می‌توان با انتخاب مناسب امیدانس مجازی، پایداری سیستم تقسیم توان بر پایه روش کنترل اکتیو را بهبود بخشید.



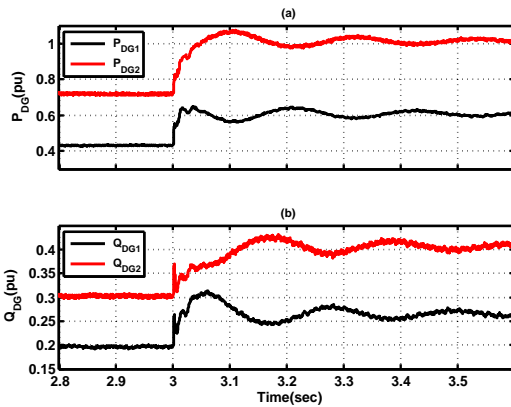
شکل ۵: امیدانس خروجی اینورتر قبل و بعد از استفاده از امیدانس مجازی



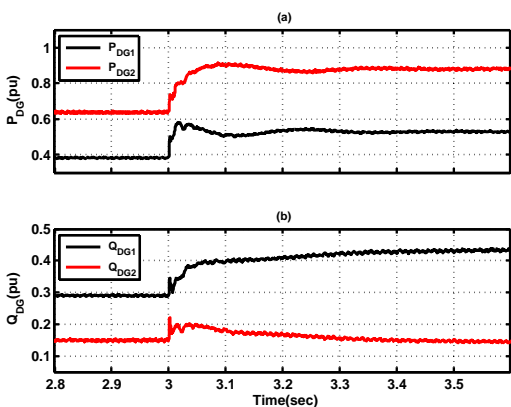
شکل ۶: نمایش مکان هندسی مقادیر ویژه سیستم با تغییر امیدانس مجازی از ۰ تا ۰/۰۱ پریونیت

۳-۵ بازیابی ولتاژ و فرکانس ریزشبهه جزیره‌شده

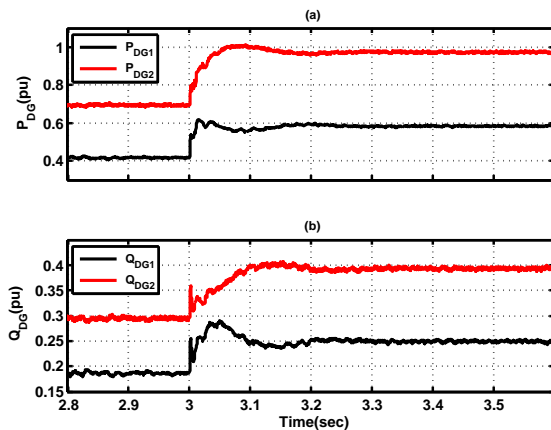
یکی از مهم‌ترین معایب روش کنترل اکتیو انحراف ولتاژ و فرکانس از مقادیر نامی خود می‌باشد. اگرچه این انحراف در محدوده استاندارد شبکه است اما جهت وصل مجدد ریزشبهه به شبکه اصلی لازم است ولتاژ و فرکانس ریزشبهه بازیابی شوند. امکان بازیابی فرکانس و ولتاژ ریزشبهه به‌صورت غیرمتمرکز توسط منابع وجود ندارد و به همین



شکل ۹: پاسخ دینامیکی منابع DG بدون استفاده از حلقه امیدانس مجازی؛ (a) توان حقیقی و (b) توان راکتیو منابع



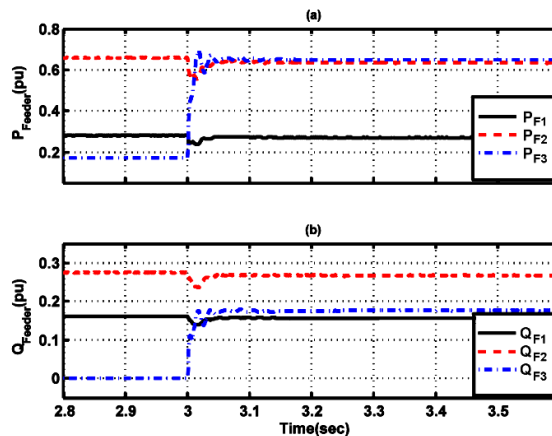
شکل ۱۰: پاسخ دینامیکی منابع DG با استفاده از امیدانس مجازی مقاومتی با مقدار ۰/۰۱ پریونیت؛ (a) توان حقیقی و (b) توان راکتیو منابع



شکل ۱۱: پاسخ دینامیکی منابع تولید پراکنده با استفاده از امیدانس مجازی سلفی با مقدار ۰/۰۱ پریونیت؛ (a) توان حقیقی و (b) توان راکتیو منابع

برای بررسی دقیق‌تر میزان بهبود تقسیم توان بین منابع می‌توان از شکل ۱۲ بهره گرفت. در قسمت (a) از شکل ۱۲ نسبت توان راکتیو دو منبع برای دو حالت از امیدانس خطوط (عمدتاً مقاومتی و عمدتاً سلفی) در صورت عدم استفاده از حلقه امیدانس مجازی نشان داده

امپدانس مجازی برای حالت سلفی و مقاومتی برابر با ۰/۰۱ پریونیت در نظر گرفته شده است. در لحظه $t=3s$ یک بار سه‌فاز مقاومتی-سلفی با توان ۱۳۰۰ کیلوولت آمپر و ضریب توان ۰/۹۱ در فیدر F3 از ریزش شبکه شکل ۱ وارد می‌شود. توان لحظه‌ای حقیقی و راکتیو بارهای متصل به فیدرهای ریزش شبکه مطابق شکل ۸ می‌باشد.



شکل ۸: توان حقیقی و راکتیو بارهای متصل به انتهای فیدرها قبل و بعد از اضافه شدن بار مقاومتی-سلفی به بار مربوط به فیدر F3

همان‌گونه که در شکل ۹ مشخص است پس از تغییر بار، توان حقیقی و راکتیو هر دو منبع با توجه به ضرایب کنترل‌کننده افتی آن‌ها تغییر می‌کند. اگرچه سیستم در نهایت پایدار شده است اما همان‌طور که در این شکل مشخص است میزان میرایی سیستم پس از تغییر بار مناسب نیست و توان‌ها شامل نوسانات فرکانس پایین در حدود ۱۰ هرتز می‌باشند.

شکل ۱۰ پاسخ دینامیکی منابع را در حالت استفاده از حلقه امیدانس مجازی مقاومتی نشان می‌دهد. در این حالت، پس از تغییر بار، نوسانات توان منابع به سرعت میرا شده و سیستم دارای پاسخ حالت گذرای مناسبی می‌باشد، اما همان‌گونه که در شکل ۱۰ مشخص است، تقسیم توان (مخصوصاً توان راکتیو) بین منابع به درستی انجام نشده است. علت این امر آن است که در صورت استفاده از حلقه امیدانس مجازی مقاومتی، روابط کنترل‌کننده افتی که برای امیدانس خروجی سلفی اینورتر صحیح بود دیگر اعتبار ندارد و پخش توان بین منابع بخصوص برای توان راکتیو دارای خطای زیادی می‌باشد.

شکل ۱۱ توان حقیقی و راکتیو منابع را در حالت استفاده از حلقه امیدانس مجازی سلفی نشان می‌دهد. از شکل ۱۱ مشاهده می‌شود که با استفاده از امیدانس مجازی سلفی، علاوه بر این‌که پاسخ حالت گذرای سیستم بهبود یافته است، خطای حالت دائمی سیستم نیز نزدیک صفر شده و تقسیم توان بین منابع به درستی و متناسب با ضرایب مشخصه‌های افتی انجام شده است.

میرایی جفت قطب‌های غالب سیستم با افزایش امپدانس مجازی، بهبود می‌یابد. به این ترتیب می‌توان با انتخاب مناسب امپدانس مجازی، پایداری سیستم تقسیم توان بر پایه روش کنترل افقی را بهبود بخشید. در نهایت به منظور بررسی عملکرد استراتژی پیشنهادی یک سیستم ریزشبه شامل دو واحد DG، دو بار محلی و یک بار غیرمحلی در محیط نرم‌افزار PSCAD شبیه‌سازی گردید و نتایج آن بررسی شد. نتایج شبیه‌سازی عملکرد بسیار مناسب استفاده از حلقه امپدانس مجازی سلفی در بهبود پاسخ حالت دائمی و گذرای ریزشبه را با هر دو نوع امپدانس خطوط ریزشبه (عمدتاً سلفی و عمدتاً مقاومتی) تصدیق کرد.

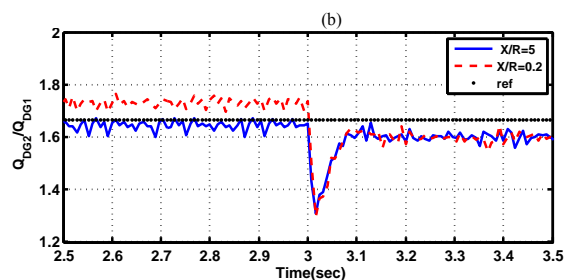
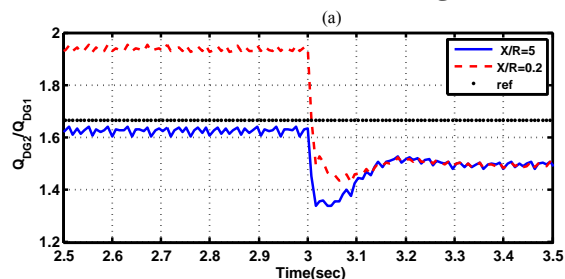
تقدیر و تشکر

این مقاله حاصل تحقیقات انجام‌شده در راستای انجام طرح پژوهشی تصویب‌شده در معاونت پژوهشی دانشگاه آزاد اسلامی مرکز نظرآباد وابسته به واحد کرج می‌باشد. از مسئولین این دانشگاه به‌خاطر حمایت‌های بی‌دریغشان کمال تشکر و قدردانی را داریم.

مراجع

- [1] H.B. Puttgen, P.R. MacGregor, and F.C. Lambert, "Distributed generation: semantic hype or the dawn of a new era?," *IEEE Power Energy Magazine*, vol. 1, no. 1, pp. 22–29, 2003.
- [2] Standard for conformance test procedures for equipment interconnecting distributed resources with electric power systems, ser. *IEEE Std. 1547.1*, 2003.
- [3] F. Katiraei, and M.R. Iravani, "Power management strategies for a microgrid with multiple distributed generation units," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 21, no. 4, pp. 1821–1831, 2006.
- [4] P. Piagi, *Microgrid Control*, Ph.D. dissertation, University of Wisconsin-Madison, 2005.
- [5] Y.W. Li, and C.N. Kao, "An accurate power control strategy for power-electronics interfaced distributed generation units operating in a low-voltage multibus microgrid," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 12, pp. 2977–2988, 2009.
- [6] Y. Mohamed, and E.E. Saadany, "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.
- [7] J. Guerrero, J. Matas, L.G. de Vicuna, M. Castilla, and J. Miret, "Decentralized control for parallel operation of distributed generation inverters using resistive output impedance," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 2, pp. 994–1004, 2007.
- [8] J.M. Guerrero, L. Garcia de Vicuña, and J. Miret, "Output impedance design of parallel-connected ups inverters with wireless load-sharing control," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 4, pp. 1126–1135, 2005.
- [9] C. Sao, and P. Lehn, "Control and power management of converter fed microgrids," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 23, no. 3, pp. 1088–1098, 2008.
- [10] K. De Brabandere, B. Bolsens, J. Van den Keybus, A. Woyte, J. Driesen, R. Belmans, and K. Leuven, "A voltage and frequency droop control method for parallel

شده است و در قسمت (b) از این شکل نیز این نسبت در صورت استفاده از امپدانس مجازی سلفی با مقدار ۰/۱۰ پروپونیت نمایش داده شده است. نسبت توان راکتیو دو منبع با توجه به ضرایب کنترل افقی آن‌ها باید ۱/۶۶ باشد. همان‌گونه که در شکل ۱۲ مشاهده می‌شود، استفاده از حلقه امپدانس مجازی سلفی در هر دو حالت امپدانس خطوط ریزشبه باعث افزایش دقت تقسیم توان راکتیو شده است. همچنین شکل ۱۲ نشان می‌دهد که افزایش قسمت مقاومتی خطوط باعث افزایش خطا در تقسیم توان راکتیو خواهد شد. با این حال این خطا در حالت استفاده از امپدانس مجازی سلفی زیر ۵ درصد بوده و قابل قبول می‌باشد.



شکل ۱۲: نسبت توان راکتیو منابع برای امپدانس خط عمدتاً مقاومتی و عمدتاً سلفی، (a) عدم استفاده از امپدانس مجازی، (b) استفاده از امپدانس مجازی سلفی با مقدار ۰/۱۰ پروپونیت

بنابراین نتایج حاصل از شبیه‌سازی نشان می‌دهد که استفاده از حلقه امپدانس مجازی سلفی، پاسخ حالت گذرای سیستم را بهبود می‌دهد و علاوه بر آن پاسخ حالت دائمی سیستم نیز دارای دقت بسیار مناسبی خواهد شد.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله به منظور بهبود عملکرد دینامیکی مکانیسم تقسیم توان در ریزشبه‌های جزیره‌ای، روش جدیدی مبتنی بر استفاده از حلقه امپدانس مجازی سلفی ارائه گردید. در این روش یک حلقه امپدانس مجازی به سیستم کنترل ولتاژ اضافه شد. استفاده از حلقه امپدانس مجازی سلفی تاکنون برای بهبود عملکرد دقت تقسیم توان در ریزشبه‌های با امپدانس خطوط سلفی-مقاومتی معمول بوده است. در این مقاله برای اولین بار استفاده از حلقه امپدانس مجازی نه تنها برای بهبود دقت تقسیم توان، بلکه برای بهبود عملکرد دینامیکی و اصلاح ضریب میرایی سیستم تقسیم توان مبتنی بر کنترل افقی ارائه شده است. تحلیل سیگنال کوچک سیستم نشان می‌دهد ضریب

- loads,” *IEEE Transaction on Power Systems*, vol. 27, no. 4, pp. 2225–2232, 2012.
- [15] K. Paridari, M. Hamzeh, S. Emamian, H. Karimi, and A. Bakhshai, “A new decentralized voltage control scheme of an autonomous microgrid under unbalanced and nonlinear load conditions,” *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 1812–1817, 2013.
- [16] A. Tuladhar, H. Jin, T. Unger, and K. Mauch, “Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections,” *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, vol. 1, pp. 94–100, 1997.
- [17] E. Coelho, P. Cortizo, and P. Garcia, “Small signal stability for single phase inverter connected to stiff ac system,” *Industry Applications Conference*, vol. 4, pp. 2180–2187, 1999.
- inverters,” *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 4, pp. 2501–2507, 2004.
- [11] N. Pogaku, M. Prodanovic, and T. Green, “Modeling, analysis and testing of autonomous operation of an inverter-based microgrid,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 613–625, 2007.
- [12] A. Ghazanfari, M. Hamzeh, H. Mokhtari, and Houshang Karimi, “Active power management of multi-hybrid fuel cell/supercapacitor power conversion system in a medium voltage microgrid,” *IEEE Transaction on Smart Grids*, vol. 3, no. 4, pp. 1903–1910, 2012.
- [13] M. Hamzeh, H. Karimi, and H. Mokhtari, “Harmonic and negative-sequence current control in an islanded multi-bus MV microgrid,” *IEEE Transactions on Smart Grids*, vol. 5, no. 1, pp. 167–176, 2014.
- [14] M. Hamzeh, H. Karimi, and H. Mokhtari, “A new control strategy in a multi-bus MV microgrid with unbalanced